



Universidade do Estado do Rio de Janeiro

Centro de Tecnologia e Ciências

Faculdade de Engenharia

Danilo José Ayres Júnior

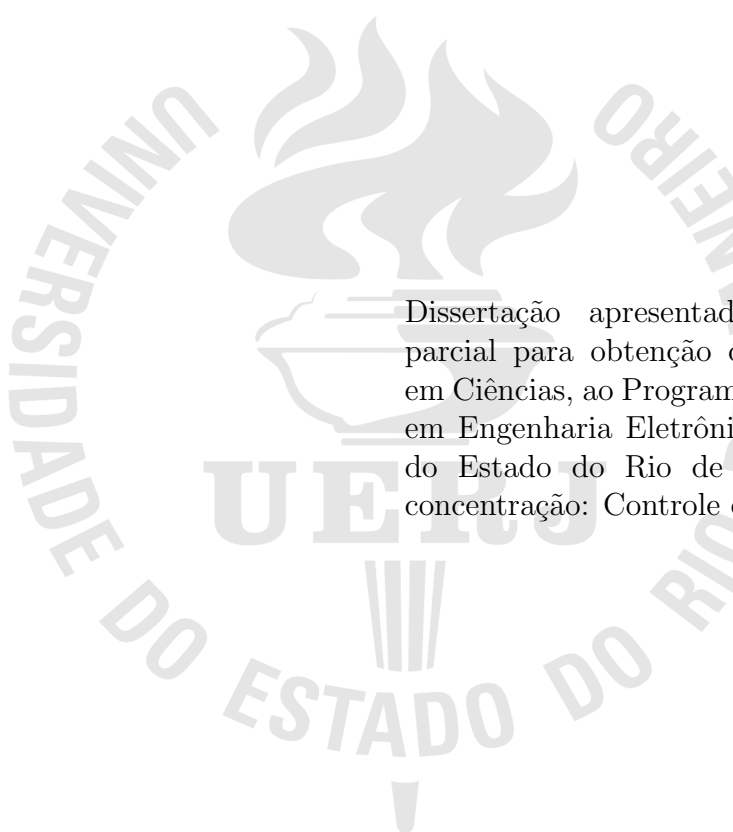
**Controladores por Busca Extremal com Modulação por Largura
de Pulso Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos**

Rio de Janeiro

2024

Danilo José Ayres Júnior

**Controladores por Busca Extremal com Modulação por Largura de Pulso
Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos**



Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Controle e Automação.

Orientadores: Prof. Dr. Luís Fernando Corrêa Monteiro
Prof. Dr. Tiago Roux de Oliveira

Rio de Janeiro

2024

CATALOGAÇÃO NA FONTE
UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC/B

A985 Ayres Júnior, Danilo José
Controladores por busca extremal com modulação por largura de pulso aplicados em sistemas fotovoltaicos / Danilo José Ayres Júnior. – 2024.
78f.

Orientadores: Luís Fernando Corrêa Monteiro, Tiago Roux de Oliveira.

Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.

1. Engenharia eletrônica - Teses. 2. Controladores programáveis - Teses. 3. Modulação de pulso (Eletrônica) - Teses. 4. Sistemas de energia fotovoltaica - Teses. I. Monteiro, Luís Fernando Corrêa. II. Oliveira, Tiago Roux. III. Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia. IV. Título.

CDU 681.5.015.8

Bibliotecária: Júlia Vieira - CRB7/6022

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta dissertação, desde que citada a fonte.

Assinatura

Data

Danilo José Ayres Júnior

**Controladores por Busca Extremal com Modulação por Largura de Pulso
Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos**

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Controle e Automação.

Aprovado em:

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luís Fernando Corrêa Monteiro (Orientador)
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica - UERJ

Prof. Dr. Tiago Roux de Oliveira (Orientador)
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica - UERJ

Prof. Dr. Cleiton Magalhães Freitas
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica - UERJ

Prof. Dr. Américo Barbosa da Cunha Jr.
Instituto de Matemática e Estatística - UERJ

Prof. Dr. Francisco Kléber de Araújo Lima
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFC

Rio de Janeiro

2024

DEDICATÓRIA

Para a minha maravilhosa esposa Mara e a minha filha Beatriz... pois a vida, persistentemente, renova-se... sempre.

AGRADECIMENTO

Agradeço, inicialmente, à minha esposa, Mara por todo o apoio e paciência durante esta trajetória, aos meus pais Danilo e Laine, minhas irmãs Daniela e Deborah, aos amigos e demais colegas de trabalho e estudo.

Agradeço ao meu orientador, Luís Fernando Correa Monteiro, pela disponibilidade, profissionalismo, enorme paciência e empenho em ter me orientado neste trabalho. Ao meu outro orientador, Tiago Roux pela atenção e disponibilidade prestada. Os dois orientadores, somado aos demais professores do curso de extensão e pós-graduação da UERJ, são exemplos para a sociedade de persistência na busca pelo desenvolvimento do conhecimento em um país que atualmente está em processo de desindustrialização e possui uma política de desinvestimento na área de ciência e tecnologia.

Agradeço a todos que lutam diariamente pelas universidades públicas de qualidade e acessíveis.

Ninguém educa ninguém, ninguém educa a si mesmo,
os homens se educam entre si, mediatizados pelo mundo.

Paulo Freire

RESUMO

AYRES JR., Danilo José. *Controladores por Busca Extremal com Modulação por largura de Pulso Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos*. 78 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletônica) - Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ), Rio de Janeiro, 2024.

Controladores por busca extremal são amplamente difundidos na literatura em função da sua simples implementação, sem a necessidade de informação prévia da direção de controle. Uma aplicação destes controladores consiste em ajustar dinamicamente os conversores MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) acoplados aos painéis solares para extração de sua máxima potência. Essencialmente, estes controladores operam com frequências de chaveamento que, idealmente, devem tender ao infinito para atenuar o efeito do atraso. No entanto, aplicações envolvendo conversores MPPT têm restrição quanto à frequência de chaveamento, mesmo com os avanços na tecnologia dos semicondutores à base de carbeto de silício. Assim, nesta dissertação foi explorada a utilização de duas técnicas de busca extremal com a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). A combinação destas técnicas de busca extremal com o PWM culminou nas contribuições da dissertação, conforme apresentado por meio de resultados de simulação de sistemas fotovoltaicos dos tipos *on-grid* e *off-grid* com os controladores propostos.

Palavras-chave: Sistemas Fotovoltaico, Busca Extremal por Perturbação Senoidal, Busca Extremal por Modos Deslizantes via Função de Comutação Periódica, Modulação por Largura de Pulso (PWM).

ABSTRACT

AYRES JR, Danilo José. *Extremum Seeking Controllers with Pulse Width Modulation Applied in Photovoltaic Systems*. 78 folhas. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) - Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ), Rio de Janeiro, 2024.

Extremum-seeking controllers are widely used in the literature because of their simple implementation without needing prior information from the control direction. One application of these controllers consists of dynamically adjusting the MPPT (Maximum PowerPoint Tracking) converters coupled to the solar panels to extract their maximum power. Essentially, these controllers operate with switching frequencies that tend to infinity to mitigate the delay effect. However, applications involving MPPT converters have restrictions on the switching frequency, even with advances in silicon carbide-based semiconductor technology. Thus, in this dissertation, the use of two extreme search techniques with pulse width modulation (PWM - Pulse Width Modulation) was explored. Combining these extreme search techniques with PWM resulted in the main contributions, as presented, through simulation results for on-grid and off-grid photovoltaic systems with the proposed controllers.

Keywords: Photovoltaic Systems, Extremum Seeking by Sinusoidal Perturbation, Extremum Seeking by Sliding Modes via Periodic Switching Function, Pulse Width Modulation (PWM).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Circuito simulado para exemplificar a geração de energia dos painéis solares	25
Figura 2	Potência de saída do painel em função da tensão nos seus terminais para diferentes valores de irradiância	25
Figura 3	Circuito equivalente escolhido para modelar a célula fotovoltaica	26
Figura 4	Esquemático simplificado de um conjunto de painéis solares conectados ao conversor <i>boost</i>	29
Figura 5	Princípio da Modulação por Largura de Pulso	30
Figura 6	Relação da tensão nos painéis em função do ciclo de trabalho	31
Figura 7	Princípio da comutação por histerese do sinal de erro $e(t)$	33
Figura 8	Diagrama de blocos do esquema de busca extremal determinística de um mapa estático baseado em perturbações periódicas	37
Figura 9	Ilustração da perturbação senoidal (YAU; WU, 2011).....	38
Figura 10	Diagrama de blocos do esquema de busca extremal por perturbações para um conversor MPPT com modulação PWM	42
Figura 11	Diagrama de blocos do esquema de busca extremal por perturbações para um conversor MPPT com modulação PWM	44
Figura 12	Implementação do algoritmo de busca extremal baseado no método de perturbação	45
Figura 13	Exemplo de curvas fotovoltaicas com 2 e 3 painéis solares, conforme indicado na Figura 12	47
Figura 14	Potência produzida pelo painel fotovoltaico	47
Figura 15	Erro da potência produzida em relação aos valores de referência correspondentes	48
Figura 16	Sinais de entrada e saída no integrador indicados na Figura 12	48
Figura 17	Tensão CC nos terminais dos painéis fotovoltaicos	49
Figura 18	Corrente do conversor CC-CC em modo de condução contínua.....	49
Figura 19	Modulação PWM: sinal de referência, $d(t)$ e forma de onda triangular, $v_{trig}(t)$	50
Figura 20	Espectro da potência p_{pv} na faixa entre 5kHz a 25kHz	50

Figura 21 Instante de convergência da potência para o seu valor máximo em função do ganho k , a partir do instante em que o controlador foi iniciado, $t = 50ms$	51
Figura 22 Esquemático simplificado do circuito utilizado para a simulação	55
Figura 23 Curvas teóricas das potências em função da tensão com 2 e 3 painéis	56
Figura 24 Princípio básico do ESC por modos deslizantes	58
Figura 25 Diagrama de Blocos do controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica	59
Figura 26 Diagrama de Blocos do SMC com a substituição função de chaveamento pelo PWM	61
Figura 27 Potência produzida pelos painéis com o controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica	64
Figura 28 Sinal interno de controle $e(t)$ obtido com controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica	64
Figura 29 Sinal interno $\sigma(t)$ com o controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica	65
Figura 30 Potência produzida pelos painéis com o conversor MPPT condicionado pelo controle extremal por modos deslizantes via modulação por largura de pulso	66
Figura 31 Formas de onda do ciclo de trabalho e da triangular utilizadas para a implementação do PWM	66
Figura 32 Corrente produzida pelo inversor, i_F , e a tensão da carga, v_L , com o conversor MPPT condicionado pelo controle extremal por modos deslizantes via modulação por largura de pulso	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	PRINCIPAIS PARÂMETROS DO CIRCUITO SIMULADO - BUSCA EXTREMAL POR PERTURBAÇÃO	46
Tabela 2	PRINCIPAIS PARÂMETROS DO CIRCUITO SIMULADO - BUSCA EXTREMAL POR CHAVEAMENTO PERIÓDICO	63

LISTA DE SIGLAS

ABS	<i>Antilock Bracking System</i>
ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CdTe	Telureto de cádmio
CIGS	Cobre-Índio-Gálio-Selênio
CIS	Seleneto de Cobre Índio
DSSC	<i>Dye-Sensitized Solar Cell</i>
ESC	<i>Extremum Seeking Control</i>
FPA	Filtro Passa-alta
GW	Gigawatts
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NOCT	<i>Normal Operating Cell Temperature</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>

SUMÁRIO

	INTRODUÇÃO	14
1	ESTADO DA ARTE	20
2	COMPOSIÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO	24
2.1	Os Painéis Fotovoltaicos	24
2.1.1	Modelo Matemático da Célula Fotovoltaica	25
2.2	Conversor MPPT	28
2.3	Algoritmo de Controle por Busca Extremal	31
3	CONTROLE POR BUSCA EXTREMAL COM PERTURBAÇÃO SENOIDAL	36
3.1	Estudo da Estabilidade	38
3.2	Estabilidade Pelo Cálculo das Componentes Médias	40
3.3	Considerações com a Modulação por Largura de Pulso (PWM)	42
3.4	Simulação e Resultados da Implementação do Algoritmo de Busca Extre- mal Baseado no Método de Perturbação	45
3.5	Sintonia do Ganho k do Controlador	51
3.6	Conclusões Parciais	52
4	ADAPTAÇÕES NO CONTROLE EXTREMAL POR MODOS DESLIZANTES VIA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA UM CONVERSOR MPPT	53
4.1	Descrição do Circuito	55
4.1.1	A Superfície de Deslizamento	57
4.2	Algoritmo de Controle	58
4.3	Resultados de Simulação	62
4.3.1	Resultados de Simulação com o Controle Extremal por Modos Deslizantes via Função de chaveamento Periódica	63
4.3.2	Resultados de Simulação com o Controle Extremal por Modos Deslizantes via Modulação por Largura de Pulso	65
4.3.3	Conclusões Parciais	67

CONCLUSÃO	69
TRABALHOS FUTUROS	70
REFERÊNCIAS	71

INTRODUÇÃO

Esta dissertação explorou duas abordagens de Controladores por Busca Extremal (*ESC - Extremum Seeking Control*), sendo uma por um sinal de perturbação senoidal e outra por modos deslizantes (*SMC - Sliding Mode Control*), para encontrar o ponto de máxima potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*) de um sistema fotovoltaico. A proposta do ESC aproveita a média e a teoria de estabilidade de Lyapunov (DRAKUNOV; ÖZGÜNER, 1992) para convergir para o máximo ponto de energia assintoticamente.

Identificação do Problema

A energia solar representa uma oportunidade fundamental para aumentar o papel das energias renováveis na rede elétrica. No entanto, os elevados custos de fabricação e instalação limitaram a viabilidade econômica da energia baseada em energia fotovoltaica (SOUSA; MORGADO, 2019). Portanto, é de vital importância maximizar a eficiência de conversão de energia dos arranjos fotovoltaicos. Este problema é particularmente difícil porque modelos fotovoltaicos de alta fidelidade requerem física detalhada de semicondutores, que são altamente dependentes das condições ambientais, como irradiação solar incidente, temperatura e efeitos de sombreamento. Para tal, é necessário a utilização de técnicas de controle que garantam, dinamicamente, a convergência para o ponto de potência máxima.

O ESC é um controle em tempo real que não necessita do prévio conhecimento do modelo (KRSTIC; WANG, 2000) e tem como finalidade identificar o extremo de uma função (ponto de máximo ou mínimo) quando aplicado em situações em que o problema possui uma ou mais não-linearidades. A não-linearidade pode ser física, estar inserida na planta, ou pode estar ainda na elaboração de um problema teórico, por meio de uma função objetivo de um problema de otimização, que esteja, de alguma forma, associada ao sistema (ZHANG; ORDÓÑEZ, 2011).

Um dos problemas encontrados ao implantar ESC em sistemas fotovoltaicos consiste nas limitações do comportamento físico do dispositivo transistor utilizado para realizar o chaveamento de controle. Nesta dissertação, particularmente, utilizou-se o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Electric Transistor*) devido às suas características como, por exemplo, rápido transitório nas mudanças de estado e baixas perdas de co-

mutação (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Em casos específicos, com os novos MOSFETs à base de Carbetto de Silício (SiC-MOSFETs), é possível a sua utilização em aplicações envolvendo potências na ordem de unidades de kW com frequências de chaveamento em torno de 50kHz.

Motivações da Dissertação

A energia solar consiste em uma fonte renovável, limpa e “inesgotável”. O impacto ambiental deve-se à utilização dos materiais semicondutores para o fabricação das placas solares. No entanto, se comparado aos outros meios de geração de energia, apresenta baixo impacto ambiental. Seu funcionamento dá-se por meio da conversão da energia solar em energia elétrica.

Uma das vantagens do uso da energia solar é o seu forte apelo ambiental, sendo atualmente uma relevante alternativa para produção energética limpa e sustentável. Porém ela ainda possui pontos negativos, por exemplo, o custo de produção que englobam componentes eletrônicos caros e painéis fotovoltaicos de baixa eficiência. No entanto, com a evolução na tecnologia dos semicondutores, há uma tendência de queda no custo dos componentes eletrônicos e um aumento do rendimento dos painéis fotovoltaicos.

A energia solar vem sendo utilizada amplamente no mundo como forma de diversificação da matriz energética. No Brasil há diversas instalações produtoras, especialmente no Nordeste brasileiro.

Embora o sol envie em uma hora mais energia do que o planeta Terra consome em um ano, essa não é a fonte de energia mais importante do planeta. A instalação de sistema fotovoltaico é onerosa, o rendimento da maior parte dos módulos comerciais é de apenas 17%. Em sua maioria, esses módulos são de silício mono ou policristalino, denominados de células de primeira geração. Há também as células de silício amorfo, que têm um rendimento de 7% e, em menor escala, estão as células CdTe, CIGS (CuInGaSe₂) e CIS (CuInSe₂), que têm um rendimento em torno de 11%. Essas são células de filme fino, chamadas de segunda geração. Existem ainda as células de terceira geração, que estão em fase de desenvolvimento e não são encontradas no mercado. Consistem em células orgânicas (as células solares sensibilizadas por corante, chamadas em inglês de *dye-sensitized solar cell*, cuja sigla é DSSC) e as células solares baseadas em pontos quânticos (*quantum dots*) (MACHADO; MIRANDA, 2015).

O Brasil, por apresentar altos níveis de irradiação solar e ter uma das maiores reservas de quartzo do mundo, está promovendo, embora timidamente, ações governamentais para estimular a produção a nível industrial de energia fotovoltaica como a redução ou mesmo isenção de impostos relacionados ao local para instalação ou mesmo na compra dos materiais e equipamentos necessários. Outro exemplo de estímulo a produção de energia elétrica fotovoltaica é a resolução 687 elaborada pela ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), pela qual a pessoa física pode obter ganhos econômicos ao produzir energia para a rede elétrica, caso a fonte seja renovável, o que acaba motivando a indústria a desenvolver tecnologia nessa área do conhecimento.

A energia solar no Brasil já é a segunda principal matriz energética do país ficando atrás apenas da energia hidrelétrica, com aumentos consecutivos de produção. Atualmente, a produção fotovoltaica corresponde a 15% de toda a energia instalada em território nacional (ABSOLAR, 2023).

O Brasil ficou em 6^o lugar entre os maiores produtores de energia solar do mundo em 2023. Os dados constam em levantamento divulgado pela ABSOLAR (Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica). A organização usou dados da Agência Internacional de Energias Renováveis para traçar o *ranking* de produtores de energia solar. Com produção de 37 GW (Giga Watts), o Brasil subiu duas posições de 2022 para 2023 e está à frente de países como Austrália (33,6 GW), Itália (29,8 GW) e Espanha (28,7 GW).

A capacidade nacional instalada é suficiente para abastecer cerca de 16 milhões de residências. Ao todo, o setor arrecadou R\$ 5,6 bilhões no país, um crescimento de 49% frente a 2022. A produção brasileira, porém, está distante dos 3 países que mais geram energia solar. A China, em 1^o lugar, registrou produção de 609 GW, mais de 16 vezes superior à do Brasil. Os Estados Unidos vêm na sequência, com 137GW. Em 3^o lugar, o Japão produziu 87GW (ABSOLAR, 2024).

Neste contexto em que a geração fotovoltaica torna-se cada vez mais relevante para a matriz energética do País, a motivação para a realização desta dissertação consistiu em explorar a utilização de controladores com base em busca extremal para a geração da máxima energia possível, em tempo real, pelo sistema fotovoltaico. No entanto, para viabilizar a utilização destes controladores, foram necessárias adaptações com objetivo de reduzir a frequência de chaveamento do conversor MPPT para valores que permitam a utilização dos transistores de potência disponíveis no mercado.

Objetivos

O objetivo deste trabalho foi realizar o estudo das técnicas de otimização em tempo real para sistemas dinâmicos não-lineares incertos, empregando controle à estrutura variável com modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). Nesse sentido, o problema a ser resolvido foi verificar o desempenho, robustez e eficácia deste método na busca pelo ponto de máxima geração de potência de um sistema fotovoltaico, de modo que ele seja capaz de transferir para uma carga o máximo de potência, dadas as condições de temperatura e irradiação quaisquer.

Nesta dissertação foram utilizados dois métodos com base nos controladores por Busca Extremal (ESC- *Extremum Seeking Controller*). Em específico, foram considerados neste trabalho os métodos tanto de perturbação senoidal quanto por modos deslizantes via função de chaveamento. Nas duas abordagens a modulação por largura de pulso (PWM- *Pulse Width Modulation*) foi implantada com objetivo de viabilizar a utilização destes controladores em conversores MPPT, onde há limitações quanto à frequência de chaveamento dos transistores.

Em conjunto com a descrição destes métodos há a modelagem dos circuitos e os resultados de simulação para avaliar o desempenho dos circuitos com o controlador, que utiliza realimentação de saída ao aplicá-los aos problemas de ESC, provando a sua estabilidade e convergência globais em plantas não-lineares incertas.

Aplicação

Há diferentes aplicações para o ESC, como: veículos autônomos e robôs móveis, controle máximo de ganho em amplificadores ópticos de Raman, controle de sistema de freios ABS (*Antilock Bracking System*), otimização de rendimento em bio processos, válvula eletromecânica, problemas de controle de fluxo, controle giroscópio, máquinas de exercícios humanos otimizados e controlados por rede neural ou lógica difusa, controle de refrigeração de ambientes, motores de combustão interna, controle de processos chegando até a aceleradores de partículas e controle de plasma.

Nesta dissertação, utilizou-se a aplicação do ESC para extrair a máxima potência da energia produzida pelos painéis fotovoltaicos.

Contribuições da Dissertação

Na literatura sobre os métodos de ESC, existe uma forte abordagem na metodologia

de controle. No entanto, quando o estudo teórico é implementado em um circuito real as limitações físicas dos componentes tornam o projeto inviável.

