

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**MARIO HENRIQUE BIGAI**

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE CONTROLADORES PI E FGS-PI APLICADOS  
AO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**PONTA GROSSA**

**2025**

MARIO HENRIQUE BIGAI   

## ESTUDO COMPARATIVO ENTRE CONTROLADORES PI E FGS-PI APLICADOS AO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

### Comparitive Study of PI and FGS-PI Controllers Applied to Maximum Power Tracking in Photovoltaic Systems

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de Concentração: Nome da Área de Concentração.

Orientadora:

► Profa. Dra. Fernanda Cristina Corrêa   

Coorientador:

► Prof. Dr. Eloi Agostini Junior   

**PONTA GROSSA**

**2025**



Esta Dissertação está licenciada sob [Creative Commons Atribuição 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/), que permite uso e distribuição em qualquer meio ou formato, desde que o trabalho original seja devidamente citado.



MARIO HENRIQUE BIGAI

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE CONTROLADORES PI E FGS-PI APLICADOS AO RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Controle E Processamento De Energia.

Data de aprovação: 05 de Maio de 2025

Dr. Eloi Agostini Junior, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Jony Javorski Eckert, Doutorado - Universidade Estadual de Campinas (Unicamp)

Dr. Marcio Mendes Casaro, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 05/05/2025.

## **AGRADECIMENTOS**

O presente trabalho não poderia ser feito sem a ajuda de diversas pessoas às quais presto meus agradecimentos. Certamente, esses parágrafos não abrangem todas as pessoas que fizeram parte dessa importante fase de minha vida. Portanto, desde já peço desculpas àquelas que não estão presentes entre estas palavras, mas elas podem estar certas que fazem parte do meu pensamento com minha gratidão.

A minha família, em especial meus pais Amauri Fernando Bigai e Edna Lúcia Chiaparini Bigai pelo apoio incondicional.

A minha noiva Sâmella Sabino Demengeon pela parceria, amor, respeito e cuidado.

Aos meus orientadores Profa. Dra. Fernanda Cristina Corrêa e Prof. Dr. Eloi Agostini Junior, que me mostraram os caminhos a serem seguidos, pelos ensinamentos valiosos, inspiração, experiência e pela confiança depositada.

A todos os professores e colegas da UTFPR campus Ponta Grossa, em especial Me. Matheus Tauffer de Paula e Lucas Santana de Freitas que contribuíram ativamente com o desenvolvimento do presente trabalho.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior — Brasil (CAPES) — Código de Financiamento 001.

## RESUMO

As mudanças climáticas e o esgotamento de recursos fósseis estão motivando a transição para fontes de energia renováveis, cuja energia solar fotovoltaica desempenha um importante papel ao redor do mundo. Nesse contexto, o rastreamento do ponto de máxima potência é essencial para aumentar a eficiência do sistema, devido aos efeitos das condições ambientais que impactam na potência gerada pelos módulos fotovoltaicos. O rastreamento é feito a partir do controle do conversor CC-CC conectado ao módulo fotovoltaico. Porém, os conversores apresentam dinâmicas não lineares, assim como o módulo fotovoltaico. Geralmente é feita a linearização no ponto de máxima potência de condições padrões de teste, e o controlador é projetado para o ponto de linearização. Porém, devido às variações de condições ambientais, o sistema opera majoritariamente fora do ponto de linearização, o que pode comprometer o desempenho de controle e de rastreamento da máxima potência. O presente trabalho visa projetar e comparar os controladores PI e FGS-PI aplicados no processo de rastreamento da máxima potência sob diferentes condições ambientais em sistemas fotovoltaicos. Em específico, foi estudado um carregador de baterias utilizando energia solar, que consiste em um conversor Buck, fazendo a interface entre um painel fotovoltaico e uma bateria. O controlador proposto, FGS-PI, possibilita a melhoria do desempenho dinâmico do sistema, devido à adaptabilidade a não linearidade do sistema a partir do ajuste dos ganhos do controlador. Foi aplicada a otimização com algoritmo genético no sistema FGS para adaptar os ganhos do controlador PI de modo mais eficiente a fim de otimizar o desempenho do controle, sem comprometer a estabilidade do sistema. O controlador FGS-PI otimizado superou o controlador PI em termos de desempenho de controle, e aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência apresentou melhoras no tempo de rastreamento. Os resultados foram observados tanto no ambiente de simulação PSIM quanto, na prática.

Palavras-chave: energia solar fotovoltaica; rastreamento do ponto de máxima potência; sistemas de controle fuzzy.

## ABSTRACT

Climate change and the depletion of fossil resources are driving the transition to renewable energy sources, with solar photovoltaics playing an important role worldwide. In this context, tracking the maximum power point is essential to increase the system's efficiency due to environmental conditions that impact the power generated by the photovoltaic modules. Tracking is done by controlling the DC-DC converter connected to the photovoltaic module. However, converters have non-linear dynamics, as does the photovoltaic module. Linearization is usually carried out at the maximum power point under standard test conditions, and the controller is designed for the linearization point. However, due to variations in environmental conditions, the system operates mainly outside the linearization point, which can compromise control and maximum power tracking performance. This work aims to design and compare PI and FGS-PI controllers applied to the maximum power tracking process under different environmental conditions in photovoltaic systems. Specifically, a battery charger using solar energy was studied, consisting of a Buck converter interfacing a photovoltaic panel and a battery. The proposed FGS-PI controller makes improving the system's dynamic performance possible due to its adaptability to the system's non-linearity by adjusting the controller's gains. Genetic algorithm optimization was applied to the FGS system to adapt the PI controller gains more efficiently to optimize control performance without compromising system stability. The optimized FGS-PI controller outperformed the PI controller in terms of control performance, and when applied to maximum power point tracking, it showed improvements in tracking time. The results were observed both in the PSIM simulation environment and in practice.

Keywords: photovoltaic; maximum power point tracking; fuzzy control system.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação de Célula Fotovoltaica de Silício . . . . .	27
Figura 2 – Circuito Equivalente de uma Célula fotovoltaica . . . . .	31
Figura 3 – Representação Simplificada de um Conversor CC-CC . . . . .	33
Figura 4 – Visão Geral do Sistema Carregador Solar de Baterias . . . . .	36
Figura 5 – Conversor Buck com Tensão de Saída Imposta e Fonte de Corrente na Entrada . . . . .	36
Figura 6 – Controle em Malha Fechada da Tensão de Saída de um Conversor CC-CC . . . . .	39
Figura 7 – Sistema de Lógica <i>Fuzzy</i> . . . . .	40
Figura 8 – Estrutura Básica do Controlador FGS-PID . . . . .	41
Figura 9 – Etapas PSO Básico . . . . .	44
Figura 10 – Representação de Cromossomo com Codificação Real . . . . .	45
Figura 11 – Etapas AG Clássico . . . . .	47
Figura 12 – Estrutura MPPT Controle . . . . .	48
Figura 13 – Estrutura MPPT Gerador de Referência . . . . .	48
Figura 14 – Fluxograma do Algoritmo <i>Perturb &amp; Observe</i> . . . . .	50
Figura 15 – Fluxograma do Algoritmo Condutância Incremental . . . . .	51
Figura 16 – Diagrama MPPT LUT . . . . .	52
Figura 17 – Diagrama MPPT ANN . . . . .	53
Figura 18 – Diagrama MPPT FLC . . . . .	54
Figura 19 – Diagrama MPPT Gerador de Referência com Controlador FGS-PID . . . . .	55
Figura 20 – Visão Geral da Bancada . . . . .	63
Figura 21 – Diagrama Geral da Implementação Prática do Sistema . . . . .	63
Figura 22 – Implementação do Conversor Buck . . . . .	86
Figura 23 – Circuito Equivalente do Carregador Solar de Baterias . . . . .	87
Figura 24 – Circuito Equivalente Estágio I . . . . .	87
Figura 25 – Circuito Equivalente Estágio II . . . . .	87
Figura 26 – Visão Geral Modelo Matemático Implementado no SIMULINK . . . . .	87
Figura 27 – Modelo do PV Implementado no SIMULINK . . . . .	88
Figura 28 – Modelo do Conversor Buck Implementado no SIMULINK . . . . .	88
Figura 29 – Circuito do Conversor Buck e Modelo do PV Implementado no PSIM . . . . .	89
Figura 30 – Circuito Equivalente Linearizado . . . . .	89
Figura 31 – Circuito Equivalente Norton . . . . .	89
Figura 32 – Modelo SIMULINK Ensaio Mudança de Referência Utilizado nas Otimizações . . . . .	91
Figura 33 – Modelo SIMULINK Cenário 3 de Rastreamento Utilizado para Validação de Robustez do Controlador Otimizado . . . . .	92
Figura 34 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Mudança de Referência em STC . . . . .	95
Figura 35 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT LUT . . . . .	96
Figura 36 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT IC . . . . .	96
Figura 37 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT LUT . . . . .	100

<b>Figura 38 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT IC . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>Figura 39 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT LUT . . . . .</b>	<b>104</b>
<b>Figura 40 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT IC . . . . .</b>	<b>104</b>
<b>Figura 41 – Comparação dos Controladores PI e FGS-PI na Prática para Degrau Positivo de Referência . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>Figura 42 – Comparação dos Controladores PI e FGS-PI na Prática para Degrau Negativo de Referência . . . . .</b>	<b>109</b>
<b>Figura 43 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador PI para Cenário 1 . . . . .</b>	<b>110</b>
<b>Figura 44 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador FGS-PI para Cenário 1 . . . . .</b>	<b>110</b>
<b>Figura 45 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador PI para Cenário 2 . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>Figura 46 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador FGS-PI para Cenário 2 . . . . .</b>	<b>112</b>
<b>Figura 47 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador PI para Cenário 3 . . . . .</b>	<b>113</b>
<b>Figura 48 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador FGS-PI para Cenário 3 . . . . .</b>	<b>113</b>

## LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Efeito <i>Duck-Curve</i> . . . . .	18
Gráfico 2 – Curva $I \times V$ de um PV para Diferentes Condições de Irradiação e Temperatura . . . . .	28
Gráfico 3 – Curva $P \times V$ de um PV para Diferentes Condições de Irradiação e Temperatura . . . . .	28
Gráfico 4 – Curva $I \times V$ em PSC . . . . .	29
Gráfico 5 – Curva $P \times V$ em PSC . . . . .	30
Gráfico 6 – Formas de Onda Conversor Buck com Tensão de Saída Imposta	38
Gráfico 7 – Comparação do Modelo Matemático com o Circuito Implementado no PSIM para Degraus de Razão Cíclica . . . . .	67
Gráfico 8 – Comparação do Modelo Matemático com o Sistema na Prática com Degrau Positivo de Razão Cíclica . . . . .	68
Gráfico 9 – Comparação do Modelo Matemático com o Sistema na Prática com Degrau Negativo de Razão Cíclica . . . . .	69
Gráfico 10 – Validação do Modelo Função de Transferência . . . . .	73
Gráfico 11 – Diagrama de Bode do Sistema MA e FTLA . . . . .	74
Gráfico 12 – Função de Pertinência das Entradas $E$ e $\Delta E$ e Saídas $\Delta k_p$ e $\Delta k_i$	75
Gráfico 13 – Superfície de Controle da Saída $\Delta k_p$ . . . . .	77
Gráfico 14 – Superfície de Controle da Saída $\Delta k_i$ . . . . .	77
Gráfico 15 – Curva $P \times V$ no Cenário 1 - Variação de Irradiação Solar . . . . .	81
Gráfico 16 – Curva $P \times V$ no Cenário 2 - Variação de Temperatura . . . . .	82
Gráfico 17 – Curva $P \times V$ no Cenário 3 - Variação de Irradiação Solar e Temperatura Simultaneamente . . . . .	83
Gráfico 18 – Evolução do <i>fitness</i> para cada Execução no Processo de Otimização do Controlador FGS-PI . . . . .	93
Gráfico 19 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Mudança de Referência . . . . .	95
Gráfico 20 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) . . . . .	97
Gráfico 21 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) . . . . .	97
Gráfico 22 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT IC ( $p_{pv}$ ) . . . . .	98
Gráfico 23 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT IC ( $v_{pv}$ ) . . . . .	98
Gráfico 24 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) . . . . .	101
Gráfico 25 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) . . . . .	101

<b>Gráfico 26 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2</b>	
<b>MPPT IC (<math>p_{pv}</math>)</b> . . . . .	<b>102</b>
<b>Gráfico 27 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2</b>	
<b>MPPT IC (<math>v_{pv}</math>)</b> . . . . .	<b>102</b>
<b>Gráfico 28 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3</b>	
<b>MPPT LUT (<math>p_{pv}</math>)</b> . . . . .	<b>105</b>
<b>Gráfico 29 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3</b>	
<b>MPPT LUT (<math>v_{pv}</math>)</b> . . . . .	<b>105</b>
<b>Gráfico 30 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3</b>	
<b>MPPT IC (<math>p_{pv}</math>)</b> . . . . .	<b>106</b>
<b>Gráfico 31 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3</b>	
<b>MPPT IC (<math>v_{pv}</math>)</b> . . . . .	<b>106</b>

## LISTA DE QUADROS

<b>Quadro 1 – Trabalhos Relacionados . . . . .</b>	<b>22</b>
<b>Quadro 2 – Ganho Estático e Polaridade da Saída dos Conversores CC-CC Estáticos Não Isolados . . . . .</b>	<b>34</b>
<b>Quadro 3 – Regras FGS-PI . . . . .</b>	<b>76</b>
<b>Quadro 4 – Regras FGS-PI Otimizado . . . . .</b>	<b>94</b>

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do Conversor Buck . . . . .	62
Tabela 2 – Parâmetros Elétricos do PV KC200GT . . . . .	70
Tabela 3 – Parâmetros do Cenário 1 - Variação de Irradiação Solar . . . . .	81
Tabela 4 – Parâmetros do Cenário 2 - Variação de Temperatura . . . . .	82
Tabela 5 – Parâmetros do Cenário 3 - Variação de Irradiação Solar e Temperatura Simultaneamente . . . . .	83
Tabela 6 – Resumo da Otimização do Controlador FGS-PI . . . . .	91
Tabela 7 – Desempenho no Cenário 1 com MPPT LUT - Simulação . . . . .	99
Tabela 8 – Desempenho no Cenário 1 com MPPT IC - Simulação . . . . .	99
Tabela 9 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT LUT - Simulação . . . . .	103
Tabela 10 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT IC - Simulação . . . . .	103
Tabela 11 – Desempenho no Cenário 3 com MPPT LUT - Simulação . . . . .	107
Tabela 12 – Desempenho no Cenário 3 com MPPT IC - Simulação . . . . .	107
Tabela 13 – Desempenho no Cenário 1 com MPPT LUT - Experimental . . .	111
Tabela 14 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT LUT - Experimental . . .	112
Tabela 15 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT LUT - Experimental . . .	114

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANN	Rede Neura Artificial ( <i>Artificial Neural Network</i> )
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CISO	Operador de Sistema Independente da Califórnia ( <i>California Independent System Operator</i> )
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FGS	Sistema <i>Fuzzy</i> de Escalonamento de Ganhos ( <i>Fuzzy Gain Schedule</i> )
FLC	Controlador de Lógica <i>Fuzzy</i> ( <i>Fuzzy Logic Control</i> )
FLS	Sistema de Lógica <i>Fuzzy</i> ( <i>Fuzzy Logic System</i> )
FSMC	Controlador por Modos Deslizantes <i>Fuzzy</i> ( <i>Fuzzy Sliding Mode Control</i> )
FTS	<i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno ( <i>Fuzzy Takagi-Sugeno</i> )
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
GMPP	Ponto de Máxima Potência Global ( <i>Global Maximum Power Point</i> )
IAE	Integral Absoluta do Erro
IC	Condutância Incremental ( <i>Incremental Conductance</i> )
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
LMI	Desigualdades Matriciais Lineares ( <i>Linear Matrix Inequalities</i> )
LMPP	Ponto de Máxima Potência Local ( <i>Local Maximum Power Point</i> )
LUT	Tabela de Consulta ( <i>Lookup table</i> )
MCC	Modo de Condução Contínua
MF	Margem de Fase ( <i>Phase Margin</i> )
MFSO	Otimização de Pesquisa de Fluidos Modificada ( <i>Modified Fluid Search Optimization</i> )
MMGD	Micro e Minigeração Distribuída
MPP	Ponto de Máxima Potência ( <i>Maximum Power Point</i> )
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência ( <i>Maximum Power Point Tracking</i> )
PDE	Plano Decenal de Expansão de Energia
PDC	Compensação Paralela Distribuída ( <i>Parallel Distributed Compensation</i> )
PNE	Plano Nacional de Energia
PSC	Condições de Sombreamento Parcial ( <i>Partial Shading Conditions</i> )
PSO	Otimização por Enxame de Partículas ( <i>Particle Swarm Optimization</i> )
P&O	Perturbação e Observação ( <i>Perturb and Observe</i> )
PV	Módulos Fotovoltaicos ( <i>Photovoltaic Modules</i> )
SEPIC	Conversor com Indutor Primário de Terminação Única ( <i>Single-Ended Primary Inductor Converter</i> )
STC	Condição Padrão de Teste ( <i>Standard Test Conditions</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$G$	Irradiação Solar, W/m <sup>2</sup>
$T$	Tempertura, °C ou K
$I_{SC}$	Corrente de curto circuito, V
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto, A
$\alpha$	Coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito
$T_r$	Temperatura de referência, K
$V_T$	Tensão térmica, V
$n$	Fator de qualidade da junção
$i_s$	Corrente de saturção reversa da junção, A
$k$	Constante de Boltzman, J/K
$q$	Carga elementar do elétron, C
$EG$	Energia de banda proibida, eV
$I_{rr}$	Corrente de saturação reversa de referência, A
$D$	Razão cíclica ( <i>duty-cyle</i> )
$T_s$	Período de comutação, s
$Kp$	Ganho de ação de controle propocional
$Ki$	Ganho de ação de controle integral
$Kd$	Ganho de ação de controle derivativa
$\omega$	Frequência, rad/s
$\zeta$	Coeficiente de amortecimento
$x_p$	posição da partícula
$v_p$	velocidade da partícula
$c_1$	Coeficiente cognitivo
$c_2$	Coeficiente social
$m$	Coeficiente de inércia
$p_{best}$	Melhor posição individual
$g_{best}$	Melhor posição global
$B$	Número gerado aleatoriamente
$\vec{V}$	Vetor gaussiano
$\sigma$	Desvio Padrão
$c'$	Cromosso com mutação
$\eta$	Rendimento
$inc$	Incremento
$\beta$	Parâmetro ajustável do incremento
$f_s$	Frequência de comutação, Hz
$L$	Indutância, H
$C$	Capacitância, C
$R$	Resistência, $\Omega$
$n_{cell}$	Número de células
$rp$	Módulo de um número complexo
$\theta_p$	Fase de um número complexo
$a_1$	Ganho de fuzzificação
$b_1$	Ganho de defizzificação
$\bar{\circ}$	Valor médio
$\circ_{ef}$	Valor Eficaz
$\hat{\circ}$	Perturbação

$\odot^{(i-1)}$	Passo anterior
$\odot^{(i)}$	Passo atual
$\odot^{(i+1)}$	Passo posterior
$\odot^{(1)}$	Estágio 1 - chave fechada
$\odot^{(2)}$	Estágio 2 - chave aberta
$\odot_0$	Valor inicial
$\Delta$	Varição
$f(t)$	Função no domínio do tempo t
$F(s)$	Função no domínio da frequência s

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	Justificativa	18
1.2	Delimitação do Tema	19
1.3	Objetivo Geral	20
1.4	Objetivos Específicos	20
1.5	Trabalhos Relacionados	21
1.6	Estrutura do Trabalho	25
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b>	<b>26</b>
2.1	Energia Solar Fotovoltaica	26
2.1.1	Visão Geral	26
2.1.2	Características dos Módulos Fotovoltaicos	27
2.1.3	Condições de Sombreamento Parcial	29
2.1.4	Circuito Equivalente de uma Célula Fotovoltaica	30
2.2	Conversores CC-CC Estáticos Não Isolados	33
2.2.1	Visão Geral	33
2.2.2	Modelagem Dinâmica de Conversores CC-CC	34
2.2.3	Carregador Solar de Baterias Utilizando o Conversor Buck	35
2.3	Métodos de Controle	37
2.3.1	Controle Clássico PID	38
2.3.2	Sistemas de Controle <i>Fuzzy</i>	39
2.3.2.1	Controlador Adaptativo por Escalonamento de Ganhos	40
2.3.3	Otimização Aplicada a Controladores	41
2.3.3.1	Otimização por Enxame de Partículas	43
2.3.3.2	Algoritmo Genético	44
2.4	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência	47
2.4.1	Técnicas baseadas no método de tentativa e erro	49
2.4.1.1	<i>Pertub-and-Observe</i>	49
2.4.1.2	<i>Incremental Conductance</i>	49
2.4.2	Técnicas baseadas no método de previsão do MPP	52
2.4.2.1	<i>Lookup Table</i>	52
2.4.2.2	Rede Neural Artificial	53
2.4.3	Utilização da Lógica <i>Fuzzy</i> no MPPT	53
2.4.3.1	MPPT FLC	54
2.4.3.2	MPPT FTS	54
2.4.3.3	MPPT com Controlador FGS-PID	55
2.4.4	Métricas de Avaliação de Desempenho do MPPT	56
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>58</b>
3.1	Projeto Estático do Conversor Buck	58
3.1.1	Cálculos Preliminares	58
3.1.2	Dimensionamento do Indutor	59
3.1.3	Dimensionamento dos Capacitores	60
3.1.4	Dimensionamento do Transistor	60
3.1.5	Dimensionamento do Diodo	61
3.1.6	Especificação dos componentes	61
3.2	Implementação Prática	62

3.2.1	Emulador de Paineis Fotovoltaicos . . . . .	62
3.2.2	Conversor Buck . . . . .	64
3.2.3	Baterias . . . . .	64
<b>3.3</b>	<b>Análise Dinâmica do Sistema . . . . .</b>	<b>64</b>
3.3.1	Validação do Modelo Matemático . . . . .	66
<b>3.4</b>	<b>Análise em Regime Permanente . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>3.5</b>	<b>Abordagem de Controle Linear . . . . .</b>	<b>69</b>
3.5.1	Linearização do PV . . . . .	69
3.5.2	Função de Transferência de Pequenos Sinais . . . . .	70
3.5.3	Projeto de Controle por Requisito de Resposta em Frequência . . . . .	73
<b>3.6</b>	<b>Abordagem de Controle Adaptativo . . . . .</b>	<b>74</b>
3.6.1	Otimização do controlador FGS-PI . . . . .	76
<b>3.7</b>	<b>Metodologia para Embarcar Sistemas de Controle . . . . .</b>	<b>79</b>
3.7.1	Sistema <i>Fuzzy</i> Escalonador de Ganhos (FGS) . . . . .	79
3.7.2	Discretização do Controlador PI . . . . .	80
<b>3.8</b>	<b>Cenários de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência . . . . .</b>	<b>80</b>
3.8.1	Cenário 1 - Variação de Irradiação Solar . . . . .	81
3.8.2	Cenário 2 - Variação de Temperatura . . . . .	81
3.8.3	Cenário 3 - Variação de Irradiação Solar e Temperatura Simultaneamente . . . . .	82
<b>3.9</b>	<b>Técnicas de MPPT Utilizadas . . . . .</b>	<b>83</b>
3.9.1	MPPT IC com Incremento Variável . . . . .	84
3.9.2	MPPT LUT . . . . .	84
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES . . . . .</b>	<b>90</b>
<b>4.1</b>	<b>Resultados de Otimização do sistema FGS-PI . . . . .</b>	<b>90</b>
<b>4.2</b>	<b>Resultados de Simulação . . . . .</b>	<b>94</b>
4.2.1	Ensaio de Mudança de Referência . . . . .	94
4.2.2	Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 . . . . .	96
4.2.3	Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 . . . . .	99
4.2.4	Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 . . . . .	103
4.2.5	Análise dos Resultados de Simulação . . . . .	106
<b>4.3</b>	<b>Resultados Experimentais . . . . .</b>	<b>107</b>
4.3.1	Ensaio de Mudança de Referência . . . . .	108
4.3.2	Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 . . . . .	109
4.3.3	Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 . . . . .	111
4.3.4	Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 . . . . .	112
4.3.5	Análise dos Resultados Experimentais . . . . .	114
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES . . . . .</b>	<b>115</b>
<b>5.1</b>	<b>Limitações do Trabalho . . . . .</b>	<b>116</b>
<b>5.2</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>117</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>118</b>
	<b>APÊNDICE A – DETALHAMENTO DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CONDICIONAMENTO DE SINAIS DO CONVERSOR BUCK . . . . .</b>	<b>125</b>
	<b>APÊNDICE B – IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA FUZZY PARA CONTROLADOR FGS-PI . . . . .</b>	<b>131</b>

<b>APÊNDICE C – ALGORITMOS E ARQUIVOS DE SIMULAÇÃO . .</b>	<b>139</b>
<b>APÊNDICE D – RESUMO DOS RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO .</b>	<b>142</b>
<b>APÊNDICE E – DETLAHES DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA OS ENSAIOS DE RASTREAMENTO . . . .</b>	<b>163</b>
<b>APÊNDICE F – DETLAHES DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA OS ENSAIOS DE RASTREAMENTO . . . .</b>	<b>189</b>
<b>ANEXO A – PLANILHA DO PROJETO ESTÁTICO DO CONVER- SOR BUCK . . . . .</b>	<b>203</b>
<b>ANEXO B – RELATÓRIO INTERNO EMULADOR DE PAINÉIS FO- TOVOLTAICOS . . . . .</b>	<b>212</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A produção de energia elétrica é de grande importância para a sociedade atual e está relacionada a aspectos sociais e econômicos. No âmbito social proporciona conforto por meio de equipamentos elétricos e eletrodomésticos, já considerando os aspectos econômicos têm-se relação direta com a produção industrial e atividades comerciais, produzindo riquezas por meio de produtos manufaturados e na geração de empregos. Porém, atualmente, devido às mudanças climáticas e esgotamento dos recursos não renováveis, as fontes renováveis de produção de energia elétrica vêm sendo cada vez mais essenciais para ocorrer o desenvolvimento social e econômico de forma sustentável (Kabeyi; Olanrewaju, 2022).

A matriz elétrica brasileira é predominantemente hidráulica. Segundo dados do Balanço Energético Nacional 2024 feito pela Empresa de Pesquisa Energética, EPE (2024), 426 TWh dos 723,2 TWh da oferta interna de energia elétrica foram gerados por fontes hidráulicas, representando cerca de 58,9% da geração elétrica nacional no ano de 2022. Em perspectiva, a de energia solar fotovoltaica gerou cerca de 50,6 TWh no mesmo ano. Porém, em comparação ao ano anterior, a geração solar fotovoltaica apresentou um crescimento de 68,1% e a geração hidráulica apresentou uma queda de 0,3%.

A produção de energia solar fotovoltaica ganhou destaque no cenário brasileiro a partir da publicação da Resolução Normativa nº 482 de 17 de abril de 2012 da Agência Nacional de Energia Elétrica, ANEEL (2012). Essa resolução permitiu ao consumidor utilizar sistema de geração de energia elétrica em sua própria residência, e injetar o excedente na rede contabilizada por um sistema de créditos, caracterizando a Micro e Minigeração Distribuída (MMGD).

No cenário de geração distribuída a energia solar é predominante. Segundo dados do Plano Decenal de Expansão de Energia 2032 (PDE 2032) também da EPE, a MMGD está se tornando protagonista na expansão da capacidade instalada no Brasil, e a fonte de energia solar distribuída superou a expansão de todas as fontes centralizadas no ano de 2021 com 3,9 GW (EPE, 2022).

Segundo dados da Associação Brasileira de Energia Solar ABSOLAR (2025) a energia solar atingiu a marca de 54,8 GW operacionais em fevereiro de 2025, sendo 37,3 GW geração distribuída e 17,5 GW geração centralizada, representando 22,2% da

matriz elétrica brasileira em termos de capacidade instalada. A perspectiva para MMDG é continuar crescendo. Segundo o Plano Nacional de Energia EPE (2020), estima-se que a geração distribuída atinja 50 GW em 2050, sendo 85% gerada por fonte solar fotovoltaica.

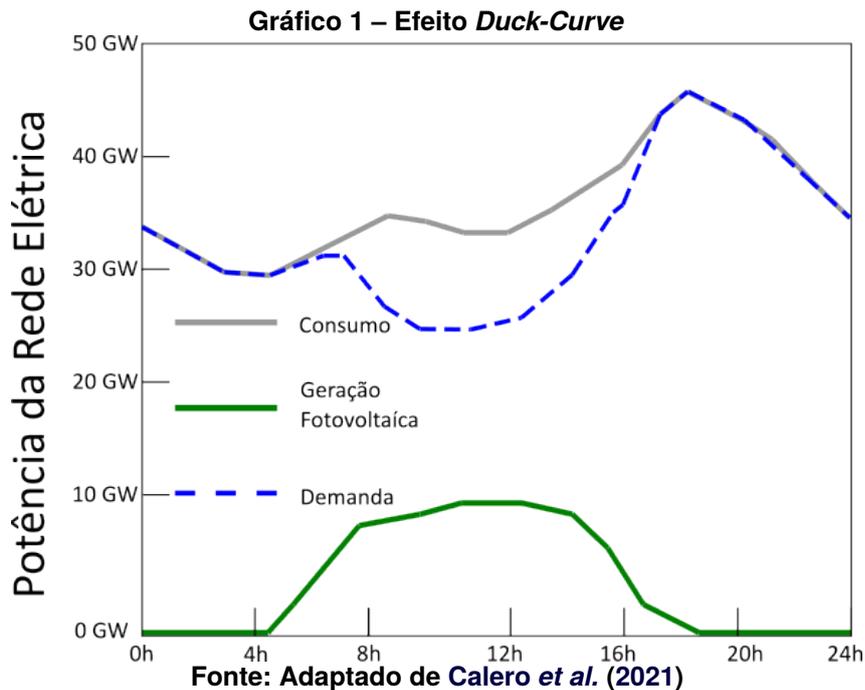
Basicamente um sistema fotovoltaico convencional é formado por módulos fotovoltaicos (PV), conversor CC-CC e um conversor CC-CA. O conversor CC-CC controla o nível de tensão no barramento CC e o fluxo de potência, enquanto o conversor CC-CA converte a energia de corrente contínua para corrente alternada em sincronia com a rede elétrica. Este conjunto de conversor CC-CC e CC-CA é chamado comercialmente de inversor fotovoltaico.

Toda energia gerada por um sistema fotovoltaico convencional é processada pelo inversor fotovoltaico e seu excedente é injetado na rede de forma instantânea. A geração de energia solar ocorre somente durante o período diurno, geralmente das 6h às 18h, tendo seu pico de geração próximo ao meio-dia (12h). A injeção de energia da geração distribuída fotovoltaica faz com que a demanda da rede diminua durante o pico da geração fotovoltaica, e depois aumente subitamente ao final da tarde, coincidindo com o horário de pico do consumo de energia elétrica, conforme ilustrado no Gráfico 1. Tal fenômeno ficou conhecido como *Duck-Curve* e foi observado pelo *California Independent System Operator* (CISO), traduzido livremente como Operador de Sistema Independente da Califórnia. De acordo com Calero *et al.* (2021) essas variações abruptas da demanda da rede causadas pela sobregeração causam perdas e instabilidades na rede.

Segundo Wong *et al.* (2020) a solução típica para mitigar os efeitos do *Duck-Curve* é a adesão de sistemas de armazenamento de energia, ou seja, baterias, em unidades de geração distribuída para controlar a injeção de energia na rede.

Além da importância do armazenamento de energia nas aplicações *on-grid*, existem também diversas aplicações de sistemas de carregamento de bateria com energia solar em sistemas sem conexão com a rede elétrica (*off-grid*). Um sistema de geração fotovoltaica *off-grid* é composto por PV, conversor CC-CC e bateria, podendo conter um estágio CC-CA ou CC-CC para conexão com a carga, dependendo da aplicação.

Atualmente, sistemas *off-grid* estão sendo implementados para estações de carregamento de baterias de veículos elétricos em regiões mais remotas e sem confi-



abilidade na rede elétrica. Em Rituraj, Mouli e Bauer (2022) foram feitas análises de diversos estudos que abordaram arquiteturas de carregamento de baterias de veículos elétricos utilizando sistemas *off-grid*. Constatou-se que no contexto de sistemas fotovoltaicos *off-grid* para carregamento para veículos elétricos, e baterias são soluções adequadas devido à abundância de energia solar e à versatilidade das baterias em armazenar e fornecer energia com eficiência em estradas remotas onde a rede elétrica é instável.

## 1.1 Justificativa

No contexto da utilização da energia solar fotovoltaica, o rastreamento do ponto de máxima potência, do inglês *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) desempenha um papel fundamental para que sistemas fotovoltaicos operem com alta eficiência energética. A energia gerada pelo PV varia conforme a temperatura dos módulos e irradiação solar, ou seja, para cada cenário haverá um ponto de máxima potência, do inglês *Maximum Power Point* (MPP).

O rastreamento da máxima potência em sistemas fotovoltaicos é realizado por meio do controle dos conversores CC-CC, que apresentam dinâmicas não lineares, sendo relativamente complexos quanto a sua modelagem e controle. A não linearidade dos conversores CC-CC advém principalmente da comutação dos elementos

ativos. Além disso, os elementos que compõem um conversor CC-CC apresentam não idealidades, que também impactam na dinâmica do sistema.

Tipicamente nesta aplicação são utilizados controladores lineares, normalmente controladores de ação proporcional-integrativa (PI), projetados para operação do sistema em potência nominal. Porém, na maior parte do tempo, o sistema fotovoltaico está operando em um valor abaixo da potência nominal, devido à variação da potência disponível. Portanto, é necessário avaliar as não linearidades presentes do sistema, e para projetar controladores que se adaptem às diferentes condições ambientais.

Na literatura, sistemas de controle *fuzzy* são frequentemente utilizados para controlar sistemas complexos e não lineares, devido sua adaptabilidade. Além disso, sistemas *fuzzy* podem ser ajustados para otimizar o desempenho dinâmico do controle. Por exemplo, a utilização de um sistema *fuzzy* de escalonamento de ganhos, do inglês *Fuzzy Gain Schedule* (FGS) que combinado ao controlador PI (FGS-PI) fornece ajustes dos ganhos de modo a melhorar o desempenho dinâmico do sistema.

Dessa forma, a aplicação do controlador FGS-PI contribui para melhorar o desempenho dinâmico de controle do sistema, sendo aplicado no rastreamento de máxima potência por permitir a adaptação do controle às variações ambientais. Como consequência, melhorando o tempo de rastreamento do ponto de máxima potência.

## 1.2 Delimitação do Tema

O presente trabalho delimita-se na comparação dos controladores PI e FGS-PI em termos de desempenho dinâmico dos controladores no processo de rastreamento de máxima potência de sistemas fotovoltaicos. Os controladores foram aplicados a um carregador de baterias utilizando energia solar, composto por um único módulo fotovoltaico de 330 W, conversor Buck, e uma bateria de 12 V. Esse sistema é controlado em malha fechada a partir do algoritmo de MPPT, que gera a referência para o controlador, que por sua vez controla o conversor Buck. Sendo este um caso particular para aplicação e verificação das técnicas propostas de controle e rastreamento da máxima potência, podendo ser aplicadas posteriormente em outros sistemas fotovoltaicos.

### 1.3 Objetivo Geral

O objetivo deste estudo é projetar, desenvolver e comparar os controladores PI e FGS-PI aplicados ao rastreamento da máxima potência em sistemas fotovoltaicos. A análise comparativa será realizada com base no desempenho dinâmico dos controladores aplicados ao rastreamento do ponto de máxima potência.

### 1.4 Objetivos Específicos

- Realizar a revisão bibliográfica seguindo os tópicos:
  - Energia Solar Fotovoltaica;
  - Conversores CC-CC Estáticos Não Isolados;
  - Técnicas de Rastreamento da Máxima Potência;
  - Métodos de Controle.
- Análise e projeto do sistema carregador de baterias solar que contempla:
  - Projeto estático do conversor Buck e especificação dos componentes;
  - Análise em regime permanente, obtenção das expressões de valores médios de tensão e correntes de interesse;
  - Análise dinâmica, obtenção das equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema em baixa frequência.
- Projeto do controlador PI;
- Projeto do controlador FGS-PI;
- Simulação comparativa dos controladores com técnicas de MPPT distintas e diferentes cenários de teste:
  - Técnicas de MPPT:
    - \* Técnica baseada em tentativa e erro, utilizando sensores de tensão e corrente;
    - \* Técnica baseada na previsão do MPP, utilizando sensores de irradiação e temperatura.
  - Cenários de Teste:
    - \* Variação de irradiação solar mantendo fixa a temperatura;
    - \* Variação de temperatura mantendo fixa a irradiação solar;
    - \* Variação de irradiação solar e temperatura simultaneamente.

- Otimização do controlador FGS-PI utilizando metaheurística bio-inspiradas para melhorar desempenho dinâmico do sistema;
- Implementação prática do conversor Buck;
- Implementar digitalmente os sistemas de MPPT e controladores PI e FGS-PI via DSP.

## 1.5 Trabalhos Relacionados

O tema principal deste trabalho é a geração de energia fotovoltaica com foco na aplicação de lógica *fuzzy* no processo de MPPT aplicado ao controle de conversores CC-CC.

A base teórica analisada é composta por artigos completos publicados em periódicos indexados na plataforma Scopus, publicados no período de 2019 a 2024, restrito à área de engenharia, escritos em inglês. As palavras-chave utilizadas na busca foram: "*Photovoltaic*", "*DC-DC Converter*", "*Maximum Power Point Tracking*" e "*Fuzzy Systems*".

Para filtrar especificamente os trabalhos que utilizaram FGS-PID foi adicionada a palavra-chave "*Fuzzy Gain Schedule*", sendo selecionados 8 trabalhos a partir da leitura do resumo, métodos e conclusão para a verificação da adequação ao tema. Os demais trabalhos trazem variações encontradas da aplicação da lógica *fuzzy* no processo de MPPT. Os trabalhos relacionados estão apresentados de forma organizada no Quad. 1.

Em Alaas *et al.* (2023) foi proposto um controlador FGS-PID aplicado ao controle do conversor Buck para otimizar o MPPT de um sistema fotovoltaico. Foi utilizado o algoritmo de otimização *Modified Fluid Search Optimization* (MFSO), utilizando como métrica ITAE em relação ao controle da tensão do PV. Os resultados mostraram que o método proposto superou os métodos tradicionais P&O, IC e o controlador PID simples. O FGS-PID otimizado com MFSO obteve uma eficiência de rastreamento 3 a 8% superior aos outros métodos em cenários de PSC simulados no ambiente MATLAB/Simulink.

Em Chamanpira *et al.* (2021) o controlador FGS-PID foi aplicado para o MPPT de um sistema fotovoltaico de 7,3 kW conectado à rede com controle de fluxo de potência ativa e reativa, que regula a injeção de potência na rede. O método proposto foi comparado com P&O, IC, ANN, e FLC MPPT. Os resultados demonstraram que o

Quadro 1 – Trabalhos Relacionados

Referência	Topologia do Conversor	Estrutura do MPPT	Tipo de Fuzzy	Resultados
Rabbani <i>et al.</i> (2023)	Buck-Boost	Gerador de Referência	FGS-PI	Simulação
Chamanpira <i>et al.</i> (2021)	Buck	Gerador de Referência	FGS-PID	Simulação
Dadfar <i>et al.</i> (2019)	Buck	Gerador de Referência	FGS-PID	Simulação
Hai, Zhou e Furukawa (2024)	Buck	Gerador de Referência	FGS-PID	Simulação
Wu <i>et al.</i> (2020)	Buck	Gerador de Referência	FGS-PID	Simulação
Alaas <i>et al.</i> (2023)	Buck	Gerador de Referência	FGS-PID	Simulação
Chouksey, Awasthi e Singh (2020)	Boost	Gerador de Referência	FGS-PID	Simulação
Boubekri <i>et al.</i> (2022)	Boost	Gerador de Referência	FTS	Simulação
Chaibi <i>et al.</i> (2022)	Boost	Gerador de Referência	FTS	Simulação
Khabou, Souissi e Aitouche (2020)	Boost	Gerador de Referência	FTS	Simulação
Houda <i>et al.</i> (2021)	Boost	Gerador de Referência	FTS	Simulação
Boubekri <i>et al.</i> (2022)	Boost	Gerador de Referência	FTS	Simulação
Aatabe <i>et al.</i> (2021)	Boost	Gerador de Referência	FTS	Simulação (Dados Reais)
Pandey, Singh e Jain (2023)	Buck-Boost	Controle	FLC	Simulação
Sutikno, Subrata e Elkhateb (2021)	Buck-Boost	Controle	FLC	Simulação e Experimental
Li <i>et al.</i> (2019)	Boost	Controle	FLC	Simulação e Experimental
Bisht e Sikander (2022)	Boost	Controle	FLC	Simulação
Bakkar <i>et al.</i> (2021)	Flyback	Controle	FLC	Simulação e Experimental
Derbeli, Napole e Barambones (2023)	Boost	Controle	FLC	Experimental

Fonte: Autoria Própria (2025)

FGS-PID obteve uma eficiência de rastreamento de 99%, superior aos 95-97% dos demais métodos, destacando-se por sua estabilidade e resposta rápida em condições variáveis de irradiância e temperatura simulados no ambiente MATLAB/Simulink.

No estudo Rabbani *et al.* (2023), foram propostos dois métodos de controle aplicados ao MPPT em cenários PSC: O controlador FGS-PI e o modos deslizantes *fuzzy* (FSMC). Ambos os métodos utilizaram ANN MPPT para gerar a referência de controle, sendo esta treinada com dados obtidos sob PSC. Os resultados foram comparados com outras técnicas tradicionais, como P&O e IC, em simulações no ambiente MATLAB/SIMULINK. O estudo mostrou que o FGS-PI e o FSMC superaram os métodos convencionais em eficiência de rastreamento, se adaptando adequadamente às mudanças de irradiação solar.

O trabalho Aatabe *et al.* (2021) propõe o método MPPT FTS em um sistema fotovoltaico *off-grid* utilizando o conversor Boost com uma demanda de carga variável modelada por cadeia de Markov. O projeto de controle considerou a norma  $H_\infty$  em termos de desigualdades matriciais lineares, do inglês *Linear Matrix Inequalities* (LMIs) para garantir a estabilidade do sistema. O MPPT proposto se adapta às variações das condições climáticas ajustando a trajetória de controle a partir de medições de irradiação solar, temperatura e medições das variáveis elétricas da carga. Os resultados foram obtidos em simulações com dados meteorológicos reais, disponíveis pela Estação Meteorológica - EMC/UFG (Marra, 2015). O método apresentado obteve uma eficiência de rastreamento de 99,5%, superando métodos tradicionais como P&O e IC, garantindo a estabilidade e eficiência do sistema em cenários de carga e condições atmosféricas variáveis.

No trabalho Boubekri *et al.* (2024) é apresentado um método de controle do MPPT para sistemas fotovoltaicos representada por um FTS considerando atuadores saturados. Esse método tem o objetivo realizar o MPPT sob condições ambientais variáveis considerando a saturação dos atuadores. Neste trabalho foi utilizado um gerador de sinal de referência a partir da leitura de irradiação solar e temperatura e um plano de regressão linear para obter a  $V_{MPP}$ . O projeto de controle considerou a norma  $H_\infty$  em termos de LMIs para garantir a estabilidade do sistema a partir de uma lei de controle de *feedback* de saída estática polinomial. Os resultados foram comparados com técnicas tradicionais: P&O e controlador PI e a técnica inteligente FLC MPPT, em simulações no ambiente MATLAB/SIMULINK em cenários de condições atmosféricas

variáveis. Essas comparações demonstraram a eficácia do método proposto para melhorar o desempenho de sistemas fotovoltaicos.