O ESC utiliza altas frequência de trabalho que são incompatíveis em aplicações utilizando transistores. Nesta dissertação procurou-se estudar e readequar os circuitos de controle para frequências iguais ou menores que 50KHz, valor máximo de trabalho do transistor MOSFET, de modo que o controle teórico, para fins práticos, se tornou executável.

Para alcançar as frequência desejadas, dentro dos padrões limítrofes dos componentes do circuito, utilizou-se a modulação PWM no sinal de controle. Sendo que o sinal de controle já se encontrava modulado em uma frequência superior a 50KHz. O conversor PWM, ofereceu uma redução de harmônicas, permitindo formas de onda de saída mais suaves. Essa melhora na qualidade na forma de onda é especialmente importante em aplicações onde é necessário o controle acurado ou se ter uma energia de alta qualidade, como equipamentos eletrônicos sensíveis ou máquinas de precisão. Em segundo lugar, os conversores PWM possibilitam a melhora no controle sobre a tensão e frequência de saída, facilitando o alcance do ponto ótimo do ESC.

Os ajustes nos controladores para a inclusão do PWM resultaram em um artigo publicado em conferência internacional e outro submetido em uma conferência nacional, conforme mencionados em seguida:

Artigo publicado em conferência internacional:

Ayres Jr, D. J. et al. Considerations of Extremum-Seeking Control based on the Sinusoidal Perturbation Applied to the MPPT Converter with PWM Modulation. 2023 IEEE 2nd Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference (ONCON). IEEE, 2023. p. 1-6.

Artigo Submetido em conferência nacional:

Monteiro, L.F.C.; Oliveira, T.R.; Freitas, C.M.; Ayres Jr, D.J. Adaptações no Controle Extremal via Função de Chaveamento Periódica para Conversor MPPT com Modulação por Largura de Pulso. Artigo submetido para o Congresso Brasileiro de Automação em maio de 2024.

Estrutura da Dissertação

No Capítulo 1, foi apresentado o estado da arte, contextualizando o trabalho proposto em relação ao que há na literatura abordando o tema.

No Capítulo 2, discorreu sobre os elementos que compõe do sistema fotovoltaico, com uma breve descrição dos principais componentes.

No Capítulo 3, analisou-se o método de controle extremal por perturbação, com a proposta de um sinal de perturbação para melhor desempenho dinâmico, e foi incluído o PWM. Na sequência, foi realizado as simulações que validaram a técnica estudada.

No Capítulo 4, analisou-se o ESC por modos deslizantes via função de comutação periódica e também com os ajustes propostos para viabilizar a utilização de conversores MPPT com PWM, apresentando uma frequência de chaveamento de 50kHz. Em seguida foram expostos os resultados das simulações para validar a técnica estudada.

Por fim, no item Conclusão e Trabalhos Futuros, foram apresentados as conclusões gerais da dissertação e em seguida realizado algumas propostas de atividades para trabalhos futuros.

1 ESTADO DA ARTE

Neste capítulo foram realizadas as contextualizações e a compreensão do trabalho proposto, tendo como referência os trabalhos apresentados na literatura sobre o ESC.

A designação “controle extremal”, ou “busca extremal”, surgiu, inicialmente, a partir de uma publicação dos estudos de (LEBLANC, 1922). Em seu artigo de 1922, ou, mais precisamente, divulgação de invenção, Leblanc descreveu a proposta de um mecanismo de controle que buscava manter a máxima transferência de potência entre uma linha de transmissão e um bonde elétrico.

Durante a Segunda Guerra Mundial, houve uma atividade de pesquisa significativa na Rússia, na área da busca extrema. Um exemplo dos primeiros trabalhos russos pode ser encontrado em (KAZAKEVICH, 1943).

No ano de 1951, (DRAPER; LI, 1951) publicaram um estudo sobre um algoritmo de controle extremal e seu desempenho, com a finalidade de otimizar um motor de combustão interna. Esse estudo tornou-se, possivelmente, a primeira publicação abordando o tema na literatura técnica inglesa. O artigo explorou como otimizar um motor de combustão interna, mais particularmente como selecionar o ponto de ignição (a entrada) para alcançar uma saída de potência máxima.

Em meados das décadas de 1950 e 1960, o controle extremal passou a ter mais relevância, do mesmo modo que outras formas de controle adaptativo, com estudos centrados na descrição de algoritmos e no desempenho em aplicações mais restritas.

No seu início, a busca extremal tinha muitos nomes diferentes: regulador de busca extrema, sistema de controle otimizador e sistemas de escalada, para citar apenas alguns, por exemplo em (MEERKOV, 1967), (MOROSANOV, 1957), (OBABKOV, 1967), (OSTROVSKII, 1957) e referências neles contidas. A maioria dos estudos nas décadas tanto de 1950 quanto de 1960 se concentraram em descrever os algoritmos e exploraram seu desempenho de acordo com uma implementação específica.

Nas décadas de 1970 e 2000, a atenção de estudo passou a ser a busca de novas estratégias de controle adaptativo de maior complexidade com garantia de desempenho e estabilidade (ARIYUR; KRSTIC, 2003).

Até 1990, a maioria dos algoritmos de busca extremal usava excitação periódica para explorar o mapa do estado estacionário. A excitação estocástica, em vez da excitação

determinística, tornou-se um tanto popular na década de 1990 ver, por exemplo, (SPALL, 1992), (SPALL, 1997) e (SPALL, 1998). Enquanto algum progresso foi feito na teoria da busca extremal, a prática e as aplicações industriais do método da busca extremal cresceram em um ritmo mais acelerado, de modo que, no seu livro de 1995, Astrom e Wittenmark descrevem a busca extremal como uma dos métodos de controle adaptativo mais promissores (ASTROM; WITTENMARK, 1995).

Portanto, até o final da década de 1990, as principais referências para os métodos de controle adaptativo para regulação de pontos de ajuste conhecidos ou trajetórias de referência para sistemas lineares foram (ASTROM; WITTENMARK, 1995), (GOODWIN; SIN, 1984) e (IOANNOU; SUN, 1995) e, para sistemas não lineares, (KRSTICH; KANELLAKOPOULOS; KOKOTOVICH, 1995).

Nos últimos anos, após as publicações de (KRSTIC; WANG, 2000) provarem a estabilidade do sistema clássico de controle extremal, houve um novo despertar e interesse sobre o tema em diferentes áreas do conhecimento.

Nos últimos 20 anos, a área do ESC se consolidou como estratégia eficiente e aplicável as demandas de engenharia existentes o que resultou no desenvolvimento de uma nova geração de estratégias de ESC que foram aplicadas a uma ampla classe de problemas, tais como: busca extremal para sistemas dinâmicos híbridos (POVEDA; TEEL, 2017) e (KUTADINATA; MOASE; MANZIE, 2016), sistemas dinâmicos com atrasos (OLIVEIRA; KRSTIĆ; TSUBAKINO, 2016), (TSUBAKINO; OLIVEIRA; KRSTIC, 2023) e (SANTOS; OLIVEIRA, 2020), equações diferenciais parciais (FEILING et al., 2018) e (OLIVEIRA; SACCHI, 2020), busca extremal estocástica (LIU; KRSTIC, 2012), (SILVA; OLIVEIRA, 2020) e (YANG; LIU; ZHANG, 2023) e ESC baseado em funções de monitoração (AMINDE, 2013), (OLIVEIRA; AMINDE; HSU, 2014) e (SCHEINKER; HUANG; TAYLOR, 2021), entre outros.

Uma exemplo de áreas de aplicação do ESC está nos novos projetos de freios ABS (Antilock Braking System), onde o coeficiente de força de fricção alcança um valor máximo para um valor desconhecido não-nulo de coeficiente de deslizamento da roda. Essa função varia dependendo do asfalto onde o carro se encontra. Isso faz com que o sistema tenha que se adaptar ao tipo de solo com o qual esteja tendo contato. Com isso, o ESC seria usado para projetar um controlador capaz de alcançar esse valor máximo, independente do tipo de pista, (ZHANG; ORDONEZ, 2007), (DINÇMEN; GÜVENÇ; ACARMAN,

2012), (AMINDE, 2013), (YU; OZGUNER, 2002) e (ZHANG; ORDÓÑEZ, 2011).

Há o uso do ESC para melhorar a performance de equipamentos de refrigeração, como ar-condicionado e chiller, mais precisamente, otimiza-se o funcionamento dos seus compressores controlando o tempo de funcionamento com a temperatura ambiente, minimizando, desse modo, o consumo de energia elétrica (LIU et al., 2023) e (GONG; LIU; LU, 2023).

Existem muitas aplicações do ESC na automação industrial por meio da otimização de coeficientes de controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) (ZHANG; ORDÓÑEZ, 2011). Em (KILLINGSWORTH; KRSTIC, 2005), a técnica de busca extremal foi apresentada com potencial para sintonizar um controlador PID, sendo feita ainda uma comparação de desempenho com outros métodos de sintonia (ROUX-OLIVEIRA et al., 2019) e (ZHANG et al., 2020).

Nos trabalhos de (NOGUEIRA, 2013) e (XAUD, 2014), foram abordados o uso do método de ESC para melhorar o desempenho da extração de petróleo em poços que operam por elevação artificial através da injeção de gás-lift. A metodologia foi encontrar um sistema em malha fechada e conservá-lo em torno do ponto ótimo da curva de produção, aumentando, assim, o Valor Presente Líquido do sistema e os lucros de operação. Os métodos aplicados atualmente se mostraram, na sua maioria, morosos e sem, ou pouca automatização. Essa proposta foi desenvolvida com o intuito de ser uma alternativa, e, por se tratar de um controle adaptativo que não necessita do conhecimento explícito da planta, o ESC se mostra uma opção por envolver várias incertezas na modelagem deste problema.

Nos trabalhos de (BINETTI et al., 2003), o controle extremal foi aplicado na otimização de biorreatores. Enquanto que, em (PETERSON; STEFANOPOULOU, 2004), foi uma proposta para reduzir os impactos em válvulas de motores de combustão.

Atualmente, está sendo pesquisado no mundo várias aplicações do ESC para solucionar problemas de MPPT, em sistemas fotovoltaicos, o qual é objeto de estudo desta dissertação e que num passado recente foi primeiramente demonstrado por (LEYVA et al., 2006), (LEYVA et al., 2011a) e (LEYVA et al., 2011b). Os autores foram pioneiros ao apresentaram um algoritmo MPPT baseado no ESC para a extração eficiente de energia de um painel fotovoltaico. O método baseou-se no ajuste automático de tensão por meio da modulação do ciclo de trabalho.

Outras soluções mais adiante utilizaram o método multivariável, baseado em Newton do ESC para MPPT, que também foi desenvolvido para otimização da geração de energia fotovoltaica (GHAFFARI; KRSTIĆ; SESHAGIRI, 2014). Nessa abordagem, a potência maximizada, $P(D, t)$, foi considerada em função da duração do pulso de comutação $D = [D_1, D_2, \dots, D_n]^T$ e foi assumida como sendo uma expansão da série de Taylor no seu ponto de duração de pulso ótimo $D = [D_1^*, D_2^*, \dots, D_n^*]^T$.

Recentemente, em (AMINDE, 2013), (GHAFFARI; KRSTIC; SESHAGIRI, 2014), (FESTUS; UKOMMI; UBOM, 2023), (NJOMO et al., 2023) (HANNON; ABDULSADDA; LATIF, 2023) e (SILVEIRA et al., 2021) o ESC foi executado adicionando um sinal de perturbação senoidal na entrada da planta (modulação) e multiplicado na saída pelo mesmo sinal (demodulação) após passar por um filtro passa-alta (FPA). Onde esquema básico foi apresentado no Capítulo 3. Nesta dissertação, foi proposto e analisado, diferente dos estudos anteriores, a utilização de um sinal de perturbação senoidal adicionado a um sinal cossenoidal para se obter uma estabilidade mais rápida. Foi utilizado a modulação PWM no sinal de controle para se obter frequências de chaveamento compatíveis ao transistor do circuito. E foi também demonstrado, de forma empírica, a sintonia do ganho k do controlador nos pontos máximos e mínimos.

Um o outro esquema mais elaborado de conversão de energia é o baseado no SMC que foi utilizado para sistemas de conversão de energia fotovoltaica. O SMC foi aplicado para identificar o ponto ótimo local da potência produzida por um sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica. O SMC é um otimizador difundido na literatura com diferentes propostas de aplicação, onde o modo deslizante ocorre a partir de um chaveamento em alta frequência, onde, idealmente, esta frequência deve tender ao infinito para evitar o efeito do atraso no modo deslizante (SLOTINE; LI et al., 1991), (GURSOY et al., 2021) e (UPPAL; AZAM; IQBAL, 2023). Devido à dinâmica não linear inerente dos conversores de energia, foi necessário adotar uma metodologia de controle não linear para tornar mais eficiente a conversão de energia e tolerar as flutuações e mudanças de carga e irradiação da luz solar. Particularmente, aplicações envolvendo conversores MPPT tem restrição quanto à frequência de chaveamento, mesmo com os avanços na tecnologia dos semicondutores a base de carbeto de silício. Para tal, realizou-se ajustes no controle para a inclusão da modulação da largura de pulso, conforme apresentado no Capítulo 4.

2 COMPOSIÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

Os sistemas fotovoltaicos são compostos, essencialmente, pelas placas solares conectadas a um conversor do tipo CC-CC (KHATIB; IBRAHIM; MOHAMED, 2016). Os sistemas fotovoltaicos podem ser do tipo *on-grid* ou *off-grid*. Para os sistemas do tipo *off-grid*, o conversor CC-CC pode ser tanto elevador quanto abaixador de tensão, dependendo do nível de tensão na carga. Por outro lado, nos sistemas fotovoltaicos *on-grid* o conversor CC-CC, obrigatoriamente, é do tipo elevador de tensão, compartilhando a tensão CC na saída com o lado CC do inversor de potência que está conectado na rede elétrica.

Particularmente com relação às placas solares, conforme (ŞENOL, 2019), uma placa fotovoltaica consiste em sequências de módulos em série e sequências de módulos em paralelo. A sequência em série é utilizada para somar o nível de tensão de cada módulo fotovoltaico, enquanto a sequência paralela é utilizada para somar o nível de potência de cada módulo fotovoltaico. Nesta dissertação, foi considerado os dois sistemas fotovoltaicos (*on-grid* e *off-grid*). No entanto, nos dois sistemas, os painéis solares estão conectados aos conversores CC-CC elevadores de tensão (conversores *boost*).

Na sequência, é apresentada uma breve explanação do comportamento das placas solares ao converter energia térmica em energia elétrica.

2.1 Os Painéis Fotovoltaicos

Essencialmente, os painéis fotovoltaicos podem ser entendidos como fontes de corrente controladas pela tensão nos seus terminais. A irradiação e temperatura também são parâmetros que influenciam na produção de energia dos painéis. Basicamente, a energia gerada aumenta com o aumento da irradiância, enquanto que, por outro lado, diminui com o aumento da temperatura. Para exemplificar este comportamento, conforme ilustrado na Figura 1, um conjunto de painéis foi submetido a uma variação da tensão nos seus terminais para uma determinada irradiância e temperatura. Este procedimento foi repetido para cinco valores de irradiância. A temperatura foi mantida constante em $25^{\circ}C$. Na Figura 2, pode-se verificar graficamente que as funções de saída das potências mapeadas são paraboloides estáticos, onde há pontos máximos únicos que correspondem à função objetivo para cada valor de irradiância.

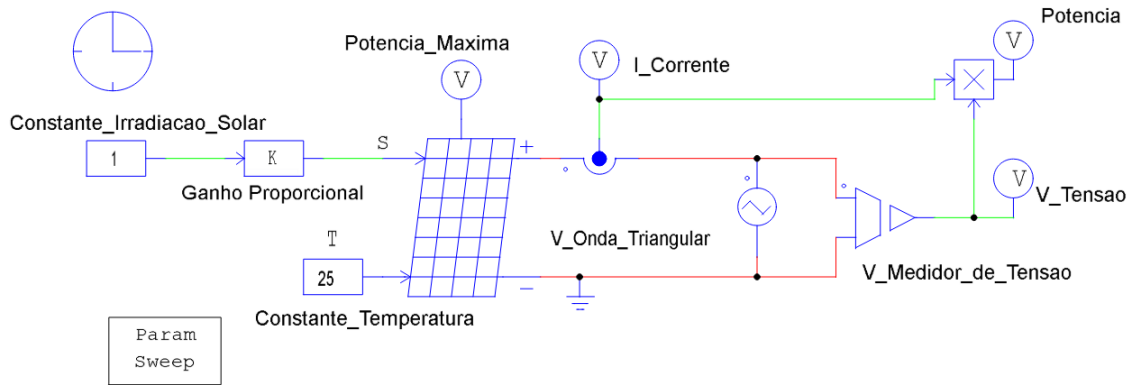


Figura 1: Circuito simulado para exemplificar a geração de energia dos painéis solares

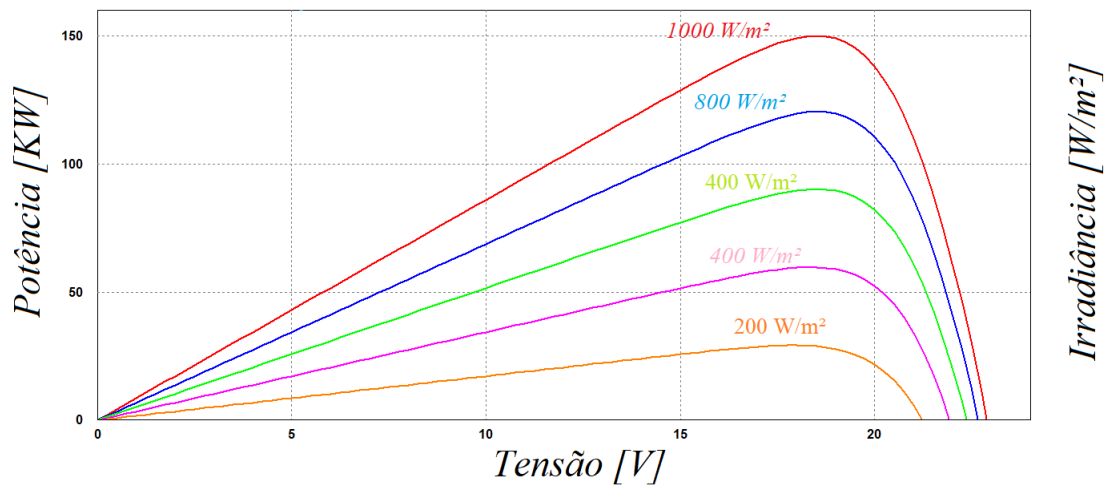


Figura 2: Potência de saída do painel em função da tensão nos seus terminais para diferentes valores de irradiância

2.1.1 Modelo Matemático da Célula Fotovoltaica

De acordo com (HARNDI; REGAYA; ZAAFOURI, 2020), existem alguns modelos para representar uma célula fotovoltaica. Assim, neste trabalho, o circuito equivalente da célula fotovoltaica escolhido corresponde ao modelo de 5 elementos, que é composto de uma fonte de corrente I_s , um diodo D , um resistor em paralelo R_p e um resistor em série R_s . A Figura 3 ilustra o circuito da célula. As resistências R_p e R_s correspondem à queda de tensão provocada pela corrente de fuga e à queda de tensão interna da célula, respectivamente.

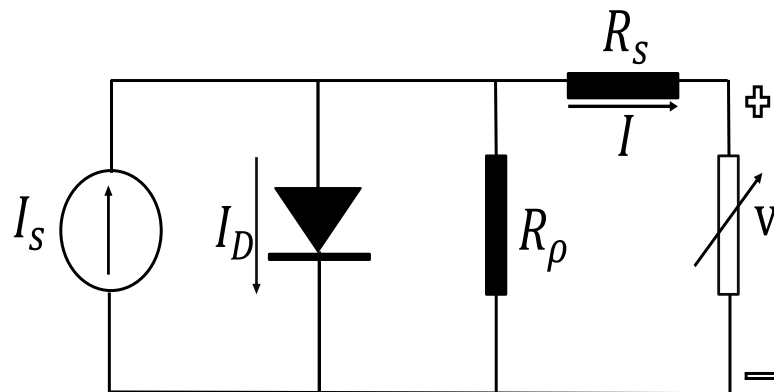


Figura 3: Circuito equivalente escolhido para modelar a célula fotovoltaica

A corrente na saída da célula, pelo método utilizado, é dada por:

$$I = I_s - I_{sat} [e^{((V+IR_s)/(AV_T))} - 1] - \frac{(V + IR_s)}{R_p}; \quad (2.1)$$

onde a resistência R_p é usualmente considerada na ordem de unidades de Ω , enquanto a resistência R_s na ordem de $m\Omega$. Os outros parâmetros consistem em:

I_{sat} - corrente máxima de saturação reversa do diodo;

V - tensão nos terminais da célula fotovoltaica;

A - fator de idealidade do diodo ($A = 1$: ideal, $A > 1$: real);

V_T - Potencial térmico ($V_T = \frac{KT_c}{q}$);

k_b - constante de Boltzman ($k = 1,38 \times 10^{-23} J/k$);

q - carga elétrica do elétron ($q = 1,6 \times 10^{-19} C$);

I_s - é a fonte geradora de corrente proveniente da irradiação. É uma corrente unidirecional gerada em função da intensidade de incidência de irradiação solar, que é dada por:

$$I_s = I_0 [1 + K_I (T_c - T_r)]; \quad (2.2)$$

sendo a corrente I_0 é dada por:

$$I_0 = \frac{G_a I_{sc}}{G_0}; \quad (2.3)$$

onde:

I_{sc} - corrente de curto-circuito da célula a $25^\circ C$ e $1000W/m^2$;

K_I - Coeficiente de temperatura de corrente de curto-circuito;

T_c - temperatura da célula em K ($0^\circ C = 273, 16K$);

T_r - temperatura de referência da célula;

G_0 - referência da irradiância solar, seu valor é dado por $1000W/m^2$;

G_a - irradiância solar, seu valor é expresso por W/m^2 ;

Para os diferentes valores de emissão de irradiação solar G_a , a temperatura da célula $T_c[k_b]$ é dada pela equação:

$$T_c = \frac{T_a + G_a NOCT - 20^\circ C}{800W/m^2}. \quad (2.4)$$

O termo NOCT é denominado originalmente de “*Normal Operating Cell Temperature*”, ou seja, a temperatura nominal da célula fotovoltaica. Normalmente, o termo NOCT é fornecido pelo fabricante, inserindo nos dados de placa do painel fotovoltaico e tendo os seus valores variando entre $45^\circ C$ e $49^\circ C$. O termo NOCT é a temperatura da célula T_c no momento em que a temperatura ambiente se encontra em $20^\circ C$, com irradiância correspondente a $800W/m^2$ e velocidade do vento a $1m/s$.

A corrente no diodo I_D é definida pela equação de Shockley na seguinte forma:

$$I_D = I_{sat} [e^{((q/Ak_b T_c)(V+R_s))} - 1]. \quad (2.5)$$

A corrente de saturação reversa I_{sat} da célula possui uma variação correspondente com a temperatura da célula, podendo ser definida por:

$$I_{sat} = I_{or} \left(\frac{T_c}{T_r} \right)^3 e^{[qE_g(1/T_r - 1/T_c)/K_b A]}. \quad (2.6)$$

O parâmetro E_g consiste no gap de energia, cujo valor depende do semicondutor utilizado para a fabricação do painel. O parâmetro I_{or} corresponde à corrente de saturação reversa da célula, que é definida por:

$$I_{or} = \frac{I_{sc}}{e^{((qV_{oc})/(k_b A T_c))} - 1}; \quad (2.7)$$

sendo V_{oc} a tensão de circuito-aberto.

Em condições ideais, onde as perdas são desprezíveis e não há corrente de fuga, pode-se considerar que o valor das resistências em série e paralela são $R_s = 0$ e $R_p = \infty$, o que simplifica as equações (2.1) e (2.5) em:

$$I = I_s - I_{sat}[e^{(V/V_{AT})} - 1]; \quad (2.8)$$

$$I_D = I_{sat}[e^{(V/V_{AT})} - 1]. \quad (2.9)$$

A potência produzida por uma célula fotovoltaica é muito baixa (valor inferior a 2W), sendo insignificante para aplicações envolvendo a alimentação de circuitos de potência. Neste caso, para aumentar a potência resultante, estas células são associadas em série e em paralelo para se obter o módulo. Este agrupamento de células solares resulta no painel solar. Um determinado número de módulos solares são conectados em circuitos série e paralelo para gerar a tensões e correntes desejadas. Células ou módulos conectados em paralelo contribuem para o aumento da corrente e células ou módulos conectados em série contribuem para a elevação da tensão nos terminais do arranjo (RAUSCHENBACH, 2012).

2.2 Conversor MPPT

O conversor MPPT é utilizado em sistemas de geração fotovoltaica com o objetivo de controlar a tensão na saída dos painéis solares. Como a tensão na saída dos painéis é usualmente muito menor quando comparada com a tensão na carga, é comum utilizar o conversor CC-CC do tipo elevador de tensão (conversor *boost*). A Figura 4 ilustra um esquemático do conversor MPPT na configuração CC-CC do tipo *boost*, sendo composto por um transistor do tipo MOSFET com um diodo para assegurar o fluxo de corrente durante todo o período de operação. Para atenuar as variações (*ripple*) de corrente e tensão, são utilizados um indutor e um capacitor, respectivamente. No esquemático apresentado na Figura 4, a saída pode estar conectada a um conjunto de baterias, uma carga CC, ou mesmo no lado CC de um inversor de potência. Assim, em um sistema do tipo *on-grid*, a tensão CC na saída dos painéis é primeiramente elevada pelo conversor *boost* e depois convertida em uma tensão CA pelo inversor (VAMJA; MULLA, 2020). Por outro lado, em um sistema *off-grid* os terminais do conversor *boost* são conectados diretamente

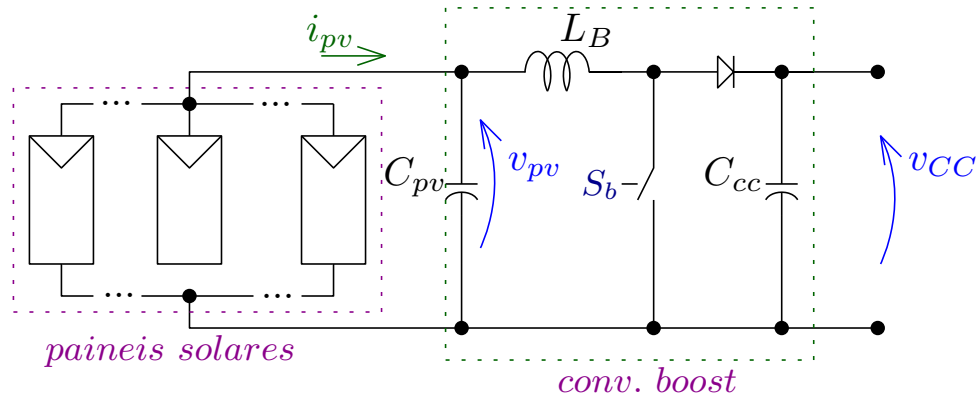


Figura 4: Esquemático simplificado de um conjunto de painéis solares conectados ao conversor *boost*

a uma carga que pode ser, por exemplo, um conjunto de baterias. No entanto, é importante comentar que, independentemente da configuração do sistema, o conversor *boost* atua ajustando a tensão dos painéis solares (v_{pv}). Com isso, assumi-se que a tensão na saída, v_{cc} , é constante ou controlada sob ação de um outro equipamento.

Para o acionamento do MOSFET, há diferentes técnicas de modulação como, por exemplo, a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). No PWM o MOSFET é acionado com uma frequência constante e a largura do pulso está correlacionada com o ciclo de trabalho. Para tal, é feita uma comparação entre a portadora triangular com a tensão de referência. Dessa comparação é gerado o trem de pulsos para o acionamento do transistor. Da forma de onda do trem de pulsos é extraída a informação do ciclo de trabalho, que consiste na razão entre o intervalo de tempo que o transistor está em condução pelo período correspondente ao ciclo de chaveamento. Essencialmente, a largura do pulso está correlacionada ao fluxo da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos. A Figura 5 ilustra o princípio da modulação por largura de pulso, sendo v_{trig} a portadora triangular, v_{ref} a tensão de referência, t_{on} o período em que o trem de pulso tem nível lógico alto e T_s o período do trem de pulsos.

Neste arranjo do sistema fotovoltaico, o conversor *boost* pode ser entendido como um condicionador de energia, sendo capaz de regular a tensão de saída dos painéis solares e, conseqüentemente, atuar na geração máxima de energia dos painéis quando houver técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) (KURNIAWAN, 2016). O ganho deste conversor é variável com a limitação em função das perdas de condução, quando o valor do ciclo de trabalho se aproxima da unidade (MAKSIMOVIC; CUK, 1991).

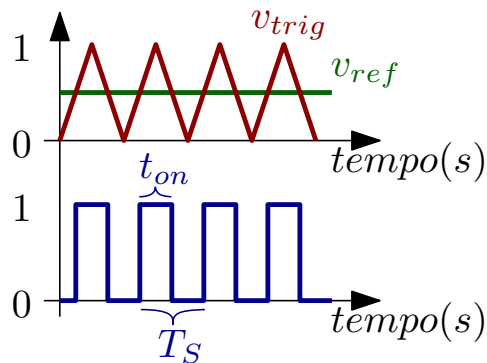


Figura 5: Princípio da Modulação por Largura de Pulso

Nesta dissertação, uma das singularidades consiste na tensão de entrada do conversor *boost* ser variável com a tensão de saída constante. De fato, na entrada do conversor *boost* estão conectados os painéis solares, cuja tensão é controlada. Assim, a tensão nos terminais dos painéis é determinada na forma:

$$v_{pv} = (1 - d)v_{CC}; \quad (2.10)$$

sendo v_{CC} a tensão de saída do conversor *boost*, v_{pv} a tensão nos terminais dos painéis fotovoltaicos e o ciclo de trabalho representado pela variável d . Com o objetivo de excursionar a tensão v_{pv} do menor valor possível para a condição limite, que consiste na amplitude da tensão v_{CC} , a variação do ciclo de trabalho pode ser entendido na forma representada na Figura 6.

Particularmente, nesta configuração, os algoritmos de controle utilizados para extrair a máxima potência dos painéis são realimentados a partir das informações da corrente e tensão dos painéis acoplados ao sistema. Ou seja, nesse sistema é representado por uma função com sua entrada correspondendo à tensão dos painéis (v_{pv}) e a saída correspondendo a potência produzida. Assim, estes algoritmos atuam ajustando v_{pv} enquanto o ponto ótimo não for determinado. Para tal, na literatura há diferentes abordagens de otimizadores para sistemas fotovoltaicos. Dentre estes otimizadores há os com base nos controladores por busca extremal, um dos objetivos de estudo deste trabalho. Desta forma, na sequência, é apresentada uma breve explanação sobre diferentes abordagens utilizadas por estes controladores.

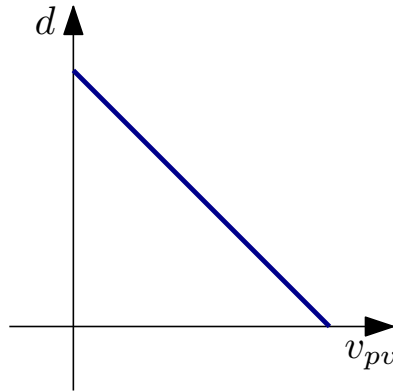


Figura 6: Relação da tensão nos painéis em função do ciclo de trabalho

2.3 Algoritmo de Controle por Busca Extremal

Na literatura, apesar de existir diferentes métodos de ESC (*Extremum Seeking Control*), estes podem ser divididos em cinco grandes grupos, conforme (KRICHMAN; SONTAG; WANG, 2001), sendo descritos na forma: controle extremal por modos deslizantes, por redes neurais, por aproximação, por perturbação e por adaptação. Nesta dissertação, foram implantados dois destes métodos com ajustes para a modulação por largura de pulso, sendo o primeiro por perturbação senoidal e o segundo por modos deslizantes via função de chaveamento. Em seguida, é apresentada uma breve descrição destas cinco abordagens.

ESC por modos deslizantes:

No início dos anos 70, Korovin e Utkin (BROSLAVSKY et al., 1972), (KOROVIN; UTKIN, 1974) propuseram o controle extremal por modos deslizantes. Este método é baseado em um sinal de condução. Ao contrário dos problemas de controle convencionais, o valor de referência é desconhecido na estrutura ESC, uma vez que trata-se de identificar o ponto ótimo da função objetivo. Assim, o sinal de condução em modo deslizante ESC consiste em um gerador de referência para o sistema, sendo projetado para diminuir monotonicamente ao se aproximar do ponto ótimo. A regra ESC é então formulada de forma que o sistema rastreie esse sinal de direção.

Como na maioria dos sistemas de modo deslizante, o rastreamento do sinal depende da oscilação em alta frequência ao redor do valor do sinal de referência. Tal comportamento torna este algoritmo ESC inadequado para aplicações onde não seja viável implantar o rastreamento com oscilações em alta frequência. Preservando a ideia principal,

Yu e Ozguner (YU; OZGUNER, 2002) ajustaram este método para atenuar ou evitar a vibração de alta frequência. O capítulo 4 dessa dissertação contém uma das propostas, que consistiu em uma nova abordagem para substituir o rastreamento por oscilações em alta frequência.

ESC por redes neurais:

É baseado na detecção do valor de pico mínimo e de duas funções de comutação com histerese. Assim como no conceito de sinal de condução no modo deslizante, a rede neural ESC também possui um gerador de referência. Um componente desta referência é a encontro do pico mínimo, que é projetado para diminuir monotonicamente do seguinte modo:

$$\begin{cases} 0 & (y_p \leq y) ; \\ -M & (y_p > y) ; \end{cases} \quad (2.11)$$

onde y_p é o valor de pico mínimo detectado e M é um parâmetro que define a velocidade de convergência de y_p para y , quanto y for menor. Em módulo, a velocidade de convergência deve ser maior que a taxa de variação do valor objetivo, ou seja:

$$|\dot{y} < M| . \quad (2.12)$$

A segunda componente da referência, denominada por y_W é fornecida pela função de chaveamento W . Esta componente é habilitada quando o valor obtido encontra-se dentro da vizinhança do valor ótimo. Neste sentido, com essas duas componentes, o sinal de referência (y_r) é formado por:

$$y_r = y_p + y_W . \quad (2.13)$$

A função erro é definida como a diferença entre o valor de saída da função objetivo (y) e o valor de referência (y_r), ou seja:

$$e = y - y_r . \quad (2.14)$$

Para a implantação da função de chaveamento, pode ser considerada a comutação por histerese, que pode ser entendida na forma ilustrada na Figura 7.

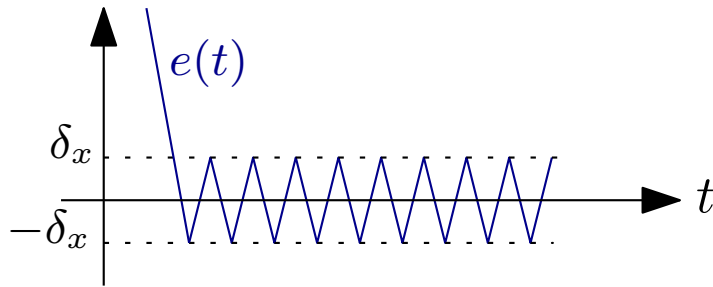


Figura 7: Princípio da comutação por histerese do sinal de erro $e(t)$

Idealmente, considerando a largura da banda de histerese tendendo a zero ($|\delta_x| \rightarrow 0$), a lógica para mudança de sentido torna-se simples, ou seja:

$$\begin{cases} -A_x \text{ para } (e(t) > 0); \\ A_x \text{ para } (e(t) < 0) . \end{cases} \quad (2.15)$$

Nesta comutação, o parâmetro A_x é uma constante que especifica a magnitude da velocidade de referência. Se a direção do sistema fizer com que o valor objetivo convirja para o valor ótimo, então esta direção é mantida. Caso contrário, o erro aumenta e, quando for maior que a histerese, a direção é invertida. Contudo, esta função não pode parar o sistema quando o valor ótimo for alcançado. Neste sentido, o sinal y_W começa a alterar o valor de referência.

ESC por aproximação:

Quando se tem uma função objetivo desconhecida, um procedimento matemático natural é derivar a sua representação local da função atual, baseado nos dados anteriores. Esta representação pode então ser usada sem o seu gradiente para se obter a aproximação.

Para sistemas linearizáveis realimentados, um algoritmo é criado baseado numa região real e conhecida (ZHANG; ORDONEZ, 2006). A ideia principal do algoritmo baseado na região conhecida é a seguinte: primeiro, um algoritmo é definido como parte de um conjunto de aproximações e uma aproximação local da função objetivo é obtida $\hat{f}(x)$. Tem-se então uma aproximação local, que só poderá ser confiável nas proximidade do local da referência. Um valor inicial Δ_0 é determinado para essa região verdadeira e a função objetivo é aproximada e otimizada dentro dessa região.

Digamos que o sistema esteja em x_k e o valor ideal nessa região local é encontrado em $(x_k + p_k)$. O sistema é levado a este novo ponto de ajuste e, sempre que o ponto de ajuste for atingido, a seguinte proporção é calculada para medir quão próxima

a aproximação da função objetivo estava:

$$p_k = \frac{f(x_k) - f(x_k + p_k)}{\hat{f}(x_k) - \hat{f}(x_k + p_k)} \quad (2.16)$$

Se p_k está próximo do valor 1, isso significa que a aproximação está correta e o raio da região de confiança ou verdadeiro pode ser aumentado caso contrário, deve ser diminuída. Esta regra de atualização é a seguinte:

$$\Delta_{k+1} = \begin{cases} [\Delta_k, \infty], & p_k \geq \eta_2 \\ [\gamma_2 \Delta_k, \Delta_k] & p_k \in [\eta_1, \eta_2) \\ [\gamma_1 \Delta_k, \gamma_2 \Delta_k], & p_k < \eta_1 \end{cases} \quad (2.17)$$

onde $0 < \eta_1 \leq \eta_2 < 1$, $0 < \gamma_1 \leq \gamma_2 \leq 1$. Para mais detalhes e informações sobre esse método, tem-se a referência (CONN; SCHEINBERG; TOINT, 1997).

Considerando (ZHANG; ORDONEZ, 2006), a vantagem de utilizar sistemas linearizáveis realimentados é poder garantir a convergência do sistema para os pontos de ajuste sendo capaz de estimar a regulação do tempo, de modo que, quando $(x_k + p_k)$ é alcançado, o tempo fica próximo do previsto. Como não se quer impor nenhuma restrição ao sistema, utiliza-se o erro entre $(x_k + p_k)$ e x para detectar o momento em que a referência é atingida.

Alternativamente, uma vez que o gradiente da função objetivo possa ser estimada localmente pela derivada aproximada da função objetivo, um algoritmo de busca se alinha com o gradiente descendente, que também pode ser utilizada como em (ZHANG; ORDÓÑEZ, 2009). Nesse caso, a referência de velocidade pode ser gerada da seguinte forma:

$$\dot{x}_r = -k \frac{d\hat{f}(x(k))}{dx} \quad (2.18)$$

onde k é um ganho positivo.

ESC por perturbação senoidal:

É o método mais popular na literatura. Esse tipo de método usa um sinal de perturbação externa e a teoria de modulação para encontrar o valor ideal. A perturbação mais comumente utilizada é a do sinal de onda senoidal. O algoritmo ESC envia o sinal

senoidal para o sistema, como referência de posição junto, com um entrada de adaptação.

O método ESC por perturbação tem como principal característica a rápida adaptação e fácil implementação, superando os métodos numéricos que exigem a dinâmica das plantas antes de se estabelecer a otimização, que foi analisada em detalhes no capítulo 3 desta dissertação.

ESC por adaptação:

(STERNBY, 1980), (WITTENMARK; URQUHART, 1995) utilizaram esquemas de controle adaptativos para a otimização *on-line*. Ao contrário dos métodos baseados por aproximação para um ponto ótimo local, o ESC adaptativo aproxima a função objetivo globalmente. Este algoritmo necessita de tipos de funções objetivo previamente conhecidas. As implementações ESC adaptativas para funções objetivos não lineares foram propostas por Hammerstein e Wiener e são apresentadas em (WITTENMARK; URQUHART, 1995) e (WITTENMARK; EVANS, 2002). É importante salientar que, se a forma da função objetivo for conhecida, então este método fornece resultados eficientes, pois torna-se capaz de rapidamente identificar o extremo e conduzir o sistema na sua direção.

3 CONTROLE POR BUSCA EXTREMAL COM PERTURBAÇÃO SENOIDAL

O método do ESC é uma técnica derivada do controle adaptativo, a qual consiste em uma lei de controle “livre de equação”, ou seja, não necessita de um modelo de sistema e que se possa adaptar a parâmetros que mudam lentamente através do cálculo do gradiente da função objetivo e ainda produza resultados satisfatórios para sistemas não lineares. Esse método de otimização em tempo real possui um controle de rápida adaptação e de fácil implementação, substituindo perfeitamente as técnicas por métodos numéricos, o que requer uma dinâmica das plantas antes de se estabelecer a otimização (MANZIE; KRSTIC, 2009). A equação característica da planta estática é representada na forma:

$$f(\theta) = f^* + \frac{f''}{2}(\theta - \theta^*)^2. \quad (3.1)$$

Na Figura 8, é ilustrado um diagrama de blocos do esquema de busca extremal determinística de uma mapa estático. Neste esquema, há três diferentes θ s: θ^* é o ponto desconhecido que otimiza o mapa, $\hat{\theta}$ é a estimativa em tempo real de θ^* e θ é o sinal de entrada atual do mapa. São desconhecidos f^* , f'' e θ^* , onde $f'' > 0$ representa o Hessiano (segunda derivada em relação a θ) de (3.1), ou seja, o gradiente desconhecido. Deve-se observar que a planta estática corresponde numa função da classe C^2 , podendo ser aproximada localmente ao ponto de referência θ^* , atingindo seu valor ótimo. A suposição $f'' > 0$ (mínimo) é aplicada sem qualquer perda de generalidade. Porém, no caso de $f'' < 0$ (máximo), o integrador com ganho de adaptação k , que aparece na Figura 8, deve ser negativo. Com essa informação, pode-se afirmar, resumidamente, que o único dado prévio necessário de se obter da função $f(\theta)$ é o sinal de sua Hessiana, ou seja, saber se o mapa possui um extremo máximo ou mínimo e ser capaz de escolher um ganho de adaptação k tal que $\text{sgn}(k) = -\text{sgn}(f'')$ (LIU; KRSTIC, 2012).