No trabalho Sutikno, Subrata e Elkhateb (2021), foram investigados os efeitos de diferentes funções de pertinência no desempenho MPPT FLC, utilizando um conversor Buck-Boost. Foram comparadas as funções de pertinência Triangular, Trapezoidal, Gaussiana e GBell, avaliando o impacto de cada uma no tempo de rastreamento e na estabilidade da saída. O sistema implementado foi desenvolvido em ambiente MATLAB/SIMULINK e testado experimentalmente sob várias frequências de comutação e níveis de irradiância. Os resultados experimentais indicaram que a função de pertinência GBell apresentou melhor desempenho, proporcionando um rastreamento mais rápido e menor oscilação ao redor do MPP.

O trabalho de Li *et al.* (2019) introduz um controlador FLC MPPT com adição do parâmetro  $\beta$  na entrada do FLS. Esse parâmetro auxilia o rastreamento em PSC, ampliando a abrangência das regras *fuzzy* e minimizando oscilações. Para validar a proposta, um conversor Boost foi implementado e testado tanto em simulações quanto em experimentos. Os resultados mostraram que a adição do parâmetro  $\beta$  melhorou o desempenho em termos de tempo de rastreamento e estabilidade em comparação aos métodos tradicionais, comprovando sua robustez para variações de irradiação solar e de carga.

Os trabalhos apresentados mostram a relevância da utilização da lógica *fuzzy* aplicada especificamente no processo de MPPT de sistemas fotovoltaicos, apresentando melhorias na eficiência do rastreamento e no desempenho dinâmico do sistema. Especificamente os trabalhos que utilizaram o FGS-PID, com exceção do trabalho de Rabbani *et al.* (2023), foi adotado o critério de Ziegler-Nichols para definição do intervalo de variação dos ganhos do controlador, e apresentaram apenas resultados de simulação. Porém, na implementação prática de controladores aplicados a conversores de potência é importante atender os critérios em relação ao domínio da frequência a fim de evitar que o controle opere próximo à frequência de ressonância do sistema.

Neste estudo, foi adotado o projeto de um controlador FGS-PI, projetado conforme descrito na Seção 2.3.2.1, em que os ganhos variam em torno de um valor inicial, que foi calculado para atender o critério em relação ao domínio da frequência, para posteriormente serem implementados na prática com maior confiabilidade. Além disso, o presente trabalho contribui com a comparação do método de controle proposto com o

controle clássico PI em diferentes cenários de testes, simulados e práticos, e também com a comparação de técnicas de MPPT de métodos diferentes, sendo tentativa e erro, ou previsão de MPP.

## 1.6 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho está organizado da seguinte forma:

- **Capítulo 2** apresenta a revisão da literatura sobre energia solar fotovoltaica, conversores estáticos não isolados, aplicações direcionadas a sistemas fotovoltaicos e carregadores de baterias e conceitos básicos de modelagem, Métodos de Controle, controle clássico PID, conceitos de controle *fuzzy* e otimização de controladores. Além disso, apresenta conceitos importantes sobre o MPPT, apresentando um panorama das técnicas utilizadas, das métricas de avaliação e na diferenciação entre estrutura e método.
- **Capítulo 3** contém as metodologias utilizadas no trabalho para o Projeto Estático do Conversor Buck para utilização como carregador de baterias utilizando energia solar, incluindo dimensionamento dos componentes e sua implementação prática. Também são realizadas as análises dinâmicas do sistema e obtenção do modelo não linear, análise em regime permanente e obtenção das expressões de valores médios de interesse. É introduzida, neste capítulo, a abordagem de controle linear, que envolve a linearização do PV, obtenção de função de transferência de pequenos sinais e projeto do controlador PI por critério de desempenho em frequência e o enfoque do controle adaptativo, que consiste na descrição do FGS-PI, e no processo de otimização do sistema *fuzzy*. Por fim, são descritas as metodologias para embarcar os sistemas de controle, e a descrição dos cenários de rastreamento e técnicas de MPPT utilizadas.
- **Capítulo 4** engloba os resultados de simulação e resultados experimentais, sendo separados em ensaios de mudança de referência, e ensaios de rastreamento em diferentes cenários.
- Por fim, no **Capítulo 5** são evidenciados e analisados os resultados alcançados e feito o balanço dos objetivos do presente trabalho, além de apresentar limitações, e trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo está contida a revisão da literatura, abordando os temas principais do presente trabalho, divididos em: Energia Solar Fotovoltaica, Conversores CC-CC, Métodos de Controle, Rastreamento da Máxima Potência e os Trabalhos Relacionados.

### 2.1 Energia Solar Fotovoltaica

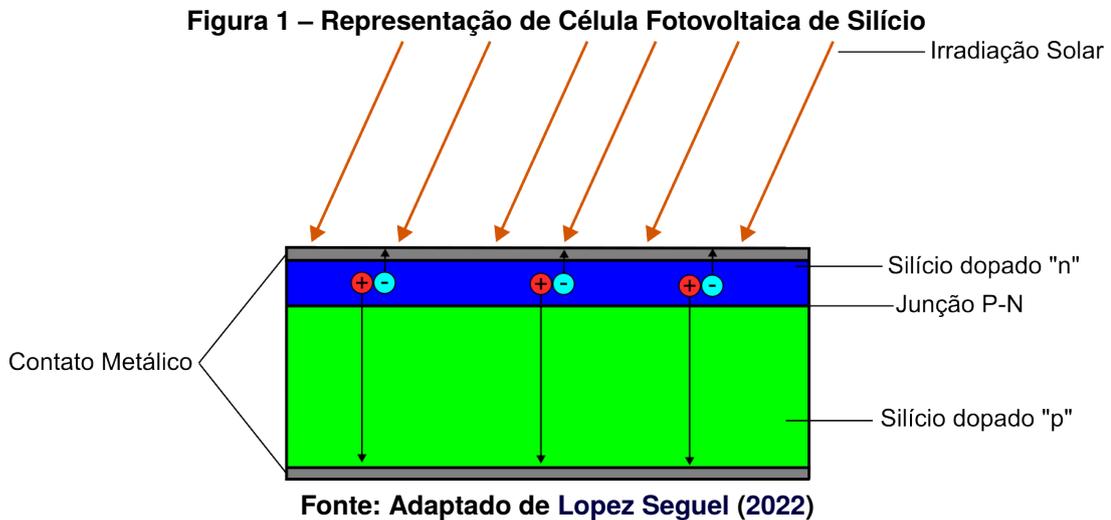
Essa seção é composta por tópicos pertinentes relacionados à energia solar fotovoltaica, trazendo uma visão geral sobre o tema, abordando a descoberta do efeito fotovoltaico, o funcionamento das células fotovoltaicas, características dos módulos fotovoltaicos, curvas características  $I \times V$  e  $P \times V$  para condições de irradiação uniforme de sombreamento parcial e o circuito equivalente utilizado para modelar o comportamento de uma célula fotovoltaica.

#### 2.1.1 Visão Geral

A conversão de irradiação solar em eletricidade foi observada pela primeira vez em 1839 por Edmond Becquerel, em um experimento em que a incidência de luz em eletrodos de uma célula eletrolítica originava uma tensão e corrente elétrica, nomeado como efeito fotovoltaico. A partir desta descoberta seguiram-se diversos avanços na área fotovoltaica. No ano de 1954, com o desenvolvimento da tecnologia de semicondutores, Chapin, Fuller e Pearson construíram a primeira célula fotovoltaica formada por silício monocristalino, com apenas 6% de eficiência (Treble, 1991).

A célula fotovoltaica é um dispositivo semicondutor que converte irradiação solar diretamente em energia elétrica por meio do efeito fotovoltaico. Ela é constituída por uma junção P-N, formada pela sobreposição de camadas de semicondutores dopados, conforme a estrutura mostrada na Figura 1. A junção P-N é responsável pela separação de cargas elétricas geradas pela absorção de fótons. Quando iluminada, os fótons com energia superior ao *band-gap* do material semicondutor excitam os elétrons das ligações covalentes, gerando pares elétron-lacuna. Estes pares são então separados pelo campo elétrico presente na junção, resultando na formação de uma diferença de potencial entre os contatos metálicos frontal e de base. Mediante esse processo, as células

fotovoltaicas transformam a energia luminosa diretamente em corrente elétrica, sendo este o princípio básico de funcionamento da tecnologia fotovoltaica (Lopez Seguel, 2022).



Os módulos fotovoltaicos são constituídos por células associadas em série e/ou em paralelo para assim elevar a potência de saída. As células de silício são as mais utilizadas para fabricação de módulos comerciais, podendo ser silício monocristalino, policristalino e amorfo. A eficiência de módulos comerciais de silício é de aproximadamente 18%. Devido à baixa eficiência dos painéis é essencial que os módulos operem majoritariamente no ponto de máxima potência (Villalva, 2012).

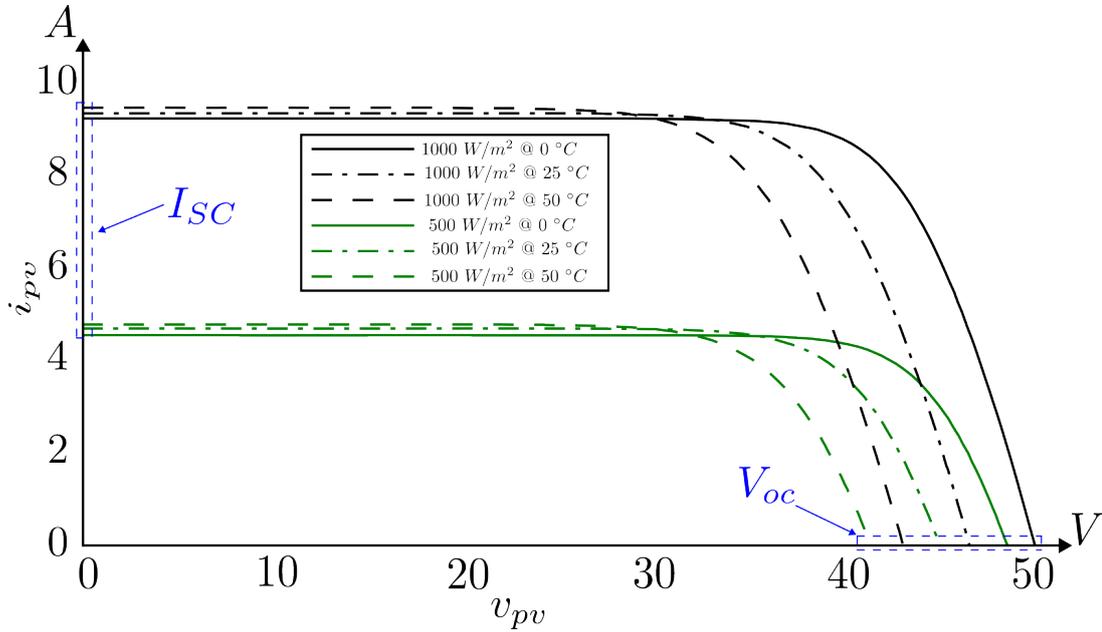
### 2.1.2 Características dos Módulos Fotovoltaicos

Os fabricantes de PV fornecem, em seus catálogos, parâmetros elétricos que devem ser considerados para o dimensionamento de sistemas fotovoltaicos. Os parâmetros elétricos são obtidos na condição padrão de testes, do inglês *Standart Test Conditions* (STC), de irradiação solar ( $G$ )  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura da célula ( $T$ )  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  ou  $298 \text{ K}$ .

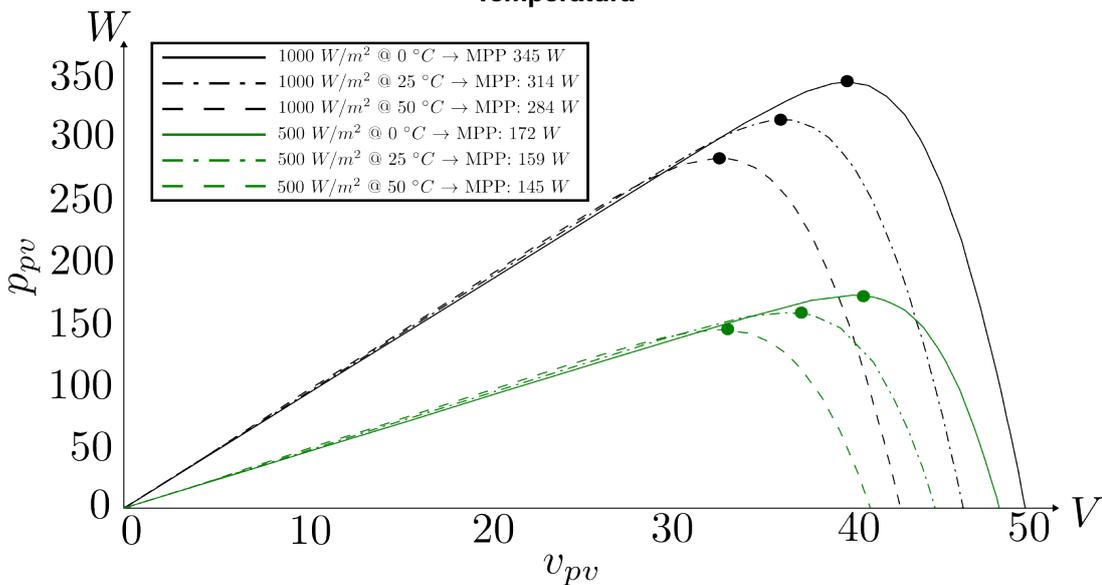
A partir de ensaios na STC, são estimados os parâmetros de corrente de curto circuito ( $I_{SC}$ ), tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ), tensão e corrente de máxima potência ( $V_{MPP}$ ,  $I_{MPP}$ ), que caracterizam as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  de PV, respectivamente ilustrados nos Gráficos 2 e 3.

Conforme exibido nos Gráficos 2 e 3, ao se variar a irradiação solar e a temperatura do módulo os parâmetros do PV são alterados. Ao se variar a irradiação solar

**Gráfico 2 – Curva  $I \times V$  de um PV para Diferentes Condições de Irradiação e Temperatura**



**Gráfico 3 – Curva  $P \times V$  de um PV para Diferentes Condições de Irradiação e Temperatura**

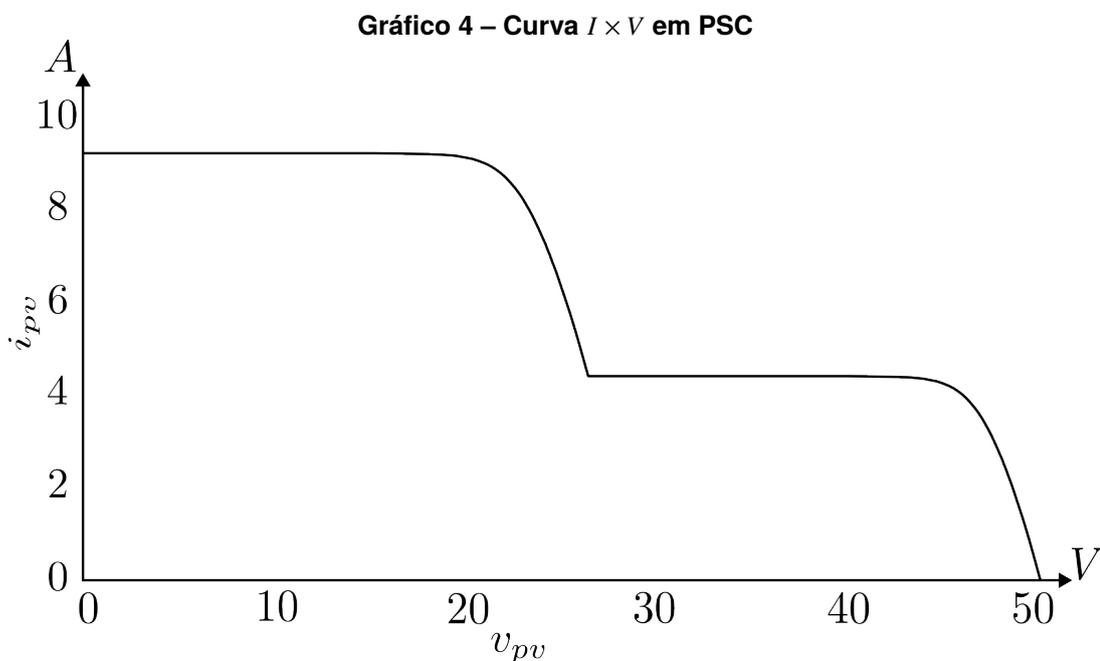


ocorre uma variação proporcional na corrente gerada, observado pela faixa de variação de  $I_{SC}$ , e por consequência deslocando abruptamente o MPP em termos de potência. Porém, a tensão sofre poucas alterações, conforme observado na faixa de  $V_{oc}$ .

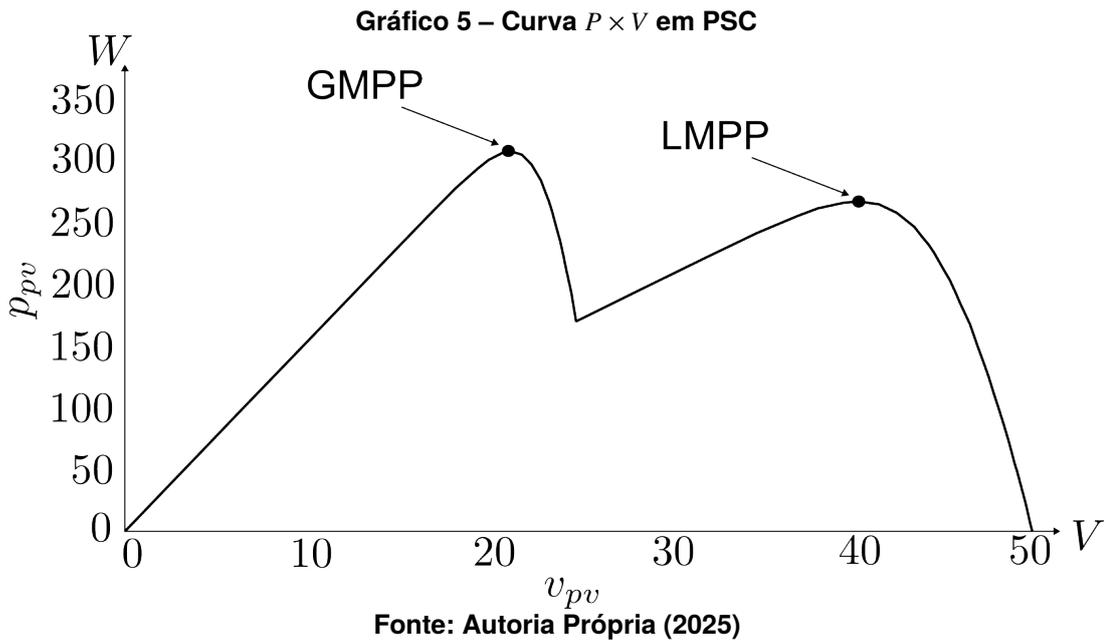
Em relação às variações de temperatura ocorre o contrário, a corrente gerada apresenta pouca variação, sendo que a tensão varia mais, conforme observado na faixa de  $V_{oc}$ , e na variação abrupta do MPP.

### 2.1.3 Condições de Sombreamento Parcial

Sob condições uniformes de irradiação, a curva característica  $P \times V$  contém apenas um MPP, conforme mostrado no Gráfico 3. Porém, instalações fotovoltaicas são constituídas de diversos módulos fotovoltaicos, instalados ao ar livre e estão suscetíveis às condições de sombreamento parcial, do inglês *Partial Shading Conditions* (PSC). Segundo *Abdulmawjood et al. (2022)*, sob PSC a irradiação não é uniforme em todos os módulos fotovoltaicos, e podem ocorrer por diversos fatores externos, como passagem de nuvens, posicionamento de árvores, prédios, acúmulo de sujeira ou até mesmo posicionamento de outros módulos fotovoltaicos, gerando assim múltiplos MPPs.



O PSC é identificado por conter um ponto de máxima potência global (GMPP), e um, ou mais, pontos de máxima potência local (LMPP), conforme mostrado nos Gráficos 4 e 5. Portanto, torna-se uma tarefa complexa fazer o rastreamento da máxima potência,



visto que alguns algoritmos de MPPT tradicionais, tendem a manter o sistema operando em um LMPP ao invés do GMPP, pois são baseados na tentativa e erro a partir da medição de corrente e tensão.

Já algoritmos mais sofisticados, podem prever o posicionamento do GMPP através de medições de diferentes padrões de irradiação e temperatura, e medição de amostras de corrente, tensão e potência para formar as curvas características  $I \times V$  e  $P \times V$  dos módulos fotovoltaicos sob PSC (Liu, H.-D. *et al.*, 2020; Mirza *et al.*, 2021; Allahabadi; Iman-Eini; Farhangi, 2022).

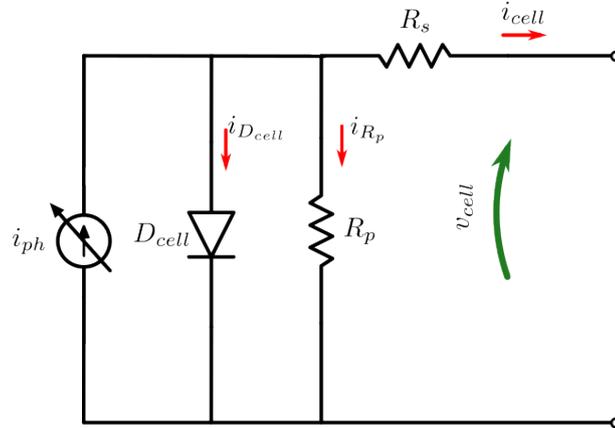
#### 2.1.4 Circuito Equivalente de uma Célula Fotovoltaica

A criação de um circuito equivalente que represente o comportamento de uma célula fotovoltaica é essencial para a análise da energia fotovoltaica. A utilização de um modelo equivalente, que se aproxima do comportamento de uma célula fotovoltaica, permite avaliar a influência de fatores externos na geração de energia, como, por exemplo, a influência da temperatura e da irradiação solar.

Segundo Villalva, Gazoli e Filho (2009) o modelo com diodo simples, contido na Figura 2, é o mais utilizado devido à simplicidade e precisão suficientes para simulação e projeto de sistemas fotovoltaicos. O modelo de diodo simples inclui a resistência série ( $R_s$ ) e a resistência paralela ( $R_p$ ) que trazem mais precisão ao modelo. Esse circuito

equivalente pode ser associado em série ou paralelo para representar um PV formado por várias células.

**Figura 2 – Circuito Equivalente de uma Célula fotovoltaica**



Fonte: Adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009)

A característica da junção dos materiais semicondutores que compõem as células fotovoltaicas são representadas pelo diodo  $D_{cell}$ . A fonte de corrente  $i_{ph}$  representa a fotocorrente induzida nas células, conforme a Eq. (1), sendo função da irradiação solar, e temperatura.

$$i_{ph}(G, T) = [I_{SC} + \alpha \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{G}{1000} \quad (1)$$

Em que  $\alpha$  é o coeficiente de temperatura de  $I_{SC}$ ,  $T_r$  é a temperatura de referência ( $25^\circ\text{C} = 298\text{ K}$ ). A Eq. (2) é obtida através da aplicação da lei de Kirchhoff das correntes (LKC) no circuito equivalente das células fotovoltaicas.

$$i_{cell} = i_{ph} - i_{D_{cell}} - i_{R_p} \quad (2)$$

A partir da teoria dos semicondutores, a corrente  $i_{D_{cell}}$  é descrita por Eq. (3). Em que  $V_T$  é a tensão térmica, conforme a Eq. (4),  $n$  é o fator de qualidade da junção. A corrente de saturação reversa da junção ( $i_s$ ) é representada pela Eq. (5), em que  $k$  é a constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}\text{ J/K}$ ),  $q$  é a carga elementar do elétron ( $1,6 \cdot 10^{-19}\text{ C}$ ),  $EG$  é a energia de banda proibida, usualmente  $1,12\text{ eV}$ .

$$i_{D_{cell}} = i_s \cdot \left( e^{\frac{v_{D_{cell}}}{n \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (3)$$

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (4)$$

$$i_s = I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r}\right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot EG}{n \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T}\right)} \quad (5)$$

A corrente de saturação reversa de referência ( $I_{rr}$ ) pode ser obtida considerando  $i_{cell} = 0$ . Sob essa condição, a tensão nos terminais da célula é a de circuito aberto ( $V_{oc}$ ). Admitindo que essa condição ocorre em STC, de modo que a fotocorrente seja igual à corrente de curto-circuito ( $i_{ph} = I_{SC}$ ), segundo Eq. (1), e a corrente de saturação reversa seja igual à corrente de saturação reversa de referência ( $i_s = I_{rr}$ ), conforme a Eq. (5). Portanto, a Eq. (6) é obtida utilizando as devidas substituições na Eq. (2).

$$I_{rr} = \frac{I_{SC} - \frac{V_{oc}}{R_p}}{e^{\frac{V_{oc} \cdot q}{n \cdot k \cdot T_r}} - 1} \quad (6)$$

A tensão sobre o diodo  $D_{cell}$  ( $v_{D_{cell}}$ ), Eq. (7), é obtida pela aplicação da lei de Kirchhoff das tensões (LKT) no circuito equivalente da célula. Substituindo as Equações (5) e (7) na Eq. (3) obtém-se a Eq. (8) que expressa a corrente do diodo  $D_{cell}$ . A corrente  $i_{R_p}$  é calculada pela Eq. (9)

$$v_{D_{cell}} = v_{cell} + i_{cell} \cdot R_s \quad (7)$$

$$i_{D_{cell}} = I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r}\right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot EG}{n \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T}\right)} \cdot \left(e^{\frac{v_{cell} + i_{cell} \cdot R_s}{n \cdot V_T}} - 1\right) \quad (8)$$

$$i_{R_p} = \frac{v_{cell} + i_{cell} \cdot R_s}{R_p} \quad (9)$$

Portanto, substituindo as Equações (1), (8) e (9) na Eq. (2) e aproximando os termos exponenciais por série de Taylor, resulta na Eq. (10) sendo uma solução analítica aproximada da corrente  $i_{cell}$ , transcrita como uma função de temperatura, irradiação solar e tensão da célula.

$$i_{cell}(G, T, v_{cell}) = \frac{i_{ph}(G, T) - I_{rr} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot v_{cell}}{n \cdot k \cdot T_r}} - 1\right) - \frac{v_{cell}}{R_p}}{1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{I_{rr} \cdot q \cdot R_s}{n \cdot k \cdot T} \cdot e^{\frac{q \cdot v_{cell}}{n \cdot k \cdot T_r}}} \quad (10)$$

A Eq. (10) descreve a curva característica  $I \times V$  e por consequência a curva  $P \times V$  que estão representadas nos Gráficos 2 e 3 respectivamente. Esse modelo é fundamental para representar o comportamento do módulo fotovoltaico sob diferentes condições de operação, refletindo variações na irradiação e temperatura. Além disso, o

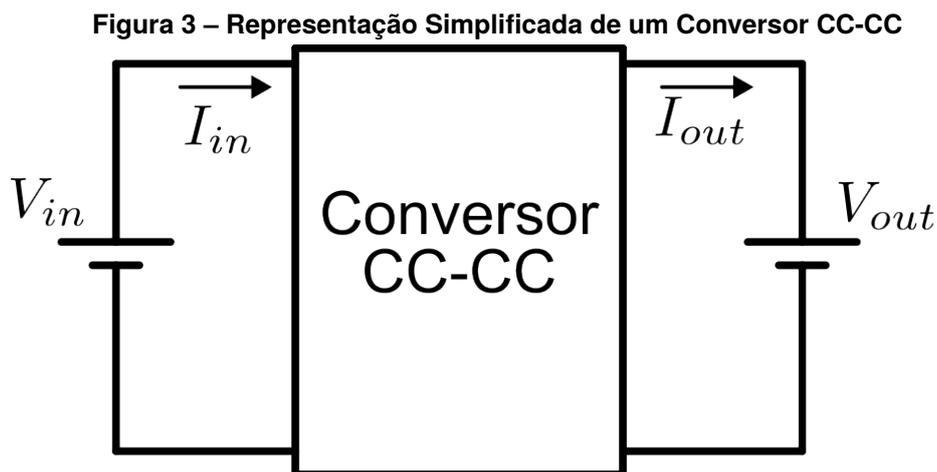
modelo é essencial para a modelagem dinâmica do sistema, e projetar o controlador para o rastreamento do ponto de máxima potência.

## 2.2 Conversores CC-CC Estáticos Não Isolados

Nesta seção são abordados os conversores CC-CC estáticos não isolados, trazendo uma definição básica e apresentando as topologias consideradas básicas e mais utilizadas na literatura, e suas características. Além disso, também é apresentada a justificativa da escolha da topologia do conversor para o caso de estudo de um carregador de baterias utilizando energia solar, e a apresentação do método de modelagem dinâmica aplicado.

### 2.2.1 Visão Geral

Conforme Martins e Barbi (2006), de forma genérica, os conversores CC-CC são sistemas de potência formados por elementos ativos e passivos cuja função é controlar o fluxo de energia elétrica em corrente contínua entre uma entrada e uma saída, conforme ilustrado em Figura 3.



Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2006)

Dentre as inúmeras topologias possíveis de conversores CC-CC estáticos não isolados, seis são as mais utilizadas na literatura: Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, *Single-Ended Primary Inductor Converter* (SEPIC) e Zeta. As topologias podem ser diferenciadas com base no ganho estático, definido pela razão entre a tensão de saída

e a de entrada, e a polaridade da tensão de saída em relação à polaridade da tensão de entrada, conforme mostrado no Quadro 2, em que  $D$  representa a razão cíclica.

**Quadro 2 – Ganho Estático e Polaridade da Saída dos Conversores CC-CC Estáticos Não Isolados**

Topologia	Ganho Estático	Polaridade da Saída
Buck	$D$	Não Invertida
Boost	$1/(1 - D)$	Não Invertida
Buck-Boost	$D/(1 - D)$	Invertida
Cúk	$D/(1 - D)$	Invertida
SEPIC	$D/(1 - D)$	Não Invertida
Zeta	$D/(1 - D)$	Não Invertida

Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2006)

Em aplicações de fontes renováveis de energia, como eólica e fotovoltaica, um conversor CC-CC atua como interface de conexão entre o gerador de energia e a carga, processando a energia da entrada para a saída. Geralmente, na saída do conversor está conectado um barramento CC que impõe uma tensão nos terminais de saída do conversor a fim de evitar flutuações. Desse modo, o controle do fluxo de potência é feito a partir do controle da tensão de entrada do conversor.

### 2.2.2 Modelagem Dinâmica de Conversores CC-CC

O método mais utilizado para obtenção dos modelos matemáticos dos conversores estáticos CC-CC é o modelo médio em espaço de estados, proposto por Middlebrook e Cuk (1976). Esse método é baseado no balanço de energia dos elementos armazenadores de energia em um período de comutação do elemento ativo ( $S$ ), definido por  $T_s$  para descrever a dinâmica de baixa frequência dos conversores.

Considerando um conversor CC-CC operando em MCC com duas etapas de operação bem definidas: Primeira etapa no intervalo  $(0, D \cdot T_s)$ , chave fechada ( $S = 1$ ) e segunda etapa no intervalo  $(D \cdot T_s, T_s)$ , chave aberta ( $S = 0$ ).

A partir da análise dos circuitos equivalentes das duas etapas, são descritas as equações de estado. Dependendo da topologia do conversor CC-CC e da aplicação, as variáveis de interesse, tensão ou corrente de entrada, ou de saída, são expressas em função das variáveis de estado.

Portanto, definem-se as variáveis de estado  $x = [i_L \ v_C]^T$ , e de entrada  $u = d(t)$ , e as equações de estado referentes a cada etapa de operação, sendo a Eq. (11) relativa à primeira etapa (chave fechada) e a Eq. (12) relativa à segunda etapa (chave aberta).

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u \quad (11)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u \quad (12)$$

O balanço de energia é feito somando Eq. (11) multiplicada por  $D$  com a Eq. (12) multiplicado por  $(1 - D)$ , resultando na Eq. (13), em que  $A$  é definido por Eq. (14) e  $B$  é definido por Eq. (15).

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (13)$$

$$A = [D \cdot A_1 + (1 - D) \cdot A_2] \quad (14)$$

$$B = [D \cdot B_1 + (1 - D) \cdot B_2] \quad (15)$$

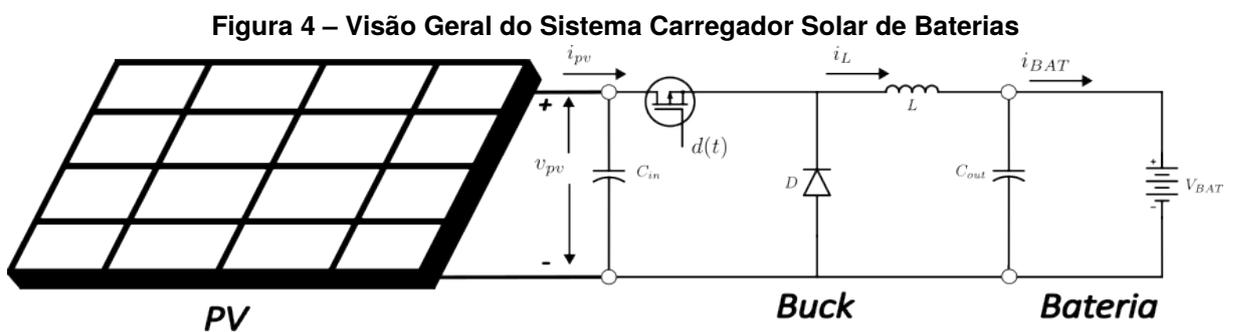
A maioria dos conversores CC-CC possui comportamento não linear do ponto de vista de valores médios de grandes sinais, representados por funções não lineares contidas em Eq. (13). Geralmente, são linearizados em um determinado ponto de operação para se obter uma função de transferência linear.

A linearização é feita a partir de uma perturbação de pequenos sinais na variável de entrada (razão cíclica), isto é  $d(t) = D + \hat{d}$ , em que  $D$  é constante, e  $\hat{d}$  é uma pequena perturbação. Resultando em uma perturbação nas variáveis de estados, correspondente a  $x = X + \hat{x}$ . Uma vez aplicada essa condição, são desprezados os termos constantes e não lineares, e aplica-se a transformada de Laplace nos termos lineares restantes. A partir de manipulações algébricas obtêm-se os termos  $\hat{x}_1(s)/\hat{d}(s)$  e  $\hat{x}_2(s)/\hat{d}(s)$  que descrevem o efeito de pequenas perturbações ao redor do ponto de linearização. A partir dessas funções de transferência de pequenos sinais são projetados os controladores lineares.

### 2.2.3 Carregador Solar de Baterias Utilizando o Conversor Buck

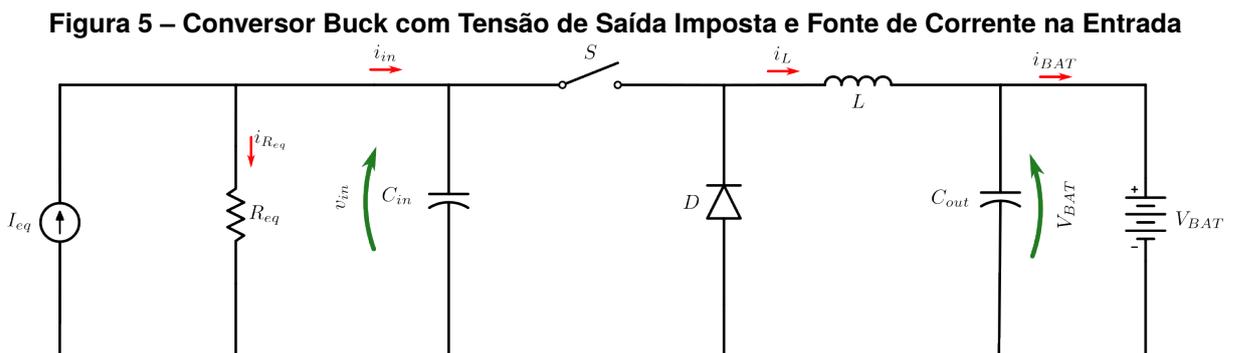
O conversor Buck é uma topologia abaixadora, ou seja, a tensão de saída é menor que a de entrada. Portanto, é adequado para conectar módulos fotovoltaicos

que operam em um nível de tensão mais elevada a cargas que operam em um nível de tensão mais baixa, como, por exemplo, baterias, realizando a conversão de modo mais eficiente que as demais topologias (Lee; Cho; Moon, 2012). Além disso, devido à presença de um filtro LC na saída, o conversor Buck é adequado para carregamento de baterias, por possuir uma característica de fonte de corrente na saída, quando operado no modo de condução contínua (MCC) (Taghvaei *et al.*, 2013; Raghavendra *et al.*, 2019). A Figura 4 apresenta uma visão geral do sistema carregador solar de baterias utilizando o conversor Buck.



Dentre as 6 topologias citadas, o conversor Buck é o único que apresenta uma relação linear entre a tensão de entrada e a de saída. Porém, ao considerar a tensão de saída imposta, o conversor apresenta uma relação não linear do ponto de vista da entrada.

Tomando como exemplo o circuito representado na Fig. 5, em que a saída do conversor Buck é conectada a uma bateria, modelada por uma fonte de tensão constante  $V_{BAT}$ , e a entrada do conversor conectada a um PV, modelado por uma fonte de corrente e um resistor equivalente, respectivamente  $I_{eq}$  e  $R_{eq}$ .



Considerando que o circuito opera em MCC, e analisando um período de comutação, sendo de  $(0, D \cdot T_s)$ , chave fechada ( $S = 1$ ) e de  $(D \cdot T_s, T_s)$ , chave aberta ( $S = 0$ ), a tensão sob o indutor  $L$  para um período de comutação é descrita pela Eq. (16) e a corrente que passa pelo capacitor  $C_{in}$  é descrita pela Eq. (17). As formas de onda para um período de comutação estão presentes no Gráf. 6.

$$v_L = v_{in} \cdot d(t) - V_{BAT} \quad (16)$$

$$i_{C_{in}} = I_{eq} - \frac{1}{R_{eq}} \cdot v_{in} - d(t) \cdot i_L - d(t) \cdot i_L \quad (17)$$

Sendo,  $i_{C_{in}} = C_{in} \cdot \frac{d}{dt}v_{C_{in}}$  e  $v_L = L \frac{d}{dt}i_L$ . Fazendo as devidas substituições e separando os termos  $\frac{d}{dt}i_L$  e  $\frac{d}{dt}v_{C_{in}}$  obtém-se as equações diferenciais, respectivamente Eq. (18) para corrente no indutor  $L$  e Eq. (19) para tensão do capacitor  $C_{in}$ .

$$\dot{i}_L = \frac{d(t)}{L} \cdot v_{in} - \frac{V_{BAT}}{L} \quad (18)$$

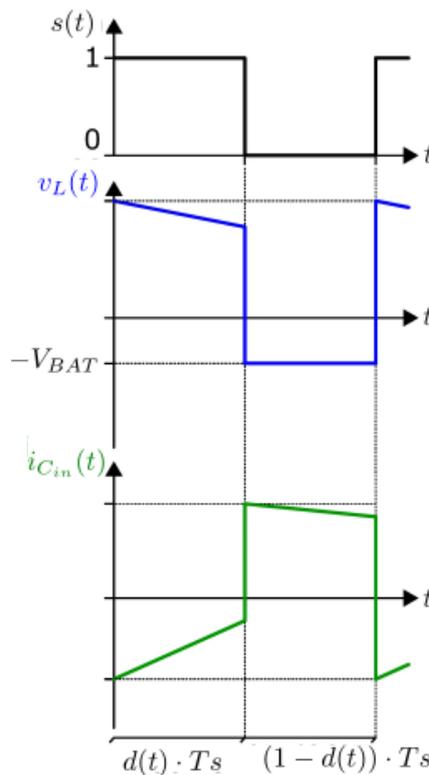
$$\dot{v}_{in} = \frac{I_{eq}}{C} - \frac{1}{R_{eq} \cdot C} v_{in} - \frac{d(t)}{C} \cdot i_L \quad (19)$$

Portanto, o conversor Buck com a tensão de saída imposta apresenta uma dinâmica não linear em relação à entrada, sendo necessário considerá-las no projeto de controladores.

### 2.3 Métodos de Controle

Nesta seção, serão abordados os métodos de controle clássico PID, sistemas de controle *fuzzy*, o controlador adaptativo FGS-PID, e a otimização do desempenho dinâmico dos controladores. Os controladores propostos são aplicados no processo de rastreamento da máxima potência de sistemas fotovoltaicos a partir do controle da tensão de entrada do conversor Buck. Nesse processo, os controladores atuam como seguidores da referência gerada pelo algoritmo de MPPT, sendo que um controlador com desempenho dinâmico melhor pode melhorar a eficiência de rastreamento da máxima potência.

**Gráfico 6 – Formas de Onda Conversor Buck com Tensão de Saída Imposta**



**Fonte: Autoria Própria (2025)**

### 2.3.1 Controle Clássico PID

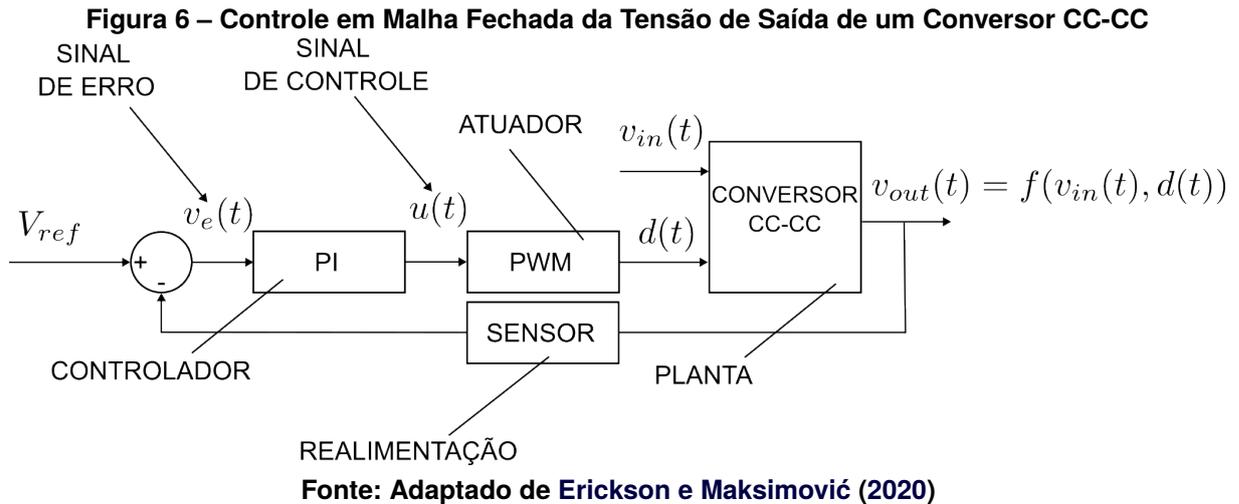
O controle de ação proporcional-integral-derivativa (PID) é amplamente utilizado em processos industriais (Ogata, 2010).

A aplicação do controle em malha fechada é feito, garantindo que a saída da planta siga um sinal de referência (Erickson; Maksimović, 2020). A Figura 6 ilustra um sistema de controle em malha fechada aplicado a um conversor CC-CC, em que o sinal de controle  $u(t)$  passa pelo atuador, sendo um modulador PWM, e por sua vez controla o acionamento dos elementos ativos do conversor CC-CC pela razão cíclica  $d(t)$ .

O sinal de controle ( $u(t)$ ) é calculado conforme a Eq. (20), que depende dos ganhos, proporcional ( $K_p$ ), integral ( $K_i$ ) e derivativo ( $K_d$ ). Sendo  $e(t)$  o erro calculado pela diferença entre a referência ( $r(t)$ ) e saída medida ( $y(t)$ ).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^T e(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (20)$$

O controlador PI é o mais utilizado nos conversores de potência chaveados.