É necessário salientar que $f(\theta)$ é composto por uma componente média, $\bar{f}(\theta)$, e componentes oscilantes, $\tilde{f}(\theta)$. Um filtro do tipo passa-alta (FPA) pode ser incluído para extrair $\tilde{f}(\theta)$ com o objetivo de atenuar a amplitude das componentes oscilantes que resultam do efeito da demodulação. Em sequência, as componentes oscilantes de $f(\theta)$ são multiplicadas por um sinal de excitação no processo de demodulação. De fato, seja o sinal

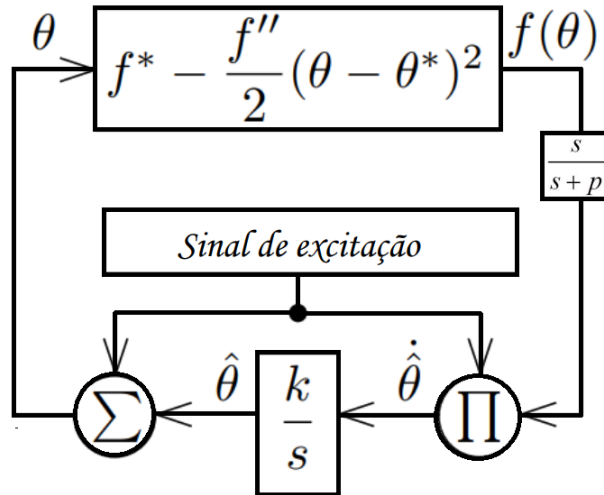


Figura 8: Diagrama de blocos do esquema de busca extremal determinística de um mapa estático baseado em perturbações periódicas

de excitação representado pela forma da onda dada por $a \cdot \text{sen}(\omega t)$, a demodulação em si consiste no produto dos sinais $\tilde{f}(\theta)$ pelo mesmo sinal de excitação que é adicionado a $\hat{\theta}(t)$, formando o sinal de referência $\theta(t)$. Normalmente, o sinal de excitação corresponde a uma senoide de alta frequência dada por $a \cdot \text{sen}(\omega)$. É importante observar que a senoide é apenas uma escolha possível para o sinal de perturbação. Qualquer sinal periódico com média nula poderia ser utilizado. A malha fechada tem a função de corrigir θ até que o sistema se estabilize em $\hat{\theta}$.

No projeto, existem quatro parâmetros a serem definidos conforme a demanda do sistema que se quer controlar: a amplitude da perturbação a , o ganho de adaptação k , a frequência da perturbação ω e a frequência do FPA ρ . A amplitude a altera o desempenho assintótico e a região de atração do algoritmo. Quanto menor o valor de a , menor também será o erro residual quando o ponto extremo for alcançado. Por outro lado, haverá um aumento na probabilidade de se parar num extremo local quando existirem vários máximos. O contrário, quando a for maior, o erro residual também será maior e haverá uma maior probabilidade de se alcançar o extremo global.

A velocidade de convergência é definida pelo ganho k e também pela amplitude de perturbação a . A frequência da perturbação ω é responsável pelo controle do processo de estimação do gradiente realizado em conjunto com o integrador no momento em que a perturbação senoidal é somada na entrada do integrador e logo após multiplicada na sua saída. Quando se tem valores de frequência ω maiores, mais precisa será a estimativa do gradiente e mais reduzido será o efeito da perturbação introduzida pelos harmônicos de

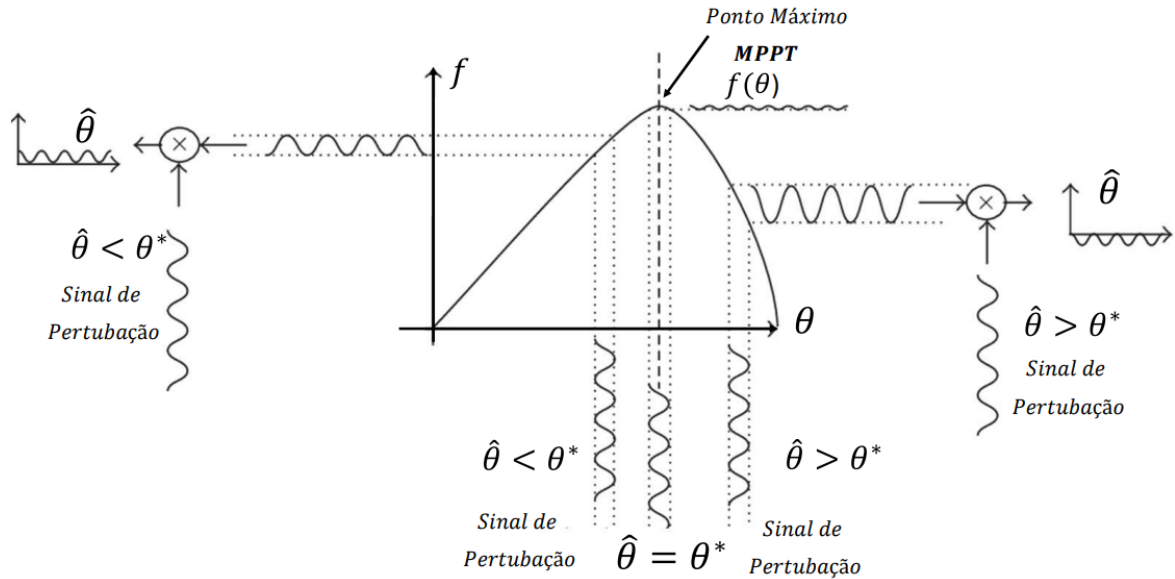


Figura 9: Ilustração da perturbação senoidal (YAU; WU, 2011)

ordem superior e pelas componentes CC do valor médio de $f(\theta)$.

Deve-se atentar com a escolha da frequência de corte do FPA, ρ , que deverá ser menor que a frequência de perturbação ω para que o filtro cumpra a sua função de eliminar as componentes CC do valor médio $f(\theta)$ sem comprometer a estimativa do gradiente $f'(\theta)$ (LIU; KRSTIC, 2012).

Na ilustração gráfica, a Figura 9 apresenta a aplicação do método da perturbação senoidal quando uma perturbação é injetada nas vizinhanças do ponto máximo. A frequência da perturbação ω e a frequência ρ do filtro, devem ser menor que a largura da banda de controle. Quando a estimativa do gradiente $f'(\theta)$ for negativa, o ponto de operação se encontrará no lado direito do extremo máximo; e o contrário, com $f'(\theta)$ positivo, o ponto de operação se encontrará a esquerda do extremo máximo.

3.1 Estudo da Estabilidade

O cálculo do erro da estimativa $\tilde{\theta}(t)$ é dado por:

$$\tilde{\theta}(t) = \hat{\theta}(t) - \theta^*. \quad (3.2)$$

observa-se que o algoritmo ESC será bem sucedido se o erro entre a estimativa $\hat{\theta}$ e o desconhecido θ^* convergir para zero.

A estratégia do controle extremal consiste em aplicar uma entrada do tipo

$$\theta(t) = \hat{\theta}(t) + a \cdot \text{sen}(\omega t), \quad (3.3)$$

sendo que $\hat{\theta}$ representa a estimativa da entrada ótima desconhecida de θ^* e, assim,

$$\theta(t) - \theta^* = a \cdot \text{sen}(\omega t) + \tilde{\theta}(t), \quad (3.4)$$

que aplicado à equação (3.1) leva a

$$f(\theta) = f^* + \frac{f''}{2}(\tilde{\theta} + a \cdot \text{sen}(\omega t))^2. \quad (3.5)$$

Expandindo a equação (3.5) e aplicando a identidade trigonométrica $2\text{sen}^2(\omega t) = 1 - \cos(2\omega t)$, obtém-se

$$f(\theta) = f^* + \frac{f''}{2}\tilde{\theta}^2 + af''\tilde{\theta}\text{sen}(\omega t) + \frac{a^2f''}{2}\text{sen}^2(\omega t) \quad (3.6)$$

$$f(\theta) = f^* + \frac{a^2f''}{4} + \frac{f''}{2}\tilde{\theta}^2 + af''\tilde{\theta}\text{sen}(\omega t) + \frac{a^2f''}{4}\cos(2\omega t). \quad (3.7)$$

Aplicando o FPA, cujo uma das finalidades é extrair os indesejáveis níveis CC da equação (3.7)

$$\frac{s}{s + \omega_h}[f(\theta)] \approx \frac{f''}{2}\tilde{\theta}^2 + af''\tilde{\theta}\text{sen}(\omega t) + \frac{a^2f''}{4}\cos(2\omega t). \quad (3.8)$$

Demodula-se o sinal, multiplicando a saída do filtro por $a \cdot \text{sen}(\omega t)$

$$\dot{\hat{\theta}} = a\frac{f''}{2}\tilde{\theta}^2\text{sen}(\omega t) + a^2f''\tilde{\theta}\text{sen}^2(\omega t) + \frac{a^3f''}{4}\cos(2\omega t)\text{sen}(\omega t). \quad (3.9)$$

gerando uma estimativa da derivada (gradiente) $\dot{\hat{\theta}}$ na entrada do integrador. Este integrador atualiza a estimativa de θ , conduzindo-a na direção do gradiente nulo.

Aplica-se novamente a identidade trigonométrica $2\text{sen}^2(\omega t) = 1 - \cos(2\omega t)$, assim como $2\cos(2\omega t)\text{sen}(\omega t) = \text{sen}(3\omega t) - \text{sen}(\omega t)$, à equação(3.9)

$$\dot{\hat{\theta}} \approx -\frac{a^2f''}{2}\tilde{\theta} + \frac{a^2f''}{2}\tilde{\theta}\cos(2\omega t) + \frac{a^2f''}{8}(\text{sen}(\omega t) - \text{sen}(3\omega t)) + a\frac{f''}{2}\tilde{\theta}^2\text{sen}(\omega t) \quad (3.10)$$

observa-se que em (3.2) θ^* é constante, portanto $\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}}$ e $\tilde{\theta}$ é obtido quando esse sinal é integrado, assim tem-se

$$\tilde{\theta} \approx \frac{k}{s} \left[-\frac{a^2 f''}{2} \tilde{\theta} + \frac{a^2 f''}{2} \tilde{\theta} \cos(2\omega t) + \frac{a^3 f''}{8} (\text{sen}(\omega t) - \text{sen}(3\omega t)) + a \frac{f''}{2} \tilde{\theta}^2 \text{sen}(\omega t) \right]. \quad (3.11)$$

Para dar continuidade na análise de estabilidade aplica-se o Teorema da Média. E, como se está interessado em uma análise local, pode-se desconsiderar o termo quadrático da equação (3.11)

$$\tilde{\theta} \approx \frac{k}{s} \left[-\frac{a^2 f''}{2} \tilde{\theta} + \frac{a^2 f''}{2} \tilde{\theta} \cos(2\omega t) + \frac{a^3 f''}{8} (\text{sen}(\omega t) - \text{sen}(3\omega t)) \right]. \quad (3.12)$$

O método aproxima a solução de um dado sistema pela solução de um sistema médio (KHALIL, 2002).

Todos os termos, exceto o primeiro, são senoidais. Ao passarem pelo integrador, eles são atenuados, pois é calculada a média temporal dos termos senoidais de forma que

$$\tilde{\theta} \approx \frac{k}{s} \left[\frac{-a^2 f''}{2} \tilde{\theta} \right]. \quad (3.13)$$

Sabendo que θ^* é constante, então $\dot{\theta} = \dot{\hat{\theta}}$, assim

$$\dot{\hat{\theta}} = -\frac{ka^2 f''}{2} \tilde{\theta}. \quad (3.14)$$

A estimativa ótima $\hat{\theta}$ (3.14) é alcançada, pois o integrador atualiza o sinal $\hat{\theta}(t)$ até $f(\theta)$ atingir seu máximo. Além disso, o sinal de perturbação é adicionado a $\hat{\theta}(t)$, forçando $f(\theta)$ a oscilar em seu máximo. Sendo que $ka^2 f'' > 0$, o sistema se torna estável. Por consequência, pode-se inferir que $\tilde{\theta} \rightarrow 0$, ou em análise sobre o problema original, $\hat{\theta}(t)$ converge para uma vizinhança de θ^* .

3.2 Estabilidade Pelo Cálculo das Componentes Médias

Para comprovar a estabilidade pelo cálculo das componentes médias (*averaging*), verificamos novamente que θ^* é constante, então $\dot{\hat{\theta}} = \dot{\tilde{\theta}}$. Com base na Figura 8, para uma perturbação $a \cdot \text{sen}(\omega t)$, a estimativa é governada pela equação diferencial

$\dot{\hat{\theta}} = k a \text{sen}(\omega t) f(\theta)$, o que significa que o erro de estimativa é governado por:

$$\frac{d\tilde{\theta}(t)}{dt} = \frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} = k a \text{sen}(\omega t) \left[f^* + \frac{f''}{2} (\tilde{\theta} + a \text{sen}(\omega t))^2 \right]; \quad (3.15)$$

e, expandindo o lado direito da equação 3.6, obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{\theta}(t)}{dt} &= k a f^* \cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 + k a^3 \frac{f''}{2} \cancel{\text{sen}^3(\omega t)}^0 \\ &+ k a \frac{f''}{2} \cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 \tilde{\theta}(t)^2 + k a^2 f'' \text{sen}^2(\omega t) \tilde{\theta}(t); \end{aligned} \quad (3.16)$$

com as componentes oscilantes indicadas apresentando valor médio igual a zero, conforme esperado. Conseqüentemente, tem-se apenas um componente médio, que é dado por:

$$\frac{d\tilde{\theta}_{med}(t)}{dt} = \frac{k f'' a^2}{2} \tilde{\theta}_{med}(t) < 0; \quad (3.17)$$

com $k f''$ sendo um parâmetro negativo. Portanto, o sistema em malha fechada (3.17) é exponencialmente estável.

Na literatura (GUAY; DOCHAIN; PERRIER, 2004), existem diversas abordagens para considerar outras formas de onda para o sinal de excitação, como a forma de onda triangular ou mesmo a forma de onda quadrada. Nessa dissertação, foi considerado o sinal de excitação dado por $a \cdot [\text{sen}(\omega t) + \text{cos}(\omega t)]$ para aumentar a taxa de convergência do componente médio de $\dot{\hat{\theta}}$, o que resulta em respostas mais rápidas. De fato, com o sinal de excitação proposto, podemos escrever:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{\theta}(t)}{dt} &= k a f^* [\cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 + \cancel{\text{cos}(\omega t)}^0] + k a^3 \frac{f''}{2} [\cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 + \cancel{\text{cos}(\omega t)}^0] \\ &+ k a^3 \frac{f''}{2} [\cancel{\text{sen}(2\omega t)}^0 \cancel{\text{cos}(\omega t)}^0] + k a^3 \frac{f''}{2} [\cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 \cancel{\text{sen}(2\omega t)}^0] \\ &+ k a^2 f'' [\text{sen}^2(\omega t) + \text{cos}^2(\omega t)] \tilde{\theta} + 2 k a^2 f'' [\cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 + \cancel{\text{cos}(\omega t)}^0] \tilde{\theta} \\ &+ k a \frac{f''}{2} [\cancel{\text{sen}(\omega t)}^0 + \cancel{\text{cos}(\omega t)}^0] \tilde{\theta}^2; \end{aligned} \quad (3.18)$$

com seu componente médio dado por:

$$\frac{d\tilde{\theta}_{med}(t)}{dt} = k f'' a^2 \tilde{\theta}_{med}(t) < 0; \quad (3.19)$$

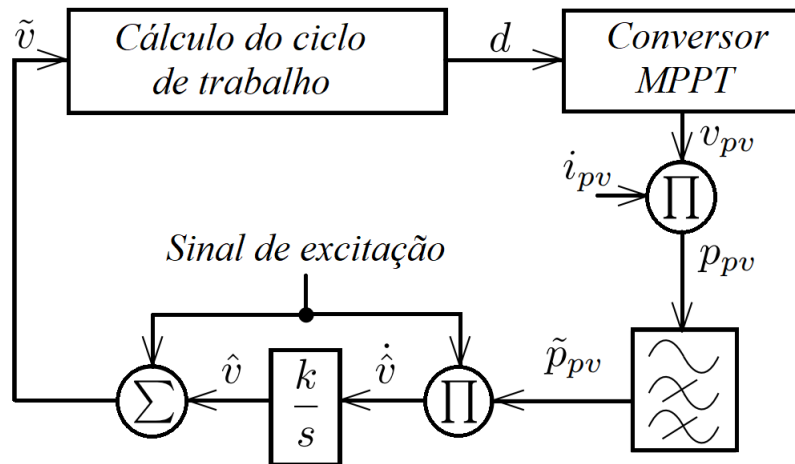


Figura 10: Diagrama de blocos do esquema de busca extremal por perturbações para um conversor MPPT com modulação PWM

que corresponde ao dobro da taxa de convergência obtida em (3.17) com o sinal de excitação $a \cdot \text{sen}(\omega t)$. Além disso, $k f''$ é um parâmetro negativo e o sistema médio em malha fechada (3.19) permanece exponencialmente estável.

3.3 Considerações com a Modulação por Largura de Pulso (PWM)

Os painéis fotovoltaicos são controlados por conversores eletrônicos de potência. Os conversores de potência são controlados usando-se uma estratégia de comutação. A modulação por largura de pulsos é uma das técnicas preferidas de modulação em tempo real e é amplamente utilizada para controle digital de conversores de fonte de tensão. O PWM permite reduzir as perdas de comutação e a distorção harmônica da forma de onda da tensão de saída, proporcionando maiores índices de modulação de amplitude.

Nesta dissertação, para validar a aplicação do controle ESC por perturbação senoidal, utilizou-se um conversor *boost* para alcançar o MPPT. O sinal de controle é modulado por largura de pulso PWM, que é utilizado para acionar o conversor. O diagrama de blocos da Figura 10 apresenta o circuito do conversor *boost* ou MPPT, que possui uma configuração onde a tensão gerada nos painéis solares v_{pv} é inferior à tensão de saída, a qual é constante. Além disso, o conversor MPPT foi projetado de forma que a sua operação compreende apenas o modo de condução contínua. Portanto, o diagrama de blocos do circuito completo do conversor MPPT é composto pelos seguintes elementos: cálculo do ciclo de trabalho (d), conversor MPPT, que é um amplificador com ganho dependendo do ciclo de trabalho, integrador e sinal de excitação.

A modulação PWM foi implementada com a frequência da forma de onda triangular (portadora) sendo o dobro daquela considerada para o sinal de excitação. Assim, as formas de onda de v_{pv} e i_{pv} apresentam espectro de frequência semelhante e podem ser descritas a seguir:

$$v_{pv}(\omega t) = V_{dc} + \sum_{h=1}^{\infty} v_h \text{sen}(h\omega t + \delta_{hv}) ; \quad (3.20)$$

$$i_{pv}(\omega t) = I_{dc} + \sum_{h=1}^{\infty} i_h \text{sen}(h\omega t + \delta_{hi}) ; \quad (3.21)$$

sendo ω a frequência do sinal de excitação e δ o deslocamento de fase das formas de onda. Com base nas formas de onda de $v_{pv}(\omega t)$ e $i_{pv}(\omega t)$, a potência produzida $p_{pv}(\omega t)$ pelos painéis solares apresenta o seguinte espectro de frequência:

$$p_{pv}(\omega t) = P_{dc} + \sum_{h=1}^{\infty} p_h \text{sen}(h\omega t + \delta_{hp}) . \quad (3.22)$$

Observe que o componente médio de p_{pv} resulta do produto dos seguintes componentes de $v_{pv}(\omega t)$ e $i_{pv}(\omega t)$:

$$P_{dc} = V_{dc}I_{dc} + \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} v_h i_h \cos(\delta_{hv} - \delta_{hi}) ; \quad (3.23)$$

enquanto a componente oscilante de $p_{pv}(\omega t)$ na frequência do sinal de excitação, $p_1(\omega t)$, corresponde a:

$$\begin{aligned} p_1(\omega t) &= V_{dc}i_1 \text{sen}(\omega t + \delta_{1i}) + I_{dc}v_1 \text{sen}(\omega t + \delta_{1v}) \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} v_{(h+1)}i_h \cos[(\omega t) + (\delta_{(h+1)v} - \delta_{hi})] \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} i_{(h+1)}v_h \cos[(\omega t) + (\delta_{(h+1)i} - \delta_{hv})] . \end{aligned} \quad (3.24)$$

As demais componentes oscilantes não influenciam a convergência do sistema e foram desprezadas nesta análise.

Na sequência, conforme indicado na Figura 10, existe um FPA para extrair as componentes oscilantes de $p_{pv}(\omega t)$. Em particular, embora não seja necessária para a análise

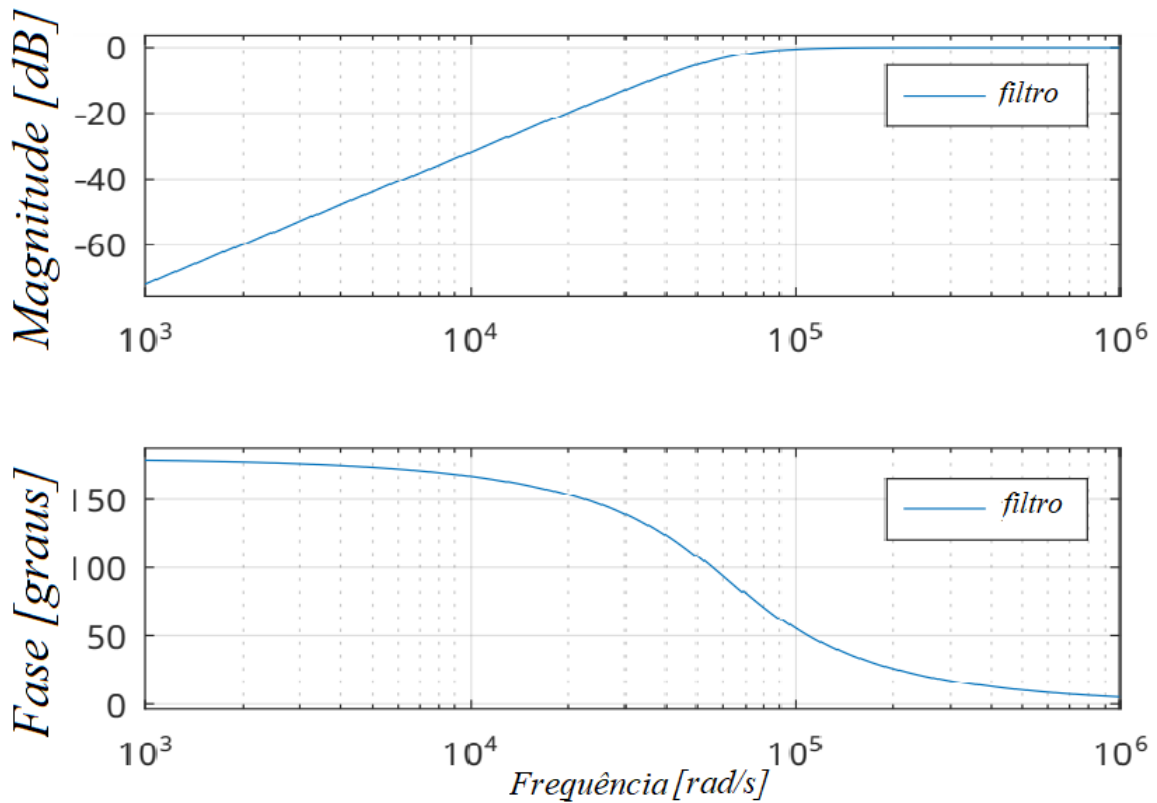


Figura 11: Diagrama de blocos do esquema de busca extremal por perturbações para um conversor MPPT com modulação PWM

de estabilidade, a inclusão de um FPA tem a finalidade de reduzir o número de componentes oscilantes que aparecem devido ao processo de desmodulação. Por outro lado, deve-se ter cuidado ao projetar o FPA, a fim de evitar efeitos indesejáveis, como componentes na frequência de perturbação e deslocamento de fase. A resposta em frequência do FPA aplicado é ilustrada na Figura 11.

Na subsequência, ocorre o processo de demodulação, em que os componentes oscilantes de $p_{pv}(\omega t)$ são multiplicados pelo sinal de excitação $a \cdot [\sin(\omega t) + \cos(\omega t)]$, resultando na derivada de \hat{v} , $d\hat{v}(t)/dt$, de modo que sua componente média é dada por:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{v}_{ave}}{dt} = & \frac{kV_{dc}i_1a}{2} [\cos(\delta_{1i}) + \text{sen}(\delta_{1i})] \\
 & + \frac{kI_{dc}v_1a}{2} [\cos(\delta_{1v}) + \text{sen}(\delta_{1v})] \\
 & + \frac{k v_2 i_1 a}{4} [\cos(\delta_{1i} - \delta_{2v}) + \text{sen}(\delta_{2v} - \delta_{1i})] \\
 & + \frac{k i_2 v_1 a}{4} [\cos(\delta_{1v} - \delta_{2i}) + \text{sen}(\delta_{2i} - \delta_{1v})]; \quad (3.25)
 \end{aligned}$$

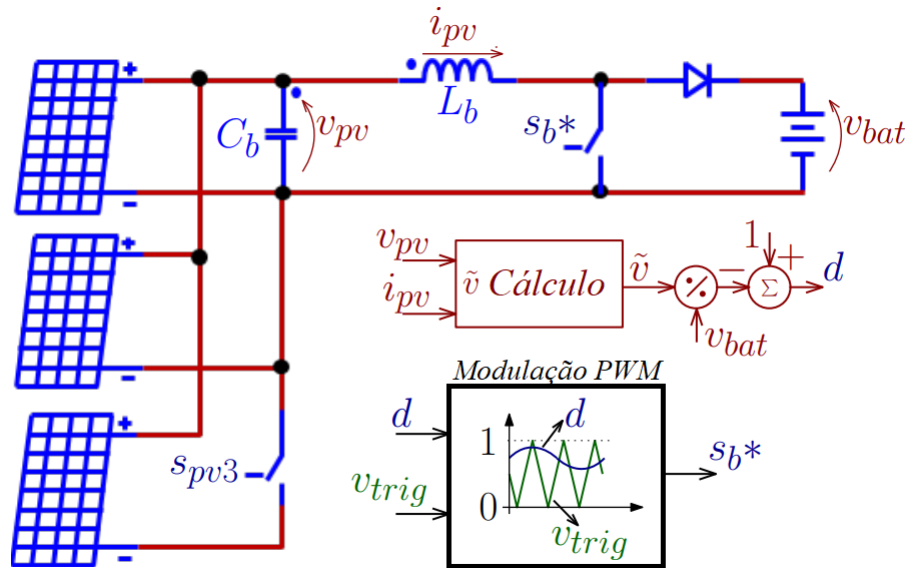


Figura 12: Implementação do algoritmo de busca extremal baseado no método de perturbação

Mais uma vez, o parâmetro k foi considerado negativo para que a média do sistema em malha fechada permaneça exponencialmente estável. Além disso, negligenciando os efeitos derivados do FPA, notamos uma incompatibilidade de fase intrínseca resultante da modulação PWM. Idealmente, sem deslocamento de fase entre v_{pv} e i_{pv} , a referida componente média tem sua magnitude máxima, que corresponde a:

$$\left[\frac{d\hat{v}_{ave}(t)}{dt} \right]_{\max} = \frac{ka}{2} [V_{dc}i_1 + I_{dc}v_1] + \frac{ka}{4} [v_2i_1 + i_2v_1]. \quad (3.26)$$

Embora não seja analisado neste capítulo, mas sim no capítulo sobre simulações e resultados, mesmo com a presença de incompatibilidade de fase PWM, pode-se verificar uma resposta de convergência mais rápida do controlador através do sinal de excitação $a \cdot [\text{sen}(\omega t) + \text{cos}(\omega t)]$ em comparação com a mais utilizada, dado por $a \cdot \text{sen}(\omega t)$.

3.4 Simulação e Resultados da Implementação do Algoritmo de Busca Extremal Baseado no Método de Perturbação

Neste capítulo, investigamos o desempenho do controle de busca extremal com o sinal de perturbação proposto aplicado a um conversor MPPT. O circuito de potência simulado está representado na Figura 12, enquanto os principais parâmetros estão descritos na Tabela 1. Para se avaliar sob condições transitórias, um painel solar é removido do circuito no instante de tempo $t = 0,07s$ e reconectado em $t = 0,08s$.

Baseado no PWM, o comando para chavear o conversor MPPT, representado na Figura 12 como s_b^* , muda de 0 para 1 da seguinte forma:

$$\begin{cases} s_b^* = 1; & d \geq v_{trig} \\ s_b^* = 0; & d < v_{trig} \end{cases} \quad (3.27)$$

Em relação ao algoritmo de controle, o filtro utilizado é um FPA de segunda ordem com frequência de corte de 800Hz e à taxa de amortecimento de 0,7. O ganho K é igual a 250 (valor negativo) e o sinal de excitação tem magnitude (a) de 10 com frequência de 10kHz. Uma vez que a potência produzida por dois painéis fotovoltaicos tem um valor inferior a 600W, a amplitude do sinal de perturbação é inferior a 2%. A título de exemplo, seguem as curvas PV aproximadas, representadas na Figura 13 com 2 e 3 painéis solares. Todos os painéis solares são iguais, de forma que a potência máxima é obtida com a mesma tensão.

Tabela 1: PRINCIPAIS PARÂMETROS DO CIRCUITO SIMULADO - BUSCA EXTREMAL POR PERTURBAÇÃO

Parâmetros de simulação no PSIM	Valores
Passo de simulação (Time step)	$5 \times 10^{-6} s$
Tempo Total de simulação (<i>Total time</i>)	0.1s
Tensão de circuito aberto (<i>Open Circuit Voltage</i>) Voc	80V
Corrente de curto-circuito (<i>Short Circuit Current</i>) Isc	5.9A
Número de painéis em paralelo	3
Carga bateria CC	300V
Frequência de chaveamento	20 kHz
Frequência de canto do FPA	800Hz
Indutância do conversor boost L	2.0mH
Temperatura do painel solar	25°C
Capacitância do conversor Boost Co	1.0μF

A Figura 14 ilustra a potência produzida pelos 3 painéis solares, enquanto a Figura 15 mostra o erro entre a potência produzida e os valores de referência correspondentes. Estes painéis apresentam as mesmas características (tensão de circuito aberto, corrente de curto-circuito), e, conseqüentemente, sua potência máxima é obtida com a mesma

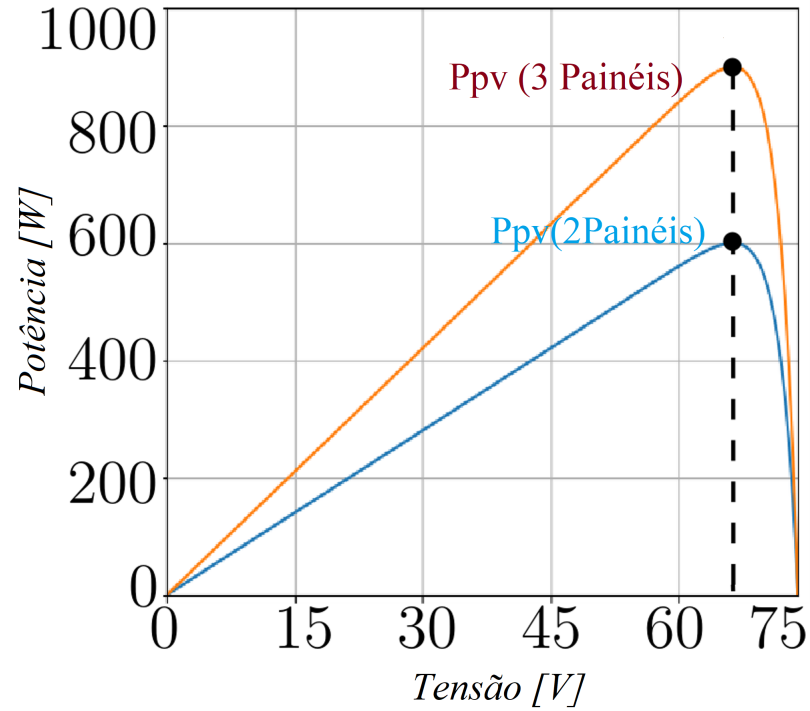


Figura 13: Exemplo de curvas fotovoltaicas com 2 e 3 painéis solares, conforme indicado na Figura 12

tensão, que é de 65V, aproximadamente. Observa-se que, quando o CC-CC está habilitado ($t = 0,05s$), ele converge para seu valor máximo (900W). A $t = 0,07s$, um dos painéis solares é retirado do circuito para que a potência produzida diminua para 600W. Na sequência, em $t = 0,08s$, o mesmo painel é reconectado ao circuito e, conseqüentemente, a potência produzida aumenta novamente para 900W.

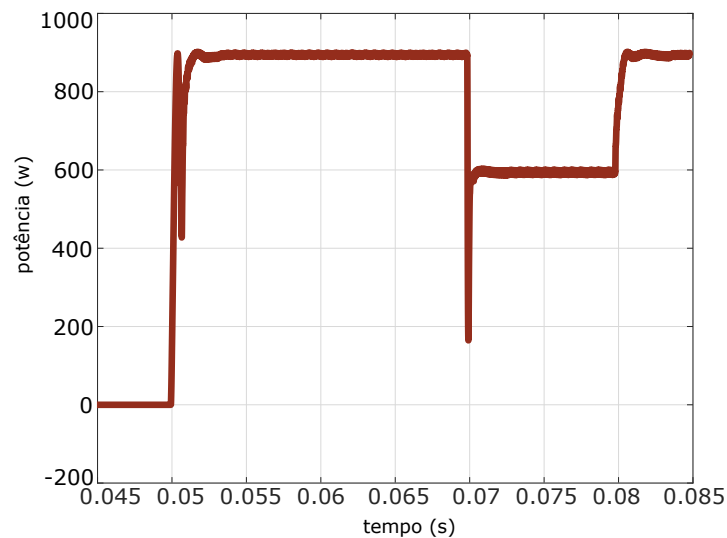


Figura 14: Potência produzida pelo painel fotovoltaico

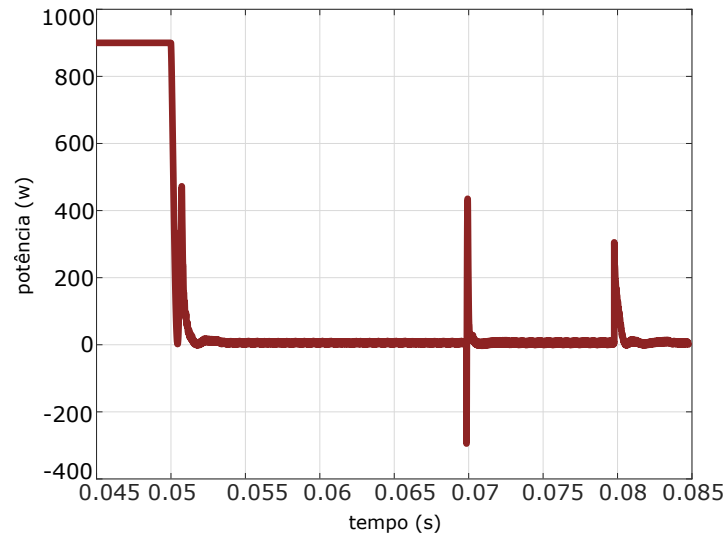


Figura 15: Erro da potência produzida em relação aos valores de referência correspondentes

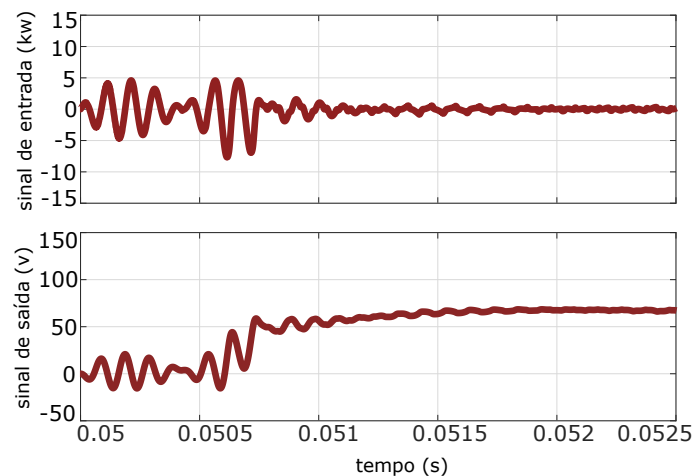


Figura 16: Sinais de entrada e saída no integrador indicados na Figura 12

Em sequência, a Figura 16 representa os sinais de entrada e saída no integrador. A entrada corresponde à derivada da potência produzida (função estática), enquanto a saída é a componente média da tensão de referência. Em $t = 0,05s$, quando o conversor CC-CC está habilitado, a tensão de referência converge para o ponto de ajuste ótimo em um período inferior a $2,5ms$. Conseqüentemente, a derivada da potência produzida tem valor médio igual a zero.

A tensão do barramento CC nos terminais dos painéis solares, veja a Figura 17, era de 80V antes da inicialização do conversor MPPT, o que corresponde à tensão de

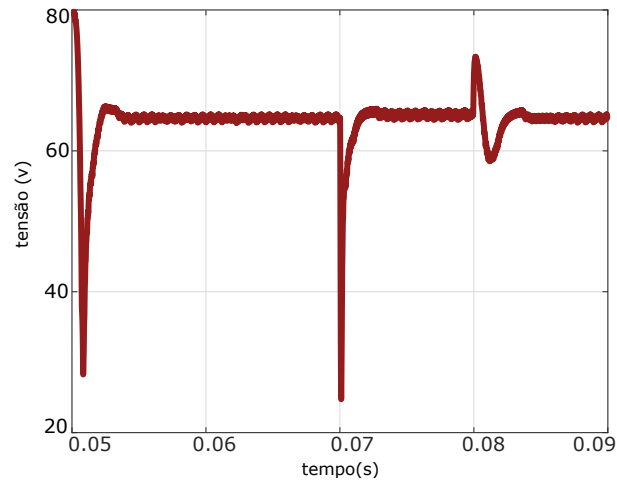


Figura 17: Tensão CC nos terminais dos painéis fotovoltaicos

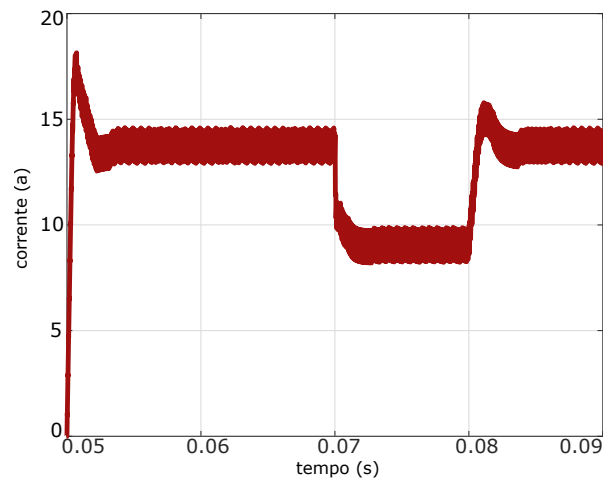


Figura 18: Corrente do conversor CC-CC em modo de condução contínua

circuito aberto dos painéis solares. Em sequência, desce até 65V (melhor situação de set point), mantidos durante a simulação, uma vez que todos os painéis são iguais.

A Figura 18 ilustra a corrente do conversor CC-CC em L_b , representada na Figura 12 como i_{pv} . Quando o conversor é habilitado, i_{pv} atinge sua condição de estado estacionário após um curto período quando a amplitude instantânea de saída do sistema excedeu a amplitude instantânea de entrada, e assumindo que o sistema tenha um ganho unitário quando medido com uma onda senoidal. O mesmo desempenho ocorre nos demais transitórios. Como esperado, o conversor CC-CC opera em modo de condução contínua, com i_{pv} apresentando um valor médio inferior de 9A, aproximadamente, e uma ondulação de 2A (valor pico-pico).

A Figura 19 mostra a modulação PWM com o sinal de referência (*duty-cycle*),

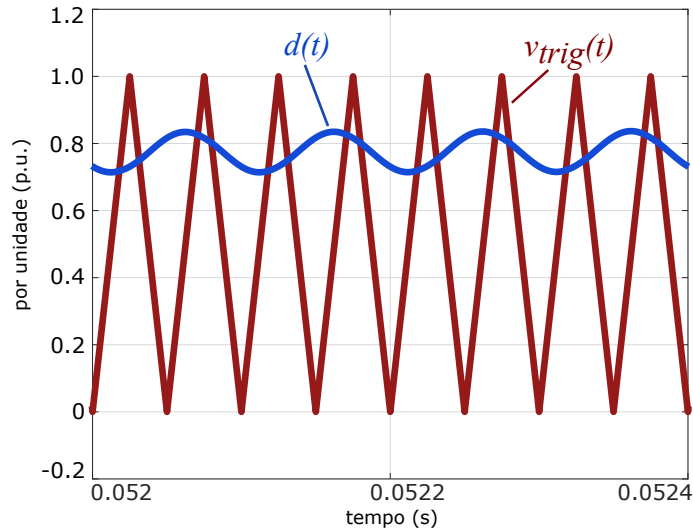


Figura 19: Modulação PWM: sinal de referência, $d(t)$ e forma de onda triangular, $v_{trig}(t)$

indicado como $d(t)$, comparado com uma forma de onda triangular ($v_{trig}(t)$), no instante após o primeiro transitório com o conversor CC-CC apresentando condição de regime permanente. Como esperado, o ciclo de trabalho apresenta componentes média e oscilante, sendo que a última corresponde à perturbação.

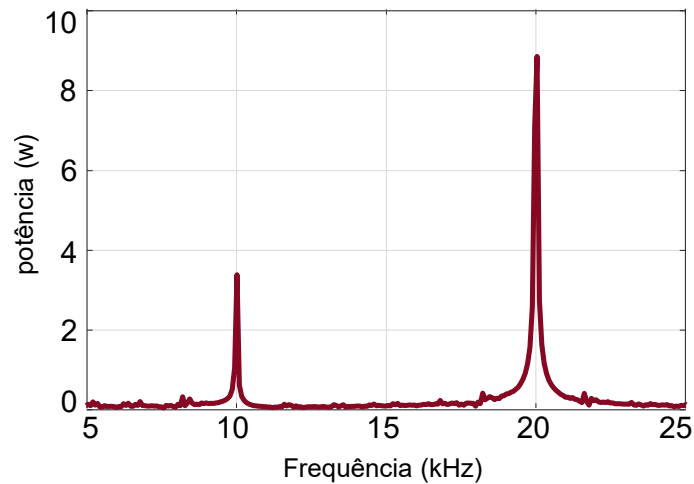


Figura 20: Espectro da potência p_{pv} na faixa entre 5kHz a 25kHz

Por fim, na Figura 20, estão as amplitudes da potência produzida (p_{pv}) em 10kHz e 20kHz, observadas no seu espectro de frequência. A componente oscilante em 10kHz resulta do sinal de perturbação, enquanto a componente em 20kHz resulta da frequência de chaveamento com a modulação por largura de pulso. Esta é uma questão importante, uma vez que o PWM não comprometeu o desempenho do algoritmo, ou seja, apenas a componente oscilante em 10kHz contribui para a componente média do gradiente da

função estática. Além disso, a amplitude em 10kHz é inferior a 4W (valor de pico) e desviada do sinal de perturbação $a \cdot \sin(\omega t)$. Assim, a inclusão de outro sinal de perturbação, $a \cdot \cos(\omega t)$, foi necessária, não apenas para fornecer uma resposta mais rápida, mas também para viabilizar o controlador proposto com conversor PWM.

3.5 Sintonia do Ganho k do Controlador

Com objetivo de sintonizar o ganho k do controlador considerou-se como metodologia observar os valores mínimo e máximo do ganho k em que a potência produzida pelos painéis convergiu para o ponto ótimo em um intervalo de tempo menor do que 20 ms , o que consistiu no domínio de busca. Basicamente, considerando que o controlador inicia no instante de tempo $t = 50 ms$ e o primeiro transitório ocorreu em $t = 70 ms$, é esperado que a potência produzida pelos painéis alcance o valor máximo antes da ocorrência do primeiro transitório em $t = 70 ms$, o que resulta em um intervalo de tempo de 20 ms . O ganho ótimo resultou na convergência no menor intervalo of tempo.

Neste sentido, observou-se que para ganhos abaixo de 10 a potência produzida pelos painéis não alcançou o ponto máximo em um intervalo de tempo inferior à 20 ms . Por outro lado, para ganhos superiores à 450, o controlador não atuou de forma esperada com a potência produzida pelos painéis permanecendo inalterada.