Geralmente, não se utiliza a ação derivativa, por amplificar a ação do ruído, o qual é muito presente devido à alta frequência de comutação dos condutores de potência (Kapat; Krein, 2012).

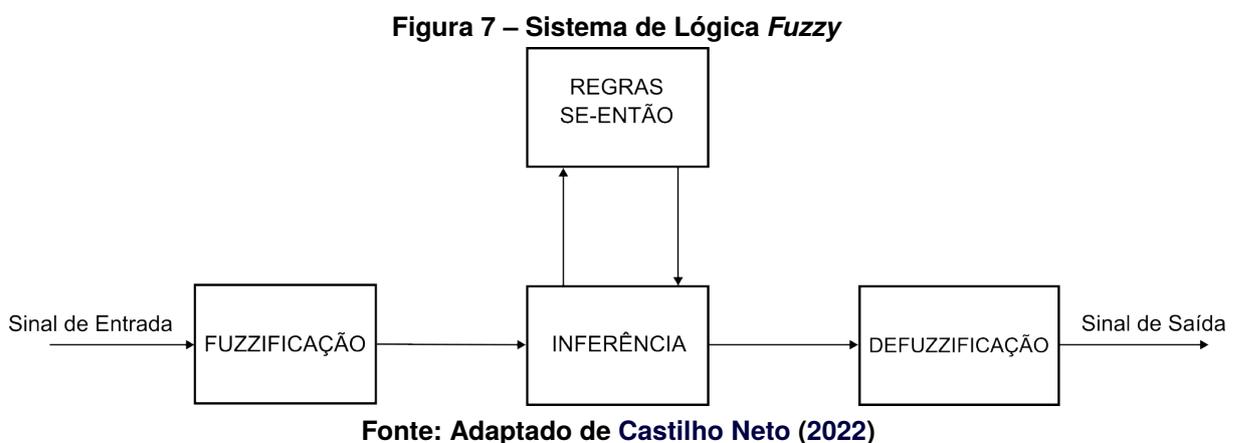
Os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  podem ser calculados pelo critério analítico de resposta em frequência utilizando critérios de margem de fase (MF) e frequência de cruzamento de ganho ( $\omega_{cgf}$ ) para garantir que o controle opere fora da frequência de ressonância para não interferir na estabilidade do sistema (Nguyen *et al.*, 2013).

Controladores PI são muito robustos e confiáveis, porém apresentam algumas limitações em relação a sistemas complexos e não lineares, como no caso de conversores CC-CC aplicados ao processamento da energia solar fotovoltaica que precisam ter uma dinâmica rápida para o rastreamento da máxima potência. Usualmente os controladores são projetados considerando a STC, porém variando as condições ambientais o desempenho dinâmico do controle pode ser comprometido (Sahoo; Samanta; Bhattacharyya, 2020; Sai; Khadtare; Chatterjee, 2023; Bjaoui *et al.*, 2019; Kihal *et al.*, 2019).

### 2.3.2 Sistemas de Controle *Fuzzy*

A lógica *fuzzy*, também conhecida como lógica difusa, possibilita se aproximar do raciocínio humano como uma alternativa à lógica booleana. Na lógica booleana assume-se valores de 0 (falso) ou 1 (verdadeiro) dado alguma premissa. Já na lógica *fuzzy* são possíveis estados intermediários podendo uma premissa ser classificada parcialmente (Simões; Shaw, 2007).

O sistema de lógica *fuzzy*, do inglês *Fuzzy Logic System* (FLS), está representado na Figura 7. O sinal de entrada, que representa um valor numérico real, passa pelo processo de fuzzificação, sendo delimitado em um universo de discurso, e avaliado pelas funções de pertinência das variáveis linguísticas, gerando um grau de pertinência de entrada. Na inferência são aplicadas as regras SE-ENTÃO, que relaciona o grau de pertinência das entradas com os graus de pertinências das saídas, e por fim é feita a defuzzificação que transforma o grau de pertinência das saídas em valores reais novamente (Castilho Neto, 2022).



### 2.3.2.1 Controlador Adaptativo por Escalonamento de Ganhos

Sistemas *fuzzy* podem ser utilizados para melhorar os resultados de um controlador PID através do ajuste variável dos ganhos, chamado de controlador PID adaptativo por escalonamento de ganhos (FGS-PID) proposto por Zhao, Tomizuka e Isaka (1993). Nessa estrutura de controle, um FLS é acoplado a um controlador PID para ajustar, em tempo real, os ganhos do controlador, e assim responder adequadamente a variações no sistema, como mudança de referência e variações de carga.

Para ajustar os ganhos, utilizam-se normalmente os sinais de erro ( $e(t)$ ) e variação do erro ( $\Delta e(t)$ ) como entradas do FLS. Já as saídas podem ser definidas como uma faixa dos ganhos de operação, como proposto inicialmente por Zhao, Tomizuka e Isaka (1993), cujo os valores máximos e mínimos são obtidos pelo método de Ziegler–Nichols.

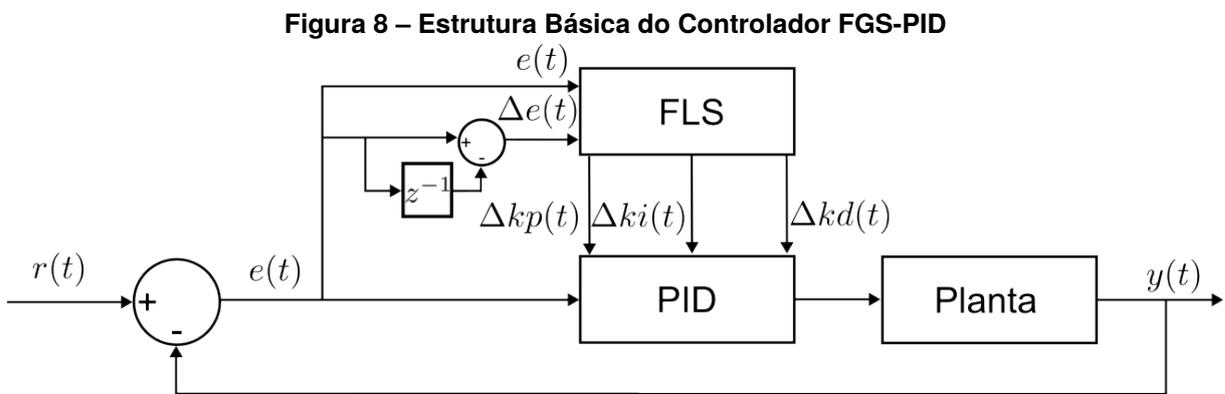
Em (Baumel, 2018), a saída do FLS foi definida como um ajuste dos ganhos ao redor do valor inicial, ao invés de uma faixa de operação. Portanto os ganhos do controlador são definidos conforme as Equações (21) a (23), em que  $Kp_0$ ,  $Ki_0$  e  $Kd_0$

são os valores iniciais dos ganhos e  $\Delta kp(t)$ ,  $\Delta ki(t)$  e  $\Delta kd(t)$  são os ajustes fornecidos pelo FLS, conforme ilustrado na Figura 8.

$$kp(t) = Kp_0 + \Delta Kp(t) \quad (21)$$

$$ki(t) = Ki_0 + \Delta Ki(t) \quad (22)$$

$$kd(t) = Kd_0 + \Delta Kd(t) \quad (23)$$



Fonte: Adaptado de Baumel (2018)

A estrutura FGS-PID, possibilita que o sistema obtenha um desempenho dinâmico melhor em comparação ao PID convencional. Várias pesquisas exploraram o uso do FGS-PID no processo de MPPT de um sistema fotovoltaico. Em Dounis *et al.* (2013), o controlador FGS-PID foi aplicado ao rastreamento da máxima potência de um sistema fotovoltaico, e obteve um desempenho melhor quando comparado ao PID convencional.

### 2.3.3 Otimização Aplicada a Controladores

Abordagens analíticas de projeto de controles são aplicadas para obter desempenho conforme o critério analítico escolhido pelo projetista, utilizando a análise de estabilidade e desempenho dinâmico do sistema de malha fechada. Porém, considerando sistemas complexos e não lineares, as abordagens analíticas tendem a ser muito complexas, e insuficientes para garantir a robustez do controlador. Como alternativa, são utilizados otimizadores para encontrar os parâmetros do controlador, e assim otimizar o desempenho dinâmico do sistema (Blondin *et al.*, 2021).

Um dos otimizadores mais utilizados na literatura são as meta-heurísticas bio-inspiradas, sendo métodos estocásticos baseados na inicialização aleatória, avaliação por uma função de aptidão (*fitness*) e variação paramétrica a partir de algoritmos que utilizam comportamentos observados na natureza como inspiração para projetar o algoritmo.

Meta-heurísticas são utilizadas em problemas de controle, em que a função *fitness* é definida por uma ou mais estatísticas de desempenho dinâmico, como percentual de sobressinal, tempo de acomodação, ou por estatísticas agregadoras de erro, como a integral absoluta do erro (IAE) (Joseph *et al.*, 2022), conforme a Eq. (24) .

$$IAE = \int_{T_1}^{T_2} |e(t)| dt \quad (24)$$

A Otimização por Enxame de Partículas, do inglês *Particle Swarm Optimization* (PSO) e o Algoritmo Genético (AG) são dois algoritmos populares usados em problemas de otimização devido à sua simplicidade e facilidade de implementação. Ambos são algoritmos de otimização eficazes com vantagens distintas. O PSO é computacionalmente eficiente e converge rapidamente, enquanto o AG é excelente na exploração de espaços de solução complexos (Hassan *et al.*, 2005).

No projeto de sistemas *fuzzy* são ajustados os parâmetros de funções de pertinência, universo de discurso e regras para encontrar a melhor configuração possível que implemente a lógica proposta. Porém encontrar essa configuração requer conhecimento aprofundado do sistema para qual o *fuzzy* está sendo projetado, e devido ao número elevado de parâmetros, encontrar a melhor configuração se torna uma tarefa muito difícil.

Por isso, algoritmos de otimização são aplicados para encontrar a melhor configuração dos parâmetros do sistema *fuzzy*. Em Castilho Neto (2022) é proposto a otimização de um controlador FGS-PI utilizando o PSO aplicado ao controle de um motor BLDC, a função *fitness* foi a IAE relacionada a ensaios de variação de carga. Em Silva *et al.* (2022) utilizou-se um AG modificado para uma otimização multiobjetivo em relação à duração e volume da bateria de um veículo elétrico. A otimização foi aplicada nos parâmetros do controlador *fuzzy* para o gerenciamento de energia da bateria.

### 2.3.3.1 Otimização por Enxame de Partículas

Proposta por Kennedy e Eberhart em 1995, o PSO se inspira na dinâmica de movimento e comunicação de grupos observada na natureza, considerando os aspectos coletivos, relacionados ao melhor resultado encontrado pelo enxame, e experiência individual, relacionadas ao melhor resultado de cada indivíduo (Kennedy; Eberhart, 1995).

No PSO, cada partícula (indivíduo) tem posição ( $x_p$ ) e velocidade ( $v_p$ ), e são atualizados a cada nova iteração ( $(i+1)$ ) conforme Equações (25) e (26). Em que  $c_1$  é o coeficiente cognitivo,  $c_2$  é o coeficiente social,  $m$  é o coeficiente de inércia,  $rand()$  é uma função aleatória de distribuição uniforme normalizada,  $p_{best}$  é a posição relacionada ao melhor resultado individual e  $g_{best}$  é a posição relacionada ao melhor resultado global (Santos, 2024).

$$v_p^{(i+1)} = m \cdot v_p^i + c_1 \cdot rand(p_{best_p} - x_p^i) + c_2 \cdot rand(g_{best_p} - x_p^i) \quad (25)$$

$$x_p^{(i+1)} = x_p^{(i)} + v_p^{(i+1)} \quad (26)$$

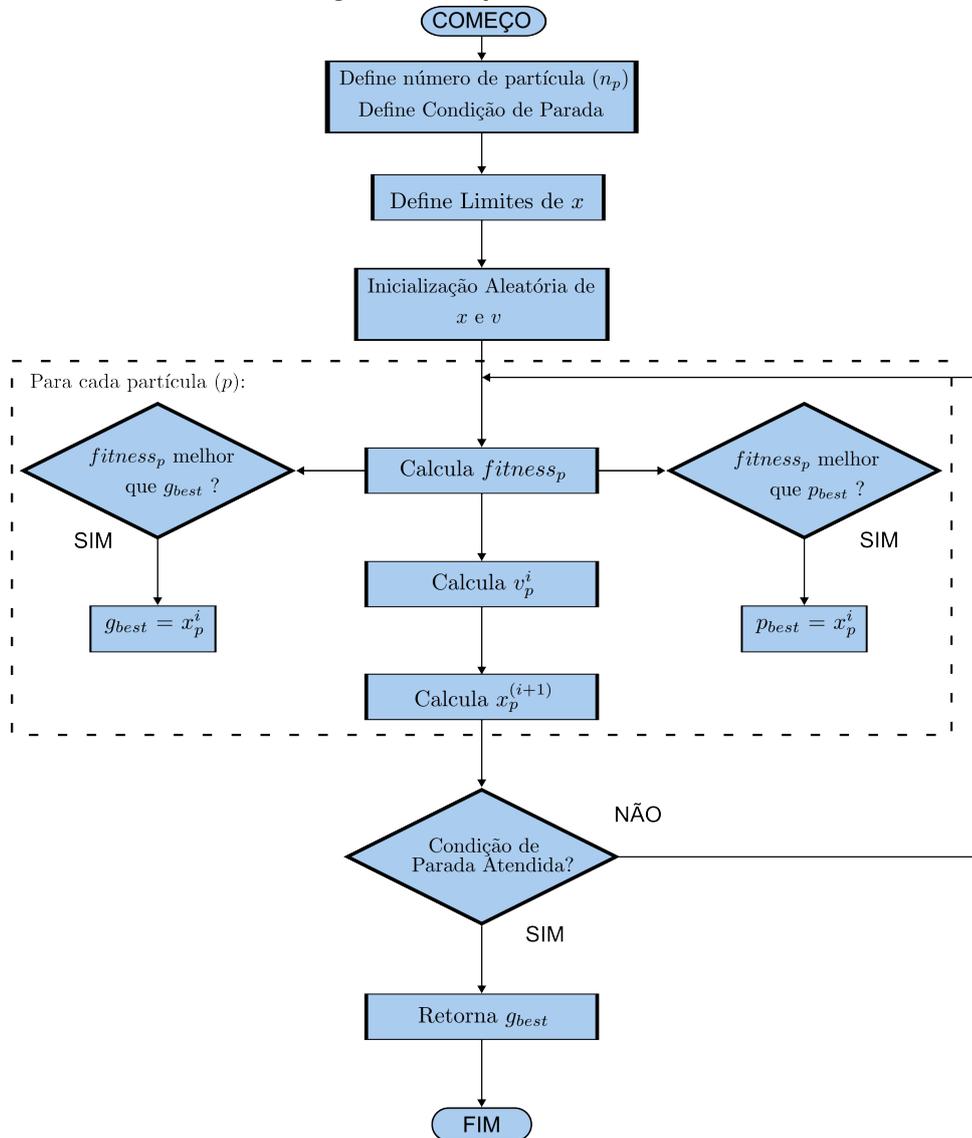
A Figura 9 contém as etapas do PSO básico. Inicialmente são definidos os limites de posição no espaço de busca do problema. Após isso, é feita a distribuição aleatória das partículas no espaço de busca, garantindo que suas posições variem para evitar aglomerações. Cada partícula é avaliada, representando uma solução pontual no espaço de busca.

Quando uma partícula encontra a melhor solução local, essa posição é armazenada na variável  $p_{best}$ , atualizada pela componente cognitiva da velocidade da partícula, definida pela constante de aceleração  $c_1$ . O objetivo dessa atualização é aproximar a partícula do melhor resultado já obtido com base nas experiências individuais anteriores.

Se algum indivíduo do enxame encontrar a melhor solução global, essa posição é armazenada na variável  $g_{best}$ , e a constante  $c_2$  controla a velocidade com que essa informação é disseminada entre as partículas. O coeficiente de inércia  $\omega$  também desempenha um papel importante, influenciando no movimento das partículas e a exploração do espaço de busca.

Assim, em cada iteração, as velocidades das partículas são atualizadas com base nos valores de  $p_{best}$  e  $g_{best}$ , e as suas posições são ajustadas, até que o critério de parada seja atendido.

**Figura 9 – Etapas PSO Básico**



Fonte: Adaptado de Santos (2024)

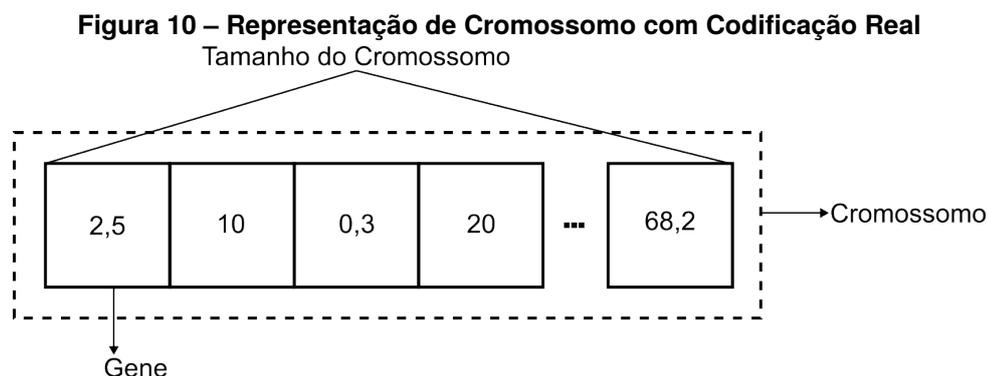
### 2.3.3.2 Algoritmo Genético

Foi introduzido inicialmente por Holland (1975), sua implementação é inspirada nos princípios da teoria da seleção natural de Darwin, a partir da observação de comportamentos biológicos, e da sobrevivência dos indivíduos mais aptos (Santos, 2024).

A implementação do AG é inspirada nos conceitos de Gene, Cromossomo (indivíduo), População, Geração, Pais, Filhos, Genótipos e Fenótipos. Sendo aplicados no contexto de otimização conforme:

- Gene: Os parâmetros a serem ajustados, que codificam a natureza do problema;
- Cromossomo (indivíduo): Sequência organizada na qual se compõem as soluções candidatas;
- População: Todos os indivíduos, inicializados de forma aleatória, e modificada para buscar a melhor solução;
- Geração: Iteração completa contendo os processos de seleção, *crossover* e mutação;
- Pais: Indivíduos selecionados na geração, atual, que passaram os genes para geração futura;
- Filhos: Indivíduos originados da reorganização dos genes dos pais;
- Genótipo: Agrupamento de genes dentro de um cromossomo específico;
- Fenótipo: Expressão das características genéticas em resposta ao ambiente;

A codificação se dá inicialmente pela definição dos genes e cromossomo. No caso do AG aplicado à otimização dos controladores, os genes são valores reais, indexados no cromossomo, ou seja, o tamanho do cromossomo se dá pela quantidade de parâmetros a serem otimizados, conforme ilustrado na Figura 10.



**Fonte: Adaptado de Santos (2024)**

Uma vez definido o problema é feita a inicialização aleatória da população, e esta é avaliada utilizando uma função *fitness*. O valor do *fitness* é utilizado no critério de seleção, a fim de selecionar com maior probabilidade os indivíduos mais aptos para transmitirem os genes aos filhos, garantindo a convergência para uma solução ótima.

Os métodos de seleção mais clássicos são roleta e torneio. Na roleta é feito um sorteio de  $N$  indivíduos, sendo que os indivíduos com melhor fitness têm mais probabilidade de serem selecionados. Já no método torneio é formado um subconjunto com  $k$  indivíduos da população de forma aleatória, selecionado o indivíduo com melhor fitness, o processo é repetido até que o conjunto de  $N$  pais esteja completo.

A partir dos  $N$  pais selecionados é feito o processo de *crossover*, que se trata da recombinação, dos genes dos pais para formar um filho. Uma das técnicas possíveis de recombinação para problemas do tipo real o crossover de um ponto, em que é definido um ponto de divisão do cromossomo, e o filho é formado por uma parte de cada cromossomo pai.

O *crossover* executa um papel muito importante na otimização no que diz a respeito da busca local, garantindo que os genótipos selecionados sejam mantidos para as gerações futuras.

Por fim, é realizada a mutação, que desempenha a função de introduzir a diversidade à população. Tendo um papel crucial no processo de otimização proporcionando a exploração mais abrangente do espaço de busca, caracterizando a busca global, de modo a descobrir fenótipos que não tenham sido selecionados naturalmente.

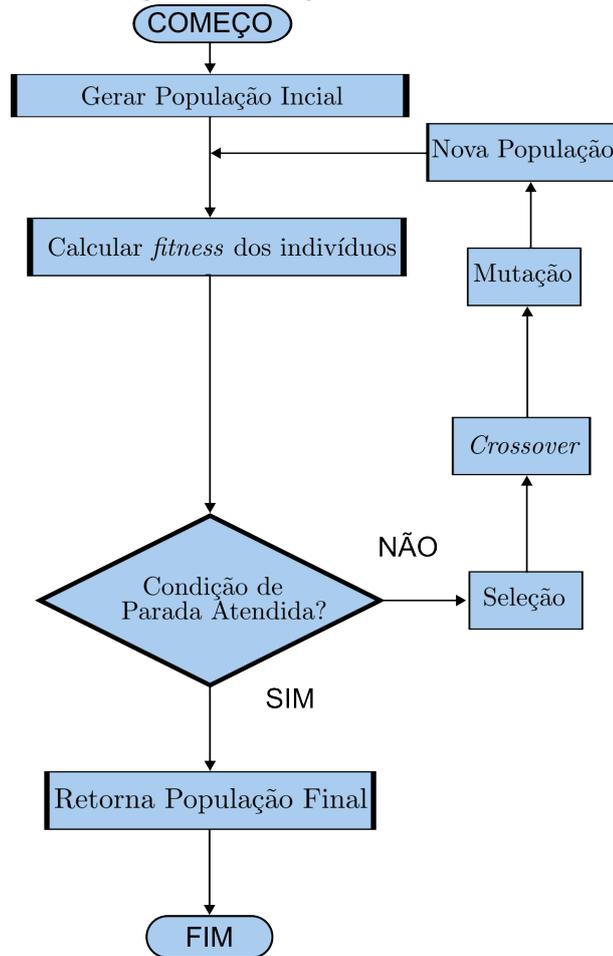
A mutação ocorre mediante a uma probabilidade de mutação. É importante garantir que a mutação ocorra controladamente para não comprometer a convergência para solução ótima. Normalmente, em problemas de codificação real utiliza-se o método de mutação gaussiana.

No método de mutação gaussiana, pequenas perturbações são introduzidas nos genes por meio de um vetor gaussiano ( $\vec{V}$ ) com média zero e desvio padrão  $\sigma$ , conforme a Eq. (27), em que  $c'$  representa o cromossomo que sofreu mutação. Esse método proporciona modificações suaves, de acordo com a natureza do problema, ao mesmo tempo que evita estagnação em ótimos locais.

$$c' = c + \vec{V}(0, \sigma) \quad (27)$$

A Figura 11 ilustra as etapas de um AG clássico. As configurações iniciais, como tamanho da população, tamanho do cromossomo e critério de parada devem ser definidas pelo usuário, bem como as escolhas dos métodos de seleção, *crossover*, e mutação.

**Figura 11 – Etapas AG Clássico**



Fonte: Adaptado de Santos (2024)

## 2.4 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

O rastreamento da máxima potência é essencial para sistemas fotovoltaicos operarem com alta eficiência energética, fazendo com que os módulos fotovoltaicos operem próximos ao MPP na maior parte do tempo, mesmo havendo variação de irradiação e temperatura (Vicente *et al.*, 2020).

As técnicas de MPPT aplicadas a sistemas fotovoltaicos buscam encontrar o MPP pelo controle da tensão e corrente do PV, respectivamente  $v_{pv} = V_{MPP}$  e  $i_{pv} = I_{MPP}$ , controlados pelo conversor CC-CC implementado entre o PV e a carga (Corrêa, 2022).

Existem inúmeras técnicas disponíveis na literatura, sendo diferenciadas em rela o  : quantidade e tipos de sensores, facilidade de implementa o e custo.

Em rela o   quantidade e tipos de sensores, algumas técnicas dependem de sensores de irradiação e temperatura, os quais são mais caros e mais complexos de serem implementados. Já outras técnicas utilizam sensores de tensão e corrente,

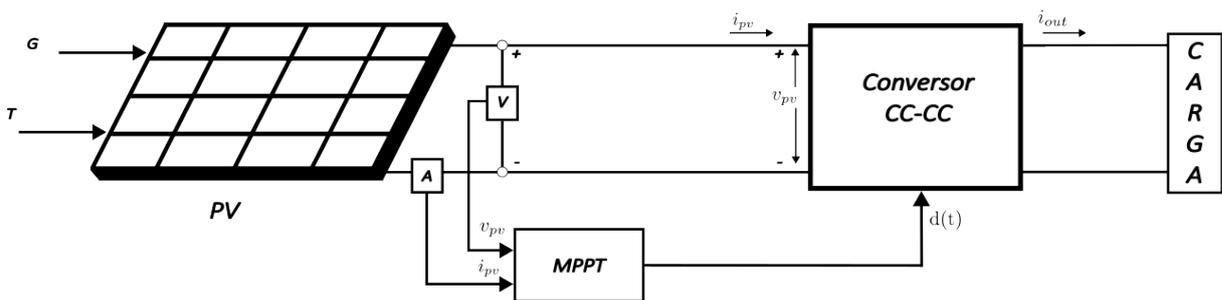
sendo geralmente mais baratos e simples de implementar.

A classificação das técnicas, segundo Bollipo, Mikkili e Bonthagorla (2021), pode ser feita diferenciando entre: clássicos, inteligentes, otimizados e híbridos. Por outro lado, Mao *et al.* (2020) propõem a classificação dos algoritmos entre: tradicional, inteligente e aplicados à PSC.

No presente trabalho as técnicas são diferenciadas em relação à sua estrutura e método. Em relação estrutura serão diferenciadas como:

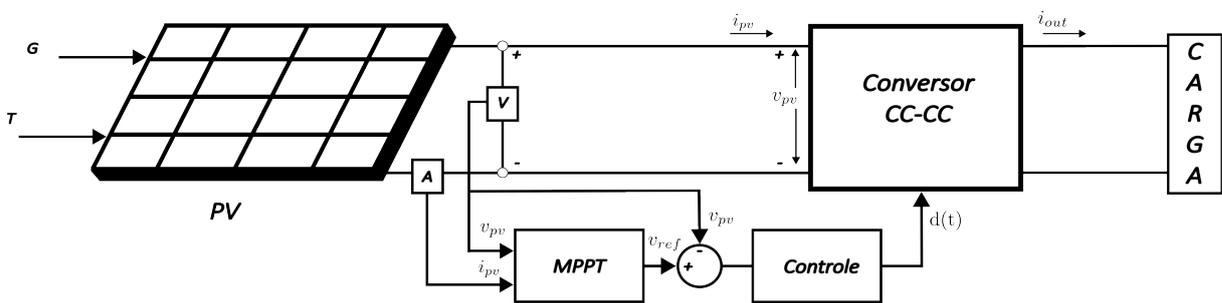
- MPPT Controle: o algoritmo de MPPT é responsável por controlar diretamente o conversor CC-CC através do ajuste da razão cíclica, ilustrado na Figura 12;
- MPPT Gerador de Referência: o algoritmo de MPPT é responsável por gerar uma referência para o controlador que por sua vez controla o conversor CC-CC, ilustrado na Figura 13.

Figura 12 – Estrutura MPPT Controle



Fonte: Autoria Própria (2025)

Figura 13 – Estrutura MPPT Gerador de Referência



Fonte: Autoria Própria (2025)

Referente ao método, as técnicas de MPPT são diferenciadas como: método de tentativa e erro, e método de previsão do MPP.

### 2.4.1 Técnicas baseadas no método de tentativa e erro

As técnicas perturbação e observação, do inglês *Perturb-and-Observe* (P&O) e condutância incremental, do inglês *Incremental Conductance* (IC), utilizam o método tentativa e erro, pois percorrem gradualmente a curva  $P \times V$  até encontrar o MPP. As vantagens de ambas as técnicas são a facilidade de implementação digital, utilização de sensores de corrente e tensão e eficiência de rastreamento alta, e podem ser aplicadas nas estruturas MPPT Controle e MPPT Gerador de Referência.

#### 2.4.1.1 *Perturb-and-Observe*

O algoritmo MPPT P&O, conforme ilustrado na Figura 14 é baseado no monitoramento da variação da potência em relação à variação da tensão ( $\partial p_{pv}/\partial v_{pv}$ ), sendo que o MPP é alcançado quando a variação da potência é nula. Além disso, a partir do sinal de  $\partial p_{pv}/\partial v_{pv}$  é possível estimar o ponto de operação à esquerda ou à direita do MPP e determinar se a perturbação de tensão, deve ser positiva ou negativa, conforme as Equações (28) a (30).

$$\frac{\partial}{\partial v_{pv}} p_{pv} = 0; \text{ MPP} \quad (28)$$

$$\frac{\partial}{\partial v_{pv}} p_{pv} < 0; \text{ à direita do MPP} \quad (29)$$

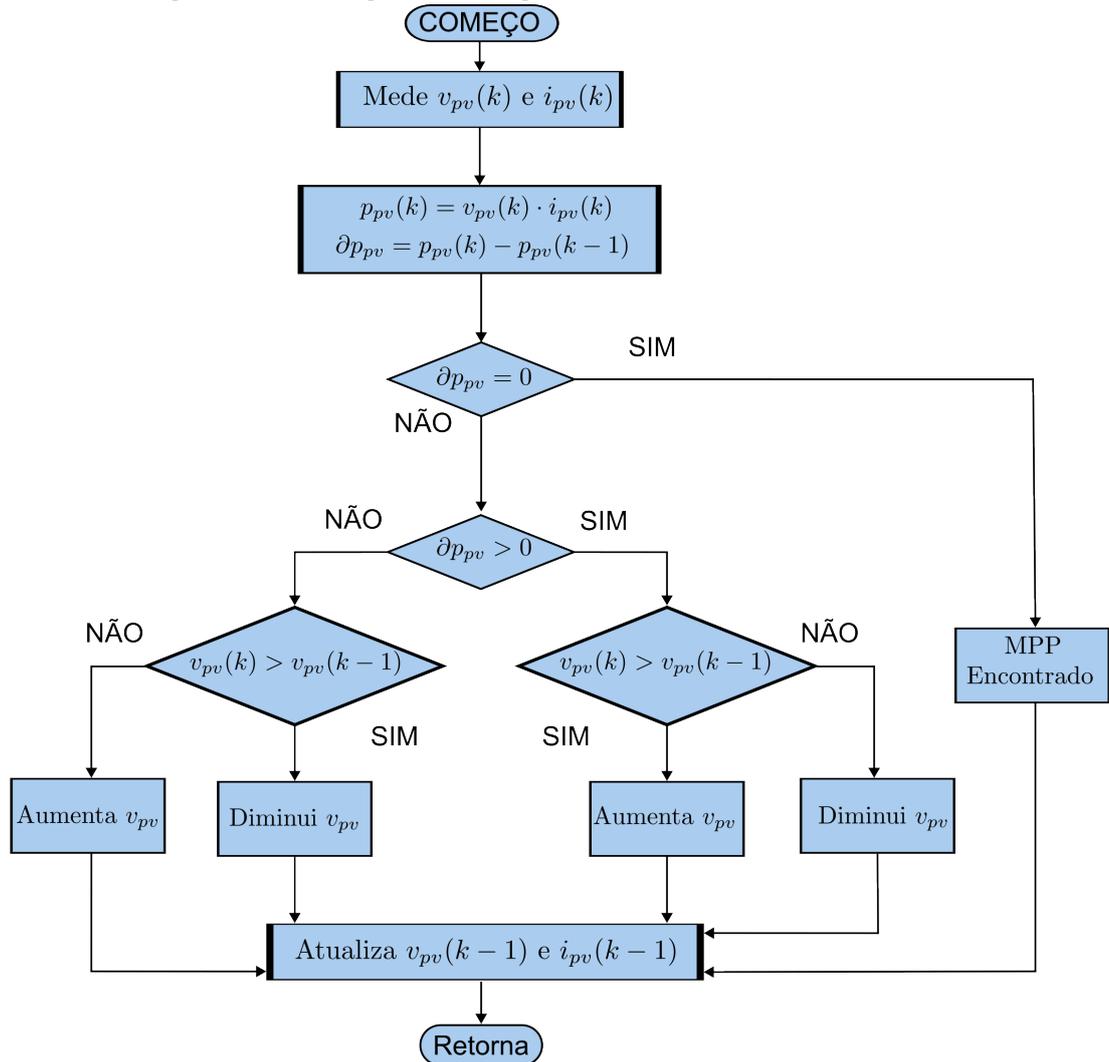
$$\frac{\partial}{\partial v_{pv}} p_{pv} > 0; \text{ à esquerda do MPP} \quad (30)$$

#### 2.4.1.2 *Incremental Conductance*

O algoritmo MPPT IC, conforme ilustrado em Figura 15 é também baseado na variação da potência, porém levando também em conta a variação da condutância, conforme as Equações (31) e (32).

$$p_{pv} = v_{pv} \cdot i_{pv} \quad (31)$$

Figura 14 – Fluxograma do Algoritmo *Perturb & Observe*



Fonte: Adaptado de Bollipo, Mikkili e Bonthagorla (2021)

$$\frac{\partial}{\partial v_{pv}} p_{pv} = \frac{\partial}{\partial v_{pv}} (v_{pv} \cdot i_{pv}) \quad (32)$$

No MPP, a derivada de potência é nula, assim como a variação da condutância, de acordo com a Eq. (33).

$$\frac{\partial}{\partial v_{pv}} p_{pv} = 0 \Rightarrow \frac{i_{pv}}{v_{pv}} + \frac{\partial}{\partial v_{pv}} i_{pv} = 0 \quad (33)$$

Se o ponto de operação está à direita do MPP o rastreamento é feito segundo as Equações (34) e (35).

$$\frac{i_{pv}}{v_{pv}} + \frac{\partial}{\partial v_{pv}} i_{pv} < 0; \text{ Diminui } v_{pv} \quad (34)$$

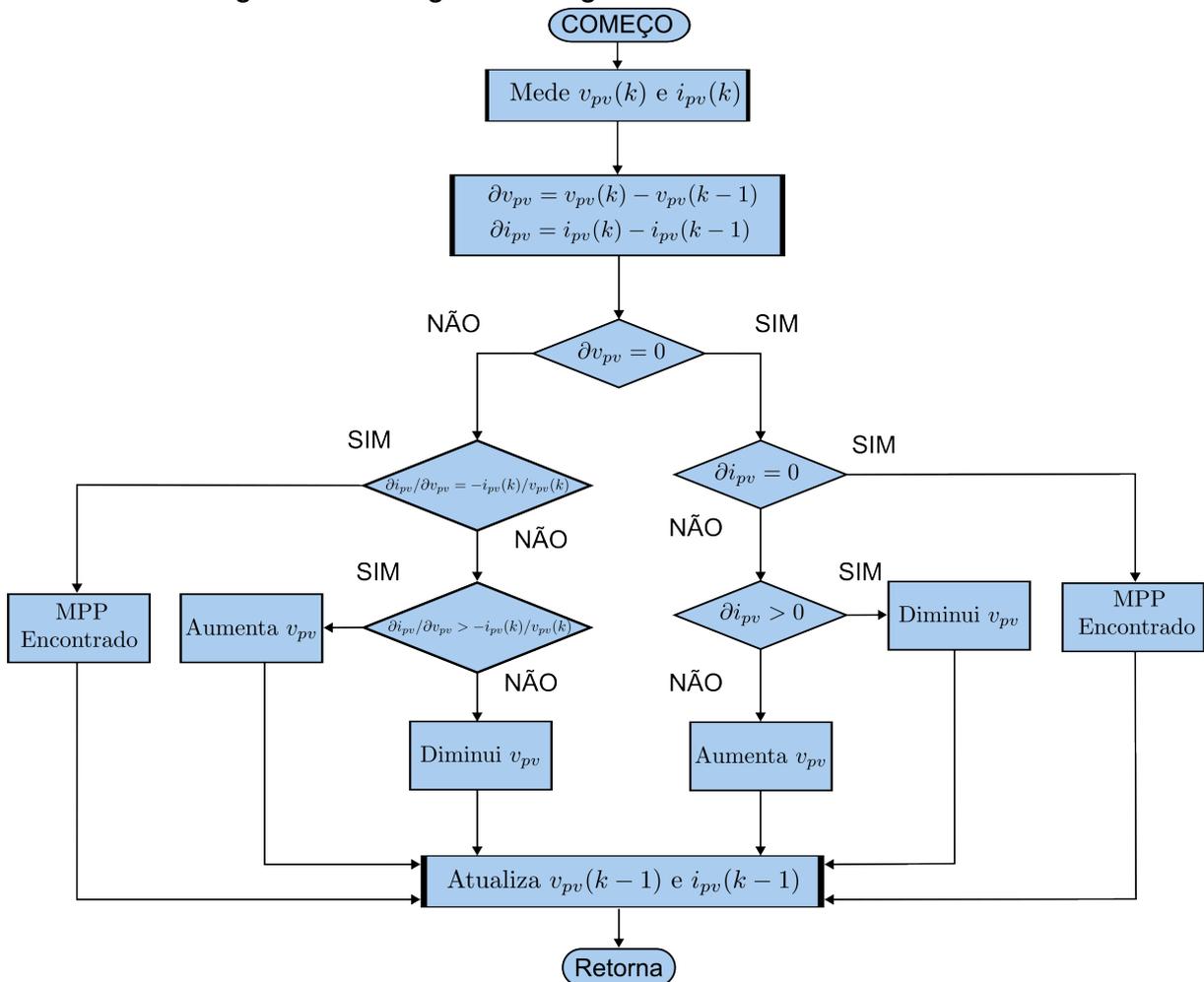
$$\frac{i_{pv}}{v_{pv}} + \frac{\partial}{\partial v_{pv}} i_{pv} > 0; \text{ Aumenta } v_{pv} \quad (35)$$

E se o ponto de operação está à esquerda do MPP o rastreamento é feito de acordo com as Equações (36) e (37).

$$\frac{i_{pv}}{v_{pv}} + \frac{\partial}{\partial v_{pv}} i_{pv} > 0; \text{ Aumenta } v_{pv} \quad (36)$$

$$\frac{i_{pv}}{v_{pv}} + \frac{\partial}{\partial v_{pv}} i_{pv} < 0; \text{ Diminui } v_{pv} \quad (37)$$

Figura 15 – Fluxograma do Algoritmo Condutância Incremental



Fonte: Adaptado de **Bollipo, Mikkili e Bonthagorla (2021)**

As técnicas MPPT P&O e IC podem ser modificadas considerando o incremento variável, aumentando a velocidade de rastreamento e diminuindo a oscilação ao redor MPP. Em Fangrui Liu *et al.* (2008) foi proposta uma técnica de condutância incremental com incremento variável em função da derivada de potência, utilizando a Eq. (38).

Desse modo, o incremento é maior quando o ponto de operação está distante do MPP, e diminui a medida com que se aproxima do MPP, sendo  $\beta$  um parâmetro ajustável e  $inc$  o incremento.

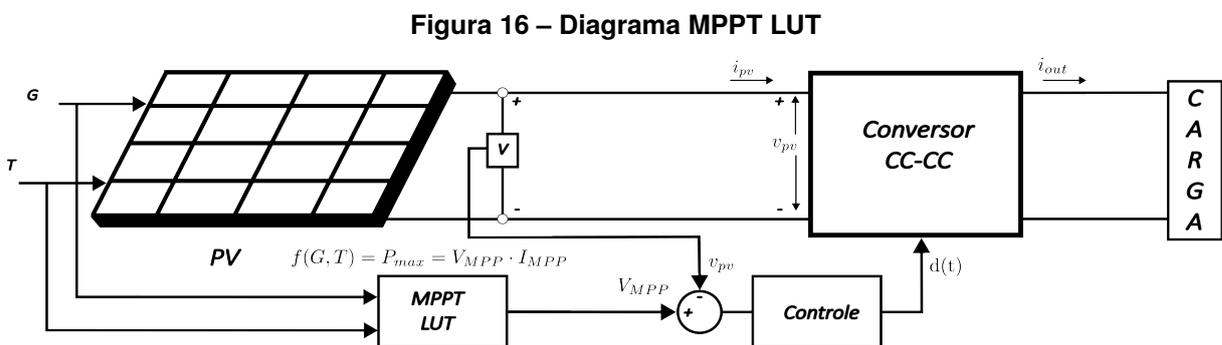
$$inc = \beta \cdot \frac{\partial}{\partial v_{pv}} p_{pv} \quad (38)$$

#### 2.4.2 Técnicas baseadas no método de previsão do MPP

No método de previsão do MPP utilizam-se de sensores de irradiação e temperatura, e o conhecimento prévio do comportamento do PV para prever diretamente a tensão relativa ao MPP, sem a necessidade percorrer a curva gradualmente. A principal vantagem é que o sistema busca o MPP mais rapidamente. Geralmente o método de previsão do MPP é aplicado na estrutura MPPT gerador de referência e a velocidade do rastreamento depende da resposta dinâmica do controlador.

##### 2.4.2.1 *Lookup Table*

A técnica de MPPT *Lookup Table* (LUT) é uma técnica classificada com tradicional, no qual calculada uma função de máxima potência a partir da leitura de irradiação e temperatura, e do conhecimento das curvas características do PV, conforme ilustrado na Figura 16.

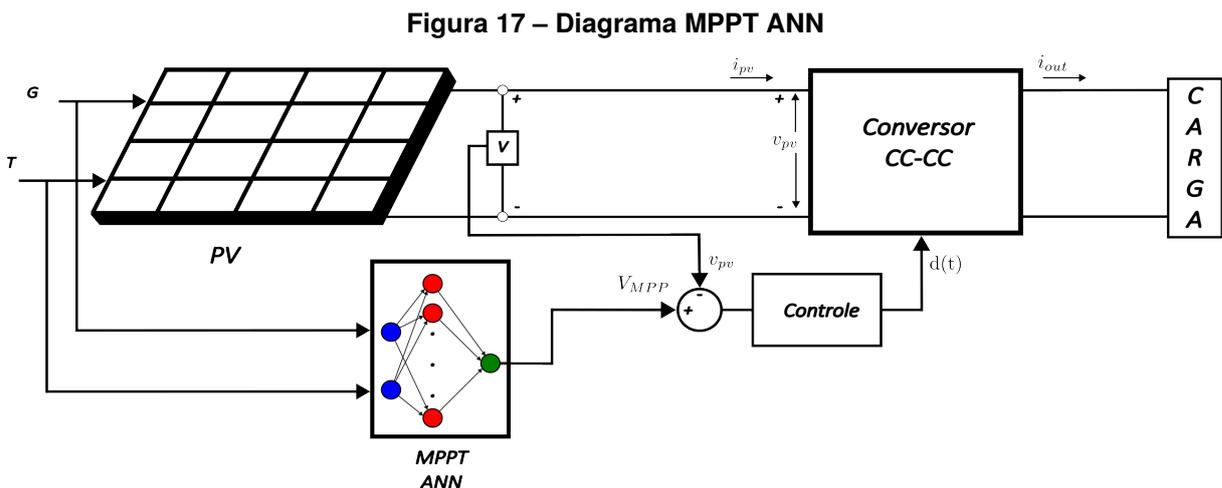


A principal vantagem é a implementação digital, porém, essa técnica é suscetível a variações paramétricas do PV fazendo com que o sistema não estabilize corretamente no MPP.