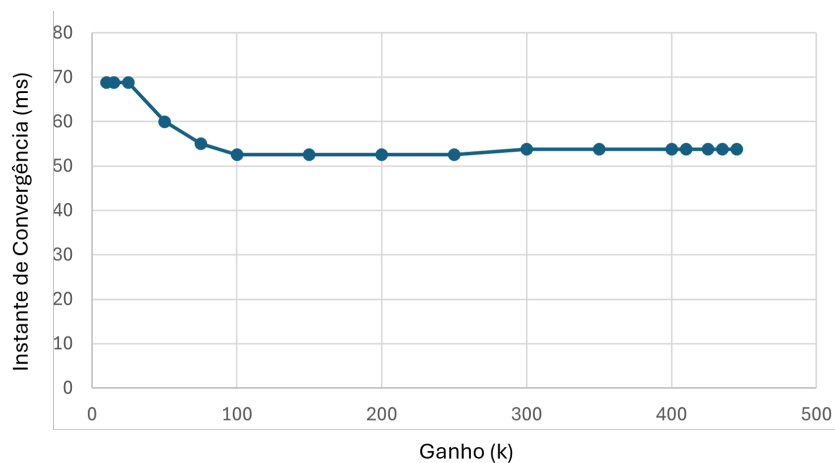


Figura 21: Instante de convergência da potência para o seu valor máximo em função do ganho k , a partir do instante em que o controlador foi iniciado, $t = 50ms$

Conforme ilustrada na Figura 21, para ganhos entre 100 e 250, a potência produzida pelos painéis alcançou o ponto de máxima potência no instante de tempo $t = 52,5 ms$, aproximadamente, o que resultou em um tempo de convergência de 2,5 ms . Assim, o valor

de $k = 250$ consistiu no máximo ganho que resultou no menor de tempo de convergência, razão esta que se deu pela sua escolha.

3.6 Conclusões Parciais

Este capítulo abordou o controle por busca extremal baseado na perturbação senoidal aplicada ao conversor MPPT com modulação PWM.

Devido à modulação PWM, foi verificado que os sinais de perturbação devem ter frequência inferior àquela aplicada à portadora. Particularmente, a frequência da forma de onda triangular (portadora) é 2 vezes maior do que os sinais de perturbação considerados, de modo que a componente oscilante resultante da modulação PWM não comprometeu o processo de demodulação na entrada do integrador.

Com base nas informações da teoria estudada o conversor MPPT com o algoritmo proposto é capaz de extrair a potência máxima dos painéis solares, apresentando uma resposta transitória rápida. Além disso, o conversor CC-CC está em modo de condução contínua, conforme verificado na Figura 18.

O sinal de perturbação proposto permitirá não apenas uma resposta transitória rápida, mas também viabilizar a implementação do algoritmo de controle em um conversor MPPT com abordagem de modulação PWM.

4 ADAPTAÇÕES NO CONTROLE EXTREMAL POR MODOS DESLIZANTES VIA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA UM CONVERSOR MPPT

O método de SMC através da função de comutação periódica é usado quando se tem um problema de controle de plantas ou sistemas onde não se sabe a direção de controle, ou seja, o sinal de realimentação é desconhecido. Nesse tipo de controle, é determinada uma série de superfícies deslizantes, sendo que pelo menos uma delas é estável e não há necessidade de se ter uma direção de controle conhecida (DRAKUNOV; ÖZGÜNER, 1992)(DRAKUNOV, 1993).

O SMC para uma estrutura variável é um método de controle robusto e eficiente para se utilizar no controle de sistemas com características não-lineares, mesmo com a presença de incertezas, que podem ser motivadas por dinâmicas não-modeladas, variações nos parâmetros da planta ou simplificações de plantas complexas (EDWARDS; SPURGEON, 1998).

Esta dissertação desenvolveu problemas com uma estrutura variável, distinguindo-se pela utilização de um conjunto de leis de controle, chaveadas conforme a uma regra de tomada de decisão (função de chaveamento), alterando, assim, a estrutura do sistema em malha fechada. Deste modo, tornou-se possível combinar propriedades, úteis de cada uma das estruturas do sistema realimentado. De forma complementar, podem ser obtidas novas propriedades que não são inerentes a nenhuma das estruturas utilizadas- por exemplo, um sistema assintoticamente estável pode ser constituído de duas estruturas instáveis (NUNES, 2004).

Portanto, o controle por modos deslizantes (SMC) é projetado para conduzir e manter o estado do sistema na superfície de deslizamento. Esta superfície é projetada de maneira a garantir que o sistema tenha o desempenho desejado e seja imune a perturbações. Quando o sistema atinge a superfície de deslizamento e nela permanece, diz-se que está na condição de deslizamento ou em modo deslizante, funcionando idealmente como um controlador de ganho infinito. Por consequência, os efeitos das incertezas paramétricas e das perturbações são anulados, tornando o sistema robusto e fazendo com que o objetivo do controle seja alcançado (UTKIN; GULDNER; SHI, 2017).

Um fator limitante para este método é a necessidade de se ter um vetor de estado

da planta conhecido, situação que é corrigida utilizando-se apenas uma realimentação de saída (TAN et al., 2009). Neste método, plantas com um único extremo podem ser alcançadas (máximo e mínimo) utilizando qualquer valor para a condição inicial, convergência ou estabilidade global, ou seja, capacidade de rejeitar perturbações não-modeladas, bom comportamento transitório, insensibilidade a não-linearidades da planta e a variações de parâmetros (EDWARDS; SPURGEON, 1998).

Para realizar o controle SMC, foi utilizado o conversor CC-CC com a tensão CC na saída regulada pelo inversor conectado à rede elétrica, com a tensão de entrada ajustada pelo controlador MPPT. Na literatura, os trabalhos publicados nessa área centraram-se na obtenção de esquemas SMC de frequência de comutação fixa usando bloco PWM e considerando o controle equivalente SMC como uma onda modulada em ambos os modos contínuos e condução descontínua. O movimento em direção à superfície deslizante, e a permanência nesta superfície, está relacionado com a escolha dos ganhos do controlador. Geralmente, uma faixa admissível para cada ganho pode ser obtida com base na linearização do modelo do sistema em torno de um ponto de equilíbrio, levando em conta algumas limitações práticas para alcançar uma dinâmica desejada e a estabilidade assintótica local do conversor. No entanto, os desempenhos obtidos são válidos apenas em torno do ponto de equilíbrio escolhido. Além disso, a resposta obtida do sistema depende dos valores de ganhos escolhidos na faixa admissível. Consequentemente, os valores ideais dos parâmetros do controlador podem melhorar a robustez do sistema contra a variação da tensão de entrada (flutuação da tensão do módulo fotovoltaico) ou variação de carga.

Observa-se que a característica da ação de controle de mudar de estado com uma frequência, que, idealmente, tende ao infinito ao alcançar a superfície de deslizamento, é restritiva quando aplicada em acionamento de transistores de potência. De fato, mesmo com os avanços da tecnologia nos transistores baseados em carbeto de silício, a frequência de chaveamento do transistor é limitada. Outro ponto importante trata do fato da frequência de chaveamento ser reduzida à medida que a potência envolvida aumenta. Atualmente é possível encontrar transistores operando com frequência de chaveamento de, aproximadamente, 50KHz aplicados em conversores CC-CC de até 1kW. Na literatura há trabalhos, como os apresentados por (JAMSHIDI et al., 2023), em que se propõe o controlador por modos deslizantes com modificações aplicado para o conversor MPPT. No entanto, não abordam o problema da limitação quanto à frequência de chaveamento. O

mesmo ocorre no trabalho proposto por (MOJALLIZADEH et al., 2016) e (PRADHAN; SUBUDHI, 2015).

Assim, diferentemente do que já foi apresentado na literatura, esta dissertação propõe a utilização do modo deslizante apresentado por (OLIVEIRA; PEIXOTO; HSU, 2011), com a função de chaveamento periódica substituída pelo PWM. Os resultados de simulação envolvendo o controle por modo deslizante, tanto com a função de chaveamento periódica quanto com a modulação por largura de pulso, são aqui apresentados.

4.1 Descrição do Circuito

O esquemático simplificado do circuito base utilizado nesta dissertação está representado na Figura 22. O sistema fotovoltaico é composto por 3 painéis conectados em paralelo, onde cada um produz máxima potência de, aproximadamente, 300 W.

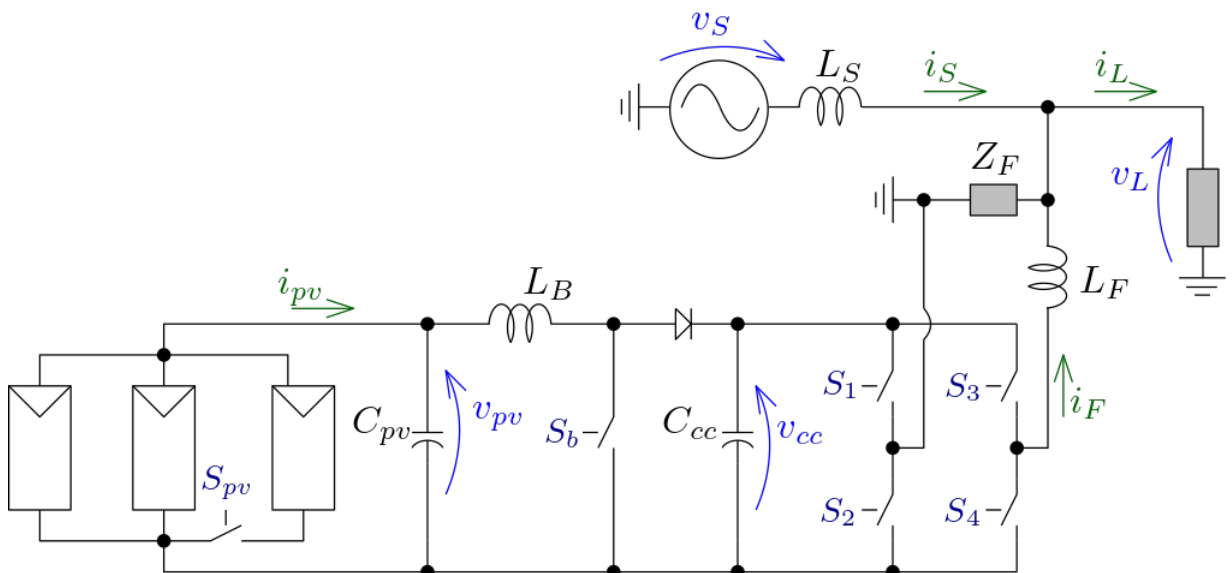


Figura 22: Esquemático simplificado do circuito utilizado para a simulação

Estes painéis apresentam tensão de circuito aberto e corrente de curto circuito de, aproximadamente, 80V e 4,4 A, respectivamente. Na Figura 23 estão as curvas teóricas das potências, em função da tensão, para 2 e 3 painéis. Em conjunto com os painéis, há um transistor ideal, bidirecional, utilizado para provocar 2 transitórios durante a simulação, que consiste em desconectar um dos painéis e, após um período, reconectá-lo. Na saída dos painéis, há um pequeno capacitor de $1\mu F$, representado na Figura 22 por C_{pv} , apenas para filtrar as componentes de alta frequência. A corrente resultante dos painéis e tensão na saída estão representados por i_{pv} e v_{pv} , respectivamente.

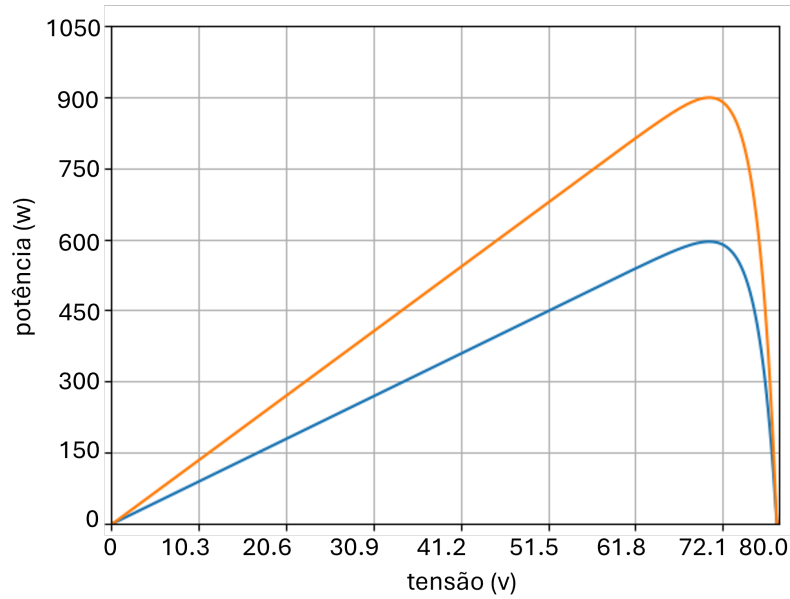


Figura 23: Curvas teóricas das potências em função da tensão com 2 e 3 painéis

Na sequência, tem-se os painéis que estão conectados ao conversor MPPT com configuração elevador de tensão (conversor *boost*), de um único estágio e não isolado. O indutor de acoplamento com valor de $1mH$ está representado por L_B e o transistor por S_b . Continuando, há um diodo, que é inerente da configuração *boost* para assegurar o fluxo de energia unidirecional, e um capacitor de $4,7mF$, representado por C_{cc} . Este capacitor integra o conversor MPPT com o inversor monofásico, que está conectado na rede elétrica.

A tensão do lado *CC* do inversor (v_{CC}) foi dimensionada para um valor médio de $500V$ com objetivo de assegurar a controlabilidade do inversor a todo e qualquer instante durante a simulação. É importante comentar que, em circuitos monofásicos, a potência ativa apresenta oscilação com amplitude majorada na componente em 2ω , sendo ω a frequência fundamental. Em conjunto com o lado *CC*, o inversor apresenta 4 transistores com os respectivos diodos em anti-paralelo ($S1, S2, S3, S4$), operando com frequência máxima em $20kHz$. Na saída do inversor, há o indutor de $5mH$ (L_F), com a corrente representada por i_F . Em conjunto com o indutor, há um filtro passivo (Z_F) para atenuar as componentes de alta frequência produzidas pela modulação do inversor. Este filtro é composto por um circuito *RC* série, com um resistor de 2Ω e um capacitor de $10\mu F$.

O inversor está conectado a um circuito elétrico monofásico, com a tensão de alimentação (v_S) composta somente pela componente fundamental, tendo amplitude de $180V$ e frequência de $60Hz$. O indutor de acoplamento do circuito, L_S , corresponde a $200\mu H$, com a corrente representada por i_S . A carga consiste em um conjunto de resistores

que demandam um potência ativa média de $800W$, aproximadamente, com a tensão e a corrente representadas por i_L e v_L , respectivamente.

4.1.1 A Superfície de Deslizamento

De modo ilustrativo ao ESC por modos deslizantes, verificamos a Figura 24, onde a superfície de deslizamento é uma região do espaço de estado, na qual se garante que o sistema tenha um comportamento pré definido e estável. Ela é determinada pela intersecção de l superfícies de chaveamento contidas no \mathfrak{R}^n . Estas superfícies de chaveamento são projetadas de tal maneira que conduzam e mantenham o estado na superfície de deslizamento.

Seja a superfície de deslizamento dada por

$$\sigma(x(t)) = 0; \quad (4.1)$$

onde $\sigma_i(x(t)) \in \mathfrak{R}^{n \times l}$ é a matriz da superfície de deslizamento.

Cada entrada $u_i(t)$ do controle chaveado $u(t) \in \mathfrak{R}^l$ tem a seguinte forma

$$u_i(t) = \left\{ \begin{array}{l} u_i^+ = 1 \text{ para } \sigma_i(x(t)) > 0 \\ u_i^- = 0 \text{ para } \sigma_i(x(t)) < 0 \end{array} \right\}, \quad (4.2)$$

para $i = 1, \dots, l$. O termo $\sigma_i(x(t))$ define a i ésima superfície de chaveamento associada à superfície.

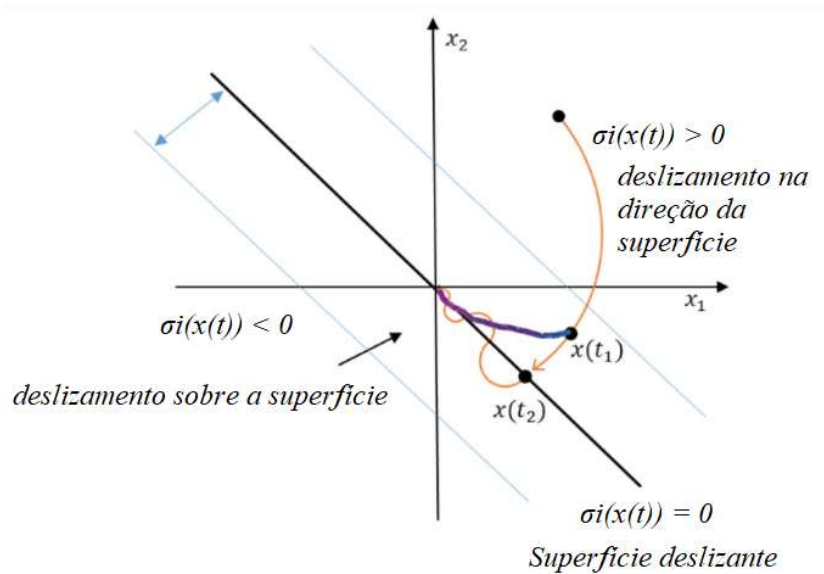


Figura 24: Princípio básico do ESC por modos deslizantes

4.2 Algoritmo de Controle

Nesta dissertação, foi sugerida uma técnica de controle de modo deslizante para minimizar esse problema. A estratégia da ESC por modos deslizantes é projetar uma superfície deslizante que define o ponto de operação. Alcançar esta superfície em tempo finito requer uma lei de controle aplicada para o acionamento do transistor do conversor CC/CC. A potência de pico fotovoltaica pode ser obtida suavemente em diferentes condições, alterando o ciclo de trabalho do conversor. O sistema fotovoltaico será conectado à rede (carga) por meio de um inversor, quando utilizar a configuração *on grid*. A Figura 25 mostra o diagrama de blocos do controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica. O sinal de erro, $e(t)$, é determinado na forma:

$$e(t) = \int K_m dt - p_{pv}(t); \quad (4.3)$$

sendo K_m uma constante com valor de 2500. Foi utilizado um limitador com objetivo de saturar a saída do integrador em 1000. O valor saturado deve ser maior do que o ponto ótimo da planta, ou seja, maior do que a máxima potência produzida pelos painéis. Pode ser entendido como um ponto que permita o controle fazer uma varredura sobre todo o domínio da função.

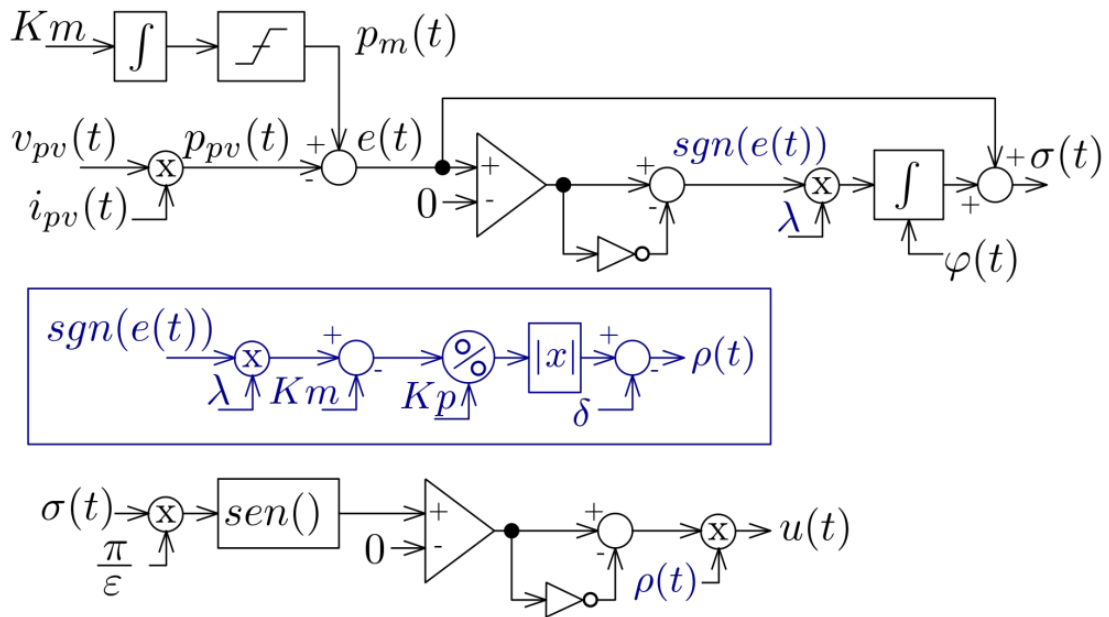


Figura 25: Diagrama de Blocos do controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica

Voltando para o sinal $e(t)$, este é composto por uma componente média e outra oscilante. Essencialmente, enquanto a potência $p_{pv}(t)$ desliza sobre a rampa da saída do integrador, o sinal $e(t)$ é composto basicamente pela componente oscilante. Ao alcançar o ponto de máxima potência, surge uma diferença, uma vez que a saída do integrador ainda está abaixo do valor de saturação. Com isso, surge a componente média em $e(t)$. Neste sentido, é importante comentar que este valor médio não indica o quão longe a potência p_{pv} está do ponto ótimo. De fato, o valor médio indica tão somente a direção do gradiente para a ação de controle.

Em seguida, é gerado o sinal $\sigma(t)$, sendo $\dot{\sigma}(t) = 0$ o modo deslizante proposto por (OLIVEIRA; PEIXOTO; HSU, 2011). Conforme ilustrado na Figura 25, o sinal de controle $\sigma(t)$ é dado por:

$$\sigma(t) = e(t) + \int \lambda \text{sgn}(e(t)) dt; \quad (4.4)$$

com o parâmetro $\lambda = 16000$. Para este algoritmo, o valor de $\varphi(t)$ foi considerado como uma constante igual a 440. Os valores destes 2 parâmetros foram determinados de forma empírica, a partir dos resultados obtidos preliminarmente.

Desta forma, o sinal $\sigma(t)$ apresenta, tão somente, em componentes oscilantes que consiste na componente oscilante de $e(t)$ adicionada a uma forma de onda triangular

gerada pelo integrador com amplitude em função do parâmetro λ . Esta característica muda com o surgimento da componente média em $e(t)$. Esta componente média tende a aumentar enquanto a saída do integrador utilizado para a geração do sinal de $e(t)$ estiver abaixo do valor de saturação. Quando o valor de saturação é alcançado, a componente média de $e(t)$ é muito maior do que a sua componente oscilante. Com isso, o sinal $\sigma(t)$ passa a ser representado na forma:

$$\sigma(t) = \bar{e}(t) + \tilde{e}(t) + \int \lambda \bar{e}(t) dt; \quad (4.5)$$

onde $\bar{e}(t) \gg \tilde{e}(t)$.

Em seguida está ilustrada na Figura 25 a função de chaveamento periódica. Essencialmente, o sinal $\rho(t)$ é determinado na forma:

$$\rho(t) = \left| \frac{\text{sgn}(e(t))\lambda - K_m}{K_p} \right| - \delta. \quad (4.6)$$

sendo os parâmetros K_p e δ constantes com valores iguais a 1 e 2, respectivamente. Novamente, estes valores foram obtidos de forma empírica a partir dos resultados obtidos preliminarmente. O parâmetro $\rho(t)$ apresenta forma de onda quadrada enquanto a componente média de $e(t)$, $\bar{e}(t)$, apresentar um valor desprezível quando comparado à componente oscilante $\tilde{e}(t)$. Por outro lado, quando a condição $\bar{e}(t) \gg \tilde{e}(t)$ é alcançada, o parâmetro $\text{sgn}(e(t))$ torna-se uma constante positiva, de modo que o sinal $\rho(t)$ fica simplificado na forma:

$$\rho(t) = \frac{\lambda - K_m}{K_p} - \delta. \quad (4.7)$$

Uma vez calculado o sinal referente à função de chaveamento periódica, $\rho(t)$, segue-se então para a determinação do sinal de comando $u(t)$, utilizado para acionar o transistor S_b do conversor MPPT. O sinal de controle $u(t)$ é dado por:

$$u(t) = \rho(t) \text{sgn} \left[\text{sen} \left(\frac{\pi \sigma(t)}{\epsilon} \right) \right]. \quad (4.8)$$

O acionamento do transistor S_b ocorre da seguinte forma:

$$u(t) = \left\{ \begin{array}{l} S_b = 1; u(t) \geq 0 \\ S_b = 0; u(t) < 0 \end{array} \right\} \quad (4.9)$$

Enquanto a componente média do erro, $e(t)$, for desprezível, as componentes $\rho(t)$ e $\sigma(t)$ são compostas, basicamente, por componentes oscilantes. O produto entre componentes oscilantes de mesma frequência resulta é uma componente média em $u(t)$. Com isso, nesta condição, $u(t)$ é composto por componentes média e oscilante. Na condição de $\bar{e}(t) \gg \tilde{e}(t)$, o sinal $\rho(t)$ torna-se constante e, conseqüentemente, a componente média $u(t)$ é praticamente desprezível quando comparada com a componente oscilante.

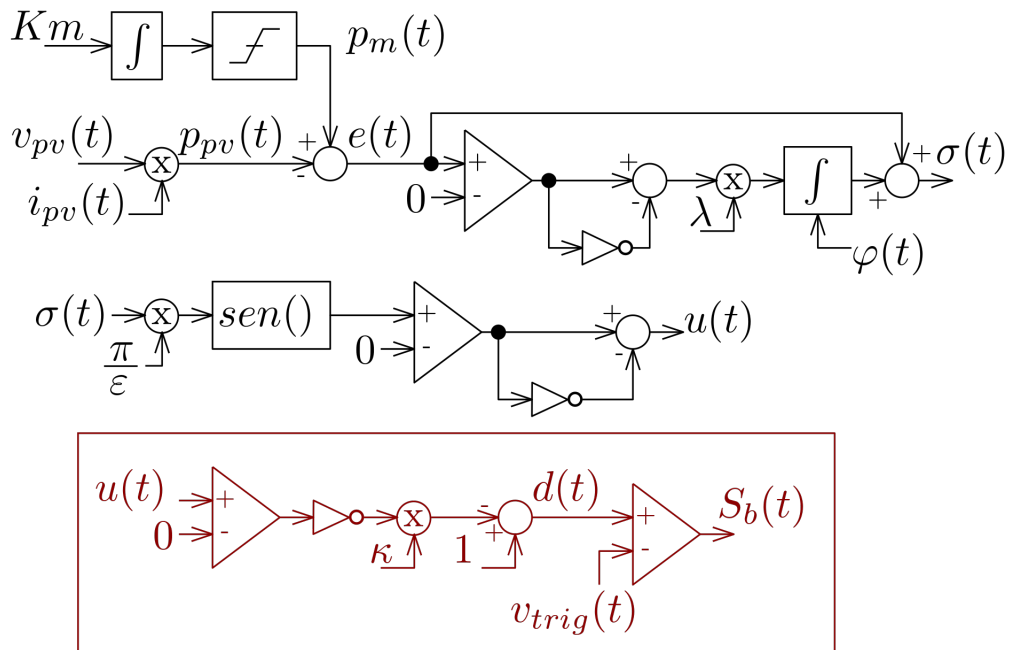


Figura 26: Diagrama de Blocos do SMC com a substituição função de chaveamento pelo PWM

O diagrama de blocos do SMC via modulação por largura de pulso é apresentado na Figura 26. Essencialmente, a função de chaveamento periódica foi substituída pela modulação por largura de pulsos com adaptações para a determinação do ciclo de trabalho $d(t)$. Para evitar sobremodulação, foi utilizada uma taxa de amostragem de $100kHz$, que corresponde ao dobro da frequência de chaveamento ($50kHz$) aplicada ao transistor do conversor MPPT. Além disso, no algoritmo proposto, o sinal $u(t)$ é dado por:

$$u(t) = sgn \left[sen \left(\frac{\pi \sigma(t)}{\epsilon} \right) \right]. \quad (4.10)$$

Para a determinação do ciclo de trabalho, é necessário que a sua forma de onda esteja em fase com a forma de onda de $u(t)$, com valor médio ajustado em função do ganho estático do conversor *boost*. Em função destas restrições, o sinal $u(t)$ teve a sua amplitude normalizada e, em seguida, a sua forma de onda foi deslocada em 180° por meio de uma porta inversora. O Ganho k é dado pela razão entre a tensão de circuito aberto dos painéis, igual a 80V, e tensão do lado CC representada por v_{CC} na Figura 22. Neste sentido, o sinal referente ao ciclo de trabalho proposto nesta dissertação, é dado por:

$$d(t) = 1 - ku(t - \tau); \quad (4.11)$$

sendo τ o deslocamento de fase referente à 180° .

Por fim, há os controles tanto da regulação da tensão do lado CC quanto do acionamento dos transistores do inversor. Tratam-se de controles simples e difundidos na literatura. Basicamente, para o controle do lado CC , é gerado uma variável, $g(t)$, calculada da seguinte forma:

$$g(t) = K_p \cdot (v_{CC}^* - v_{CC}) + k_i \cdot \int (v_{CC}^* - v_{CC}) dt; \quad (4.12)$$

sendo v_{CC}^* a tensão de referência do lado CC . A corrente de referência, $i_F^*(t)$ é dada por:

$$i_F^*(t) = g(t) \cdot \text{sen}(\omega t); \quad (4.13)$$

onde $\text{sen}(\omega t)$ corresponde ao sinal senoidal sincronizado com a componente fundamental da tensão v_s . Por fim, o acionamento dos transistores S_1, S_2, S_3, S_4 ocorre da seguinte forma:

$$u(t) = \left\{ \begin{array}{l} S_3, S_2 \text{ ON}; i_F^*(t) \geq i_F(t) \\ S_1, S_4 \text{ ON}; i_F^*(t) < i_F(t) \end{array} \right\} \quad (4.14)$$

4.3 Resultados de Simulação

As simulações envolvendo os dois controles ocorreram em um período de 0,35s com passo fixo de 0,5 μ s. Os eventos durante a simulação ocorrem da seguinte forma: i) o

inversor monofásico e o controle da tensão do lado CC (v_{CC}) foram habilitados no instante de tempo $t = 0,05s$; ii) o controle MPPT foi habilitado em $t = 0,15s$, com os 3 painéis inicialmente conectados, ou seja, é esperada uma máxima potência de, aproximadamente, $900W$; iii) em $t = 0,25s$, um dos painéis é desconectado do sistema fotovoltaico. Nesta condição, o ponto de máxima potência cai para, aproximadamente, $600W$; iv) em $t = 0,3s$, o painel desconectado foi novamente reconectado, com o ponto de máxima potência subindo novamente para, aproximadamente, $900W$.

4.3.1 Resultados de Simulação com o Controle Extremal por Modos Deslizantes via Função de chaveamento Periódica

A Figura 27 consiste na forma de onda da potência produzida pelos painéis. Quando o controle MPPT foi habilitado, a potência foi incrementada até o ponto de máxima potência. Ao alcançar o ponto de máxima potência ($900W$), ocorreu uma oscilação, o que é esperado deste controle. Na sequência, quando um dos painéis foi removido, a potência produzida decaiu para o novo ponto de máximo ($600W$) e, em seguida, retornou ao ponto de máxima potência de $900W$, com um dos painéis reconectado ao sistema. Os dados do circuito estão descrito na tabela Tabela 2.

Tabela 2: PRINCIPAIS PARÂMETROS DO CIRCUITO SIMULADO - BUSCA EXTREMAL POR CHAVEAMENTO PERIÓDICO

Parâmetros de simulação no PSIM	Valores
Passo de simulação (<i>Time step</i>)	$1 \times 10^{-7}s$
Tempo Total de simulação (<i>Total time</i>)	$0.35s$
Tensão de circuito aberto (<i>Open Circuit Voltage</i>) V_{oc}	$80V$
Corrente de curto-circuito (<i>Short Circuit Current</i>) I_{sc}	$4.4A$
Número de painéis em paralelo	3
Tensão do lado CC (v_{CC})	$500V$
Frequência de chaveamento	$50 kHz$
Indutância do conversor boost (L_B)	$1.0mH$
Temperatura do painel solar	$25^\circ C$
Capacitância do conversor Boost (C_{pv})	$1.0\mu F$

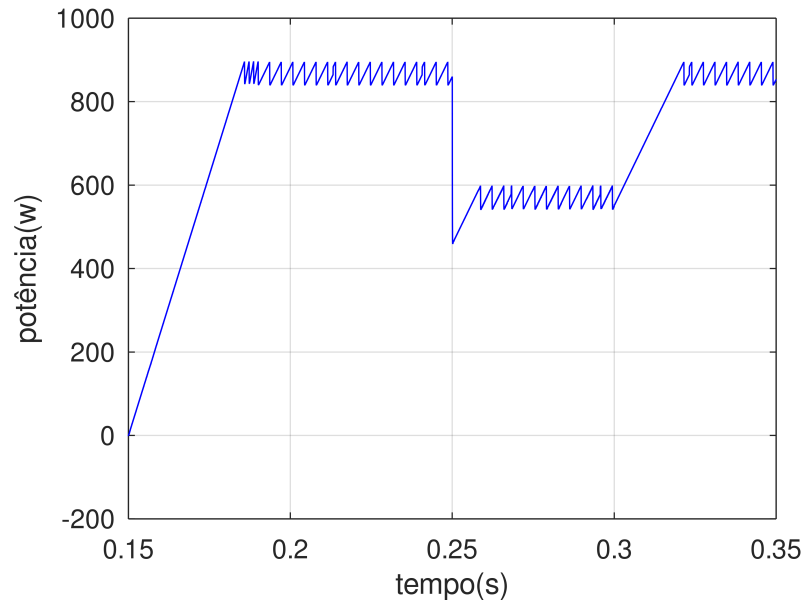


Figura 27: Potência produzida pelos painéis com o controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica

A Figura 28 mostra a forma de onda do sinal de erro, $e(t)$. Como previsto, $e(t)$ apresenta tão somente componentes oscilantes enquanto a potência produzida pelos painéis está abaixo do ponto de máximo. Quando o ponto de máximo é alcançado, surge a componente média em $e(t)$. Esta componente média aumenta quando o ponto de máxima potência decai de $900W$ para $600W$ e, em seguida, reduz para o valor inicialmente observado quando a máxima potência volta a ser de $900W$.

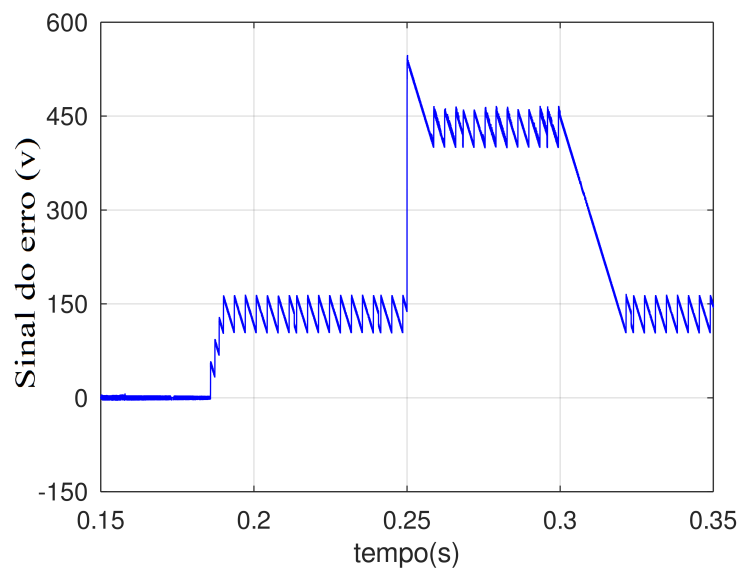


Figura 28: Sinal interno de controle $e(t)$ obtido com controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica

A Figura 29 mostra a forma de onda do sinal $\sigma(t)$. Inicialmente, enquanto o sinal $e(t)$ contém somente componentes oscilantes, o mesmo é observado em $\sigma(t)$. Com a componente média em $e(t)$ maior do que a componente oscilante, $\sigma(t)$ é incrementada pela ação do integrador a cada vez que o ponto de máximo é novamente alcançado. Este comportamento permanece ao longo da simulação com um deslocamento do valor médio quando a potência máxima decai de $900W$ para $600W$.

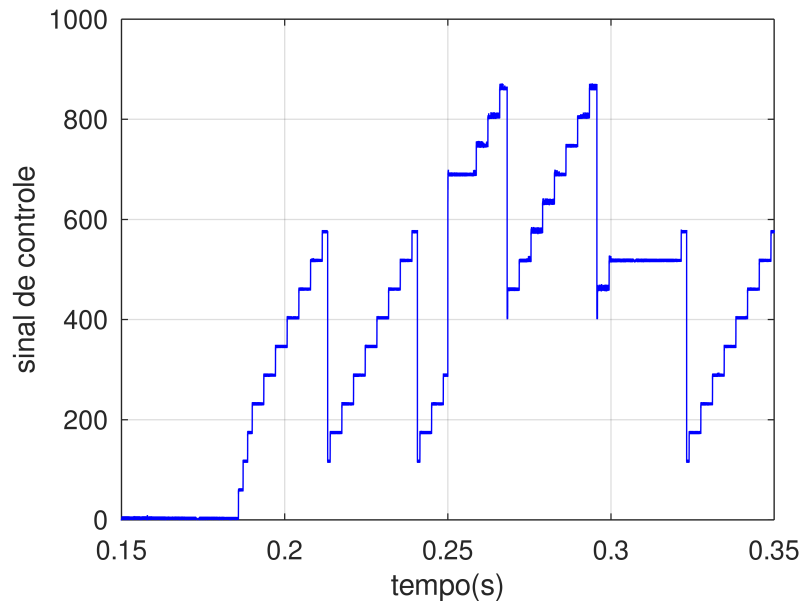


Figura 29: Sinal interno $\sigma(t)$ com o controle extremal por modos deslizantes via função de chaveamento periódica

4.3.2 Resultados de Simulação com o Controle Extremal por Modos Deslizantes via Modulação por Largura de Pulso

A potência produzida pelos painéis com o controle proposto é apresentada na Figura 30. Inicialmente, a potência produzida é incrementada enquanto o ponto ótimo não é alcançado. Ao atingir o ponto de máximo, a potência oscila sobre o ponto ótimo durante toda a simulação, incluindo o período em que a potência máxima decai de $900W$ para $600W$. Quando a máxima potência decai para $600W$, há instantes em que a potência decai para aproximadamente $500W$, o que coincidiu com o aumento da componente média do erro $e(t)$. De fato, quando o ponto de máxima potência é novamente elevado para $900W$, a potência apresenta um pequeno ripple, em torno de $10W$.

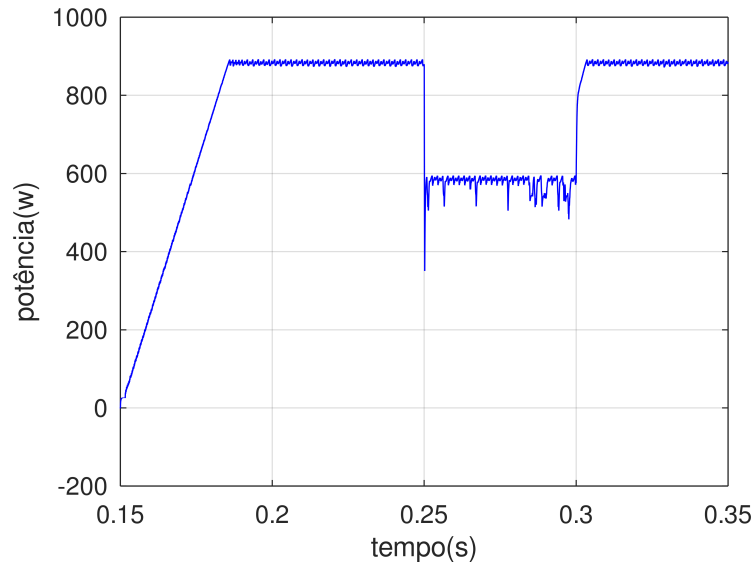


Figura 30: Potência produzida pelos painéis com o conversor MPPT condicionado pelo controle extremal por modos deslizantes via modulação por largura de pulso

Na Figura 31, pode ser observada a forma de onda do ciclo de trabalho, $d(t)$, comparada com a portadora triangular de amplitude unitária e frequência de $50kHz$. O ciclo de trabalho possui uma frequência de $100kHz$. Com uma amostragem equivalente ao dobro da frequência, não ocorrendo uma sobremodulação ao longo da simulação. Em regime permanente, a componente média de $d(t)$ está um pouco acima de 0,85, o que consiste na tensão média na saída dos painéis de, aproximadamente, $68V$, o que está de acordo com o valor teórico da tensão no ponto de máxima potência.

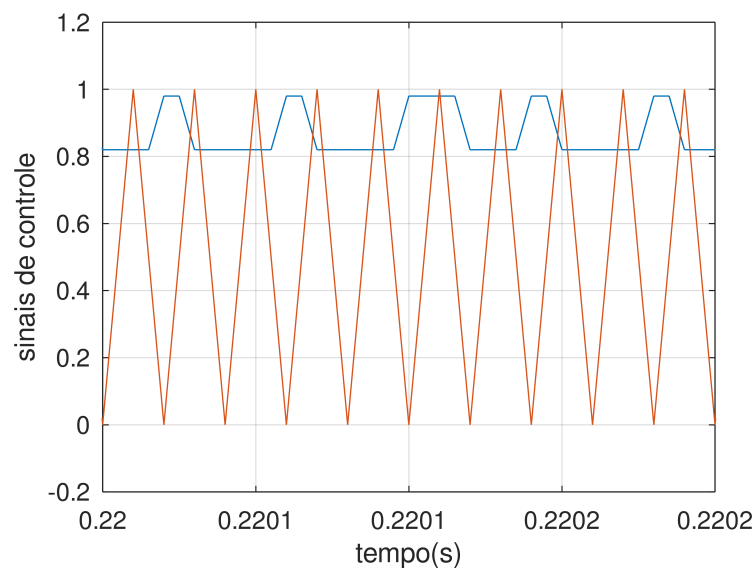


Figura 31: Formas de onda do ciclo de trabalho e da triangular utilizadas para a implementação do PWM

Na Figura 32, são apresentadas as formas de onda da corrente produzida pelo inversor, i_F , e da tensão na carga, v_L . Inicialmente, em $t = 0,05s$, os controles, tanto da regulação da tensão do lado CC quanto do acionamento do inversor monofásico, foram habilitados. Com a tensão do lado CC abaixo no valor de referência, ocorre uma transferência de energia da rede CA para a tensão do lado CC , incrementando a tensão v_{CC} . Neste período, a corrente i_F fica em contra-fase com a tensão v_L . Com a tensão v_{CC} regulada, o controle do conversor MPPT foi habilitado no instante de tempo $t = 0,15s$. A geração da energia produzida pelos painéis é transferida para o lado CC do inversor. Aumentando a tensão v_{CC} , este excedente de energia no lado CC é então transferido para a rede CA , onde pode ser observada que a corrente i_F em fase com a tensão v_L , permanecendo nesta condução durante o restante da simulação. Durante o período em que a potência produzida pelos painéis decai de $900W$ para $600W$, a amplitude da corrente i_F decai, porém permanece em fase com v_L .