### 2.4.2.2 Rede Neural Artificial

A técnica de MPPT baseada em Rede Neural Artificial, do inglês *Artificial Neural Network* (ANN), é uma técnica classificada como inteligente. Para implementar a técnica é necessária uma coleta de dados do sistema e o conhecimento prévio do modelo matemático do PV para o treinamento da rede. A principal vantagem desse método é a possibilidade de utilizar dados de PSC no processo de treinamento da rede, habilitando a ser utilizados em PSC, conforme proposto em (Allahabadi; Iman-Eini; Farhangi, 2022).

A MPPT ANN é dividida em três partes, a camada de entrada, sendo os sinais de entrada irradiação e temperatura, camadas escondidas, e a camada de saída, gerando assim o sinal de tensão de referência para o controlador, conforme ilustrado na Figura 17.



Fonte: Adaptado de Bollipo, Mikkili e Bonthagorla (2021)

### 2.4.3 Utilização da Lógica Fuzzy no MPPT

A lógica *fuzzy* pode ser usada de diversas maneiras no MPPT, podendo ser aplicada na estrutura MPPT controle, ou MPPT gerador de referência. Serão abordadas as técnicas MPPT controlador de lógica *fuzzy* ou *Fuzzy Logic Controller* (MPPT FLC), pela abordagem não linear *fuzzy* Takagi-Sugeno (MPPT FTS) e a lógica *fuzzy* de escalonamento de ganhos do controlador PID (MPPT FGS-PID), que serão descritos a seguir.

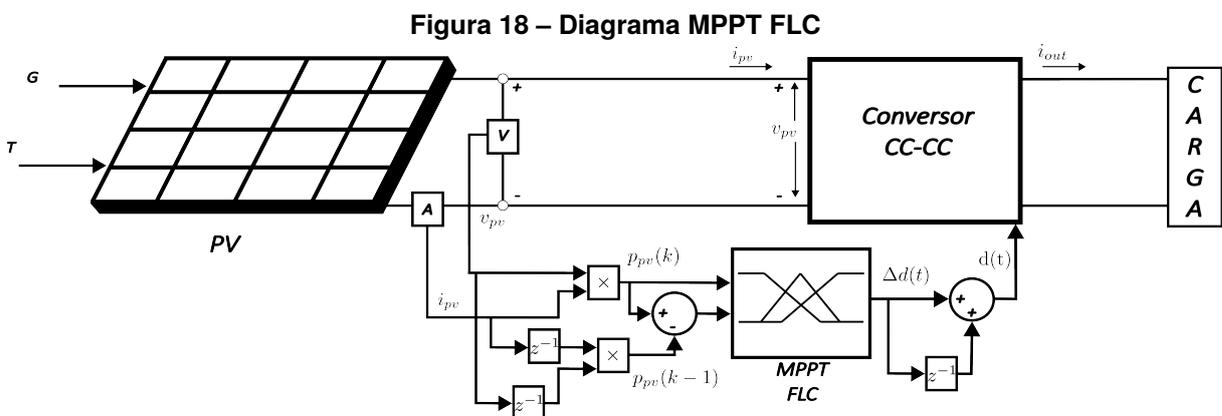
### 2.4.3.1 MPPT FLC

O MPPT FLC consiste em um estágio de fuzzificação, inferência e defuzzificação, e apresenta a vantagem de não precisar de modelo matemático para ser projetado e implementado, ao ser baseado no raciocínio humano, e no conhecimento em relação ao sistema (Bollipo; Mikkili; Bonthagorla, 2021).

O MPPT FLC é implementado na estrutura MPPT Controle, utilizando como variáveis de entradas: Erro ( $E$ ) e variação do erro ( $\Delta E$ ), conforme as Equações (39) e (40), e na saída tem-se o ajuste de razão cíclica. A Figura 18 ilustra a utilização do MPPT FLC.

$$E^{(i)} = \frac{\Delta p_{pv}}{\Delta v_{pv}} = \frac{(i_{pv}^{(i)} \cdot v_{pv}^{(i)}) - (i_{pv}^{(i-1)}) \cdot v_{pv}^{(i-1)}}{v_{pv}^{(i)} - v_{pv}^{(i-1)}} \quad (39)$$

$$\Delta E^{(i)} = E^{(i)} - E^{(i-1)} \quad (40)$$



Fonte: Adaptado de Bollipo, Mikkili e Bonthagorla (2021)

O MPPT FLC é a forma mais comum na literatura de utilizar a lógica *fuzzy* no processo de MPPT aplicado a sistemas fotovoltaicos, e tem como principal vantagem o incremento adaptativo da razão cíclica.

### 2.4.3.2 MPPT FTS

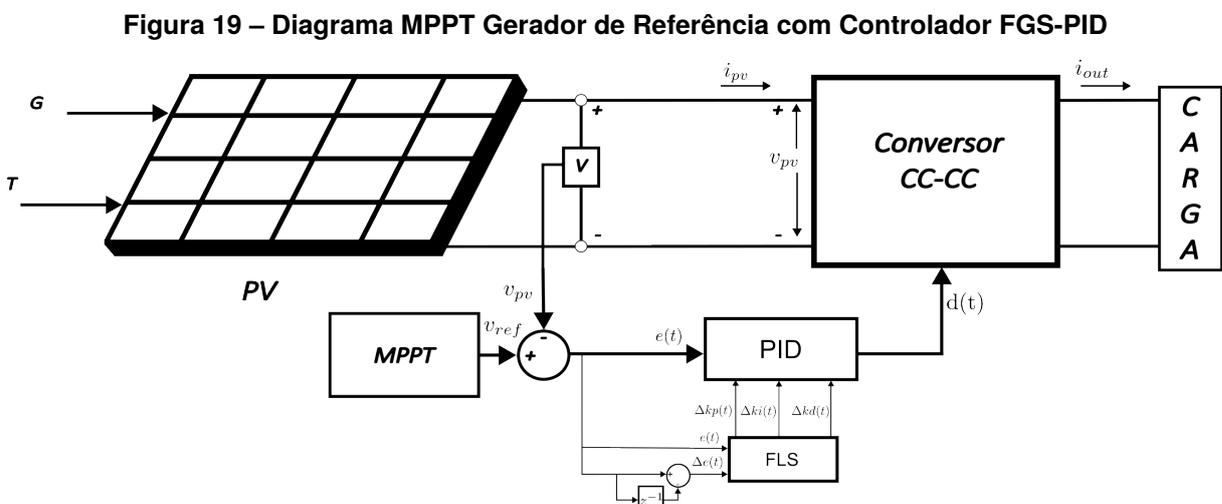
Nessa estrutura a lógica *fuzzy* é utilizada para modelar o conversor CC-CC e também o gerador de referência a partir da abordagem *fuzzy* Takagi-Sugeno (FTS), considerando as não linearidades do sistema.

A abordagem FTS permite modelar um sistema não linear a partir de regras *fuzzy* que relacionam sistemas lineares ao ponto de operação do sistema não linear. A partir da combinação dos sistemas lineares por meio de funções de pertinência é possível representar um sistema não linear de forma exata. Para controlar o sistema é possível descrever uma lei de controle a partir dos modelos lineares locais, essa técnica é chamada de compensação paralela distribuída, do inglês *Parallel Distributed Compensation* (PDC) (Tanaka; Wang, 2004).

No contexto do MPPT, a técnica FTS é utilizada para descrever um modelo de geração de referência de trajetória ótima, a partir da medição de irradiação e temperatura, assegurando que o sistema siga o MPP mesmo diante de variações na irradiação e temperatura. Além disso, o controlador FTS é projetado considerando o modelo do conversor e uma estrutura de controle por realimentação de estados, tensão do PV e corrente do indutor, em que os ganhos de realimentação são calculados a partir de desigualdades matriciais lineares, do inglês *Linear Matrix Inequalities* (LMIs) que descrevem critérios de estabilidade e desempenho do sistema (Chaibi *et al.*, 2022).

#### 2.4.3.3 MPPT com Controlador FGS-PID

Nessa abordagem a técnica *fuzzy* é aplicada no estágio de controle, ou seja, o MPPT é implementado na estrutura gerador de referência em que o controlador é um FGS-PID, conforme ilustrado na Figura 19.



Fonte: Adaptado de Nguyen *et al.* (2013)

Em relação às técnicas de MPPT baseadas nos métodos de tentativa e erro,

segundo o critério utilizado por Nguyen *et al.* (2013) o tempo de execução do algoritmo de MPPT deve ser próximo ao tempo de estabilização do controlador. Dessa forma, o valor referência de controle só será mudado depois que o controlador estabilizar no valor de referência anterior.

Nesse contexto, o controlador FGS-PID possibilita que o algoritmo de MPPT possa ser executado com um intervalo menor, pois apresenta uma tendência de estabilizar o sistema mais rapidamente do que o PID convencional.

#### 2.4.4 Métricas de Avaliação de Desempenho do MPPT

Segundo Baba, Liu e Chen (2020), a eficiência de rastreamento é a principal métrica utilizada para comparar técnicas de MPPT. Sendo calculada pela diferença entre a potência de referência ( $p_{ref}(t)$ ), e a potência medida no PV ( $p_{pv}(t)$ ), conforme a Eq. (41). Normalmente, são feitos ensaios variando a irradiação e a temperatura para avaliar a eficiência do rastreamento, de acordo com o perfil de variação dessas grandezas, e, por consequência, da variação da potência de referência. Assim, o valor da eficiência de um algoritmo de MPPT é relativa a cada tipo de ensaio, não representando um valor absoluto de eficiência.

$$\eta_{MPPT} = \frac{\int_0^T p_{pv}(t) dt}{\int_0^T p_{ref}(t) dt} \cdot 100\% \quad (41)$$

Dependendo do perfil de variação do ensaio alguns algoritmos podem ter sua eficiência aumentada ou diminuída, por exemplo, um ensaio em que varia-se a temperatura de forma abrupta causa uma variação maior de  $V_{MPP}$  para diferentes curvas, o que fará com que algoritmos de MPPT com uma dinâmica rápida tenham maior eficiência de rastreamento.

Já em um ensaio em que varia-se a irradiação de forma abrupta a variação de  $V_{MPP}$  é menor, portanto algoritmos que possuem baixa oscilação em regime permanente terão maior eficiência de rastreamento. Assim, o valor da eficiência de um algoritmo de MPPT é relativa a cada tipo ensaio, não representando um valor absoluto de eficiência.

Utilizando a estrutura de MPPT gerador de referência, e controladores diferentes a métrica de eficiência de rastreamento somente não é suficiente para comparar os controladores, sendo necessária uma métrica de velocidade de rastreamento para men-

surar a contribuição de cada controlador, como por exemplo o tempo de rastreamento relativo a cada perturbação de irradiação e temperatura nos ensaios.

Além disso, métricas de desempenho de controle, como a IAE, também são consideradas para a comparação direta do desempenho dinâmico dos controladores. Portanto, no presente trabalho serão avaliadas as métricas de rendimento de rastreamento, tempo de rastreamento para cada perturbação das condições ambientais, e IAE relativa a variável de controle ( $v_{pv}$ ).

É importante ressaltar que o tempo de rastreamento é avaliado pelo valor aproximado que cada configuração, técnica de MPPT mais controlador, levou para alcançar o valor de  $P_{MPP}$  de cada condição operacional.

### 3 METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentado o projeto estático do conversor Buck, análise dinâmica do sistema, análise de regime permanente do sistema e o projeto dos controladores PI e FGS-PI, e otimização do sistema *fuzzy*. Além disso, são apresentadas as metodologias para embarcar os sistemas de controle, e descritos os cenários de rastreamento do ponto de máxima potência, e as técnicas de MPPT utilizadas.

#### 3.1 Projeto Estático do Conversor Buck

O estudo de caso, realizado neste trabalho, é baseado em um único PV, um conversor Buck, e uma bateria de 12 V. Os parâmetros do PV foram especificados a partir de valores comerciais gerais de módulos comerciais de 330 W. Considerando que tais módulos operam em uma faixa de tensão entre 20 e 50 V. Admitiu-se a bateria como uma fonte de tensão contínua de 12 V, que impõe um nível de tensão nos terminais de saída do conversor.

##### 3.1.1 Cálculos Preliminares

As especificações iniciais para o conversor são:

- Potência Nominal ( $P_N$ ): 330 W;
- Tensão de Saída do Conversor ( $V_{out} = V_{BAT}$ ): 12 V;
- Faixa de Tensão de Entrada do Conversor ( $v_{in} = v_{pv}$ ): 20 - 50 V;
- Frequência de Comutação ( $f_s$ ): 150 kHz;
- Ondulação de Corrente no Indutor ( $\Delta i_L$  %): 10%;
- Ondulação de Tensão no Capacitor de Entrada ( $\Delta v_{C_{in}}$  %): 1%;
- Ondulação de Tensão no Capacitor de Saída ( $\Delta v_{C_{out}}$  %): 1%.

A partir das especificações iniciais foram feitos os cálculos preliminares considerando o conversor ideal. A corrente de saída nominal é calculada conforme Eq. (42).

$$I_{out} = \frac{P_N}{V_{BAT}} = 27,5 \text{ A}; \quad (42)$$

Considerando a faixa de tensão de entrada do conversor, foi calculado o valor da razão cíclica máxima, Eq. (43), e mínima, Eq. (44).

$$D_{max} = \frac{V_{BAT}}{V_{pv_{max}}} = \frac{12}{20} = 0,6 \quad (43)$$

$$D_{min} = \frac{V_{BAT}}{V_{pv_{min}}} = \frac{12}{50} = 0,24 \quad (44)$$

Ainda considerando a faixa de tensão de entrada do conversor, foi calculada a corrente de entrada máxima, Eq. (45), e corrente de entrada mínima, Eq. (46).

$$I_{in_{max}} = \frac{P_N}{V_{pv_{min}}} = 16,5 \text{ A} \quad (45)$$

$$I_{in_{min}} = \frac{P_N}{V_{pv_{max}}} = 6,6 \text{ A} \quad (46)$$

### 3.1.2 Dimensionamento do Indutor

Admitindo que o valor corrente média do indutor ( $\bar{I}_L$ ) é igual ao valor da corrente de saída ( $I_{out}$ ), portanto  $\bar{I}_L = 27,5 \text{ A}$ . A Eq. (47) foi utilizada para calcular o valor da indutância ( $L$ ) conforme a condição de ondulação de corrente, sendo  $\Delta I_L = \bar{I}_L \cdot \Delta i_L \%$ , no qual resulta em  $2,75 \text{ A}$ .

$$L = \frac{V_{BAT} \cdot (1 - D_{min})}{\Delta I_L \cdot f_s} \approx 22,109 \mu\text{H} \quad (47)$$

Os níveis máximo e mínimo de corrente no indutor são definidos como uma função da razão cíclica, conforme a Eq. (48). Portanto, considerando  $d(t) = D_{min}$ , obtém-se a corrente máxima do indutor ( $I_{L_{max}}$ ) que é de  $28,875 \text{ A}$ .

$$I_{L_{max}} = \bar{I}_L + \frac{V_o \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot L \cdot f_s} = 28,875 \text{ A} \quad (48)$$

A corrente eficaz no indutor é calculada conforme a Eq. (49), que também é função da razão cíclica. Levando em conta  $d(t) = D_{min}$  a corrente eficaz do indutor ( $I_{L_{ef}}$ ) é de  $27,511 \text{ A}$ .

$$I_{L_{ef}} = \bar{I}_L \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{V_{BAT}(1-D_{min})}{L \cdot f_s} \right)^2} = 27,511 \text{ A} \quad (49)$$

### 3.1.3 Dimensionamento dos Capacitores

O capacitor de entrada do conversor foi especificado conforme a condição de ondulação de tensão de entrada, Eq. (50), e critério de ondulação de tensão de saída, Eq. (51), que são dependentes da capacitância ( $C_{in}$  e  $C_{out}$ ) e da resistência interna dos capacitores ( $R_{C_{in}}$  e  $R_{C_{out}}$ ).

$$\Delta V_{C_{in}} = \left( \frac{(1-D) \cdot D}{C_{in} \cdot f_s} + R_{C_{in}} \right) \cdot \Delta I_o \quad (50)$$

$$\Delta V_{C_{out}} = \left( \frac{1}{8 \cdot C_{out} \cdot f_s} + R_{C_{out}} \right) \cdot \Delta I_L \quad (51)$$

Dentre as opções disponíveis, optou-se por 27 capacitores de 100  $\mu\text{F}/100\text{ V}$  eletrolíticos em paralelo, visando uma redução da resistência equivalente total, portanto menos perdas. Resultando na capacitância de entrada ( $C_{in}$ ) de 2,7 mF e uma resistência interna equivalente ( $R_{C_{in}}$ ) de aproximadamente 6,5 m $\Omega$ .

O mesmo critério foi adotado para a especificação do capacitor de saída, optou-se por 5 capacitores de 100  $\mu\text{F}/100\text{ V}$  eletrolíticos em paralelo, resultando na capacitância de saída ( $C_{out}$ ) de 500  $\mu\text{F}$  e uma resistência interna equivalente ( $R_{C_{out}}$ ) de 35 m $\Omega$ .

### 3.1.4 Dimensionamento do Transistor

A tensão máxima que deve ser suportada pelo transistor é igual à tensão máxima da entrada do conversor, ou seja, 50 V. A corrente média no transistor é calculada conforme a Eq. (52).

$$\bar{I}_S = D_{max} \cdot \bar{I}_L = 16,5\text{ A} \quad (52)$$

Considerando que a corrente máxima do transistor ( $I_{S_{max}}$ ) ocorre quando  $d(t) = D_{min}$ , portanto  $I_{S_{max}} = I_{L_{max}} = 28,875\text{ A}$ .

A corrente eficaz do transistor é calculada pela Eq. (53).

$$I_{S_{ef}} = \bar{I}_L \cdot \sqrt{D_{max}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{V_{BAT}(1-D_{max})}{L \cdot f_s} \right)^2} = 21,304\text{ A} \quad (53)$$

### 3.1.5 Dimensionamento do Diodo

A tensão máxima que deve ser suportada pelo diodo também é de 50 V, e a corrente média no diodo também é calculada conforme a Eq. (54). Considerando que a corrente máxima no diodo ( $I_{D_{max}}$ ) ocorre quando  $d(t) = D_{min}$ . Portanto a corrente máxima no diodo  $I_{D_{(max)}} = I_{L_{max}} = 28,875 \text{ A}$ .

$$\bar{I}_D = (1 - D_{min}) \cdot \bar{I}_L = 20,9 \text{ A} \quad (54)$$

A corrente eficaz do diodo é calculada pela Eq. (55).

$$I_{D_{ef}} = \bar{I}_L \cdot \sqrt{1 - D_{min}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{V_{BAT}(1 - D_{min})}{\frac{L \cdot f_s}{2 \cdot \bar{I}_L}} \right)^2} = 23,984 \text{ A} \quad (55)$$

### 3.1.6 Especificação dos componentes

Baseado nos valores calculados anteriormente, foram escolhidos os seguintes componentes:

- Transistor: 2 x IRF2807 (75 V, 13 mΩ, 82 A) - em paralelo;
- Diodo: 2 x B40250TG (Schottky, 250 V, 40 A) - em paralelo;
- Capacitor de Saída: 27 x 100 μF/ 100 V - em paralelo;
- Capacitor de Entrada: 5 x 100 μF/ 100 V - em paralelo;
- Indutor:
  - Núcleo E42/21/15 material IP12R da fabricante Thornton;
  - Números de Espiras: 12;
  - Entreferro: 1,457 mm;
  - Fio Condutor: Cobre 19 x 22 AWG.

Optou-se por utilizar 2 diodos e 2 transistores em paralelo para dividir a corrente entre os componentes a fim de reduzir perdas. A associação paralela dos diodos é viável pois são do tipo Schottky e estão no mesmo encapsulamento.

O projeto magnético do indutor está detalhado no Capítulo A, além do detalhamento da especificação dos capacitores de entrada e saída, e cálculo de perdas teóricas.

A Tabela 1 apresenta os valores dos componentes que foram utilizados para as análises dinâmica e de regime permanente do conversor, levando em conta as não

idealidades. As não idealidades dos componentes neste trabalho são tratadas como valores constantes, visto que impactam pouco na dinâmica do sistema.

**Tabela 1 – Parâmetros do Conversor Buck**

Parâmetro	Valor
$L$	22,109 $\mu\text{H}$
$R_L$	3 $\text{m}\Omega$
$C_{in}$	2,7 $\text{mF}$
$R_{C_{in}}$	6,519 $\text{m}\Omega$
$C_{out}$	500 $\mu\text{F}$
$R_{C_{out}}$	35,2 $\text{m}\Omega$
$V_{TO}$	1 V
$R_{ON}$	6,5 $\text{m}\Omega$

**Fonte: Autoria Própria (2025)**

### 3.2 Implementação Prática

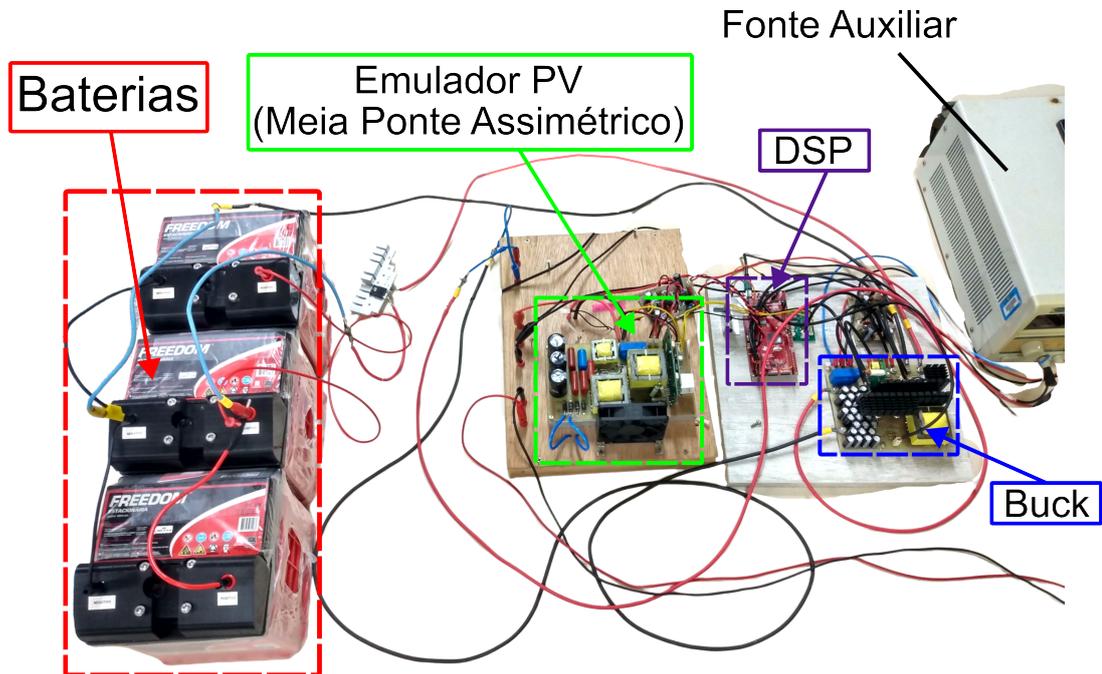
A implementação prática foi feita utilizando um protótipo de emulador de painéis fotovoltaicos, um protótipo do conversor Buck e baterias estacionárias de 12 V, conforme ilustrado na [Figura 20](#). As rotinas de processamento de sinais, malhas de controle e pulsos de acionamento, tanto para o emulador PV quanto para o conversor Buck, são executadas em um único DSP. Cada protótipo possui placas próprias de condicionamento de sinais e *drivers* de acionamento.

No mesmo DSP são executadas as instruções do conversor Buck, que envolvem o MPPT e controle da tensão de entrada do conversor, e também instruções do emulador PV, que envolvem o modelo matemático do PV, gerando a referência para o controle da corrente de saída do emulador, conforme ilustrado na [Fig. 21](#). Sendo assim, estão acessíveis valores de irradiação e temperatura, sendo possível implementar algoritmos de MPPT que utilizam essas grandezas, sem necessidade de sensoriamento.

#### 3.2.1 Emulador de Paineis Fotovoltaicos

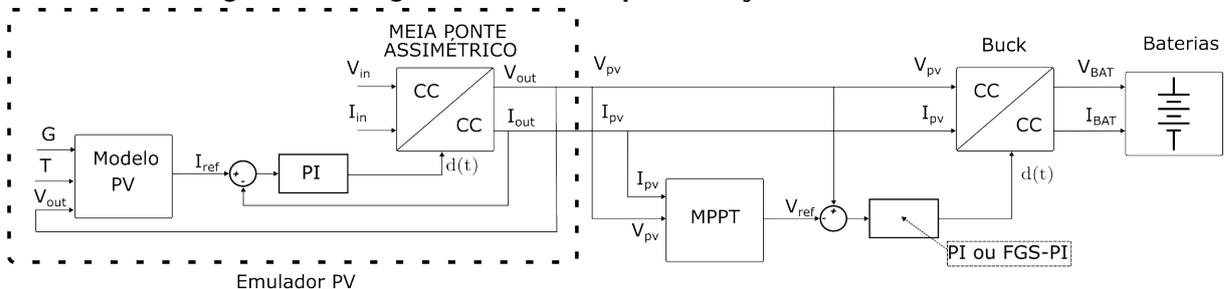
O emulador PV trata-se de um conversor CC-CC meia ponte assimétrico cuja a corrente de saída é controlada seguindo a referência gerada pelo modelo PV, conforme ilustrado na [Fig. 21](#). O modelo PV é a implementação digital da [Eq. \(10\)](#), ou seja, a partir da leitura da tensão de saída do conversor meia-ponte, e os valores de irradiação

Figura 20 – Visão Geral da Bancada



Fonte: Autoria Própria (2025)

Figura 21 – Diagrama Geral da Implementação Prática do Sistema



Fonte: Autoria Própria (2025)

e temperatura, definidos internamente no DSP, a corrente de referência para a saída do emulador é calculada.

O protótipo foi desenvolvido em 2019 por Me. Matheus Tauffer de Paula e Eng. Guilherme Ferreira da Luz, na época alunos de graduação do curso bacharelado em Engenharia Elétrica da UTFPR campus Ponta Grossa. Sendo parte do projeto de iniciação científica sob orientação do Prof. Dr. Eloi Agostini Junior. O relatório interno do projeto está contido no [Capítulo B](#).

No presente trabalho, o emulador PV foi reativado e adaptado, sendo utilizado para validar o rastreamento da máxima potência do sistema proposto. Porém, a dinâmica do emulador é relativamente lenta, quando comparada à dinâmica do conversor Buck,

sendo uma limitação prática do trabalho, pois mesmo com o controlador do Buck levando o sistema mais rapidamente para o ponto de máxima potência, o emulador demora a atualizar a corrente relativa a esse ponto.

Apesar dessa limitação prática, ainda é possível comparar os controladores propostos em relação a resposta dinâmica, e avaliar o rastreamento da máxima potência sob diferentes condições ambientais. Além disso, optou-se por operar o emulador com potência máxima de 200 W, sendo metade da sua potência nominal, para evitar maiores esforços de potência, se tratando de um protótipo que foi reativado.

### 3.2.2 Conversor Buck

O conversor Buck foi construído conforme os componentes especificados na Seção 3.1.6, a Figura 22 ilustra em detalhes a implementação do protótipo. Os detalhes da implementação do condicionamento de sinal, está detalhado no Capítulo A.

### 3.2.3 Baterias

As baterias utilizadas são baterias estacionárias de chumbo-ácido da fabricante FREEDOM modelo DF300, com tensão nominal de 12 V e tensão de flutuação a 25 °C de 13,2 à 13,8 V. Foram associadas em paralelo para suportarem o nível de corrente de saída do conversor, sendo no máximo 16,6 A para um PV de 200 W.

## 3.3 Análise Dinâmica do Sistema

O sistema do carregador de baterias solar composto por um PV, um conversor Buck, e uma bateria de 12 V é representado pelo circuito equivalente contido na Figura 23. Em que  $R_{C_{in}}$  e  $R_{C_{out}}$  são as resistências internas dos capacitores de entrada e de saída,  $R_L$  é a resistência CC do indutor  $L$ , e  $V_{TO}$  é a tensão direta do diodo  $D$ , o MOSFET é representado pela chave ideal  $S$  e a resistência interna de condução  $R_{on}$ . A fonte de corrente variável  $i_{ph}$  é definida pela Eq. (1), e a corrente  $i_{pv}$  é definida conforme a Eq. (10). A tensão de saída do conversor é imposta pela bateria de forma constante com o valor de  $V_{BAT}$ , sendo a corrente  $i_{BAT}$  absorvida pela bateria no processo de carregamento.

Como o conversor opera em MCC, há 2 estágios de operação:

- Estágio I): Chave fechada: circuito equivalente da figura 24;
- Estágio II): Chave aberta: circuito equivalente da figura 25;

Pela lei de Kirchhoff das correntes (LKC) nos circuitos equivalentes dos dois estágios obtêm-se as expressões da corrente do capacitor  $C_{in}$  para o estágio I ( $i_{C_{in}}^{(1)}$ ) e para o estágio II ( $i_{C_{in}}^{(2)}$ ) definidas pelas Equações (56) e (57), respectivamente. Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões (LKT) nos circuitos equivalentes dos dois estágios obtêm-se as expressões da tensão do indutor  $L$  para o estágio I ( $v_L^{(1)}$ ) e para o estágio II ( $v_L^{(2)}$ ) definidas pelas Equações (58) e (59), respectivamente.

$$i_{C_{in}}^{(1)} = i_{pv} - i_L \quad (56)$$

$$i_{C_{in}}^{(2)} = i_{pv} \quad (57)$$

$$v_L^{(1)} = v_{pv} + V_{RC_{in}} - V_{RON} - V_{RL} - V_{BAT} \quad (58)$$

$$v_L^{(2)} = -V_{TO} - V_{RL} - V_{BAT} \quad (59)$$

O valor médio de corrente no capacitor em um período de comutação é definido por  $i_{C_{in}} = \frac{1}{T_s} \cdot [d(t) \cdot T_s \cdot i_{C_{in}}^{(1)} + (1 - d(t)) \cdot T_s \cdot i_{C_{in}}^{(2)}]$ . Substituindo-se as Equações (56) e (57) na expressão e realizando as simplificações pertinentes, obtêm-se a expressão da corrente no capacitor para um período de comutação, Eq. (60).

$$i_{C_{in}} = -d(t) \cdot i_L + i_{pv} \quad (60)$$

Admitindo  $i_C = C \cdot \frac{d}{dt} v_C$  e reescrevendo a Eq. (60) obtêm-se a equação Eq. (61) que descreve a dinâmica da tensão do capacitor  $C_{in}$  em um período de comutação.

$$\frac{d}{dt} v_{C_{in}} = -\frac{d(t)}{C_{in}} \cdot i_L + \frac{1}{C_{in}} \cdot i_{pv} \quad (61)$$

O valor médio da tensão no indutor em um período de comutação é definido por  $v_L = \frac{1}{T_s} \cdot [d(t) \cdot T_s \cdot v_L^{(1)} + (1 - d(t)) \cdot T_s \cdot v_L^{(2)}]$ . Substituindo as Equações (58) e (59) na expressão e realizando as simplificações pertinentes, obtêm-se a expressão da tensão no indutor  $L$  para um período de comutação, conforme a Eq. (62).

$$v_L = -(d(t) \cdot R_{ON} + R_L) \cdot i_L + v_{C_{in}} \cdot d(t) + R_{C_{in}} \cdot d(t) \cdot i_{C_{in}} + d(t) \cdot V_{TO} - V_{TO} - V_{BAT} \quad (62)$$

Levando em consideração  $v_L = L \cdot \frac{d}{dt}i_L$  e reescrevendo a Eq. (62) obtém-se a equação Eq. (63)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_L = & -\frac{d(t) \cdot R_{ON} + R_L}{L} \cdot i_L + \frac{d(t)}{L} \cdot v_{C_{in}} + \frac{R_{C_{in}} \cdot d(t)}{L} \cdot i_{C_{in}} + \\ & + \frac{V_{TO} \cdot d(t) - V_{TO} - V_{BAT}}{L} \end{aligned} \quad (63)$$

Substituindo  $i_{C_{in}}$  pela Equação (60) obtém-se a equação diferencial que descreve a dinâmica da corrente do indutor  $L$  em um período de comutação, conforme a Eq. (64)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_L = & -\frac{d(t) \cdot R_{ON} + R_L - R_{C_{in}} \cdot d(t)^2}{L} \cdot i_L + \frac{d(t)}{L} \cdot v_{C_{in}} + \frac{d(t) \cdot R_{C_{in}}}{L} \cdot i_{pv} + \\ & + \frac{V_{TO} \cdot d(t) - V_{TO} - V_{BAT}}{L} \end{aligned} \quad (64)$$

Analisando as Equações (61) e (64) observa-se a existência de termos não lineares nas variáveis  $d(t)$ ,  $v_{C_{in}}$  e  $i_L$ . Além disso, em ambas equações há termos com  $i_{pv}$ , que são dependentes da irradiação e temperatura da célula. Portanto, o conversor Buck com tensão de saída imposta, e com PV na entrada apresenta dinâmicas não lineares para  $v_{C_{in}}$  e  $i_L$ .

A dinâmica de  $v_{pv}$ , é dada em função da dinâmica de  $v_{C_{in}}$  conforme a Equação (65)

$$v_{pv} = R_{C_{in}} \cdot i_{C_{in}} + v_{C_{in}} \quad (65)$$

Reescrevendo a Equação (65) e admitindo  $i_C = C \cdot \frac{d}{dt}v_C$  obtém-se a expressão da dinâmica de  $v_{pv}$ , de acordo com a Eq. (66).

$$v_{pv} = v_{C_{in}} + R_{C_{in}} \cdot C_{in} \cdot \frac{d}{dt}v_{C_{in}} \quad (66)$$

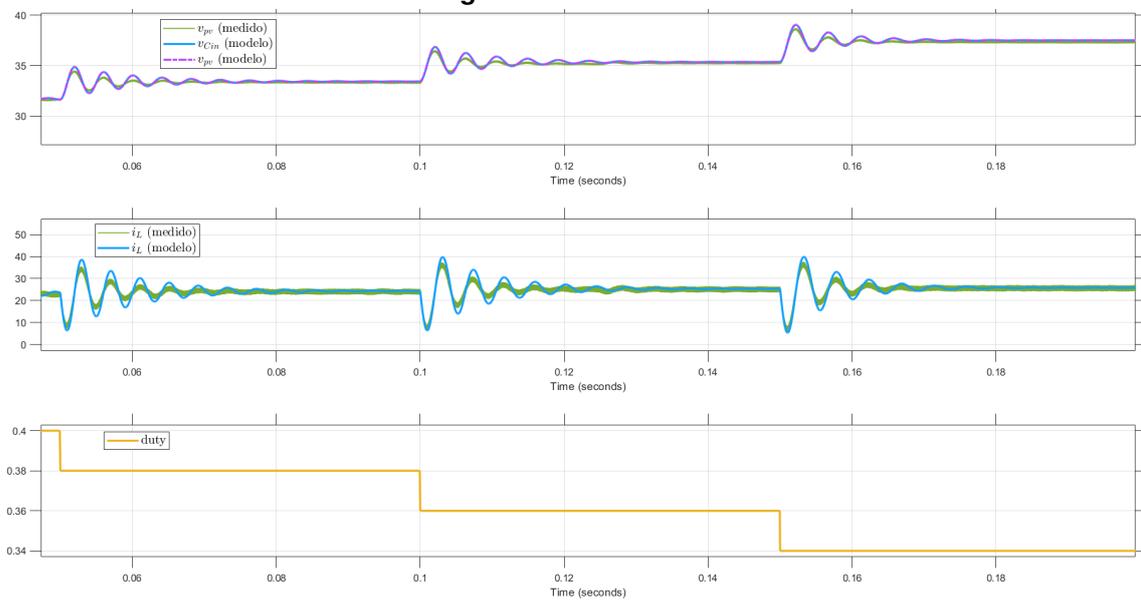
### 3.3.1 Validação do Modelo Matemático

O modelo matemático do sistema foi implementado no ambiente MATLAB/SIMULINK, utilizando blocos básicos. A Fig. 26 contém a visão geral do modelo, e as Figuras 27

e 28 contêm o detalhe dos subsistemas "PV - modelo"(Eq. (2)) e "Buck PV - modelo"(Equações (61) e (64)), respectivamente. Os arquivos de simulação estão disponíveis nos links contidos no Capítulo C.

O Gráf. 7 contém o comparativo do resultado de simulação do modelo matemático e o resultado de simulação do circuito implementado no PSIM, conforme ilustrado na Fig. 29, com finalidade de validar o equacionamento. Foram utilizados os valores dos componentes conforme as Seção 3.1.6 e ??.

**Gráfico 7 – Comparação do Modelo Matemático com o Circuito Implementado no PSIM para Degraus de Razão Cíclica**

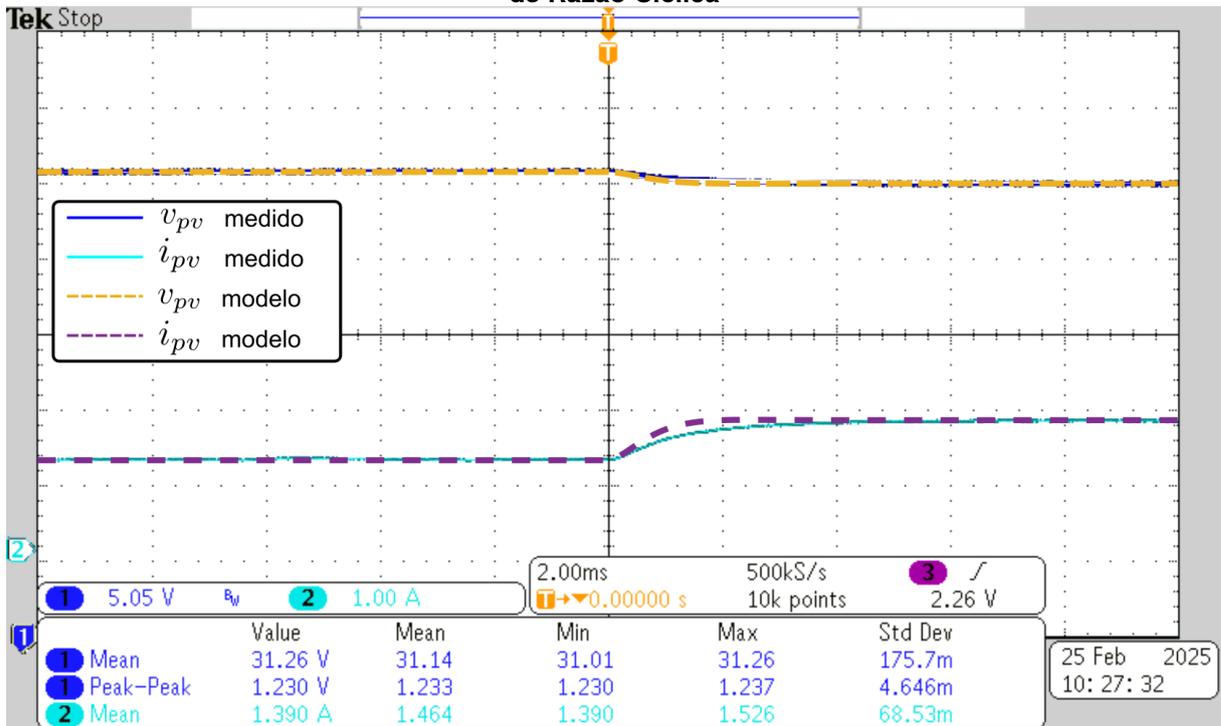


Fonte: Autoria Própria (2025)

Os Gráficos 8 e 9 contêm os resultados de simulação do modelo matemático do sistema em comparação ao sistema real para variações de razão cíclica. Observou-se que o sistema real possui uma dinâmica mais amortecida do que prevista teoricamente, portanto o parâmetro  $R_{ON}$  foi ajustado para o valor de  $0,15 \Omega$ , para inserir mais amortecimento ao modelo.

Tal amortecimento é devido a perdas observadas tanto no conversor Buck como no emulador PV, não significa que todas as perdas estão concentradas nas perdas de condução dos MOSFETs, sendo esse ajuste meramente matemático para ajustar o modelo com o que foi observado na prática. Além disso, observa-se nos Gráficos 8 e 9 uma diferença maior em relação a dinâmica das correntes simuladas, e do resultado prático, deve-se isso a dinâmica do emulador PV ser mais lenta do que o modelo do painel.

Gráfico 8 – Comparação do Modelo Matemático com o Sistema na Prática com Degrau Positivo de Razão Cíclica



### 3.4 Análise em Regime Permanente

Em regime permanente, as derivadas dos estados são nulas, ou seja  $\frac{d}{dt}i_L = 0$  e  $\frac{d}{dt}v_{C_{in}} = 0$ , as variáveis passam a ser constantes. Portanto, reescrevendo as Equações (61) e (64):

$$0 = -\frac{d(t) \cdot R_{ON} + R_L - R_{C_{in}} \cdot d(t)^2}{L} \cdot I_L + \frac{D}{L} \cdot V_{C_{in}} + \frac{D \cdot R_{C_{in}}}{L} \cdot I_{pv} + \frac{V_{TO} \cdot D - V_{TO} - V_{BAT}}{L}$$

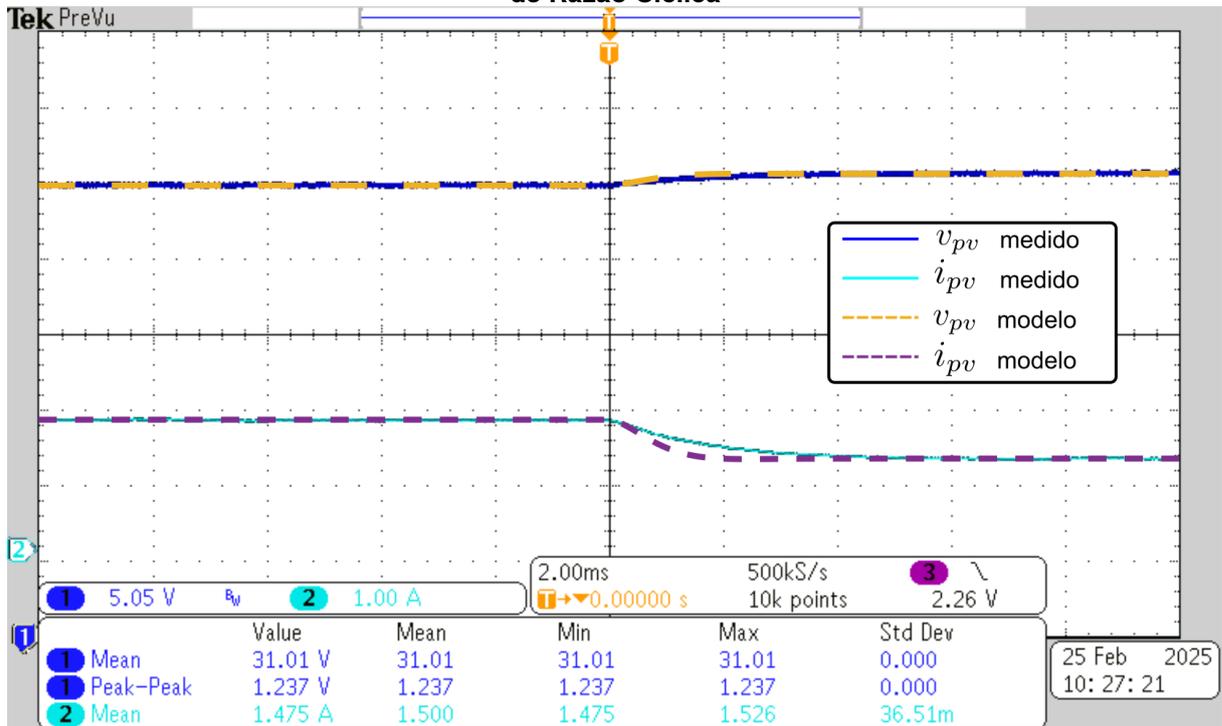
$$0 = -\frac{d(t)}{C_{in}} \cdot I_L + \frac{1}{C_{in}} \cdot I_{pv}$$

Isolando o termo  $I_L$  obtém-se a expressão de regime permanente da corrente do indutor  $L$ , conforme a Eq. (67).

$$I_L = \frac{I_{pv}}{D} \quad (67)$$

Isolando o termo  $V_{C_{in}}$  e substituindo o termo  $I_L$  pela Eq. (67) obtém-se o termo de regime permanente da tensão do capacitor  $C_{in}$ , conforme a Eq. (68).

Gráfico 9 – Comparação do Modelo Matemático com o Sistema na Prática com Degrau Positivo de Razão Cíclica



Fonte: Autoria Própria (2025)

$$V_{Cin} = -V_{TO} + \frac{I_{pv} \cdot R_{ON} + V_{BAT} + V_{TO}}{D} + \frac{I_{pv} \cdot R_L}{D^2} \quad (68)$$

Lembrando que, desconsiderando a resistência interna do capacitor de entrada ( $R_{Cin} = 0$ ), a Equação (68) também é válida para o termo de regime permanente da tensão de saída do PV, ou seja, nessa condição,  $V_{PV} = V_{Cin}$ , em regime permanente.

### 3.5 Abordagem de Controle Linear

A abordagem linear é baseada na linearização do sistema em um ponto específico de operação. O ponto escolhido foi o MPP para a curva de STC, ou seja, tensão e corrente relacionados ao MPP ( $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$ ).

#### 3.5.1 Linearização do PV

O módulo escolhido foi o KC200GT da fabricante Kyocera, a Tabela 2 contém os parâmetros elétricos do PV para STC.

Linearizando o circuito equivalente da célula fotovoltaica, contido na Figura 2 a partir da derivada de Eq. (3) pela tensão do diodo  $V_{D_{pv}}$  avaliada no ponto quiescente

**Tabela 2 – Parâmetros Elétricos do PV KC200GT**

Parâmetros	Valor
$n_{cell}$	45
$V_{oc}$	32,9 V
$I_{SC}$	8,21 A
$V_{MPP}$	26,3 V
$I_{MPP}$	7,61 A
$I_{rr}$	0,126 nA
$\alpha$	0,03177 %/°C
$n$	1,4
$R_p$	2,116 $\Omega$
$R_s$	0,0045 $\Omega$

**Fonte: Autoria Própria (2025)**

$Q$ , pode-se aproximar o comportamento do diodo por uma resistência  $R_{D_{cell}}$ , conforme Eq. (69). O circuito equivalente linearizado é mostrado na Figura 30.

$$\left. \frac{\partial i_{D_{pv}}}{\partial v_{D_{pv}}} \right|_Q = \frac{I_s}{n \cdot V_T} \cdot e^{-\frac{v_{D_{pv}}}{n \cdot V_T}} = \frac{1}{R_{D_{cell}}} \quad (69)$$

Sendo  $V_{D_{cell}} = V_{cell} + R_s \cdot I_{cell}$ , a Eq. (70) define uma expressão para o cálculo da resistência  $R_{D_{cell}}$ . Portanto, na associação dos resistores  $R_s$ ,  $R_p$  e  $R_{D_{cell}}$ , Eq. (71), obtêm-se a resistência equivalente da célula para o ponto de linearização.

$$R_{D_{cell}} = \frac{n \cdot V_T}{I_s \cdot e^{\frac{V_{cell} + R_s \cdot I_{cell}}{n \cdot V_T}}} \quad (70)$$

$$R_{cell} = R_s + \frac{R_{D_{cell}} \cdot R_p}{R_{D_{cell}} + R_p} \quad (71)$$

Considerando um PV com  $n_{cell}$  células associadas em série, a resistência equivalente do PV é  $R_{eq} = n_{cell} \cdot R_{cell}$ , sendo  $V_{pv} = n_{cell} \cdot V_{cell}$  e  $I_{pv} = I_{cell}$ . Além disso, a resistência  $R_{eq}$  é utilizada para representar o PV pelo circuito equivalente Norton (Figura 31), sendo  $V_{eq} = V_{pv} - I_{pv}/R_{eq}$  e  $I_{eq} = V_{eq}/R_{eq}$ . Substituindo os parâmetros da Tabela 2, obtêm-se os valores  $V_{eq} = 26,4117$  V,  $I_{eq} = 0,3109$  A e  $R_{eq} = 84,9620$   $\Omega$  que representam o PV no MPP para STC.

### 3.5.2 Função de Transferência de Pequenos Sinais

O modelo linear é obtido por meio da corrente linearizada  $I_{pv} = I_{eq} - V_{pv}/R_{eq}$ . Substituindo a corrente linearizada nas Equações (61) e (64) e desprezando a resistência do capacitor de entrada ( $R_{C_{in}} = 0$ ) obtêm-se as equações diferenciais que descrevem a

dinâmica da corrente do indutor  $L$  e da tensão dos terminais do PV  $v_{pv}$ , respectivamente Equações (72) e (73).

$$\frac{d}{dt}i_L = -\frac{d(t) \cdot R_{ON} + R_L}{L} \cdot i_L + \frac{d(t)}{L} \cdot v_{pv} + \frac{V_{TO} \cdot d(t) - V_{TO} - V_{BAT}}{L} \quad (72)$$

$$\frac{d}{dt}v_{pv} = -\frac{d(t)}{C_{in}} \cdot i_L + \frac{1}{C_{in} \cdot R_{eq}} \cdot v_{pv} + \frac{I_{eq}}{C_{in}} \quad (73)$$

Apesar da linearização do PV as equações diferenciais ainda apresentam não linearidades associadas ao conversor Buck. Assim, foi aplicada a análise de pequenos sinais, que consiste na obtenção de uma equação linear aproximada do sistema para uma pequena perturbação ao redor de um ponto de operação. Desse modo, é possível isolar a contribuição linear e desprezar a contribuição não linear obtendo um modelo linear que represente a dinâmica de um sistema em uma pequena perturbação de modo satisfatório.

Portanto, considerando  $d(t) = D + \hat{d}$ ,  $v_{pv} = V_{pv} + \hat{v}_{pv}$  e  $i_L = I_L + \hat{i}_L$ , sendo  $\hat{d}$ ,  $\hat{v}_{pv}$  e  $\hat{i}_L$  pequenas perturbações. Realizando as devidas substituições na Eq. (72):

$$\frac{d}{dt}(I_L + \hat{i}_L) = -\frac{(D + \hat{d}) \cdot R_{ON} + R_L}{L} \cdot (I_L + \hat{i}_L) + \frac{(D + \hat{d})}{L} \cdot (V_{pv} + \hat{v}_{pv}) + \frac{V_{TO} \cdot (D + \hat{d}) - V_{TO} - V_{BAT}}{L}$$

Desenvolvendo os termos da equação:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\hat{i}_L &= \left(-\frac{D \cdot R_{ON} \cdot I_L}{L} - \frac{R_L \cdot I_L}{L} + \frac{D \cdot V_{pv}}{L} + \frac{V_{TO} \cdot D}{L} - \frac{V_{TO}}{L} - \frac{V_{BAT}}{L}\right) + \\ &+ \left(-\frac{\hat{d} \cdot R_{ON} \cdot I_L}{L} - \frac{D \cdot R_{ON} \cdot \hat{i}_L}{L} - \frac{R_L \cdot \hat{i}_L}{L} + \frac{D \cdot \hat{v}_{pv}}{L} + \frac{\hat{d} \cdot V_{pv}}{L} + \frac{V_{TO} \cdot \hat{d}}{L}\right) + \\ &+ \left(-\frac{\hat{d} \cdot \hat{i}_L \cdot R_{ON}}{L} + \frac{\hat{d} \cdot \hat{v}_{pv}}{L}\right) \end{aligned}$$

Desprezando os termos não lineares e constantes, restam apenas os termos lineares de primeira ordem, conforme a Eq. (74).

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_L = -\frac{D \cdot R_{ON} + R_L}{L} \cdot \hat{i}_L + \frac{D}{L} \cdot \hat{v}_{pv} + \left(\frac{R_{ON} \cdot I_L + V_{pv} + V_{TO}}{L}\right) \cdot \hat{d} \quad (74)$$

Analogamente, aplicando as substituições de pequenos sinais na Eq. (73) obtém-se:

$$\frac{d}{dt}(V_{pv} + v_{\hat{pv}}) = -\frac{(D + \hat{d})}{C_{in}} \cdot (I_L + \hat{i}_L) + \frac{1}{C_{in} \cdot R_{eq}} \cdot (V_{pv} + v_{\hat{pv}}) + \frac{I_{eq}}{C_{in}}$$

Desenvolvendo os termos da equação:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}v_{\hat{pv}} &= \left(-\frac{D \cdot I_L}{C_{in}} - \frac{V_{pv}}{C_{in} \cdot R_{eq}} + \frac{I_{eq}}{C_{in}}\right) + \\ &+ \left(-\frac{\hat{d} \cdot I_L}{C_{in}} - \frac{D \cdot \hat{i}_L}{C_{in}} - \frac{v_{\hat{pv}}}{C_{in} \cdot R_{eq}}\right) + \\ &+ \left(-\frac{\hat{d} \cdot \hat{i}_L}{C_{in}}\right) \end{aligned}$$

Desprezando os termos não lineares e constantes, restam apenas os termos lineares de primeira ordem, conforme a Eq. (75).

$$\frac{d}{dt}v_{\hat{pv}} = -\frac{D}{C_{in}} \cdot \hat{i}_L - \frac{1}{C_{in} \cdot R_{eq}} \cdot v_{\hat{pv}} - \frac{I_L}{C_{in}} \cdot \hat{d} \quad (75)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas Equações (74) e (75), obtêm-se as Equações (76) e (77).

$$s \cdot \hat{i}_L(s) = -\frac{D \cdot R_{ON} + R_L}{L} \cdot \hat{i}_L(s) + \frac{D}{L} \cdot v_{\hat{pv}}(s) + \left(\frac{R_{ON} \cdot I_L + V_{pv} + V_{TO}}{L}\right) \cdot d(s) \quad (76)$$

$$s \cdot v_{\hat{pv}} = -\frac{D}{C_{in}} \cdot \hat{i}_L(s) - \frac{1}{R_{eq} \cdot C_{in}} \cdot v_{\hat{pv}}(s) - \frac{I_L}{C_{in}} \cdot d(s) \quad (77)$$

Isolando  $\hat{i}_L(s)$  na Eq. (76), obtêm-se a Eq. (78). Substituindo a Eq. (78) na Eq. (77) e isolando o termo  $v_{\hat{pv}}(s)/\hat{d}(s)$  resulta na Eq. (79), que é a função de transferência de pequenos sinais da tensão de saída do PV ( $G_{v_{pv}}(s)$ ) em função da perturbação de razão cíclica ( $\hat{d}(s)$ ).

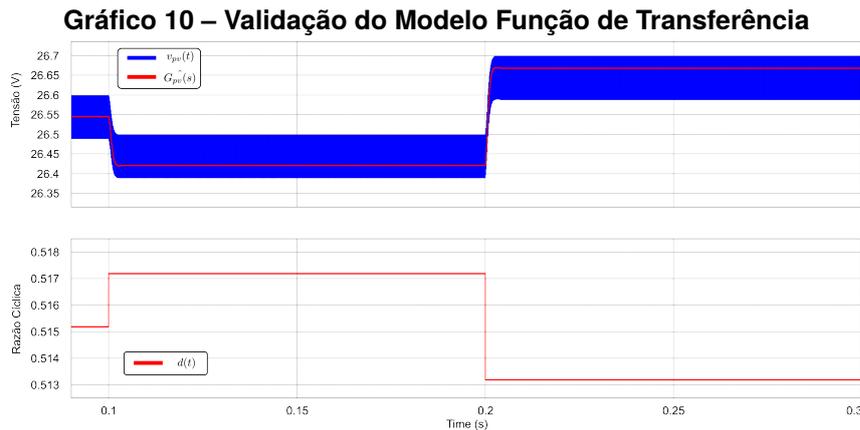
$$\hat{i}_L(s) = \frac{D \cdot v_{\hat{pv}}(s) + (I_L \cdot R_{ON} + V_{pv} + V_{TO}) \cdot d(s)}{L \cdot s + R_L + D \cdot R_{ON}} \quad (78)$$

$$G_{v_{pv}}(s) = \frac{v_{\hat{pv}}(s)}{\hat{d}(s)} = -\frac{\frac{I_L}{C_{in}} \cdot s + \frac{D \cdot (2R_{ON}I_L + V_{pv} + V_{TO}) + I_L R_L}{C_{in} L}}{s^2 + \left(\frac{DR_{ON} + R_L}{L} + \frac{1}{C_{in} R_{eq}}\right) \cdot s + \frac{D^2 R_{eq} + DR_{ON} + R_L}{C_{in} L R_{eq}}} \quad (79)$$

Substituindo os valores dos parâmetros do Buck da tabela 1,  $I_{eq}$  e  $R_{eq}$ , e as expressões de regime permanente, Eqs. (67) e (68) obtêm-se a função de transferência do sistema linearizado no MPP da curva STC, conforme Eq. (80).

$$\hat{G}_{v_{pv}}(s)_{STC} = -\frac{5389 \cdot s + 2,757 \cdot 10^8}{s^2 + 3635 \cdot s + 4,462 \cdot 10^6} \quad (80)$$

O Gráfico 10 contém o resultado de simulação para uma perturbação de razão cíclica resultando em transitórios de  $v_{pv}$  e comparando o modelo da função de transferência de pequenos sinais. Observa-se que o modelo é capaz de prever corretamente a variação ao redor do ponto de linearização.



Fonte: Autoria Própria (2025)

### 3.5.3 Projeto de Controle por Requisito de Resposta em Frequência

Para o projeto do controlador PI foi utilizado como critério o frequência de ressonância ( $\omega_o$ ), que é calculado pela Eq. (81), obtida através da ressonância do par LC de entrada, considerando o circuito ideal.

$$\omega_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{L \cdot C_{in}}{D^2}}} \approx 336 \text{ Hz} \quad (81)$$

Portanto, o controlador PI é proposto para atender os requisitos de projeto em frequência, sendo os critérios de laço aberto:

- Margem de fase (MF) de  $100^\circ$ ;
- $\omega_{cgf}$  uma década abaixo da frequência de ressonância:  $\omega_{cgf} = \omega_o/10$ .

Substituindo  $s = j \cdot \omega_{cgf}$ , na equação Eq. (79), calcula-se o módulo da planta ( $mp = |\hat{G}_{v_{pv}}(j\omega_{cgf})|$ ) e a fase da planta ( $\theta p = \angle \hat{G}_{v_{pv}}(j\omega_{cgf})$ ), que são utilizados para calcular módulo ( $mk = 1/mp$ ) e fase do controlador ( $\theta k = MF - \theta p - \pi$ ). Por fim, são calculados os ganhos  $Kp_0$  e  $Ki_0$ , conforme as Equações (82) e (83).

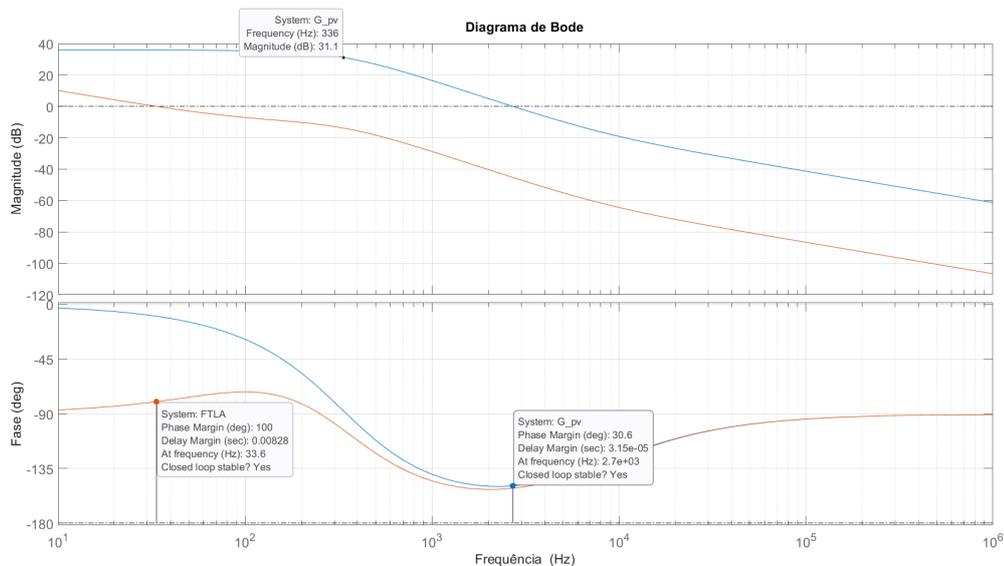
$$Kp_0 = mk \cdot \cos(\theta k) = 0,0055 \quad (82)$$

$$Ki_0 = -mk \cdot \sin(\theta k) \cdot \omega_{cgf} = 3,23 \quad (83)$$

A verificação do critério de projeto do controlador é feita pela análise do diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto ( $FTLA(s)$ ), descrita pela Eq. (84). No Gráfico 11 está contido o diagrama de Bode do sistemas em malha aberta e FTLA.

$$FTLA(s) = \frac{5389 \cdot s + 2,757 \cdot 10^8}{s^2 + 3635 \cdot s + 4,462 \cdot 10^6} \cdot \frac{Kp_0 \cdot s + Ki_0}{s} \quad (84)$$

**Gráfico 11 – Diagrama de Bode do Sistema MA e FTLA**



**Fonte: Autoria Própria (2025)**

Desta forma, os critérios de resposta em frequência foram atendidos garantindo que o controle esteja operando longe da frequência de ressonância do sistema.

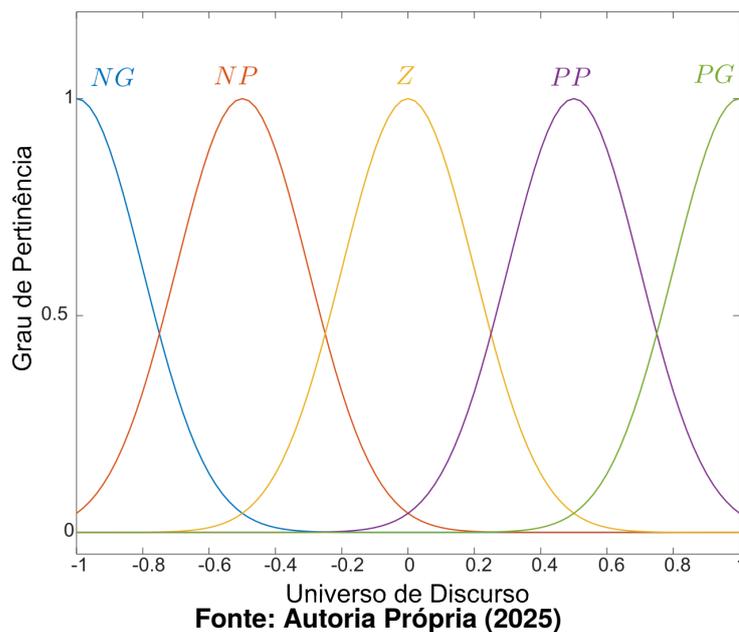
### 3.6 Abordagem de Controle Adaptativo

A abordagem adaptativa consiste no FGS-PI, conforme descrito na Seção 2.3.2.1. Nessa abordagem os ganhos são variáveis ( $k_p(t)$ ,  $k_i(t)$ ), porém devido à questão da ressonância do sistema, é importante garantir que o controle esteja operando fora dessa frequência.

Portanto, o FGS foi projetado para os ganhos serem variados somente nos transitórios, ou seja, quando os valores de erro ( $E$ ) e variação do erro ( $\Delta E$ ) forem significativos. Em regime permanente, os ganhos se mantêm nos valores projetados atendendo ao requisito analítico.

A partir dessa ideia, foi definido o sistema *fuzzy* do tipo Mamdani com 2 entradas,  $E$  e  $\Delta E$ , e 2 saídas: ajuste de  $K_p$  ( $\Delta K_p$ ) e ajuste de  $K_i$  ( $\Delta K_i$ ). Tanto as entradas como saídas possuem 5 variáveis linguísticas: negativo grande ( $NG$ ), negativo pequeno ( $NP$ ), zero ( $Z$ ), positivo pequeno ( $PP$ ) e positivo grande ( $PG$ ). Os universos de discurso são normalizados  $[-1,1]$ , sendo ajustáveis por fatores escalares chamados de ganho de fuzzificação ( $a_1$  e  $a_2$ ) e defuzzificação ( $b_1$  e  $b_2$ ). As funções de pertinência são gaussianas, conforme ilustradas no Gráfico 12, que são as mesmas para as variáveis das entradas e saídas.

**Gráfico 12 – Função de Pertinência das Entradas  $E$  e  $\Delta E$  e Saídas  $\Delta k_p$  e  $\Delta k_i$**



As regras estão representadas no Quadro 3, sendo linhas as variáveis linguísticas para  $\Delta E$ , e as colunas para  $E$ , combinando linha e coluna obtêm-se as regras SE-ENTÃO relacionando as entradas com as saídas ( $\Delta k_p$ ,  $\Delta k_i$ ).

As regras do FGS-PI foram projetadas baseado no comportamento conversor Buck em relação a razão cíclica, ou seja, para aumentar a tensão de entrada a razão cíclica deve diminuir, e vice-versa. De modo que, a razão cíclica se modifica proporcionalmente com as modificações de  $k_p(t)$  e  $k_i(t)$ , de acordo com a Eq. (85).

**Quadro 3 – Regras FGS-PI**

$\Delta E/E$	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<i>PG,NG</i>	<i>PG,NG</i>	<i>PP,NP</i>	<i>PP,NP</i>	<i>Z,Z</i>
<i>NP</i>	<i>PG,NG</i>	<i>PP,NP</i>	<i>PP,NP</i>	<i>Z,Z</i>	<i>NP,PP</i>
<i>Z</i>	<i>PP,NP</i>	<i>PP,NP</i>	<i>Z,Z</i>	<i>NP,PP</i>	<i>NP,PP</i>
<i>PP</i>	<i>PP,NP</i>	<i>Z,Z</i>	<i>NP,PP</i>	<i>NP,PP</i>	<i>NG,PG</i>
<i>PG</i>	<i>Z,Z</i>	<i>NP,PP</i>	<i>NP,PP</i>	<i>NG,PG</i>	<i>NG,PG</i>

Fonte: Autoria Própria (2025)

$$d(t) = kp(t) \cdot e(t) + ki(t) \cdot \int_0^T e(t) dt \quad (85)$$

No transitório onde o erro é negativo, significa que a tensão de entrada do conversor deve diminuir. Nesse caso,  $E$  é *NG* e  $\Delta E$  é *NG*, então, o ganho  $kp(t)$  deve aumentar, ou seja  $\Delta Kp$  é *PG*, e o ganho  $ki(t)$  deve diminuir, portanto  $\Delta Ki$  é *NG*.

À medida que o transitório evolui e  $E$  assume os valores linguísticos *NP*, e  $\Delta E$  assume *NP*, ou *Z*, então  $\Delta Ki$  é *NP* e  $\Delta Kp$  é *PP* para retornar aos valores originais dos ganhos. E à medida que o sinal de controle se aproxima da referência, os ajustes vão diminuindo até assumir o valor *Z*.

Analogamente, o mesmo processo é feito para o transitório com erro positivo, mudando apenas de positivo para negativo as variáveis linguísticas de saída. Portanto, o FGS-PI foi configurado da seguinte forma:

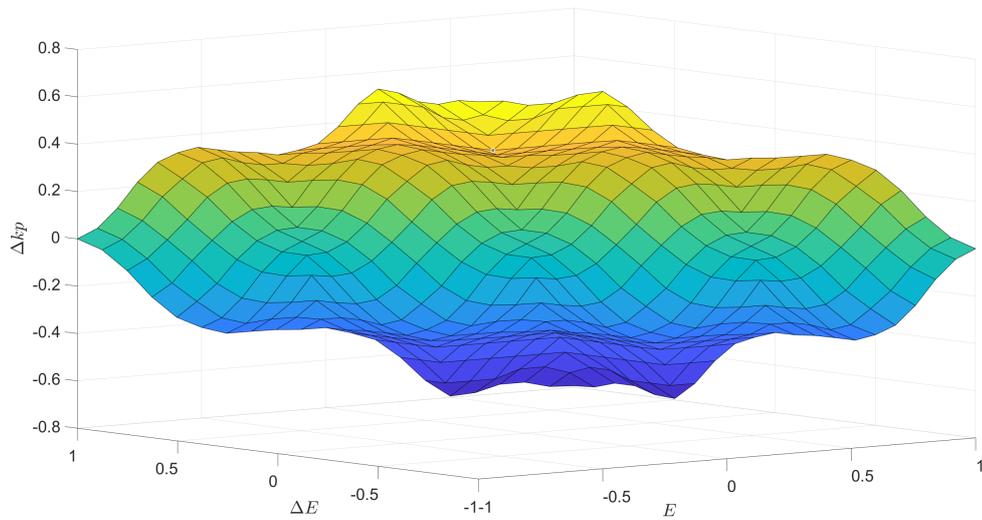
- 25 regras, conforme Quadro 3;
- Ganhos de fuzzificação:
  - Entrada  $E$  ( $a_1$ ): 0,3333;
  - Entrada  $\Delta E$  ( $a_2$ ): 0,1.
- Ganhos de defuzzificação:
  - Saída  $\Delta Kp$  ( $b_1$ ): 0,0015;
  - Saída  $\Delta Ki$  ( $b_2$ ): 1,5.
- Método de Defuzzificação: Centroide.

Os Gráficos 13 e 14 contêm as superfícies de controle das saídas  $\Delta kp$  e  $\Delta ki$ , respectivamente.

### 3.6.1 Otimização do controlador FGS-PI

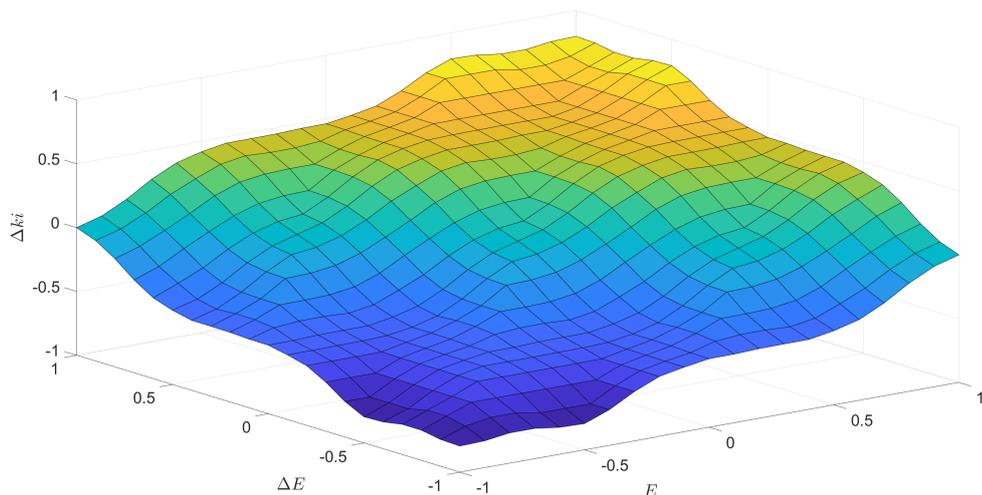
A otimização do controlador FGS-PI trata-se de encontrar a melhor combinação possível dos parâmetros do sistema *fuzzy*, ou seja, funções de pertinência, regras e

**Gráfico 13 – Superfície de Controle da Saída  $\Delta k_p$**



Fonte: Autoria Própria (2025)

**Gráfico 14 – Superfície de Controle da Saída  $\Delta k_i$**



Fonte: Autoria Própria (2025)

peso de regras. Além disso, os ganhos de fuzzificação e defuzzificação também foram otimizados, e estão diretamente relacionados com o universo de discurso das entradas e saídas, sendo limitados de 0 a 5.

Todas as funções de pertinência foram otimizadas de forma independente, sendo mantidas como gaussianas, na qual é possível configurar 2 parâmetros, o valor médio, e o desvio padrão. Dessa forma, foram mantidos inalterados os valores médios das funções de pertinência  $NG$ ,  $Z$  e  $PG$ , respectivamente em  $-1$ ,  $0$  e  $1$ . Os valores médios de  $NP$  e  $PP$  foram otimizados, mantendo a simetria e limitados de 0 a 1. Da mesma forma, os valores do desvio padrão das funções  $NG$ ,  $NP$  e  $Z$  também foram otimizados, mantendo a simetria com  $PP$  e  $PG$  e também limitados de 0 a 1. Portanto,

são 16 parâmetros destinados às funções de pertinência.

As 25 regras do sistema também foram otimizadas, podendo assumir os valores das variáveis linguísticas (1 a 5, respectivamente:  $NG$ ,  $NP$ ,  $Z$ ,  $PP$  e  $PG$ ), e seus negativos lógicos, denotado com exclamação antes da variável linguística (-5 a -1, respectivamente:  $!NG$ ,  $!NP$ ,  $!Z$ ,  $!PP$  e  $!PG$ ), ou nulo, denotado por um hífen (0, -). Portanto os parâmetros das regras foram limitados de -5 a 5, e contabilizando 50 parâmetros para as regras, pois cada regra apresenta um conseqüente para cada saída.

Por fim, os pesos das 25 regras também foram otimizados, tendo seus valores limitados de 0 a 1. Portanto, resumindo o problema de otimização é formado 95 parâmetros no total.

A função custo escolhida foi a IAE, no ensaio de mudança de referência, nesse ensaio o sistema foi colocado na STC, e a tensão de referência variou de 23 V para 26 V no instante 0,1 s, e retornou novamente para 23 V no instante 0,2 s. Além disso, foi adicionado um ruído branco na simulação para manter o ensaio fidedigno à prática. Portanto o cálculo da função *fitness* é feito de acordo com a Eq. (86), onde  $\delta$  representa o valor da punição, de modo que:

- Se os ganhos em regime permanente não retornarem ao valores iniciais ( $k_{p0}$  e  $k_{i0}$ ), então  $\delta = 100$ ;
- Ou se o erro estacionário relacionado a alguma mudança de referência for maior que 0,1, então  $\delta = 100$ ;
- Caso contrário,  $\delta = 0$ .

$$fitness = \int_{0,1}^{0,3} |erro(t)| \cdot dt + \delta \quad (86)$$

O algoritmo de otimização utilizado foi o AG, sendo cada execução feita com 50 indivíduos e 200 gerações. O método de seleção escolhido foi o torneio, com 20 indivíduos selecionados. O método de *crossover* foi o de um ponto, com taxa de *crossover* 0,35, e o método de mutação foi a mutação gaussiana, com taxa de mutação em 0,03.

A população foi inicializada aleatoriamente, com exceção de um indivíduo cujo os parâmetros foram inicializados para representar o FGS-PI inicial descrito na Seção 3.6. Desse modo, a convergência fica mais rápida, visto que muitas soluções iniciais geram erros de compilação do sistema *fuzzy*. Assim, a busca é feita de forma

tendenciosa para solução inicial, porém mantendo o algoritmo livre para buscar soluções não mapeadas previamente.

A execução do algoritmo AG está descrito na [Seção 2.3.3.2](#), que consiste em inicializar a população aleatoriamente dentro dos limites, inserir o indivíduo com a solução inicial, e assim gerar a população inicial, e começar o ciclo de otimização.

Para calcular o *fitness* é necessário primeiro verificar se é possível criar o sistema *fuzzy*, se não o *fitness* recebe um valor de penalização (600), depois é executada a simulação com modelo matemático e ruído, caso gere algum erro na simulação o *fitness* também recebe um valor de penalização (601). E por fim, é calculado o valor do *fitness*, segundo a [Eq. \(86\)](#), que também caso gere algum erro é penalizado com um valor específico (602). No processo de otimização, caso algum parâmetro ultrapasse as fronteiras, também é penalizado com um valor específico (500).

Os algoritmos de otimização, e arquivos utilizados estão disponíveis no [Capítulo C](#). O algoritmo AG utilizado para otimizar o sistema *fuzzy* no presente trabalho foi desenvolvido em parceria com o aluno de iniciação científica Lucas Santana de Freitas.

### 3.7 Metodologia para Embarcar Sistemas de Controle

Os sistemas de controle propostos foram embarcados no DSP de forma discreta utilizando tarefas executadas na rotina de interrupção de um *timer* configurado para operar com frequência de 150 kHz. Nesta seção, serão expostas as metodologias de representação do sistema escalonador de ganhos *fuzzy* e de discretização do controlador PI.

#### 3.7.1 Sistema *Fuzzy* Escalonador de Ganhos (FGS)

A metodologia para embarcar o sistema *fuzzy* no DSP está descrita de forma detalhada no [Capítulo B](#), com os algoritmos disponíveis no [Capítulo C](#).

A metodologia se baseia na representação do sistema *fuzzy* a partir das superfícies de controle, que são mapeadas em matrizes de dimensão  $n \times n$ , para estabelecer uma relação de entrada e saída com os sinais processados em tempo real, porém sem a necessidade de processar o sistema *fuzzy* em tempo real. Além disso, é feita a inter-

polação para aumentar a precisão das variáveis de saída para valores não mapeados de entrada.

Vale ressaltar que os ganhos são atualizados a cada  $200 \mu\text{s}$ , visto que é uma rotina mais complexa de ser executada toda vez que a interrupção é acionada. Portanto foi feito um contador, para que os ganhos somente sejam acionados a 30 ciclos de interrupção.

### 3.7.2 Discretização do Controlador PI

No presente trabalho foi utilizado o controle discretizado amostrado na mesma frequência de comutação do conversor, ou seja  $f_s = 150 \text{ kHz}$ , portando  $T_s \approx 6,67 \mu\text{s}$ . A técnica de discretização escolhida foi a transformação bilinear de Tustin, conforme a Eq. (87).

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (87)$$

Ao aplicar a transformação de Tustin, na função de transferência de controlador PI, obtém-se a Eq. (88). Vale ressaltar que para o controle PI convencional os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  são constantes, respectivamente  $k_{p0}$  e  $k_{i0}$ , já para o controlador FGS-PI os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  são variáveis, portanto basta atualizar em cada ciclo de controle os termos da equação, conforme a Eq. (89) implementada de forma recursiva.

$$PI(z) = \frac{(k_p + \frac{T_s \cdot k_i}{2}) \cdot z + (\frac{T_s \cdot k_i}{2} - k_p)}{z - 1} \quad (88)$$

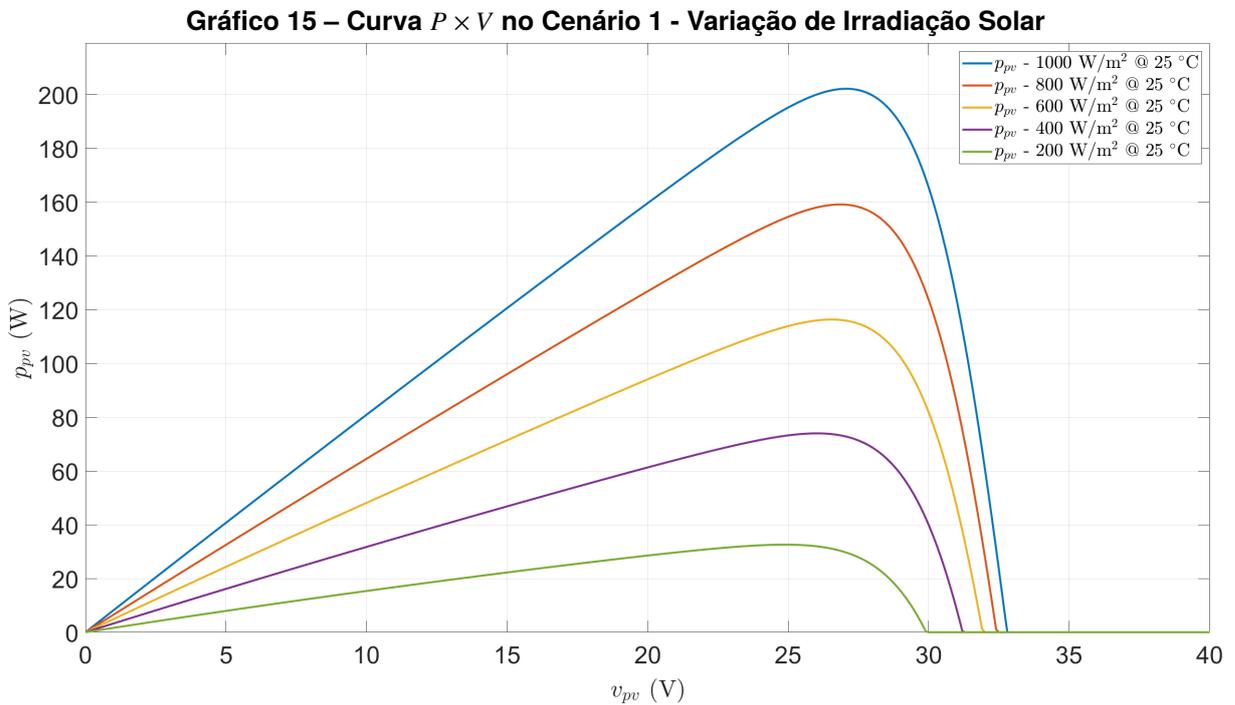
$$u^i = (k_p + \frac{T_s \cdot k_i}{2}) \cdot e^i + (\frac{T_s \cdot k_i}{2} - k_p) \cdot e^{i-1} + u^{i+1} \quad (89)$$

## 3.8 Cenários de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Os cenários de testes são baseados em variações abruptas das condições ambientais, ou seja, degraus de temperatura e irradiação usados para validar o rastreamento e o controle em condições mais severas. Na realidade esses parâmetros variam de forma mais suave e lentamente, porém é importante garantir que o sistema responda rapidamente e que mantenha a estabilidade mesmo em condições adversas.

### 3.8.1 Cenário 1 - Variação de Irradiação Solar

O cenário 1 é caracterizado por variações de irradiação mantendo-se a temperatura constante em 25 °C. Nesse cenário, os MPPs são próximos em termos de tensão ( $V_{MPP}$ ), porém a potência disponível no PV varia significativamente, como pode ser visto nas curvas  $P \times V$  contidas no Gráfico 15. A Seção 3.8.1 contém os parâmetros de MPP relativos a cada condição operacional do ensaio, esses dados foram obtidos considerando o modelo matemático do PV.



**Tabela 3 – Parâmetros do Cenário 1 - Variação de Irradiação Solar**

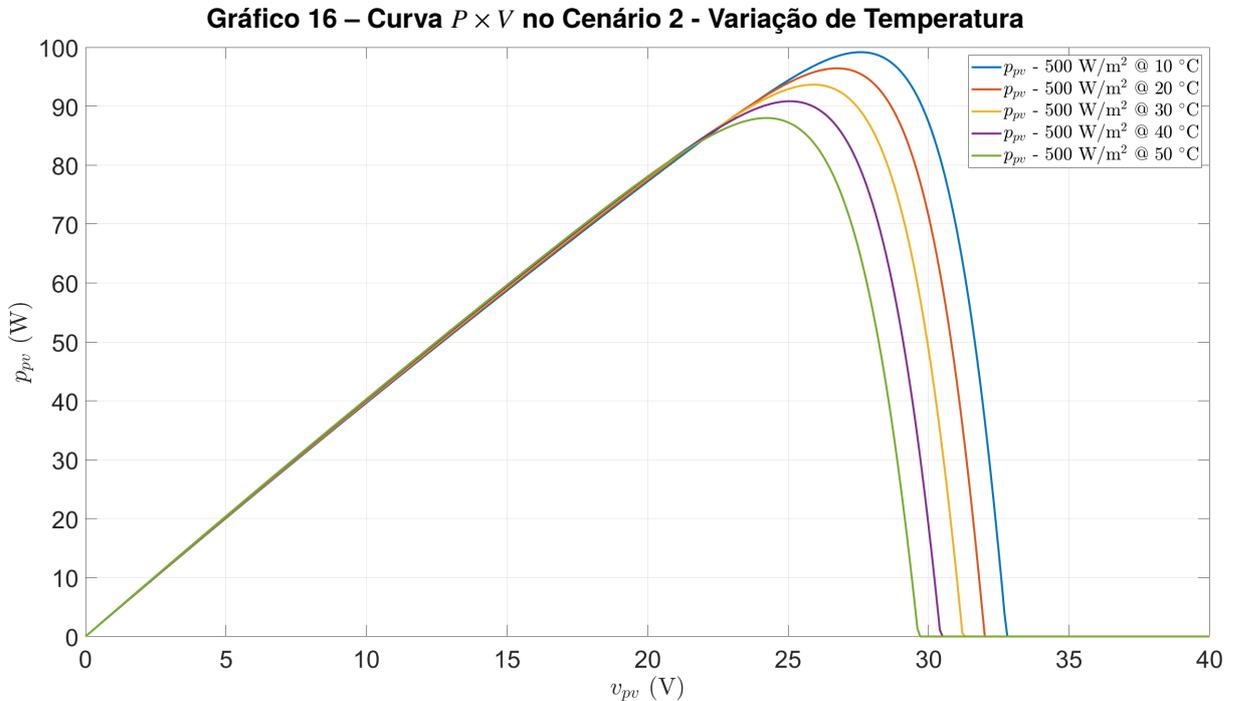
Condição Operacional	$V_{MPP}$ (V)	$I_{MPP}$ (A)	$P_{MPP}$ (W)
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	26,7	7,45	198,9
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	26,6	8,91	157,2
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	26,4	4,38	115,6
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	26	2,84	73,8
200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	24,9	1,31	32,6

**Fonte: Autoria Própria (2025)**

### 3.8.2 Cenário 2 - Variação de Temperatura

No cenário 2 ocorrem variações de temperatura, mantendo-se a irradiação solar constante em 1000 W/m<sup>2</sup>. Nesse cenário, os MPPs variam mais em termos de tensão,

porém em termos de potência são mais próximos, como pode ser visto nas curvas  $P \times V$  contidas no Gráfico 16. A Seção 3.8.2 contém os parâmetros de MPP relativos a cada condição operacional do ensaio, esses dados foram obtidos considerando o modelo matemático do PV.