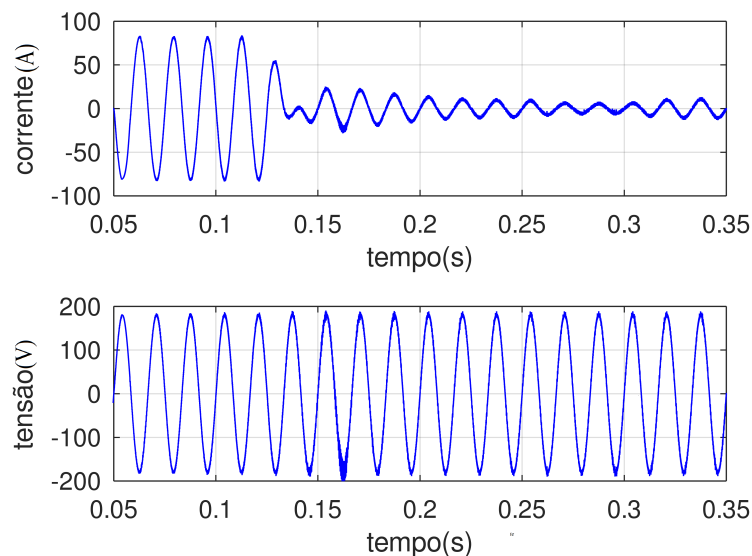


Figura 32: Corrente produzida pelo inversor, i_F , e a tensão da carga, v_L , com o conversor MPPT condicionado pelo controle extremal por modos deslizantes via modulação por largura de pulso

4.3.3 Conclusões Parciais

O ESC por modos deslizantes apresentado neste capítulo usou a função de sinal $sgn()$ para determinar se deve ou não mudar o sinal. Em teoria, realizar um sinal de função de comutação ideal ($\sigma(t)$) requer um valor infinitamente alto de frequência de comutação.

Tal frequência de comutação não pode ser alcançada em sistemas do mundo real. Assim, a função de comutação é geralmente alcançada usando comutação de velocidade ultra-alta. No entanto, do salto contínuo da trajetória do sistema até o espaço mínimo em ambos os lados, o modo deslizante ($\sigma(t) = 0$) resulta em ruído de alta frequência (oscilação), o que degrada o desempenho de rastreamento do controlador MPPT e leva a perdas de energia. Entre as várias técnicas disponíveis para suprimir fenômeno de oscilação, o conceito de camada deslizante se mostrou um dos mais simples e eficazes de ser aplicado.

A substituição da função de chaveamento periódica pela modulação por largura de pulso, ajustada para o acionamento de conversores MPPT, viabilizou a implementação do controle deslizante proposto por (OLIVEIRA; PEIXOTO; HSU, 2011). Para tal, foi considerada uma frequência de amostragem de $100kHz$ com frequência de chaveamento de $50kHz$, o que é factível em função das recentes tecnologias com base no carbeto de silício incorporado aos transistores de potência do tipo MOSFET.

CONCLUSÃO

Esta dissertação realizou um estudo ESC por perturbação e por modos deslizantes para rastrear e alcançar o ponto de potência máxima em sistemas de geração de energia fotovoltaica. O ponto de potência ideal dos painéis fotovoltaicos foram rastreados com precisão usando o método de rastreamento de MPPT que maximizaram a eficiência de geração de energia dos painéis fotovoltaicos sob as flutuações de irradiação. O conversor boost foi utilizado para aumentar a tensão da carga por uma questão de escolha do projetista, pois uma das cargas dos circuitos simulados estava no modo on-grid, outros tipos de conversores poderiam muito bem realizar a mesma função de elevar de tensão.

Na abordagem proposta, houve aumento significativo da eficiência geral de conversão de energia que rastreou perfeitamente o ponto de potência máxima. Para o SMC o fenômeno de vibração causado pela comutação de alta frequência é suprimido por meio de um conceito de camada deslizante. Além disso, o tempo de resposta transitória e a estabilidade do esquema de controle foram melhorados utilizando-se a modulação PWM. O conversor CC-CC operou sempre em modo de condução contínua, conforme observado nas simulações dos capítulos 3 e 4.

O dimensionamento dos componentes que compõem o conversor como capacitores, indutores e resistores foram ajustados de maneira empírica, de maneira a suprir as necessidades de uma carga inicial com restrições previamente conhecida.

A validade do esquema proposto foi comprovado por meio de modelagem e simulação, sob diferentes condições, para 2 e 3 painéis conectados no sistema. Os resultados mostraram uma solução rápida com desempenho preciso do rastreamento de MPPT. Adicionalmente, foi possível minimizar as oscilações na saída de potência sob condições de estado estacionário.

Portanto, nesta dissertação, a técnica de controle baseada no ESC por perturbação e por modo deslizante, modulados por PWM, foram aplicados e obteve-se resultados satisfatórios. Uma análise mais detalhada revelou como o uso da modulação PWM no algoritmo da busca extremal proposto afetou e melhorou a convergência geral e a robustez do sistema. Com base nos resultados da simulação, concluiu-se que o algoritmo projetado rastreou com precisão o máximo de potência com um tempo menor durante mudanças abruptas das condições atmosféricas em painéis fotovoltaicos.

TRABALHOS FUTUROS

Em trabalhos futuros, abordando ESC por perturbação, o algoritmo proposto deve ser melhor explorado, incluindo a utilização de sinais de perturbação com o uso de diferentes formas de onda aplicadas no conversor MPPT com modulação PWM. Além disso, espera-se também aprimorar a identificação do ponto de máxima potência global em caso de condições de sombreamento parcial e realizar comparações com outros algoritmos MPPT. O desenvolvimento e a construção de um protótipo experimental para realizar os testes no mundo real serão os próximos passos para realizações de pesquisas futuras.

Para a abordagem do ESC por modos deslizantes, é esperado uma continuidade dos estudos envolvendo o efeito do atraso sobre a superfície deslizante em função da modulação por largura de pulso, na busca por soluções que possibilitem reduzir ainda mais a frequência de chaveamento aplicada ao transistor do conversor MPPT. Da mesma maneira como o do ESC por perturbação, o desenvolvimento e a construção de um protótipo experimental para realizar os testes no mundo real será também os próximo passo para realizações de pesquisas futuras .

REFERÊNCIAS

- YAU, H.-T.; WU, C.-H. Comparison of extremum-seeking control techniques for maximum power point tracking in photovoltaic systems. *Energies*, MDPI, v. 4, n. 12, p. 2180–2195, 2011.
- DRAKUNOV, S.; ÖZGÜNER, Ü. Optimization of nonlinear system output via sliding mode approach. In: *Proceedings of the IEEE International Workshop on Variable Structure and Lyapunov Control of Uncertain Dynamical Systems, Sheffield, UK*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 61–62.
- SOUSA, M.; MORGADO, S. Avaliação da viabilidade económica da energia solar fotovoltaica: Estudo de caso da polícia de segurança pública. *Revista da ULIP Santarém*, v. 7, n. 2, p. 48–67, 2019.
- KRSTIC, M.; WANG, H.-H. Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems. *Automatica-Kidlington*, Citeseer, v. 36, n. 4, p. 595–602, 2000.
- ZHANG, C.; ORDÓÑEZ, R. *Extremum-seeking control and applications: a numerical optimization-based approach*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John Wiley & sons, 2003.
- MACHADO, C. T.; MIRANDA, F. S. Energia solar fotovoltaica: uma breve revisão. *Revista virtual de química*, v. 7, n. 1, p. 126–143, 2015.
- ABSOLAR. *Energia solar é a 2ª maior fonte energética do país: Como ter em casa?* Maio 2023. Disponível em: <https://www.absolar.org.br/noticia/energia-solar-e-a-2a-maior-fonte-energetica-do-pais-como-ter-em-casa/>.
- ABSOLAR. *Brasil chega à sexta colocação no ranking mundial da energia solar e amplia protagonismo na transição energética*. Junho 2024. Disponível em: <https://static.poder360.com.br/2024/04/PressRankingMundialSolarBrasilSextoLugar.pdf>.
- LEBLANC, M. Sur l'électrification des chemins de fer au moyen de courants alternatifs de fréquence élevée. *Revue générale de l'électricité*, v. 12, n. 8, p. 275–277, 1922.
- KAZAKEVICH, V. Technique of automatic control of different processes to maximum or to minimum. *Avtorskoe svidetelstvo, (USSR Patent)*, n. 66335, 1943.
- DRAPER, C.; LI, Y. *Principles of optimizing control system and an application to the internal combustion engine*. [S.l.]: R. [S.l.]: Oldenburger, 1951.
- MEERKOV, S. Asymptotic methods for investigating a class of forced states in extremal systems. *Automation and Remote Control*, v. 28, n. 12, p. 1916–1920, 1967.
- MOROSANOV, I. Method of extremum control. *Automatic and Remote Control*, v. 18, p. 1077–1092, 1957.
- OBABKOV, V. Theory of multichannel extremal control systems with sinusoidal probe signals. *Automation and Remote Control*, v. 28, p. 48–54, 1967.

- OSTROVSKII, I. I. Extremum regulation. *Automatic and Remote Control*, v. 18, p. 900–907, 1957.
- ARIYUR, K. B.; KRSTIC, M. *Real-time optimization by extremum-seeking control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.
- SPALL, J. C. Multivariate stochastic approximation using a simultaneous perturbation gradient approximation. *IEEE transactions on automatic control*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 332–341, 1992.
- SPALL, J. C. A one-measurement form of simultaneous perturbation stochastic approximation. *Automatica*, Elsevier, v. 33, n. 1, p. 109–112, 1997.
- SPALL, J. C. Implementation of the simultaneous perturbation algorithm for stochastic optimization. *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, IEEE, v. 34, n. 3, p. 817–823, 1998.
- ASTROM, K. J.; WITTENMARK, B. *Adaptive control*. [S.l.]: (2nd ed.) Reading, MA: Addison-Wesley Reading, MA, 1995.
- GOODWIN, G. C.; SIN, K. S. *Adaptive filtering prediction and control*. [S.l.]: Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- IOANNOU, P. A.; SUN, J. *Stable and robust adaptive control*. [S.l.]: Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- KRSTICH, M.; KANELLAKOPOULOS, I.; KOKOTOVICH, P. *Nonlinear and adaptive control design*. [S.l.]: New York: Wiley, 1995.
- POVEDA, J. I.; TEEL, A. R. A framework for a class of hybrid extremum seeking controllers with dynamic inclusions. *Automatica*, Elsevier, v. 76, p. 113–126, 2017.
- KUTADINATA, R. J.; MOASE, W. H.; MANZIE, C. Extremum-seeking in singularly perturbed hybrid systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 62, n. 6, p. 3014–3020, 2016.
- OLIVEIRA, T. R.; KRSTIĆ, M.; TSUBAKINO, D. Extremum seeking for static maps with delays. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 62, n. 4, p. 1911–1926, 2016.
- TSUBAKINO, D.; OLIVEIRA, T. R.; KRSTIC, M. Extremum seeking for distributed delays. *Automatica*, Elsevier, v. 153, p. 111044, 2023.
- SANTOS, G. C.; OLIVEIRA, T. R. Gradient extremum seeking with nonconstant delays. *IEEE Access*, IEEE, v. 8, p. 120429–120446, 2020.
- FEILING, J. et al. Gradient extremum seeking for static maps with actuation dynamics governed by diffusion pdes. *Automatica*, Elsevier, v. 95, p. 197–206, 2018.
- OLIVEIRA, T. R.; SACCHI, F. Controle extremal para cascatas e interconexões de equações diferenciais parciais. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. [S.l.: s.n.], 2020. v. 2, n. 1.

- LIU, S.-J.; KRSTIC, M. *Stochastic averaging and stochastic extremum seeking*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- SILVA, P. C. S. da; OLIVEIRA, T. R. Controle extremal estocástico baseado no algoritmo do gradiente na presença de atrasos. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. [S.l.: s.n.], 2020. v. 2, n. 1.
- YANG, L.-Y.; LIU, S.-J.; ZHANG, P.-P. Stochastic time-varying extremum seeking and its applications. *Automatica*, Elsevier, v. 151, p. 110923, 2023.
- AMINDE, N. O. *CONTROLE EXTREMAL VIA FUNCOES DE MONITORACAO E REALIMENTACAO DE SAÍDA*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013.
- OLIVEIRA, T. R.; AMINDE, N. O.; HSU, L. Monitoring function based extremum seeking control for uncertain relative degrees with light source seeking experiments. In: IEEE. *53rd IEEE conference on decision and control*. [S.l.], 2014. p. 3456–3462.
- SCHEINKER, A.; HUANG, E.-C.; TAYLOR, C. Extremum seeking-based control system for particle accelerator beam loss minimization. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 30, n. 5, p. 2261–2268, 2021.
- ZHANG, C.; ORDONEZ, R. Numerical optimization-based extremum seeking control with application to abs design. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 454–467, 2007.
- DINÇMEN, E.; GÜVENÇ, B. A.; ACARMAN, T. Extremum-seeking control of abs braking in road vehicles with lateral force improvement. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 230–237, 2012.
- YU, H.; OZGUNER, U. Extremum-seeking control strategy for abs system with time delay. In: IEEE. *Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No. CH37301)*. [S.l.], 2002. v. 5, p. 3753–3758.
- LIU, G. et al. Multi-variable extremum seeking control for high temperature heat pump system incorporating double refrigerant injection. *International Journal of Refrigeration*, Elsevier, v. 152, p. 1–15, 2023.
- GONG, Y.; LIU, G.; LU, Z. Extremum seeking control for real-time optimization of high temperature heat pump systems incorporating vapor injection. *Thermal Science and Engineering Progress*, Elsevier, v. 42, p. 101867, 2023.
- KILLINGSWORTH, N.; KRSTIC, M. *PID tuning using extremum seeking*. [S.l.], 2005.
- ROUX-OLIVEIRA, T. et al. Extremum seeking-based adaptive pid control applied to neuromuscular electrical stimulation. *Anais da Academia Brasileira de Ciências*, SciELO Brasil, v. 91, p. e20180544, 2019.
- ZHANG, S. et al. Nonlinear pid pressure control based on extremum seeking. In: IEEE. *2020 39th Chinese Control Conference (CCC)*. [S.l.], 2020. p. 2351–2356.
- NOGUEIRA, E. M. Controle via busca extremal da produção de petróleo em poços operando com elevação artificial por injeção de gás. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013.

- XAUD, A. F. d. S. Modelagem, simulação e controle via busca extremal de poços operando por gas-lift. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.
- BINETTI, P. et al. Formation flight optimization using extremum seeking feedback. *Journal of guidance, control, and dynamics*, v. 26, n. 1, p. 132–142, 2003.
- PETERSON, K. S.; STEFANOPOULOU, A. G. Extremum seeking control for soft landing of an electromechanical valve actuator. *Automatica*, Elsevier, v. 40, n. 6, p. 1063–1069, 2004.
- LEYVA, R. et al. Mppt of photovoltaic systems using extremum-seeking control. *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, IEEE, v. 42, n. 1, p. 249–258, 2006.
- LEYVA, R. et al. Mppt based on sinusoidal extremum-seeking control in pv generation. *International Journal of Photoenergy*, v. 2012, p. 16, 2011.
- LEYVA, R. et al. Dynamic performance of maximum power point tracking circuits using sinusoidal extremum seeking control for photovoltaic generation. *International Journal of Electronics*, Taylor & Francis, v. 98, n. 4, p. 529–542, 2011.
- GHAFFARI, A.; KRSTIĆ, M.; SESHAGIRI, S. Power optimization for photovoltaic microconverters using multivariable newton-based extremum seeking. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 22, n. 6, p. 2141–2149, 2014.
- GHAFFARI, A.; KRSTIC, M.; SESHAGIRI, S. Extremum seeking for wind and solar energy applications. *Mechanical Engineering*, American Society of Mechanical Engineers, v. 136, n. 03, p. S13–S21, 2014.
- FESTUS, U.; UKOMMI, U.; UBOM, E. Real-time control of solar pv system by adaptive extremum seeking technique. *International Multilingual Journal of Science and Technology (IMJST)*, v. 8, n. 2, p. 6903–6911, 2023.
- NJOMO, A. F. T. et al. Climatic sensorless maximum power point tracking based on adaptive neuro-extremum seeking control technique in pv generation systems. *Energy Systems*, Springer, p. 1–22, 2023.
- HANNON, H. A. A.; ABDULSADDA, A. T.; LATIF, H. K. Archimedes optimization algorithm based extremum seeking control maximum power point tracking for enhancing performance and efficiency of photovoltaic systems. In: AIP PUBLISHING. *AIP Conference Proceedings*. [S.l.], 2023. v. 2776, n. 1.
- SILVEIRA, R. D. et al. An enhanced mppt algorithm based on adaptive extremum-seeking control applied to photovoltaic systems operating under partial shading. *IET Renewable Power Generation*, Wiley Online Library, v. 15, n. 6, p. 1227–1239, 2021.
- SLOTINE, J.-J. E.; LI, W. et al. *Applied nonlinear control*. [S.l.]: Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- GURSOY, M. et al. Photovoltaic energy conversion systems with sliding mode control. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 19, p. 6071, 2021.
- UPPAL, A. A.; AZAM, M. R.; IQBAL, J. *Sliding mode control in dynamic systems*. [S.l.]: MDPI, 2023. 2970 p.

- KHATIB, T.; IBRAHIM, I. A.; MOHAMED, A. A review on sizing methodologies of photovoltaic array and storage battery in a standalone photovoltaic system. *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 120, p. 430–448, 2016.
- ŞENOL, M. A. Solar powered hybrid multilevel inverter fed induction motor using fuzzy proportional integral speed controller. *Thermal Science*, VINCA INST NUCLEAR SCI, MIHAJLA PETROVICA-ALASA 12-14 VINCA, 11037 BELGRADE . . . , 2019.
- HARNDI, H.; REGAYA, C. B.; ZAAFOURI, A. A sliding-neural network control of induction-motor-pump supplied by photovoltaic generator. *Protection and Control of Modern Power Systems*, PSPC, v. 5, n. 1, p. 1–17, 2020.
- RAUSCHENBACH, H. S. *Solar cell array design handbook: the principles and technology of photovoltaic energy conversion*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- VAMJA, R. V.; MULLA, M. A. Development of grid-connected solar water pumping system utilizing diode bridge. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Wiley Online Library, v. 30, n. 5, p. e12339, 2020.
- KURNIAWAN, A. A review of solar-powered boat development. *IPTEK The Journal for Technology and Science*, v. 27, n. 1, 2016.
- MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 1, p. 151–157, 1991.
- KRICHMAN, M.; SONTAG, E. D.; WANG, Y. Input-output-to-state stability. *SIAM Journal on Control and Optimization*, SIAM, v. 39, n. 6, p. 1874–1928, 2001.
- BROSLAVSKY, A. et al. Sliding modes in the problems of static optimization, programming and identification. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 5, n. 1, p. 111–116, 1972.
- KOROVIN, S.; UTKIN, V. I. Using sliding modes in static optimization and nonlinear programming. *Automatica*, Elsevier, v. 10, n. 5, p. 525–532, 1974.
- ZHANG, C.; ORDONEZ, R. Non-gradient extremum seeking control of feedback linearizable systems with application to abs design. In: IEEE. *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.], 2006. p. 6666–6671.
- CONN, A. R.; SCHEINBERG, K.; TOINT, P. L. On the convergence of derivative-free methods for unconstrained optimization. *Approximation theory and optimization: tributes to MJD Powell*, p. 83–108, 1997.
- ZHANG, C.; ORDÓÑEZ, R. Robust and adaptive design of numerical optimization-based extremum seeking control. *Automatica*, Elsevier, v. 45, n. 3, p. 634–646, 2009.
- STERNBY, J. Adaptive control of extremum systems. In: SPRINGER. *Methods and Applications in Adaptive Control: Proceedings of an International Symposium Bochum, 1980*. [S.l.], 1980. p. 151–160.
- WITTENMARK, B.; URQUHART, A. Adaptive extremal control. In: IEEE. *Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.], 1995. v. 2, p. 1639–1644.

- WITTENMARK, B.; EVANS, R. J. Extremal control of wiener model processes. In: IEEE. *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, 2002*. [S.l.], 2002. v. 4, p. 4637–4642.
- MANZIE, C.; KRSTIC, M. Extremum seeking with stochastic perturbations. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 54, n. 3, p. 580–585, 2009.
- KHALIL, H. K. *Nonlinear systems; 3rd ed.* Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- GUAY, M.; DOCHAIN, D.; PERRIER, M. Adaptive extremum seeking control of continuous stirred tank bioreactors with unknown growth kinetics. *Automatica*, Elsevier, v. 40, n. 5, p. 881–888, 2004.
- DRAKUNOV, S. Sliding mode control of the systems with uncertain direction of control vector. In: IEEE. *Proceedings of 32nd IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.], 1993. p. 2477–2478.
- EDWARDS, C.; SPURGEON, S. *Sliding mode control: theory and applications*. [S.l.]: Crc Press, 1998.
- NUNES, E. V. L. *Controle por modos deslizantes de ordem superior com estabilidade global*. Tese (Doutorado) — Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de . . . , 2004.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. [S.l.]: CRC press, 2017.
- TAN, Y. et al. On global extremum seeking in the presence of local extrema. *Automatica*, Elsevier, v. 45, n. 1, p. 245–251, 2009.
- JAMSHIDI, F. et al. An improved sliding mode controller for mpp tracking of photovoltaics. *Energies*, MDPI, v. 16, n. 5, p. 2473, 2023.
- MOJALLIZADEH, M. R. et al. Designing a new robust sliding mode controller for maximum power point tracking of photovoltaic cells. *Solar Energy*, Elsevier, v. 132, p. 538–546, 2016.
- 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.
- OLIVEIRA, T. R.; PEIXOTO, A. J.; HSU, L. Controle por realimentação de saída e modos deslizantes via função de chaveamento periódica aplicado ao problema de busca extremal. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, SciELO Brasil, v. 22, p. 412–424, 2011.