**Tabela 4 – Parâmetros do Cenário 2 - Variação de Temperatura**

Condição Operacional	$V_{MPP}$ (V)	$I_{MPP}$ (A)	$P_{MPP}$ (W)
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	27,5	3,59	98,7
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	26,6	3,6	95,8
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	25,8	3,61	93,1
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	25	3,62	90,5
500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	24,1	3,63	87,5

**Fonte: Autoria Própria (2025)**

### 3.8.3 Cenário 3 - Variação de Irradiação Solar e Temperatura Simultaneamente

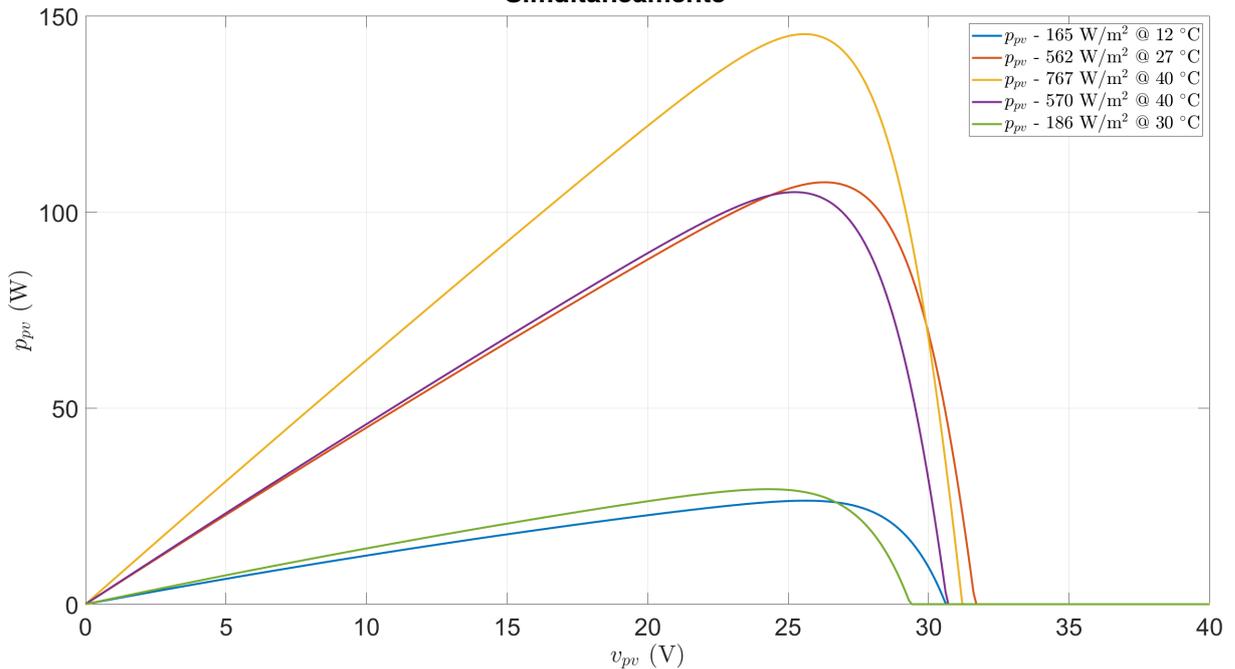
Por fim, no cenário 3 há variações de temperatura e irradiação solar ao mesmo tempo. Nesse cenário, os MPPs variam significativamente em termos de tensão e potência disponível no PV, como pode ser visto nas curvas  $P \times V$  contidas no Gráfico 17.

Além disso, esse cenário reflete a variação das condições ambientais ao longo de um dia ensolarado durante o inverno (7 de Julho de 2021), baseados nos dados disponíveis em Marra (2015), foram escolhidos 5 momentos para representar: começo

da manhã (das 7h30 até 8h), meio da manhã (das 9h30 até 10h), sol a pino (das 12h até 12h30), meio da tarde (das 14h30 até 15h) e fim de tarde (das 16h30 até 17h), e calculados os valores médios de irradiação e temperatura no PV.

A Seção 3.8.3 contém os parâmetros de MPP relativos a cada condição operacional do ensaio, esses dados foram obtidos considerando o modelo matemático do PV.

**Gráfico 17 – Curva  $P \times V$  no Cenário 3 - Variação de Irradiação Solar e Temperatura Simultaneamente**



**Tabela 5 – Parâmetros do Cenário 3 - Variação de Irradiação Solar e Temperatura Simultaneamente**

Condição Operacional	$V_{MPP}$ (V)	$I_{MPP}$ (A)	$P_{MPP}$ (W)
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	25,7	1,03	26,5
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	26,2	4,16	109
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	25,4	5,67	144
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	25,1	4,17	104,7
186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	24,3	1,2	29,2

Fonte: Autoria Própria (2025)

### 3.9 Técnicas de MPPT Utilizadas

Conforme visto na Seção 2.4, a estrutura MPPT gerador de referência é baseado na busca pelo  $V_{MPP}$ , podendo essa busca ser feita pela tentativa e erro a partir da medição de corrente e tensão do PV, por exemplo, as técnicas P&O e IC. A busca

pelo  $V_{MPP}$  também pode ser feita a partir da previsão do MPP, utilizando medição de irradiação solar e temperatura, e o modelo equivalente do PV.

Portanto, no presente trabalho foi utilizada a técnica de MPPT IC com incremento variável, como técnica geradora de referência a partir da tentativa e erro. Além disso, foi utilizada a técnica MPPT LUT como técnica de previsão do MPP.

### 3.9.1 MPPT IC com Incremento Variável

Conforme mostrado na [Seção 2.4.1.2](#), a técnica MPPT IC com incremento variável é uma adaptação da técnica tradicional MPPT IC, onde o incremento é fixo. Existem algumas formas disponíveis na literatura para calcular o incremento. A utilizada neste trabalho foi adaptada de (Liu, F. *et al.*, 2008) que utiliza o valor da derivada da potência.

Neste trabalho, foi utilizado um incremento máximo de 1 V, sendo limitado por um saturador, e o ganho  $\beta = 0,08$ , foi ajustado empiricamente. Conforme o critério adotado por Nguyen *et al.* (2013) e Chtita *et al.* (2021) a taxa de atualização de referência é escolhida de acordo com o desempenho dinâmico do controlador, ou seja, somente quando é alcançado o novo valor de referência, para isso é feito um ensaio de mudança de referência, para determinar o tempo de estabilização do controlador, e a partir dessa métrica é definido a taxa de atualização de referência do algoritmo de MPPT.

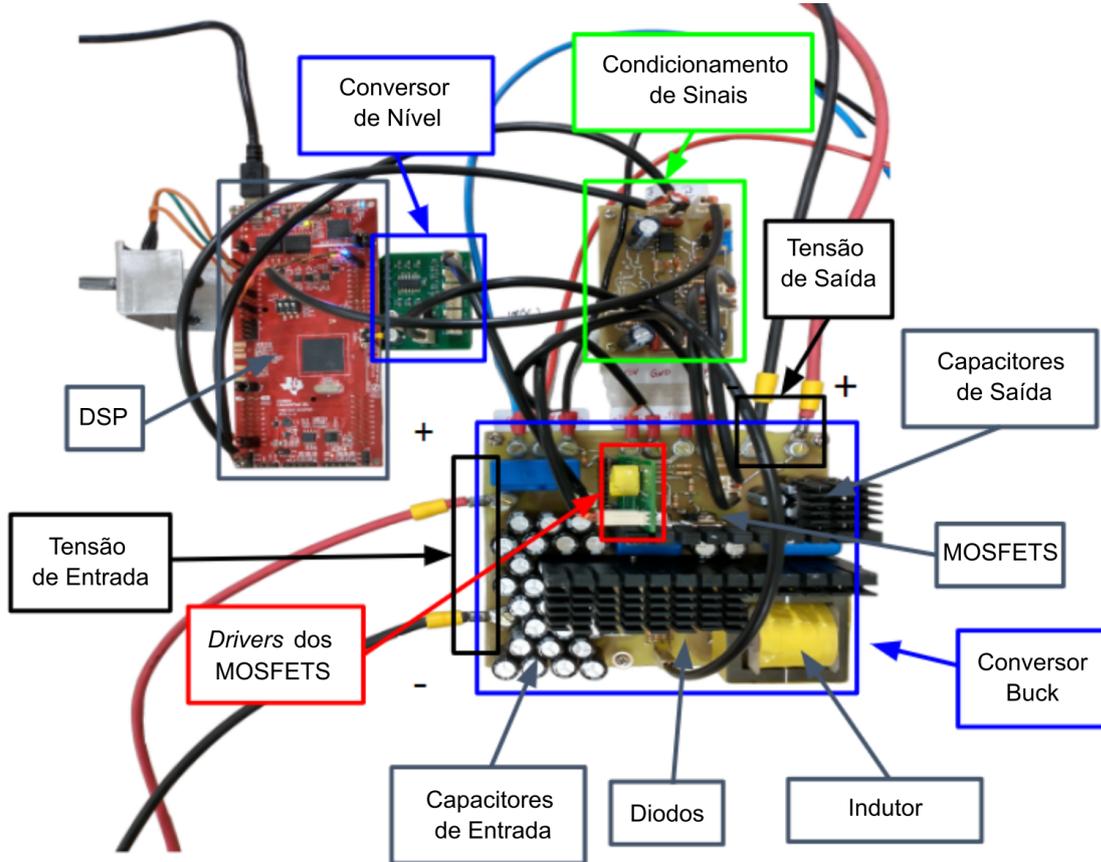
O algoritmo de MPPT IC com incremento variável está disponível no [Capítulo C](#). O MPPT IC foi implementado somente nos ensaios de simulação, visto que o emulador possui uma dinâmica lenta, limitando a taxa de atualização da referência.

### 3.9.2 MPPT LUT

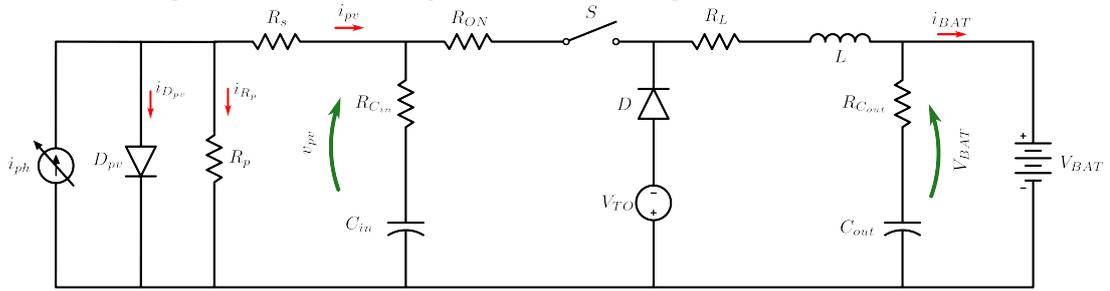
Conforme mostrado na [Seção 2.4.2.1](#), a técnica MPPT LUT é baseada na função de máxima potência, extraída através do modelo equivalente do PV.

Nas [Seções 3.8.1 a 3.8.3](#) estão contidos os valores de  $V_{MPP}$  respectivos a cada cenário, que serão considerados para as configurações com MPPT LUT, porém, foi considerado que o algoritmo não encontra instantaneamente a tensão de referência, pois é necessário algum tempo para rastrear o novo MPP.

Dessa forma, para os ensaios de rastreamento, tanto de simulação como experimentais, foi considerado um intervalo de 0,25 segundos para que o algoritmo encontre o próximo  $V_{MPP}$  a partir da variação das condições operacionais de irradiação e temperatura.

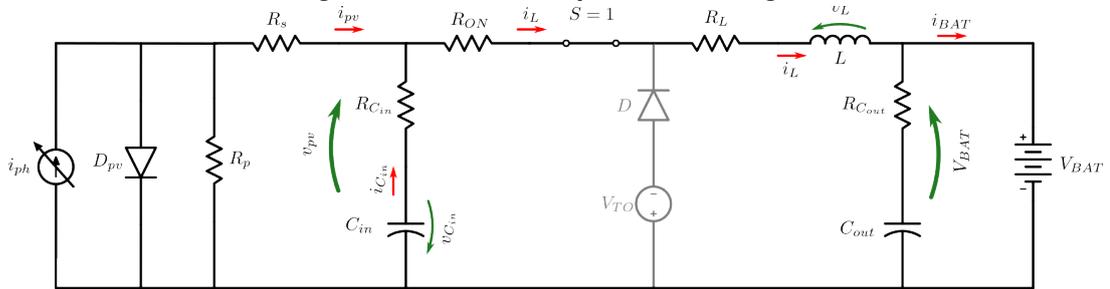
**Figura 22 – Implementação do Conversor Buck**

**Figura 23 – Circuito Equivalente do Carregador Solar de Baterias**



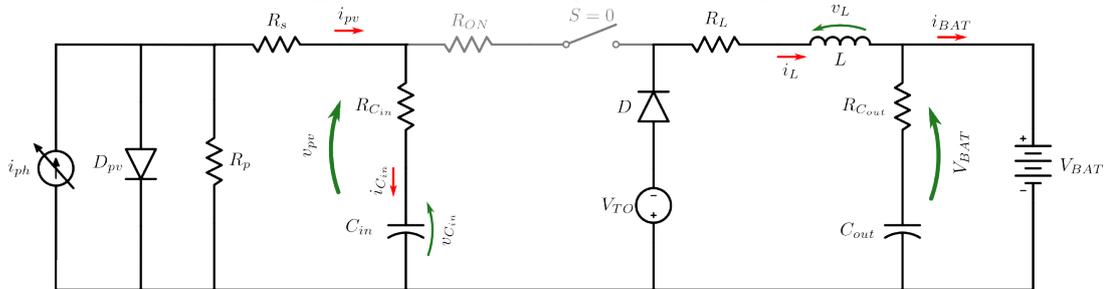
Fonte: Autoria Própria (2025)

**Figura 24 – Circuito Equivalente Estágio I**



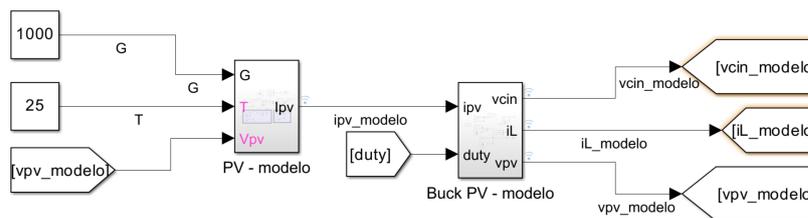
Fonte: Autoria Própria (2025)

**Figura 25 – Circuito Equivalente Estágio II**



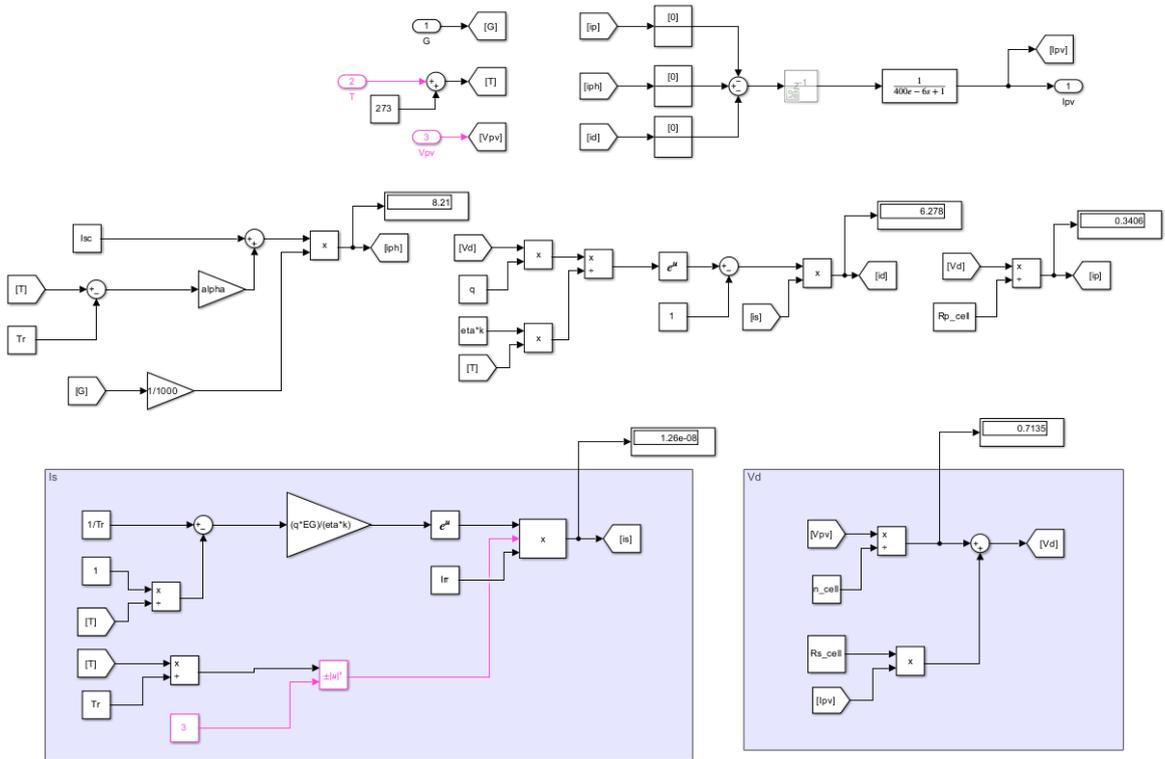
Fonte: Autoria Própria (2025)

**Figura 26 – Visão Geral Modelo Matemático Implementado no SIMULINK**



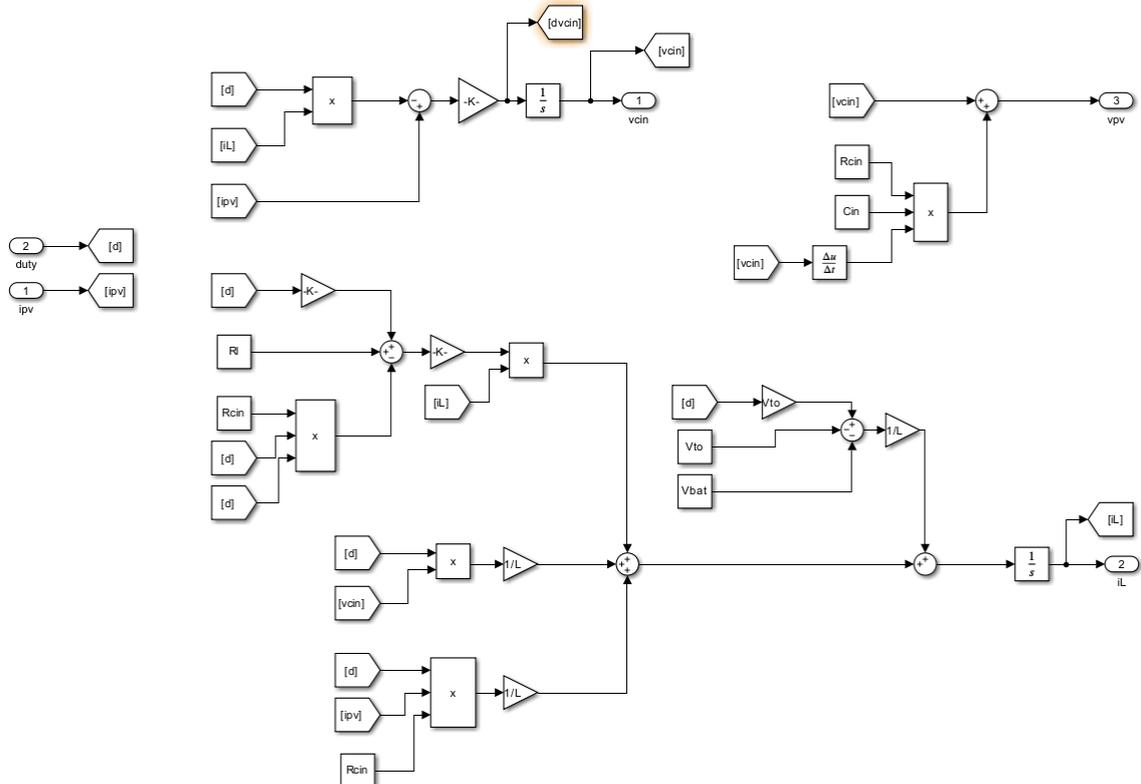
Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 27 – Modelo do PV Implementado no SIMULINK



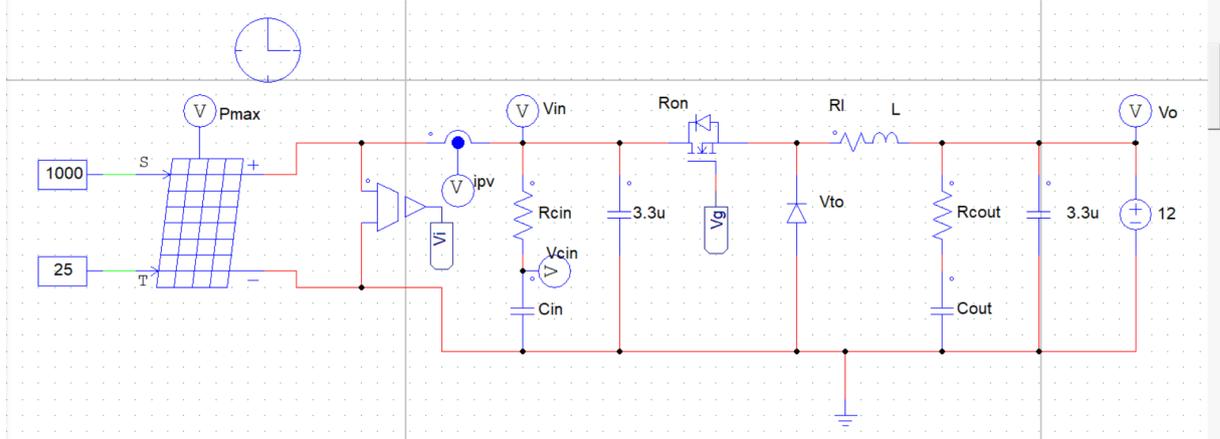
Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 28 – Modelo do Conversor Buck Implementado no SIMULINK



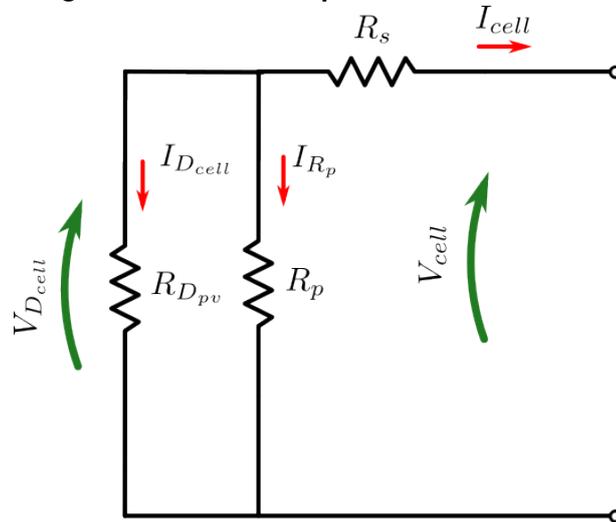
Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 29 – Circuito do Conversor Buck e Modelo do PV Implementado no PSIM



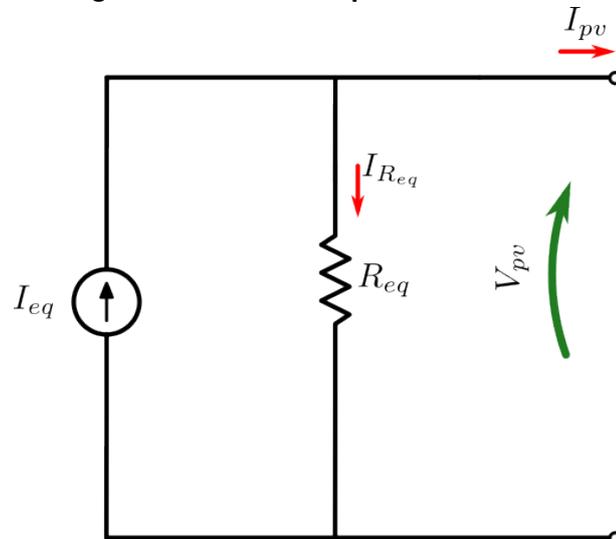
Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 30 – Circuito Equivalente Linearizado



Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 31 – Circuito Equivalente Norton



Fonte: Autoria Própria 2025

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados de otimização do controlador FGS-PI realizada no ambiente MATLAB/SIMULINK, onde foram implementados o modelo matemático do sistema e o algoritmo de otimização (AG). Foram feitas 10 execuções independentes, e apresentados os resultados de cada uma, e definido o critério de escolha do controlador FGS-PI otimizado, que será utilizado para comparação com o controlador PI.

Além disso, são apresentados os resultados de simulação obtidos no *software* PSIM, comparando o controlador PI e FGS-PI otimizado nos ensaios de mudança de referência, e de rastreamento do ponto de máxima potência nos cenários 1, 2 e 3, descritos na Seção 3.8. Para os cenários de rastreamento, na simulação, foram utilizadas as técnicas de MPPT IC com incremento variável e LUT.

Por fim, são apresentados os resultados experimentais dos mesmos ensaios executados na simulação, ou seja: mudança de referência e rastreamento do ponto de máxima potência nos cenários 1, 2 e 3. Na prática, apenas a técnica de MPPT LUT foi utilizada para os cenários de rastreamento.

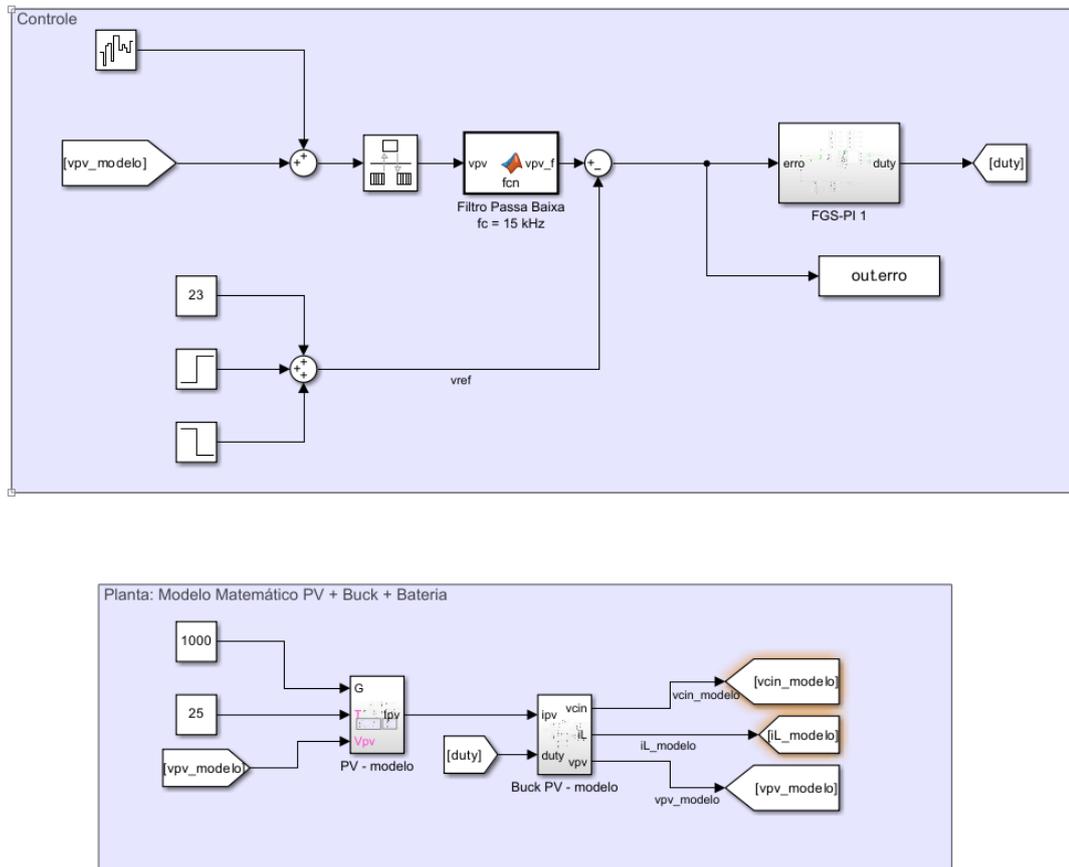
### 4.1 Resultados de Otimização do sistema FGS-PI

O sistema FGS-PI foi otimizado conforme descrito na Seção 3.6.1. Foram realizadas 10 execuções independentes, utilizando o ensaio de mudança de referência. Após a conclusão das 10 execuções, os controladores obtidos foram testados no cenário 3 de rastreamento do ponto de máxima potência, utilizando a técnica de MPPT LUT, com intuito de averiguar a robustez do controlador para mudanças das condições operacionais.

Tanto as execuções de otimização, quanto a validação de robustez do controlador, foram feitas utilizando o modelo matemático, com inserção de ruído na medição, conforme ilustrado nas Figuras 32 e 33. A Seção 4.1 apresenta um resumo dos resultados de otimização, sendo o desempenho no ensaio do MPPT calculado pela IAE. O Capítulo D contém os detalhes dos resultados de otimização obtidos para cada execução independente, e estão contidos os resultados de simulação no cenário 3,

funções de pertinência, superfícies de controle, e parâmetros do FGS-PI otimizado relativo a cada execução.

**Figura 32 – Modelo SIMULINK Ensaio Mudança de Referência Utilizado nas Otimizações**



Fonte: Autoria Própria 2025

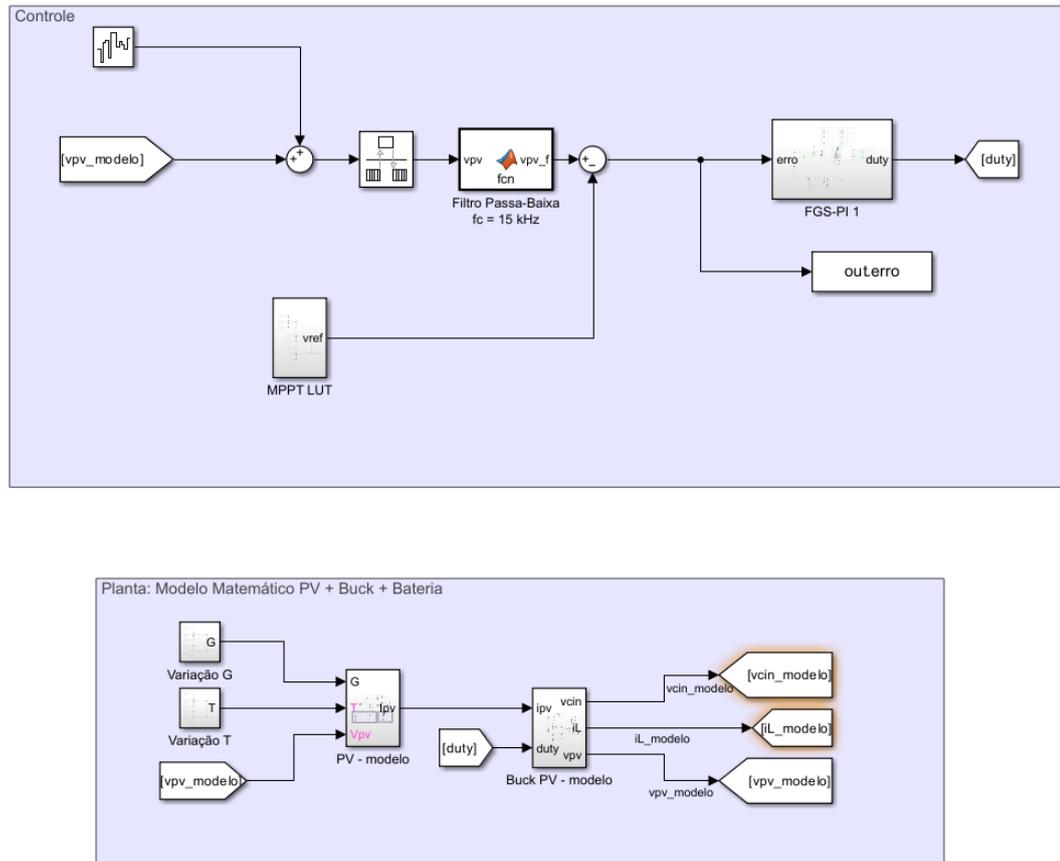
**Tabela 6 – Resumo da Otimização do Controlador FGS-PI**

Execução	<i>fitness</i>	IAE Cenário 3	Tempo de Execução	Número de Simulações
1	0,0218	0,0306	7 h 17 min 23 s	4213
2	0,0214	0,0287	7h 20 min 59 s	4241
3	0,0211	0,0291	7h 20 min 20 s	4232
4	0,0204	0,0274	6h 47 min 4 s	3902
5	0,0223	0,0312	7h 11 min	4127
6	0,0218	0,0306	7h 14 min 44 s	4123
7	0,0214	0,0287	7h 20 min 27 s	4241
8	0,0211	0,0291	7h 19 min 26 s	4232
9	0,0218	0,0306	7h 19 min 10 s	4213
10	0,0266	0,0342	7 h 15 min 15 s	4214

Fonte: Autoria Própria (2025)

Somadas, as realizações das 10 execuções levaram 72h 25 min 48 s, executadas no ambiente MATLAB/SIMULINK 2022a. Foi utilizado um computador com processador Intel Core i5-7400 CPU 3 GHz e 8 GB de memória RAM de 2400 MHz. Nota-se que as execuções obtiveram uma média de 4214 simulações, sendo que o

**Figura 33 – Modelo SIMULINK Cenário 3 de Rastreamento Utilizado para Validação de Robustez do Controlador Otimizado**



Fonte: Autoria Própria 2025

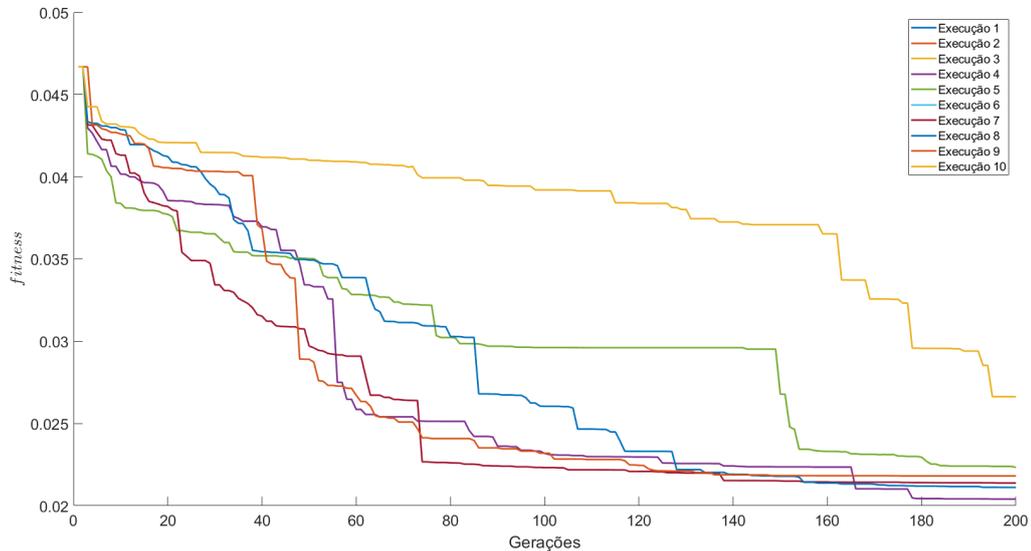
máximo possível de simulações em cada execução é de 10000, ou seja, 57,86% das soluções candidatas geraram erros de simulação durante o processo de otimização. Isso mostra que o algoritmo explorou de forma satisfatória o espaço de busca, não se limitando à bacia de atração da solução inicial inserida na população.

Além disso, vale ressaltar que algumas funções de pertinências otimizadas apresentam poucas regiões de intersecção, ou seja, as variáveis serão classificadas com valores nulos, que podem acarretar em comportamentos indesejados do sistema, ou mesmo falhas. Afim de evitar esse comportamento, pode ser utilizado o critério adotado por Miranda *et al.* (2022), que propões um valor máximo e mínimo para a intersecção das funções de pertinência. No presente trabalho, os valores nulos não influenciaram de forma negativa, porém tal critério pode ser adotado na otimização do sistema *fuzzy*.

O critério de escolha do FGS-PI otimizado foi relacionado a IAE do cenário 3. Portanto, seguindo esse critério foi selecionado o resultado da execução 4, pois apresentou o menor IAE, tanto no cenário 3. O Gráf. 18 contém a evolução do *fitness*

das 10 execuções ao longo das gerações.

**Gráfico 18 – Evolução do *fitness* para cada Execução no Processo de Otimização do Controlador FGS-PI**



**Fonte: Autoria Própria (2025)**

Observa-se no **Capítulo D** que em todos os resultados o comportamento dos ganhos é diferente em relação ao projetado inicialmente, ou seja, no processo de otimização foram escolhidas regras para que tanto nos transitórios positivos, quanto nos negativos, o ganho  $k_p$  diminui, chegando a zero na maioria dos casos, e o ganho  $k_i$  aumente. Portanto, é evidente a diferença da solução inicial apresentada na **Seção 3.6** em relação às soluções otimizadas.

Portanto, o sistema escolhido possui os seguintes parâmetros otimizados:

- Ganhos de fuzzificação:
  - Entrada  $E$  ( $a_1$ ): 0,5349;
  - Entrada  $\Delta E$  ( $a_2$ ): 0,02041.
- Ganhos de defuzzificação:
  - Saída  $\Delta K_p$  ( $b_1$ ): 0,0090;
  - Saída  $\Delta K_i$  ( $b_2$ ): 4,9334.

O **Quad. 4** contém as regras do sistema FGS-PI otimizado, sendo representadas no formato:

n° da Regra  $\Delta k_p, \Delta k_i$  (peso da Regra)

**Quadro 4 – Regras FGS-PI Otimizado**

$\Delta E/E$	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<sup>1</sup> -,! <i>NG</i> (0,0001)	<sup>6</sup> <i>PG</i> ,- (0,0777)	<sup>11</sup> <i>PP</i> ,- (0,077)	<sup>16</sup> ! <i>Z</i> ,! <i>PP</i> (0,0523)	<sup>21</sup> ! <i>NG</i> ,- (1)
<i>NP</i>	<sup>2</sup> -, <i>PG</i> (0,0065)	<sup>7</sup> <i>PP</i> ,! <i>PG</i> (0,8817)	<sup>12</sup> <i>NP</i> , <i>Z</i> (0,1282)	<sup>17</sup> -,! <i>NP</i> (1)	<sup>22</sup> -, <i>PP</i> (1)
<i>Z</i>	<sup>3</sup> <i>NG</i> , <i>PP</i> (1)	<sup>8</sup> -, <i>PG</i> (0,9540)	<sup>13</sup> <i>Z</i> , <i>Z</i> (0,3334)	<sup>18</sup> <i>NG</i> , <i>PG</i> (1)	<sup>23</sup> -, <i>PP</i> (1)
<i>PP</i>	<sup>4</sup> -,! <i>Z</i> (0,7933)	<sup>9</sup> -, <i>PP</i> (1)	<sup>14</sup> <i>PP</i> , <i>NG</i> (0,7141)	<sup>19</sup> -, <i>NG</i> (1)	<sup>24</sup> -,! <i>NP</i> (1)
<i>PG</i>	<sup>5</sup> -, <i>PP</i> (0,4106)	<sup>10</sup> <i>NP</i> ,- (1)	<sup>15</sup> -,! <i>NP</i> (0,1762)	<sup>20</sup> ! <i>NG</i> ,- (1)	<sup>25</sup> <i>NG</i> ,- (1)

Fonte: Autoria Própria (2025)

Portanto, o controlador FGS-PI otimizado escolhido foi utilizado na realização dos ensaios de simulação, e experimentais, para ser comparado ao controlador PI, em termos de desempenho, nos mesmos ensaios.

## 4.2 Resultados de Simulação

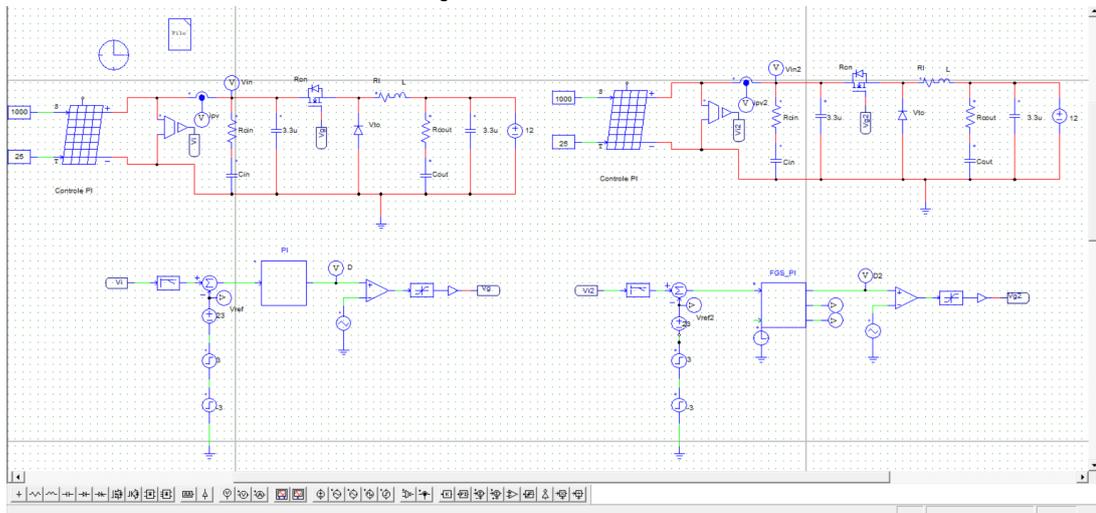
Os resultados de simulação foram obtidos utilizando o *software* PSIM, que é muito utilizado para representar conversores de potência. Nas simulações foram implementados os modelos do conversor Buck, e do PV, utilizando os blocos disponíveis no programa. Além disso, é necessário representar a comutação dos MOSFETs, portanto o passo de cálculo utilizado foi de  $5 \cdot 10^{-8}$  s, e os sistemas de controle, e algoritmos de MPPT foram implementados utilizando o ambiente "*C Block*", que representa os sistemas embarcados, conforme descrito na Seção 3.7. Os detalhes de implementação do sistema *fuzzy* no PSIM estão descritos no Capítulo B.

### 4.2.1 Ensaio de Mudança de Referência

Para comparar o desempenho dos controladores, e validar o projeto de controle foi feito o ensaio de mudança de referência, que consiste em manter fixo as condições de irradiação e temperatura em STC, e realizar degraus de sinal de referência, para assim medir o desempenho dos controladores, principalmente relacionado ao tempo de estabilização. A Fig. 34 contém o esquemático de simulação utilizado para o ensaio.

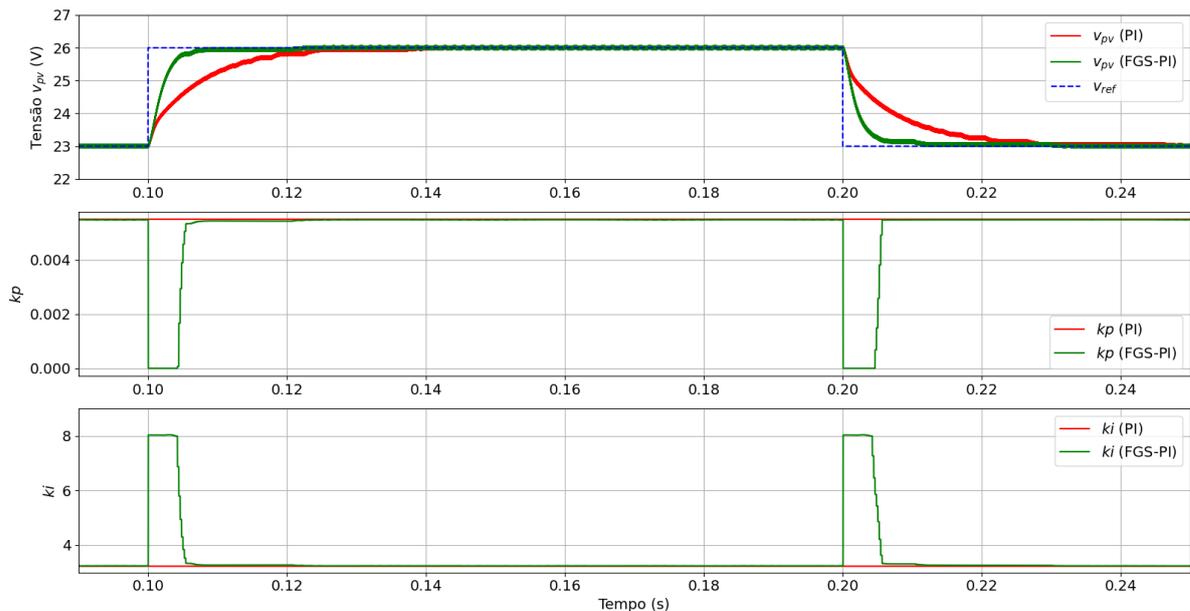
O Gráf. 19 contém o resultado de simulação dos controladores PI e FGS-PI para uma mudança de referência em STC, e também a variação dos ganhos. Observa-se que o controlador FGS-PI possui um desempenho dinâmico melhor do que o PI. O tempo de estabilização do FGS-PI nos dois transitórios foi de aproximadamente 10 ms, enquanto o do PI foi de aproximadamente 30 ms.

**Figura 34 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Mudança de Referência em STC**



Fonte: Autoria Própria 2025

**Gráfico 19 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Mudança de Referência**



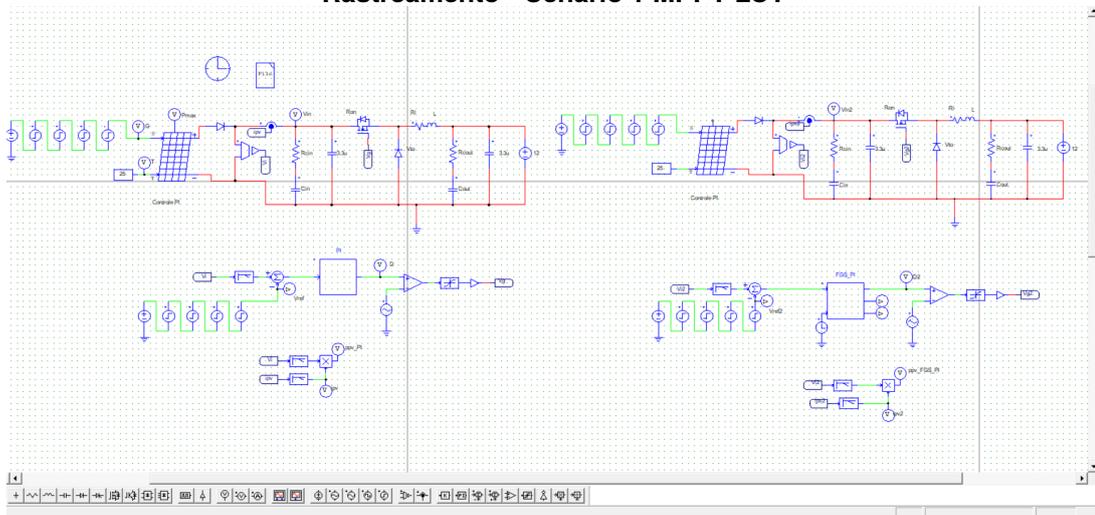
Fonte: Autoria Própria (2025)

Portanto, fica evidente a melhoria em relação ao desempenho de controle que o FGS-PI proporciona, que serão explorados nos ensaios de rastreamento. Para os ensaios de rastreamentos serão utilizados 2 algoritmos de MPPT, conforme especificado na Seção 3.9. O algoritmo MPPT IC com incremento variável foi configurado para ajustar a referência a cada 50 ms para o controlador PI, e a cada 30 ms para o controlador FGS-PI.

#### 4.2.2 Ensaio de Rastreamento - Cenário 1

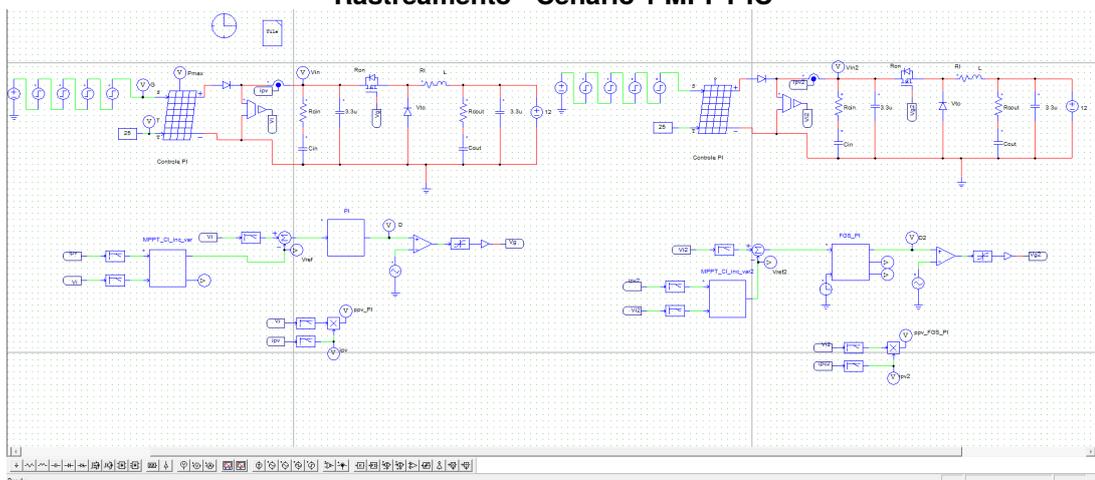
O ensaio de rastreamento do cenário 1 segue o perfil de variação de irradiação mantendo fixa a temperatura em 25 °C. Nesse cenário, os MPPs são próximos em termos de tensão ( $V_{MPP}$ ), porém a potência disponível no PV varia significativamente. As Figuras 35 e 36 contêm os esquemáticos de simulação utilizados para as configurações MPPT LUT e MPPT IC, respectivamente.

**Figura 35 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT LUT**



Fonte: Autoria Própria 2025

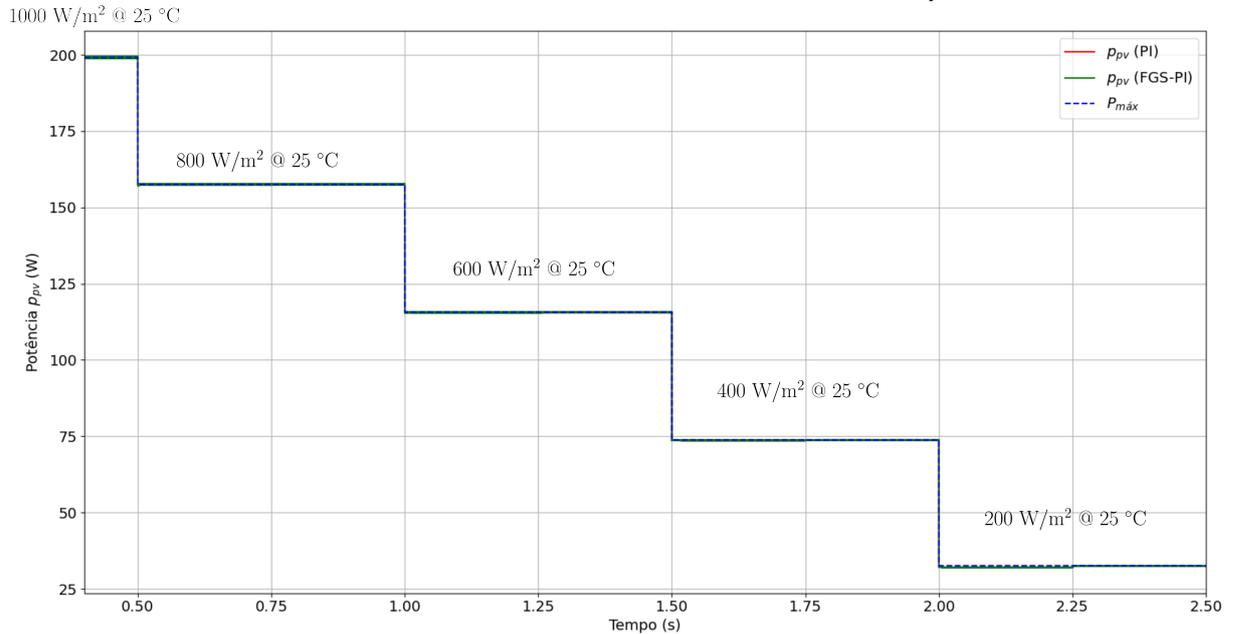
**Figura 36 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT IC**



Fonte: Autoria Própria 2025

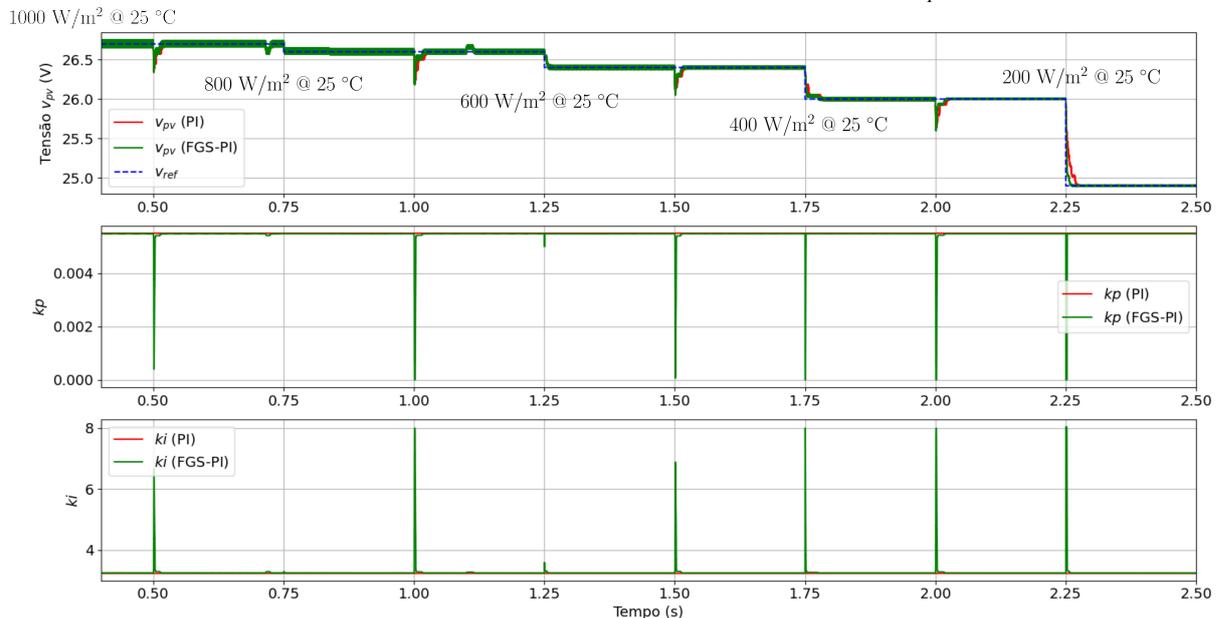
Os Gráfs. 20 e 21 apresentam os resultados de simulação do cenário 1 para as configurações com MPPT LUT, sendo respectivamente a evolução da potência e da tensão do PV.

**Gráfico 20 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT LUT ( $p_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

**Gráfico 21 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT LUT ( $v_{pv}$ )**

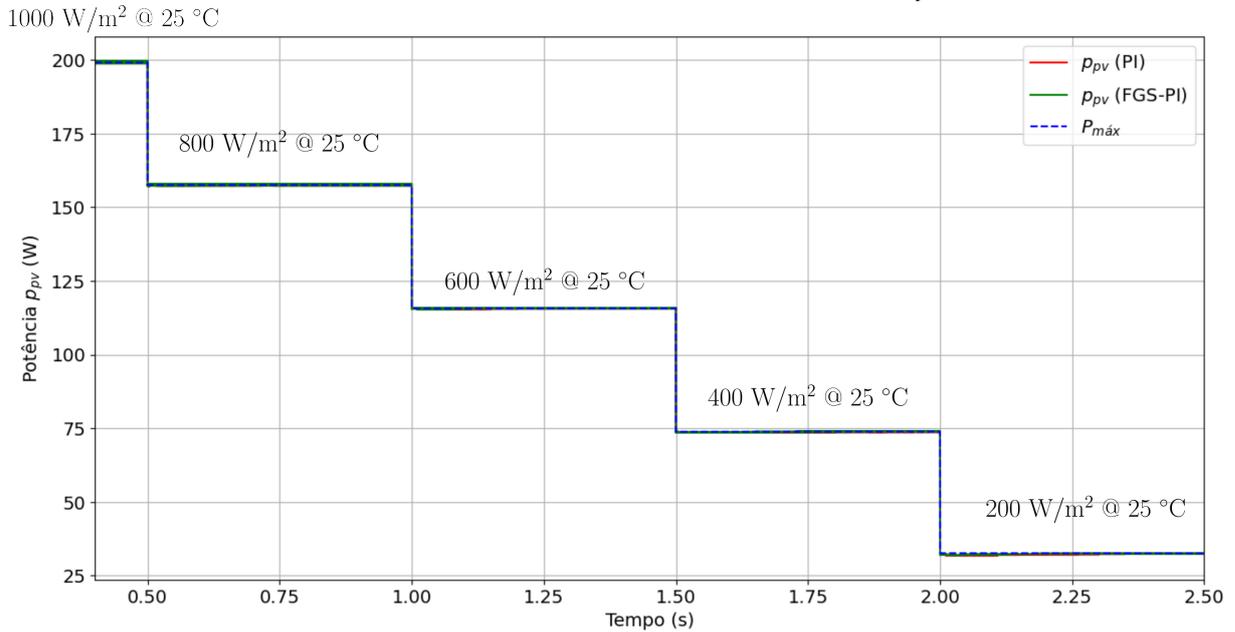


Fonte: Autoria Própria (2025)

Os Gráfs. 22 e 23 contêm os resultados de simulação do cenário 1 para as configurações com MPPT IC, sendo respectivamente a evolução da potência, e a comparação tensão do PV controlada pelo PI e da tensão do PV controlada pelo FGS-PI.

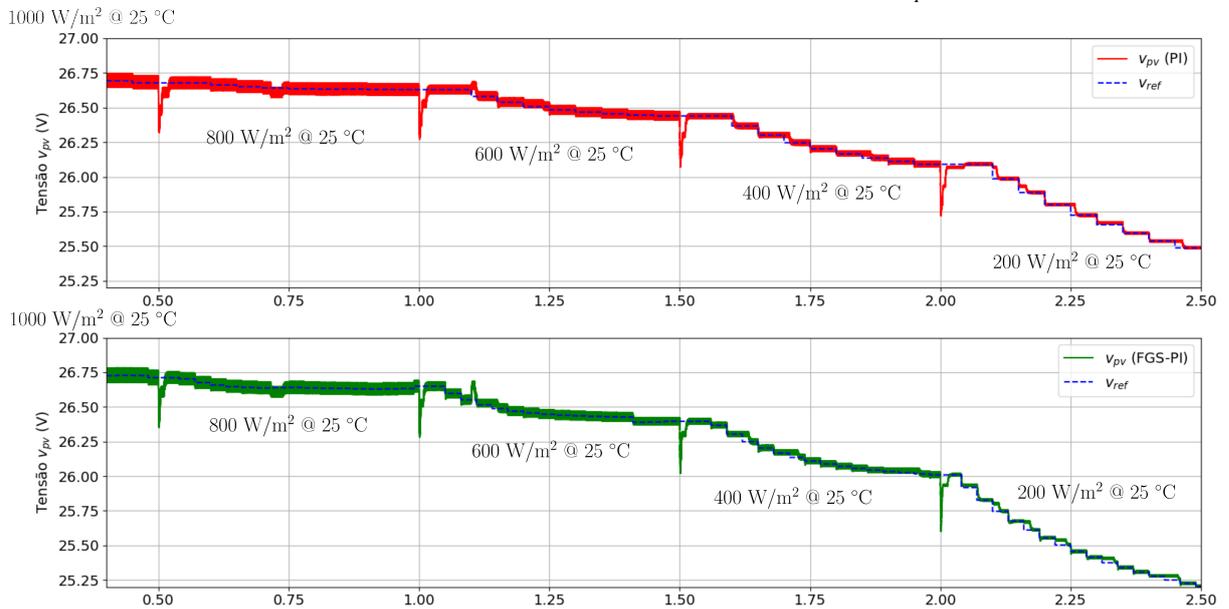
De modo geral, no cenário 1 ambos controladores obtiveram desempenho similar em termos de rastreamento. É possível observar no Gráf. 21 que o controlador

**Gráfico 22 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT IC ( $p_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

**Gráfico 23 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 MPPT IC ( $v_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

FGS-PI responde mais rapidamente que o controlador PI as mudanças de referência e distúrbios gerados pelas mudanças de irradiação. Além disso, no Gráf. 23 observa-se que devido a referência variar mais rapidamente o controlador FGS-PI rastreia mais rapidamente o MPP.

As Seção 4.2.2, respectivamente os ensaios com MPPT LUT e IC, apresentam os parâmetros de desempenho de rastreamento, sendo: tempo de rastreamento ( $t_{MPPT}$ ),

rendimento de rastreamento ( $\eta_{MPPT}$ ) e IAE de cada degrau de irradiação. As informações foram extraídas dos detalhes dos resultados de simulação apresentados no Capítulo E.

**Tabela 7 – Desempenho no Cenário 1 com MPPT LUT - Simulação**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)	$\eta_{MPPT}$	IAE
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	255	100,00%	0,0203
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	255	100,00%	0,0199
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	265	99,98%	0,0171
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	265	99,98%	0,0161
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	290	99,89%	0,0127
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	280	99,89%	0,0115
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	275	99,14%	0,0130
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	265	99,14%	0,0083

Fonte: Autoria Própria (2025)

**Tabela 8 – Desempenho no Cenário 1 com MPPT IC - Simulação**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)	$\eta_{MPPT}$	IAE
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	300	100,00%	0,0199
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	260	100,00%	0,0195
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	450	99,98%	0,0161
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	320	99,99%	0,0156
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	450	99,89%	0,0119
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	360	99,94%	0,0114
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	Não Rastreou	99,84%	0,0098
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	Não Rastreou	99,36%	0,0094

Fonte: Autoria Própria (2025)

Nota-se que, para o MPPT LUT, ambos controladores obtiveram o mesmo desempenho em termos de tempo, e eficiência de rastreamento, para os dois primeiros degraus. Porém, o controlador FGS-PI apresentou menor IAE. Já para os dois últimos degraus o controlador FGS-PI apresentou uma pequena melhora em termos de tempo de rastreamento, mantendo a IAE menor em comparação ao PI.

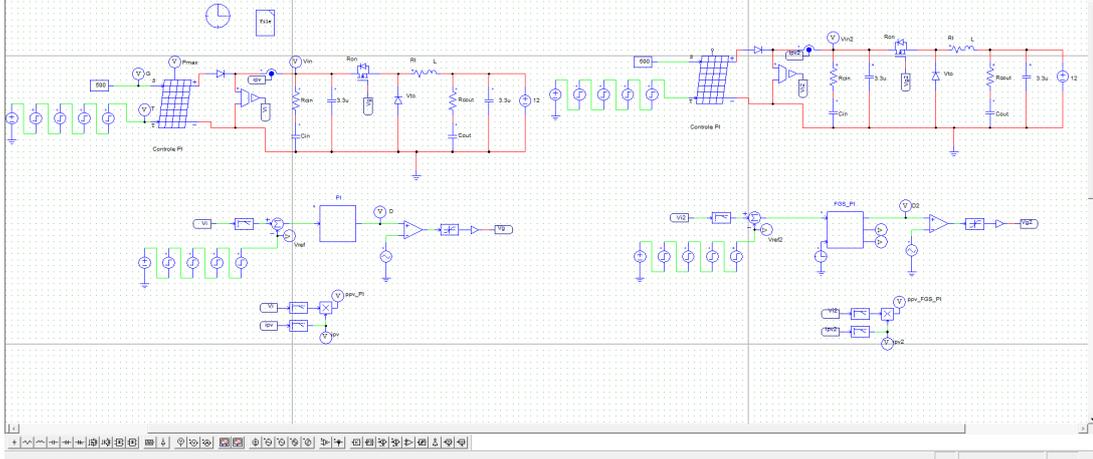
Já para o MPPT IC, o controlador FGS-PI apresentou melhora no tempo de rastreamento em todos os degraus, mesmo no último onde ambos controladores não foram capazes de rastrear o MPP, o controlador FGS-PI apresentou melhor desempenho dinâmico de controle e de rastreamento.

#### 4.2.3 Ensaio de Rastreamento - Cenário 2

O ensaio de rastreamento do cenário 2 segue o perfil de variação de temperatura mantendo fixa a irradiação em 500 W/m<sup>2</sup>. Nesse cenário, os MPPs são próximos em

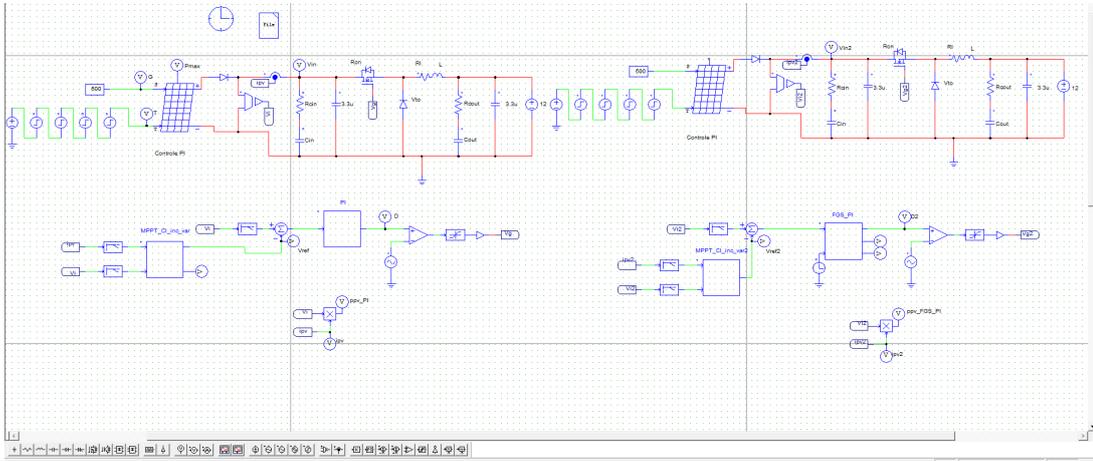
termos de potência, porém o  $V_{MPP}$  varia significativamente. As Figuras 37 e 38 contêm os esquemáticos de simulação utilizados para as configurações MPPT LUT e MPPT IC, respectivamente.

**Figura 37 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT LUT**



Fonte: Autoria Própria 2025

**Figura 38 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT IC**

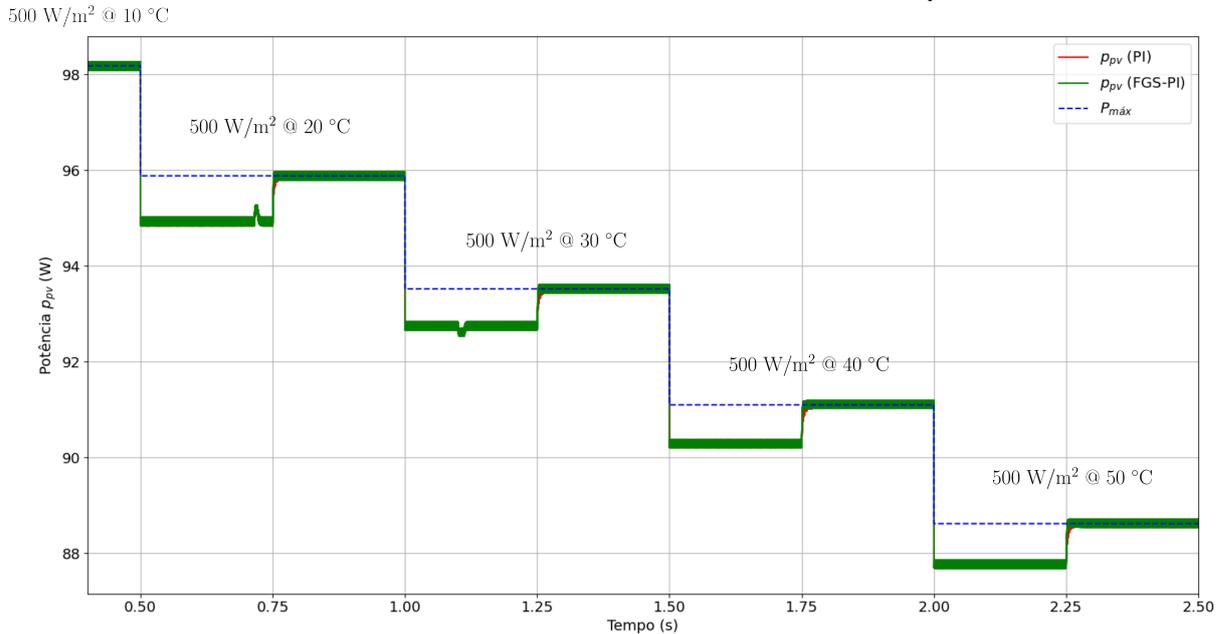


Fonte: Autoria Própria 2025

Os Gráfs. 24 e 25 apresentam os resultados de simulação do cenário 2 para as configurações com MPPT LUT, sendo respectivamente a evolução da potência e da tensão do PV.

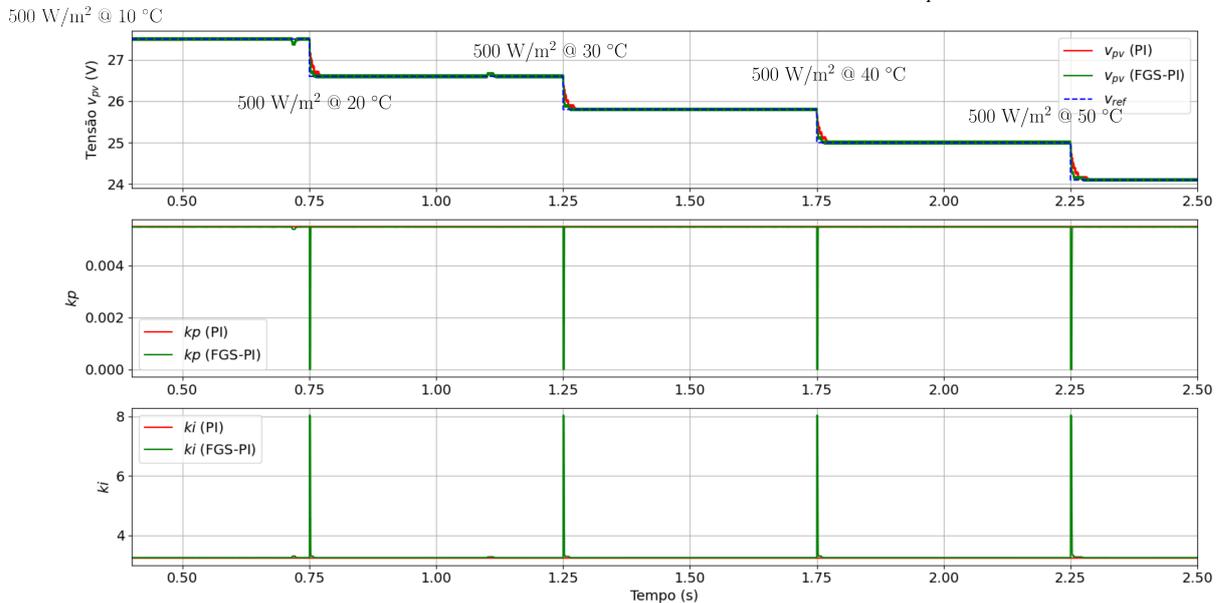
Os Gráfs. 26 e 27 contêm os resultados de simulação do cenário 2 para as configurações com MPPT IC, sendo respectivamente a evolução da potência, e a comparação tensão do PV controlada pelo PI e da tensão do PV controlada pelo FGS-PI.

**Gráfico 24 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT LUT ( $p_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

**Gráfico 25 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT LUT ( $v_{pv}$ )**

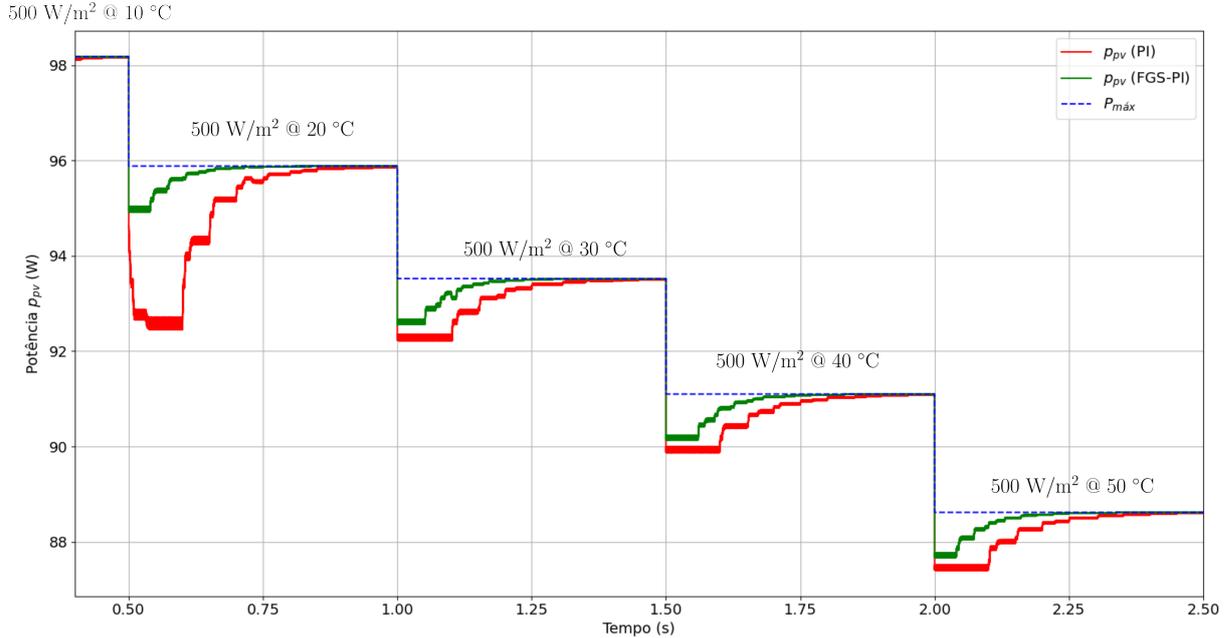


Fonte: Autoria Própria (2025)

Devido aos MPPs serem mais próximos em relação a potência, os degraus de temperatura não geram grandes perturbações de tensão no sistema. Porém, observa-se nos Gráficos 24 e 26 que o controlador FGS-PI obtém um desempenho melhor que o PI em termos de rastreamento, tanto para configuração MPPT LUT quanto para MPPT IC.

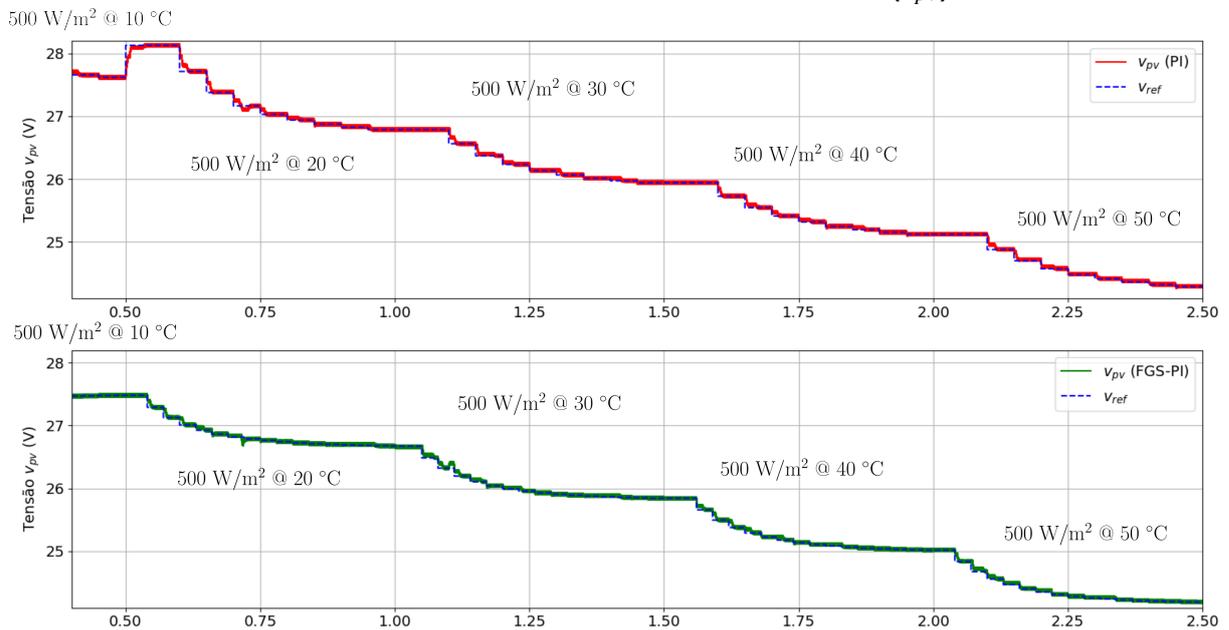
Além disso, observa-se nos Gráfs. 25 e 27 que o controlador FGS-PI é capaz de seguir a referência de modo mais eficiente e com isso rastrear o MPP mais rapidamente.

**Gráfico 26 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT IC ( $p_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

**Gráfico 27 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 MPPT IC ( $v_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

As Seção 4.2.3, respectivamente os ensaios com MPPT LUT e IC. Para o MPPT LUT o controlador FGS-PI proporcionou um ganho em relação ao tempo de rastreamento, em média de 10 ms mais rápido, além de melhorar o desempenho dinâmico de controle. Apesar disso, não alterou a métrica de eficiência de rastreamento.

Já para o MPPT IC, o controlador FGS-PI proporcionou ganho em todas as

métricas, reduzindo em média 175 ms o tempo de rastreamento, aumentando a eficiência de rastreamento e melhorando o desempenho dinâmico do controle.

**Tabela 9 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT LUT - Simulação**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)	$\eta_{MPPT}$	IAE
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	PI	275	99,50%	0,0163
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	FGS-PI	265	99,50%	0,0138
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	PI	280	99,58%	0,0158
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	FGS-PI	270	99,58%	0,0134
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	280	99,55%	0,0150
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	270	99,55%	0,0126
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	PI	290	99,51%	0,0161
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	FGS-PI	280	99,51%	0,0131

Fonte: Autoria Própria (2025)

**Tabela 10 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT IC - Simulação**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)	$\eta_{MPPT}$	IAE
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	PI	500	99,00%	0,0192
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	FGS-PI	300	99,84%	0,0140
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	PI	500	99,56%	0,0141
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	FGS-PI	350	99,81%	0,0139
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	500	99,57%	0,0134
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	400	99,79%	0,0134
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	PI	500	99,57%	0,0129
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	FGS-PI	250	99,82%	0,0129

Fonte: Autoria Própria (2025)

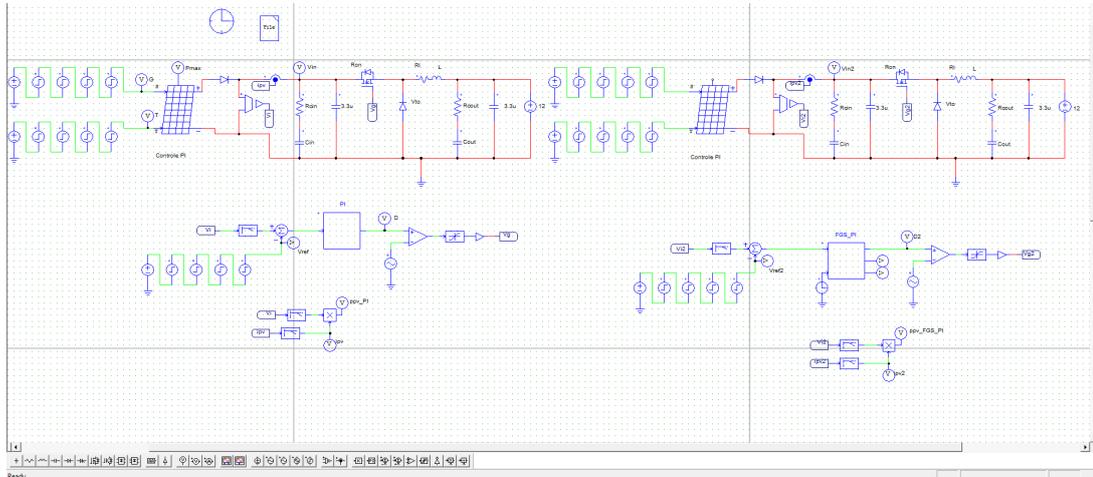
#### 4.2.4 Ensaio de Rastreamento - Cenário 3

O ensaio de rastreamento do cenário 3 segue o perfil de variação de irradiação e temperatura simultaneamente. Nesse cenário, os MPPs variam significativamente em termos de tensão ( $V_{MPP}$ ) e de potência. As Figuras 39 e 40 contêm os esquemáticos de simulação utilizados para as configurações MPPT LUT e MPPT IC, respectivamente.

Os Gráfs. 28 e 29 apresentam os resultados de simulação do cenário 3 para as configurações com MPPT LUT, sendo respectivamente a evolução da potência e da tensão do PV.

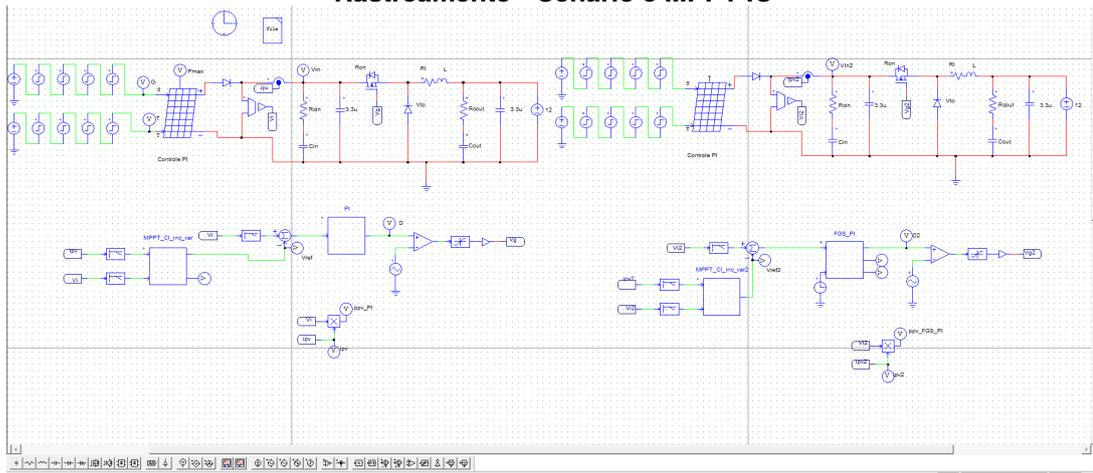
Os Gráfs. 30 e 31 contêm os resultados de simulação do cenário 3 para as configurações com MPPT IC, sendo respectivamente a evolução da potência, e a comparação tensão do PV controlada pelo PI e da tensão do PV controlada pelo FGS-PI.

**Figura 39 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT LUT**



Fonte: Autoria Própria 2025

**Figura 40 – Modelo PSIM para Comparativo entre Controlador PI e FGS-PI no Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT IC**



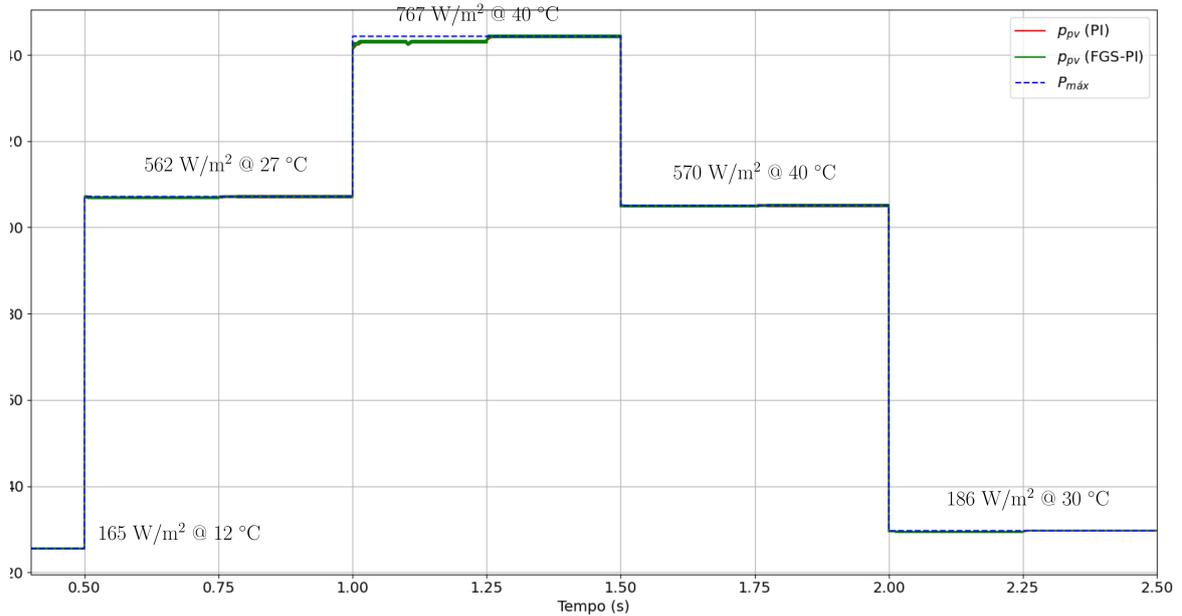
Fonte: Autoria Própria 2025

De forma análoga ao cenário 1, no cenário 3 ambos controladores obtiveram desempenho semelhantes em termos de rastreamento, conforme observado nos Gráfs. 28 e 30. Porém, ao observar o Gráf. 29, nota-se que o controlador FGS-PI obteve um melhor desempenho para as mudanças de referência e ao distúrbios causados pelos degraus de irradiação e temperatura. Já no Gráf. 31 fica nítido que o controlador FGS-PI é capaz de rastrear mais rapidamente o MPP.

As Seção 4.2.4, respectivamente os ensaios com MPPT LUT e IC.

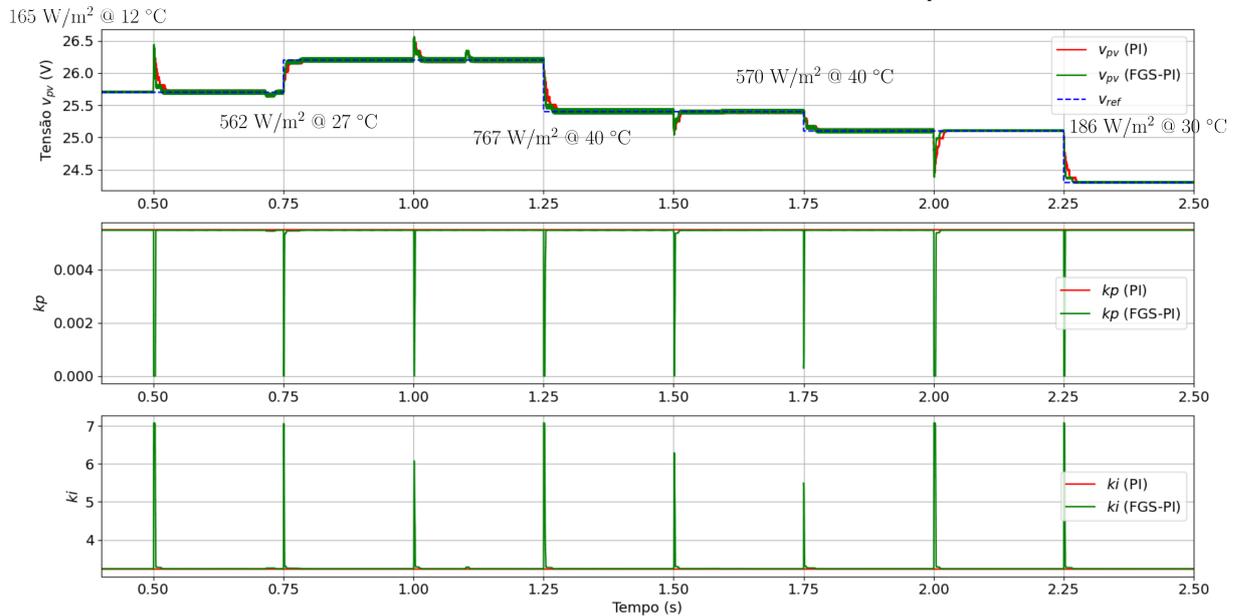
Em relação ao MPPT LUT, o controlador FGS-PI obteve uma performance melhor em termos de tempo de rastreamento e IAE em todos os degraus. Porém, em termos de rendimento de rastreamento foi praticamente igual ao PI. Já em relação ao MPPT IC, o controlador FGS-PI melhorou em todas métricas de desempenho, diminuindo em

**Gráfico 28 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT LUT ( $p_{pv}$ )**



Fonte: Autoria Própria (2025)

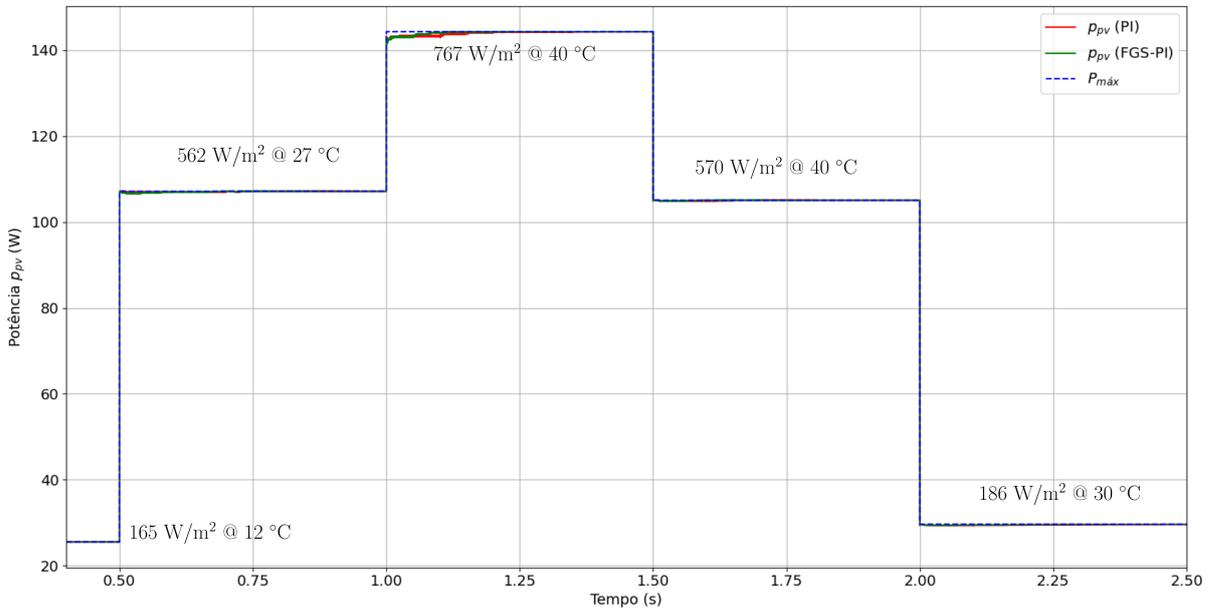
**Gráfico 29 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT LUT ( $v_{pv}$ )**



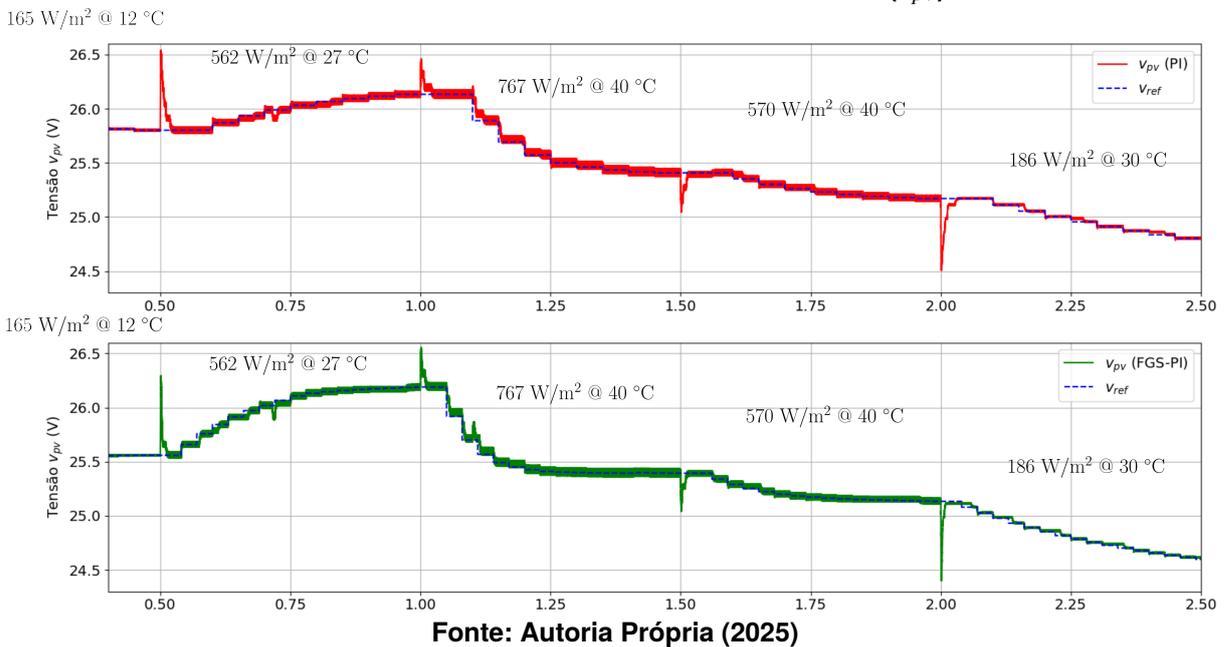
Fonte: Autoria Própria (2025)

média o tempo de rastreamento em 118 ms, e melhorando o desempenho dinâmico. Apesar de pequena, a melhora também é perceptível na eficiência de rastreamento.

**Gráfico 30 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT IC ( $p_{pv}$ )**



**Gráfico 31 – Resultado de Simulação Comparativa dos Controladores PI e FGS-PI Otimizado para o Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 MPPT IC ( $v_{pv}$ )**



#### 4.2.5 Análise dos Resultados de Simulação

O controlador FGS-PI otimizado obteve de forma geral um desempenho melhor que o PI, considerando a sua adaptabilidade às não linearidades do sistema, e também às variações das condições operacionais de irradiação e temperatura. No ensaio de mudança de tensão de referência o controlador FGS-PI obteve o tempo de estabilização

**Tabela 11 – Desempenho no Cenário 3 com MPPT LUT - Simulação**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)	$\eta_{MPPT}$	IAE
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	PI	292	99,87%	0,0199
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	FGS-PI	286	99,87%	0,0168
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	283	99,53%	0,0236
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	273	99,54%	0,0209
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	282	99,96%	0,0164
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	280	99,96%	0,0156
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	PI	280	99,64%	0,0135
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	FGS-PI	275	99,63%	0,0090

Fonte: Autoria Própria (2025)

**Tabela 12 – Desempenho no Cenário 3 com MPPT IC - Simulação**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)	$\eta_{MPPT}$	IAE
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	PI	480	99,91%	0,0181
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	FGS-PI	375	99,94%	0,0168
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	450	99,78%	0,0204
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	320	99,54%	0,0203
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	450	99,97%	0,0150
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	330	99,98%	0,0142
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	PI	Não Rastreou	99,45%	0,0142
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	FGS-PI	Não Rastreou	99,66%	0,0088

Fonte: Autoria Própria (2025)

de aproximadamente 10 ms, enquanto para o PI foi de aproximadamente 30 ms.

Devido ao menor tempo de estabilização, o controlador FGS-PI obteve um desempenho melhor, em termos gerais, nos ensaios de rastreamento, sendo a principal contribuição em termos de tempo de rastreamento, e IAE. Porém, em termos de eficiência de rastreamento a contribuição foi pequena, visto que a escolha da técnica de MPPT impacta mais no rastreamento do que o desempenho do controlador.

Dessa forma, é notável que a técnica MPPT LUT obteve melhores resultados que MPPT IC, e que o controlador FGS-PI potencializa a aplicação de ambas as técnicas, seja estabilizando mais rapidamente na referência, para LUT, ou permitindo uma maior taxa de atualização da referência, para IC.

### 4.3 Resultados Experimentais

Os ensaios foram conduzidos experimentalmente utilizando o emulador PV, o conversor Buck e baterias estacionárias, conforme descrito na Seção 3.2. Foram feitos os mesmos ensaios da simulação, sendo ensaio de mudança de referência, e de rastreamento para os cenários 1, 2 e 3. Porém, para os ensaios de rastreamento foi

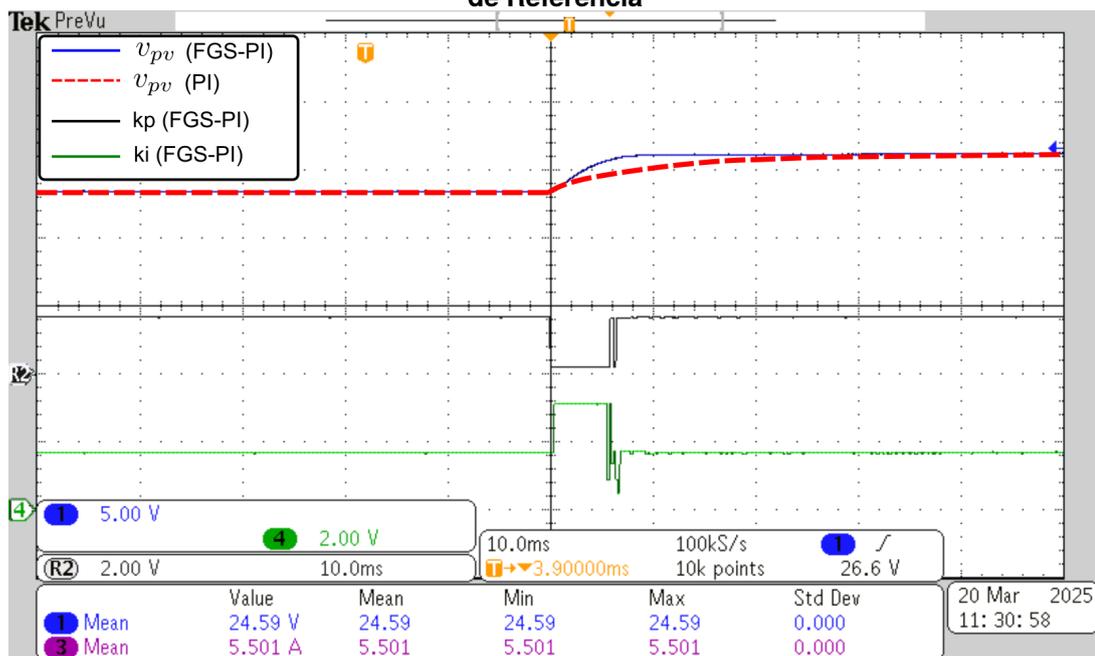
considerado somente a técnica de MPPT LUT, devido a limitações do emulador.

Ainda, para os ensaios de rastreamento não foi possível calcular as métricas de rendimento de rastreamento, e IAE. Sendo utilizada como critério de comparação o tempo de rastreamento, medido através dos detalhes apresentados no Capítulo F.

#### 4.3.1 Ensaio de Mudança de Referência

Análogo ao ensaio de mudança de referência feito na simulação, manteve-se o emulador PV operando em STC, mudando a referência do controle de 23 V para 26 V e novamente para 23 V. As Figs. 41 e 42 contêm as capturas de tela do osciloscópio com a resposta do FGS-PI, com a comparação do controlador PI para mudança de referência positiva e negativa respectivamente.

**Figura 41 – Comparação dos Controladores PI e FGS-PI na Prática para Degrau Positivo de Referência**

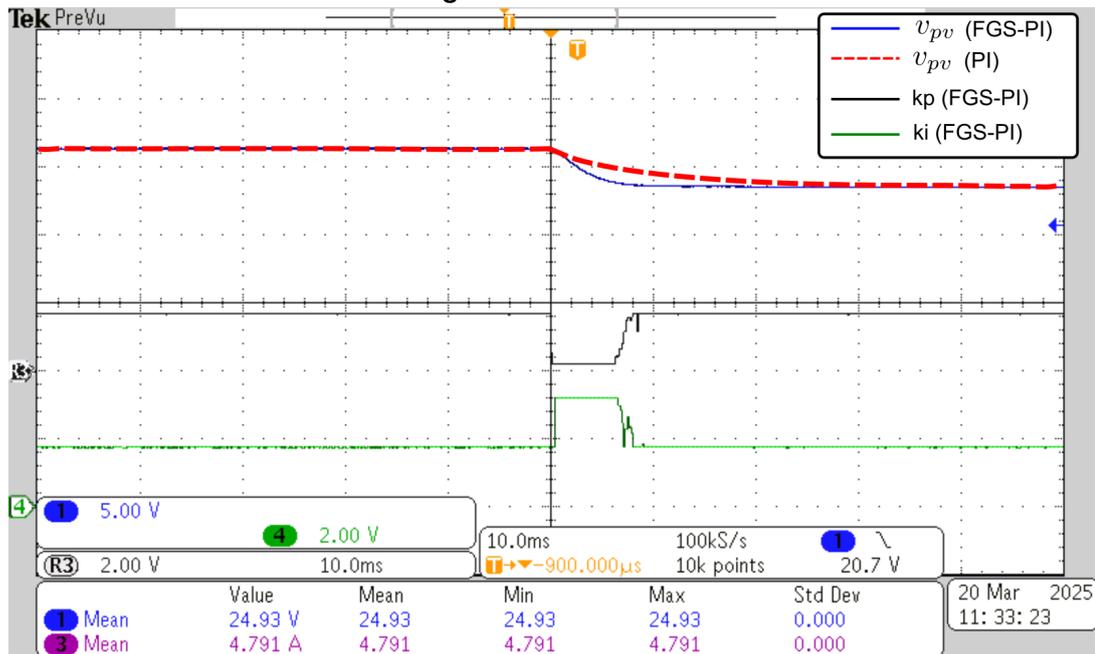


Fonte: Autoria Própria 2025

Nota-se que em ambos transitórios o controlador FGS-PI Obteve um tempo de estabilização menor que o PI. Além disso, as figuras Figs. 41 e 42 exibem as variações dos ganhos  $k_p$  e  $k_i$ , que são condizentes com os resultados de simulação apresentados nas Gráf. 19.

Portanto, fica evidente que o controle FGS-PI embarcado está funcionando na prática, conforme previsto em simulação.

**Figura 42 – Comparação dos Controladores PI e FGS-PI na Prática para Degrau Negativo de Referência**



Fonte: Autoria Própria 2025

#### 4.3.2 Ensaio de Rastreamento - Cenário 1

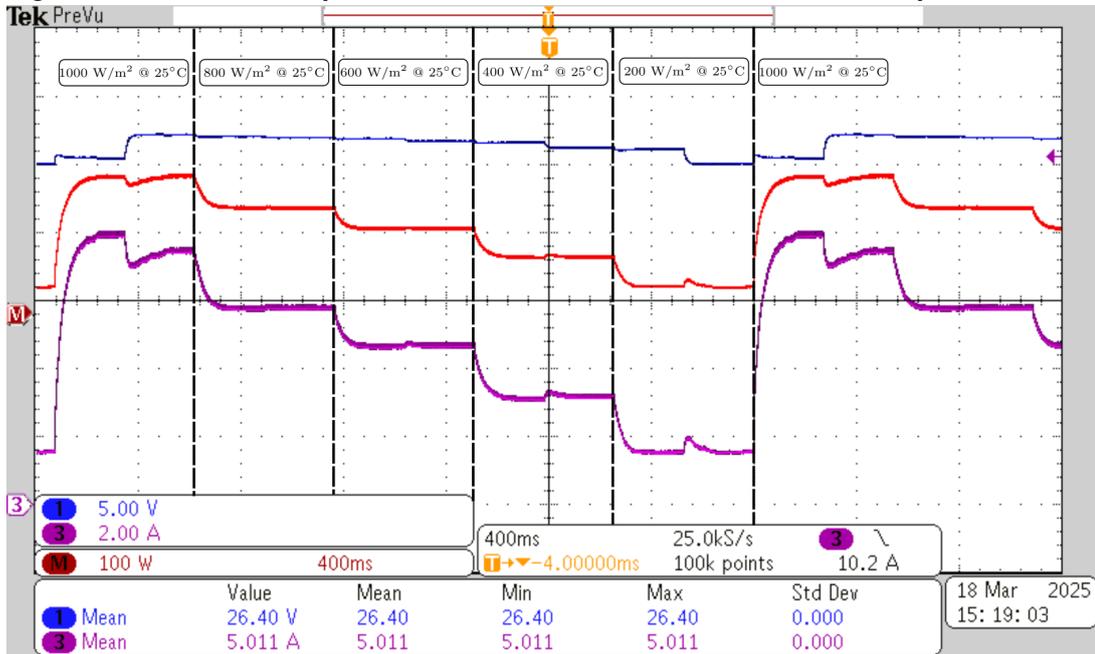
No cenário 1 são feitos degraus de irradiação da mesma forma que apresentados na Seção 3.8. Porém, devido à inércia do emulador, não são observados os distúrbios de tensão que foram observado no mesmo cenário na simulação.

As Figs. 43 e 44 contêm as capturas de tela do osciloscópio para o cenário 1, sendo respectivamente para o PI e FGS-PI. Estão contidos as formas de onda para tensão e corrente de entrada do Buck, canal 1 e 3, e no canal matemático a potência, sendo o produto dos sinais medidos.

Observa-se que a tensão de entrada do Buck, controlada pelo PI ou FGS-PI, varia mais rapidamente que a corrente, controlada pelo emulador, dessa forma, fica evidente que apesar de controle do Buck já ter estabilizado no MPP, o emulador leva um tempo para entregar a máxima potência disponível. A Seção 4.3.2 contém os parâmetros de desempenho do cenário 1, sendo comparados os controladores PI e FGS-PI para cada degrau de irradiação.

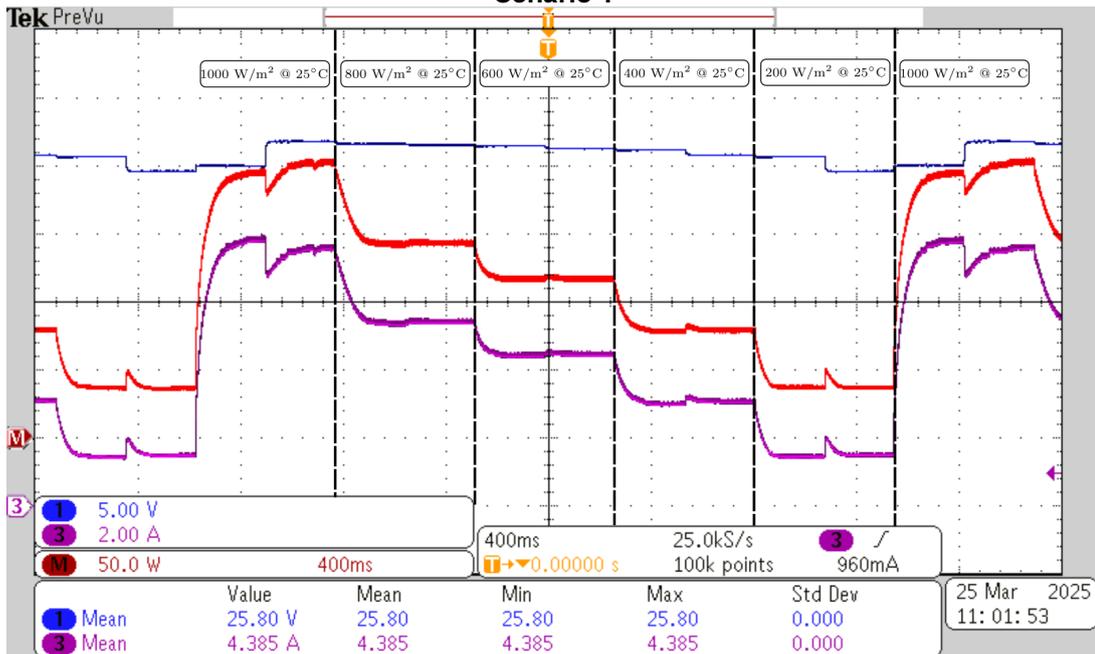
Nos dois primeiros degraus, como as  $V_{MPPs}$  são muito próximas, o tempo de rastreamento foi imperceptível. Já no terceiro e quarto degrau, observou-se que o FGS-PI rastreou mais rapidamente o MPP que o PI, em média 16 ms mais rápido. A

Figura 43 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador PI para Cenário 1



Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 44 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador FGS-PI para Cenário 1



Fonte: Autoria Própria 2025

**Tabela 13 – Desempenho no Cenário 1 com MPPT LUT - Experimental**

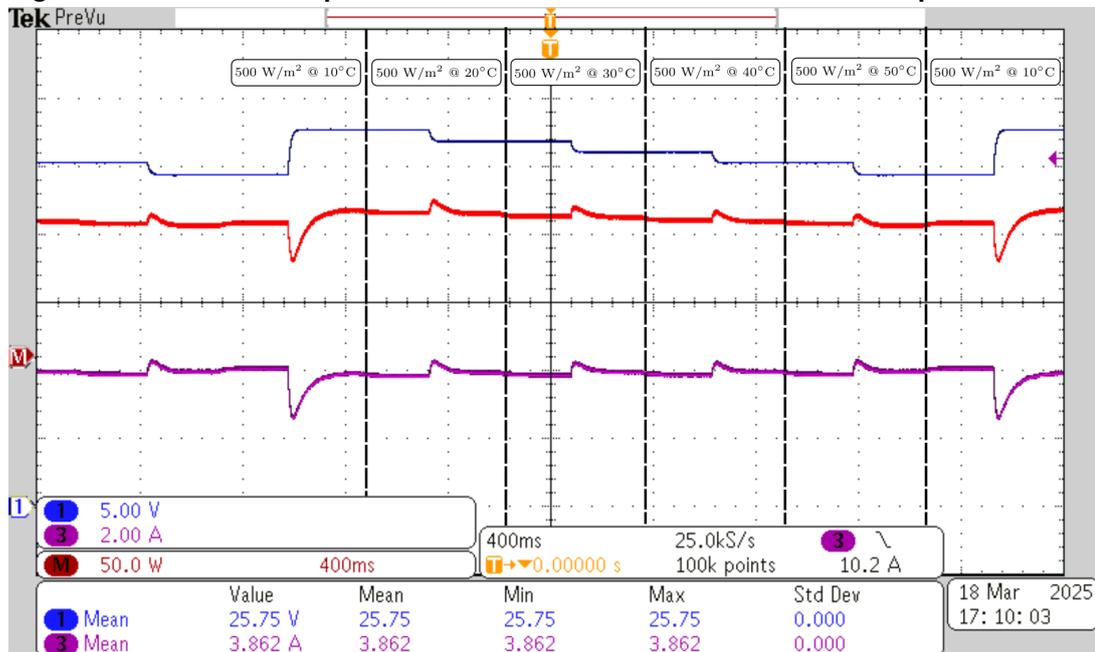
Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	-
1000 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	-
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	-
800 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	-
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	288
600 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	280
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	PI	304
400 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	200 W/m <sup>2</sup> @ 25 °C	FGS-PI	280

Fonte: Autoria Própria (2025)

contribuição do FGS-PI fica pouco evidente devido as  $V_{MPP}$ s serem próximas.

#### 4.3.3 Ensaio de Rastreamento - Cenário 2

Conforme na simulação, no cenário 2 os MPPs se diferem muito em relação à tensão, mas pouco em relação a potência. As Figs. 45 e 46 contêm as capturas de tela do osciloscópio para o cenário 2, sendo respectivamente para o PI e FGS-PI.

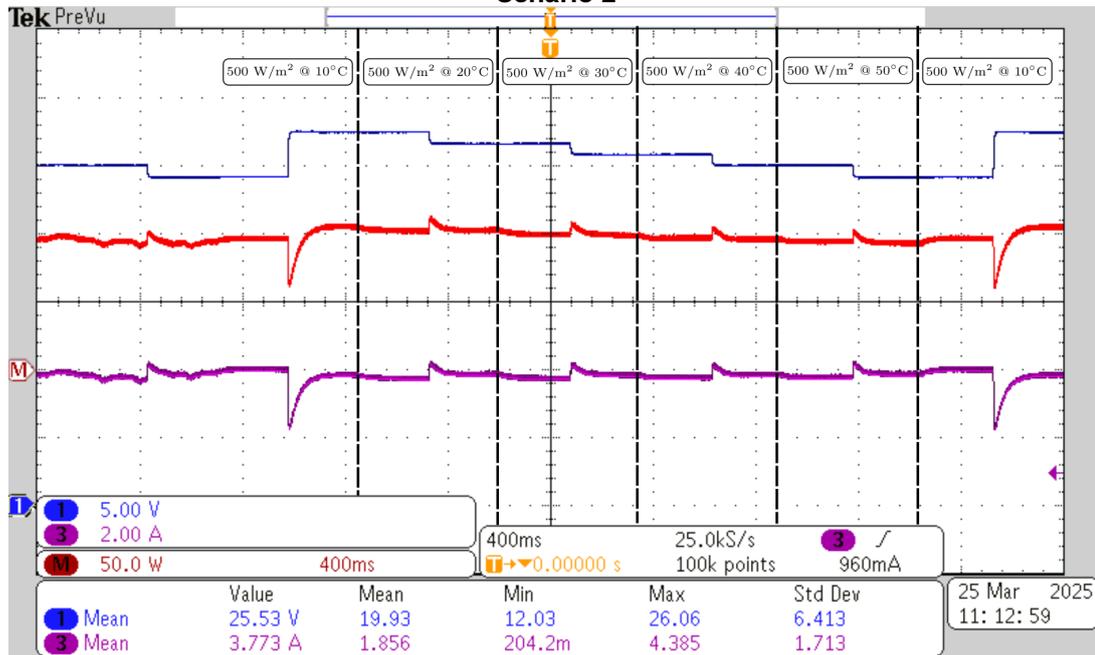
**Figura 45 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador PI para Cenário 2**

Fonte: Autoria Própria 2025

A Seção 4.3.3 contém os parâmetros de desempenho do cenário 2, sendo comparados os controladores PI e FGS-PI para cada degrau de temperatura.

Semelhante ao cenário 1, o controlador FGS-PI rastreou mais rapidamente os MPPs que o PI, em média 18,75 ms mais rápido, sendo mais evidente melhoria, devido

**Figura 46 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador FGS-PI para Cenário 2**



Fonte: Autoria Própria 2025

**Tabela 14 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT LUT - Experimental**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	PI	300
500 W/m <sup>2</sup> @ 10 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	FGS-PI	280
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	PI	300
500 W/m <sup>2</sup> @ 20 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	FGS-PI	285
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	300
500 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	280
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	PI	300
500 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	500 W/m <sup>2</sup> @ 50 °C	FGS-PI	200

Fonte: Autoria Própria (2025)

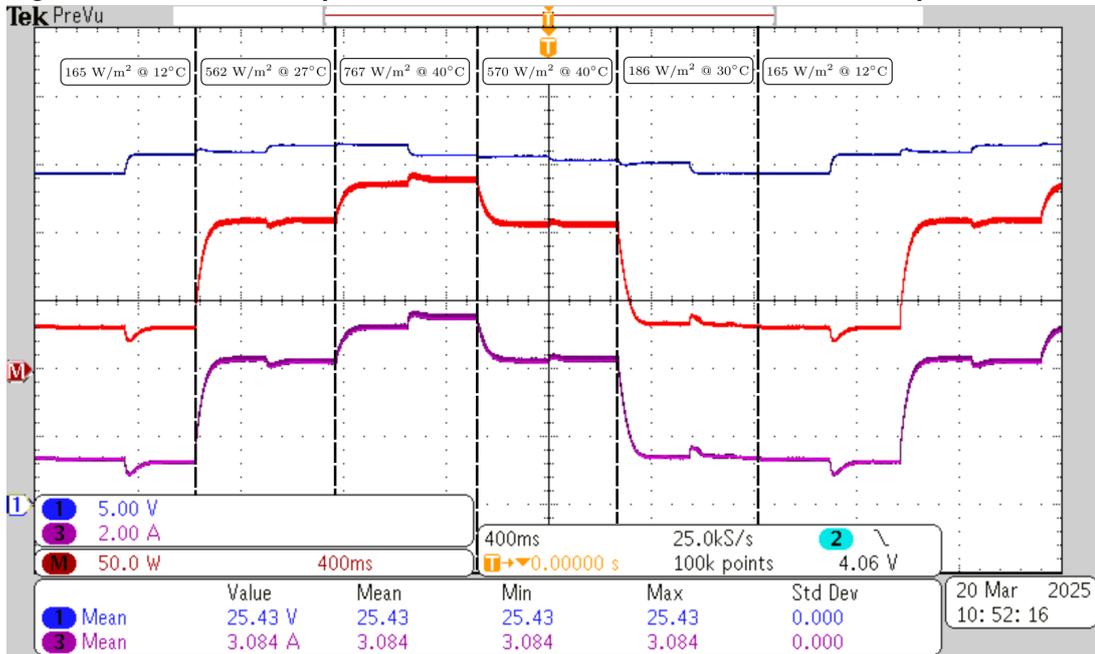
os  $V_{MPPs}$  serem mais distantes.

#### 4.3.4 Ensaio de Rastreamento - Cenário 3

No cenário 3 são variados irradiação e temperatura simultaneamente, e assim como na simulação, os MPPs variam significativamente em termos de tensão e potência. As Figs. 47 e 48 contêm as capturas de tela do osciloscópio para o cenário 2, sendo respectivamente para o PI e FGS-PI

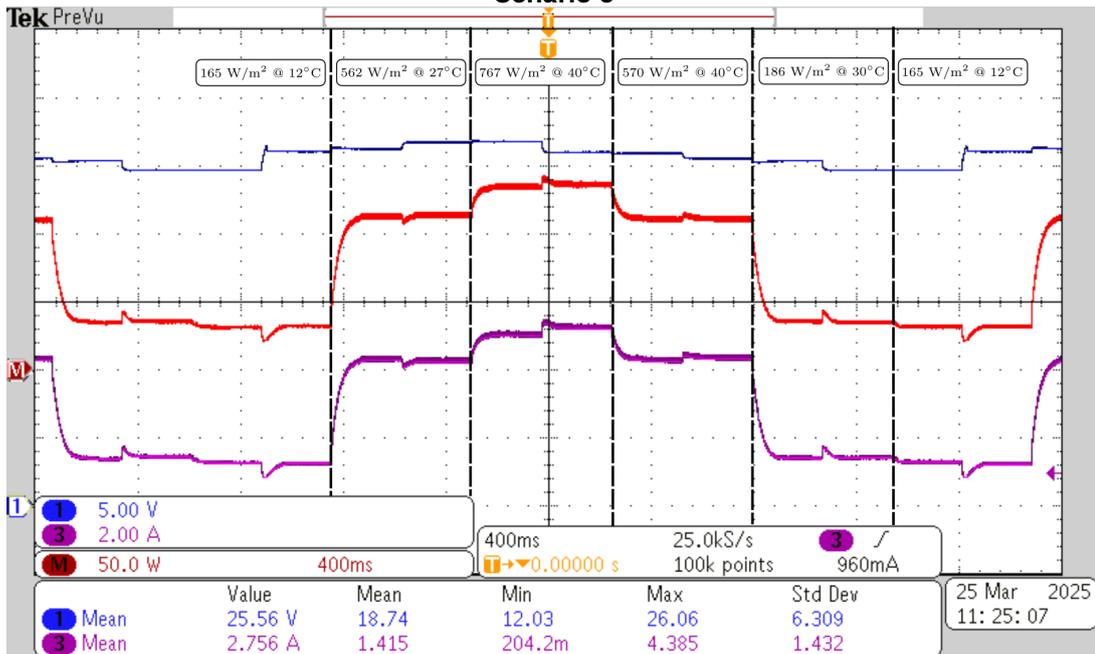
A Seção 4.3.4 contém os parâmetros de desempenho do cenário 3, sendo comparados os controladores PI e FGS-PI para cada degrau simultâneo de irradiação e temperatura.

Figura 47 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador PI para Cenário 3



Fonte: Autoria Própria 2025

Figura 48 – Resultado Experimental de Rastreamento do Controlador FGS-PI para Cenário 3



Fonte: Autoria Própria 2025

**Tabela 15 – Desempenho no Cenário 2 com MPPT LUT - Experimental**

Condição Inicial	Condição Final	Controlador	$t_{MPPT}$ (ms)
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	PI	305
165 W/m <sup>2</sup> @ 12 °C	562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	FGS-PI	290
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	300
562 W/m <sup>2</sup> @ 27 °C	767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	290
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	PI	290
767 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	FGS-PI	290
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	PI	300
570 W/m <sup>2</sup> @ 40 °C	186 W/m <sup>2</sup> @ 30 °C	FGS-PI	290

**Fonte: Autoria Própria (2025)**

Analogamente aos cenários 1 e 2, o controlador FGS-PI rastreou mais rapidamente os MPPs, com exceção do 3 degrau onde ambos obtiveram o mesmo tempo de rastreamento, devido a tensão de MPP ser próxima. Porém, o controlador FGS-PI foi em média 8,75 ms mais rápido que o PI.

#### 4.3.5 Análise dos Resultados Experimentais

De forma semelhante aos resultados de simulação, ao analisar os resultados experimentais, fica evidente que o controlador FGS-PI otimizado é mais rápido que o controlador PI, se adaptando às não linearidades do sistema e às variações de irradiação e temperatura. Porém, devido a limitações do emulador PV não foi possível evidenciar que a melhoria no desempenho de controle significou também uma melhora no rastreamento de máxima potência em termos de eficiência energética.

Apesar disso, o controlador FGS-PI desempenhou conforme o esperado na prática, não sendo suscetível a ruído, mantendo a estabilidade do sistema, e seguindo a referência de forma satisfatória, se provando uma alternativa viável ao controlador PI tradicional no rastreamento de máxima potência de sistemas fotovoltaicos.

## 5 CONCLUSÕES

Os resultados apresentados neste trabalho evidenciam que a utilização do controlador FGS-PI obteve um melhor desempenho dinâmico de controle do sistema em comparação ao PI para aplicação de rastreamento do ponto de máxima potência para um sistema de carregado de baterias. A metodologia proposta buscou otimizar o controlador FGS-PI de modo a se adaptar às não linearidades do sistema e variações ambientais, melhorando o desempenho de controle, porém sem comprometer a estabilidade do sistema.

Porém, em termos das métricas de rastreamento, apesar do controlador FGS-PI superar o PI em tempo de rastreamento em todos os cenários, isso não significou uma melhoria no rendimento de rastreamento. A principal contribuição do FGS-PI para o rastreamento é quando combinado com a técnica de MPPT IC, que permite atualizar a referência mais rapidamente, seguindo o critério encontrado na literatura.

Apesar disso, os resultados obtidos são promissores, contribuindo principalmente com a diminuição do tempo rastreamento do ponto de máxima potência, sendo necessários estudos mais aprofundados em termos de eficiência energética do sistema, para validar a utilização do FGS-PI proposto para o rastreamento de máxima potência.

Desse modo, o objetivo geral foi totalmente atingido. O comparativo entre os controlador PI e FGS-PI foi realizado, sob a perspectiva de melhoria do desempenho dinâmico do sistema. Apesar do estudo ser aplicado a um carregador de baterias utilizando energia solar, a metodologia de projeto do FGS-PI aplicada neste trabalho pode ser utilizada em outros sistemas fotovoltaicos, e no controle de outros sistemas não lineares.

Em relação aos objetivos específicos, foi possível avaliar os princípios da energia solar fotovoltaica, a aplicação de conversores CC-CC na geração solar fotovoltaica. Nesse contexto foram avaliadas as formas de utilização de técnicas de rastreamento da máxima potência e métodos de controle.

Também foram concluídas todas as etapas do projeto para o estudo de um sistema carregador de baterias utilizando energia solar, desde as etapas iniciais de projeto estático do conversor Buck, análise de regime permanente, análise dinâmica e modelagem. Além disso, foi feita implementação prática do conversor, e a reativação do protótipo do emulador fotovoltaico para realização de ensaios experimentais.

A principal contribuição do trabalho foi a metodologia de projeto dos controladores PI e FGS-PI, sendo o primeiro a revisão de conceito do critério de frequência de ressonância, e o FGS-PI sendo projetado e otimizado para que os ganhos do controlador variem de modo melhorar o desempenho nos transitórios, e regressarem aos valores originais.

Outra importante contribuição do trabalho foi a implementação prática dos sistemas de MPPT e dos controladores PI e FGS-PI via DSP, sendo a lógica *fuzzy* embarcada utilizando tabelas de consulta e interpolação linear das superfícies de controle.

Além da comparação dos controladores propostos, o presente trabalho também contribui na revisão das técnicas de MPPT em relação às formas e estruturas de aplicação das mesmas em sistemas fotovoltaicos. A partir dessa análise, o trabalho limitou-se a utilizar somente a estrutura MPPT gerador de referência. Escolheram-se duas técnicas distintas em relação ao método: baseado em tentativa e erro (IC), que utiliza sensores de tensão e corrente, e outra baseada na previsão do MPP (LUT), que utiliza sensores de irradiação e temperatura.

## 5.1 Limitações do Trabalho

O presente trabalho se limitou a analisar o desempenho dos controladores utilizando um protótipo de um emulador fotovoltaico, que apresenta uma dinâmica muito mais lenta que um PV real. Sendo assim, necessária a averiguação utilizando um emulador comercial com dinâmica mais rápida, ou até mesmo com um PV real.

Além disso, no processo de otimização do controlador FGS-PI utilizou-se um ensaio de mudança de referência mantendo as condições operacionais em STC. Ou seja, os parâmetros do sistema *fuzzy* foram otimizados desprezando as variações do ambiente, apenas a não linearidade do sistema. Portanto, apesar do controlador ter sido validado em um cenário de teste com mudança de irradiação e temperatura, é válido verificar se otimizando o sistema em diferentes condições operacionais é possível encontrar uma melhor configuração dos parâmetros do sistema *fuzzy*.

Por fim, vale ressaltar que o sistema apresentou um amortecimento na prática muito maior do que previsto na teoria, mesmo sendo considerando as perdas no conversor Buck, modeladas pelas resistências parasitas. Sendo assim, necessária uma

investigação sobre o motivo das perdas no sistema e no amortecimento, que impactam diretamente no projeto de controle e na otimização do FGS-PI.

## 5.2 Trabalhos Futuros

As sugestões de trabalhos futuros são:

- Projeto de Controle considerando sistema não amortecido;
- Otimização do FGS-PI considerando sistema não amortecido;
- Otimização do FGS-PI considerando diferentes condições operacionais do sistema;
- Aplicação do controlador FGS-PI no controle de sistemas fotoicos mais complexos, como por exemplo sistemas fotovoltaicos sobre PSC;
- Aplicação do controlador FGS-PI no controle de topologias mais complexas de conversores de potência.

## REFERÊNCIAS

AATABE, Mohamed *et al.* A novel stochastic maximum power point tracking control for off-grid standalone photovoltaic systems with unpredictable load demand. **Energy**, Elsevier, v. 235, p. 121272, 2021.

ABDULMAWJOOD, Kais *et al.* Characteristic Study of Solar Photovoltaic Array Under Different Partial Shading Conditions. **IEEE Access**, v. 10, p. 6856–6866, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3142168.

ABSOLAR. **Infográfico ABSOLAR - nº66**. [S. l.: s. n.], abr. 2025. Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica. Disponível em: <https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/>. Acesso em: 7 abr. 2025.

ALAAS, Zuhair *et al.* Analysis and enhancement of MPPT technique to increase accuracy and speed in photovoltaic systems under different conditions. **Optik**, Elsevier, v. 289, p. 171208, 2023.

ALLAHABADI, Sara; IMAN-EINI, Hossein; FARHANGI, Shahrokh. Fast Artificial Neural Network Based Method for Estimation of the Global Maximum Power Point in Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 6, p. 5879–5888, 2022. DOI: 10.1109/TIE.2021.3094463.

ANEEL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012**. Brasília, DF: [s. n.], 2012. Agência Nacional de Energia Elétrica. Disponível em: <https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. Acesso em: 14 maio 2024.

BABA, Ali Omar; LIU, Guangyu; CHEN, Xiaohui. Classification and evaluation review of maximum power point tracking methods. **Sustainable Futures**, Elsevier, v. 2, p. 100020, 2020.

BAKKAR, Mostafa *et al.* PV systems control using fuzzy logic controller employing dynamic safety margin under normal and partial shading conditions. **Energies**, MDPI, v. 14, n. 4, p. 841, 2021.

BAUMEL, Rafael Schmidt. **Controle PI adaptativo fuzzy aplicado a um motor síncrono de ímãs permanentes**. 2018. 108 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná Campus Ponta Grossa, Ponta Grossa, PR, maio 2018. Disponível em: <http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/3349>. Acesso em: 27 set. 2024.

BISHT, Rahul; SIKANDER, Afzal. An improved method based on fuzzy logic with beta parameter for PV MPPT system. **Optik**, Elsevier, v. 259, p. 168939, 2022.

BJAOUI, Marwen *et al.* Practical implementation of the backstepping sliding mode controller MPPT for a PV-storage application. **Energies**, MDPI, v. 12, n. 18, p. 3539, 2019.

BLONDIN, Maude Josée *et al.* **Controller Tuning Optimization Methods for Multi-Constraints and Nonlinear Systems: A Metaheuristic Approach**. [S. l.]: Springer, 2021.

BOLLIPO, Ratnakar Babu; MIKKILI, Suresh; BONTHAGORLA, Praveen Kumar. Hybrid, optimal, intelligent and classical PV MPPT techniques: A review. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 7, n. 1, p. 9–33, 2021. DOI: 10.17775/CSEEJPES.2019.02720.

BOUBEKRI, Noureddine *et al.* A robust polynomial output feedback control for a PV system subject to actuator saturation nonlinearity. **Electrical Engineering**, Springer, p. 1–17, 2024.

BOUBEKRI, Noureddine *et al.* Robust mixed  $H_2/H_\infty$  fuzzy tracking control of photovoltaic system subject to asymmetric actuator saturation. **Transactions of the Institute of Measurement and Control**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 44, n. 7, p. 1528–1541, 2022.

CALERO, Ivan *et al.* Duck-curve mitigation in power grids with high penetration of PV generation. **IEEE transactions on smart grid**, IEEE, v. 13, n. 1, p. 314–329, 2021.

CASTILHO NETO, Carlos da Conceição. **Adaptive techniques optimized by bio-inspired algorithm for the control of a BLDC motor**. 2022. 79 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná Campus Ponta Grossa, Ponta Grossa, PR, dez. 2022. Disponível em: <http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/4880>. Acesso em: 27 set. 2024.

CHAIBI, Redouane *et al.* Photovoltaic system's MPPT under partial shading using TS fuzzy robust control. **IFAC-PapersOnLine**, Elsevier, v. 55, n. 12, p. 214–221, 2022.

CHAMANPIRA, Mohammad *et al.* A novel MPPT technique to increase accuracy in photovoltaic systems under variable atmospheric conditions using Fuzzy Gain scheduling. **Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects**, Taylor & Francis, v. 43, n. 22, p. 2960–2982, 2021.

CHOUKSEY, Amit; AWASTHI, Shachi; SINGH, Santosh Kumar. Fuzzy cognitive network-based maximum power point tracking using a self-tuned adaptive gain scheduled fuzzy proportional integral derivative controller and improved artificial neural

network-based particle swarm optimization. **Fuzzy sets and systems**, Elsevier, v. 381, p. 26–50, 2020.

CHTITA, Smail *et al.* An improved control strategy for charging solar batteries in off-grid photovoltaic systems. **Solar Energy**, Elsevier, v. 220, p. 927–941, 2021.

CORRÊA, Paulo Henrique Strauss. **Aplicação de películas orgânicas fotovoltaicas como fonte de energia auxiliar do sistema elétrico de veículos leves**. 2022. 99 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, PR, dez. 2022. Disponível em: <http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/34086>. Acesso em: 11 set. 2024.

DADFAR, Sajjad *et al.* Enhanced control strategies for a hybrid battery/photovoltaic system using FGS-PID in grid-connected mode. **International journal of hydrogen energy**, Elsevier, v. 44, n. 29, p. 14642–14660, 2019.

DERBELI, Mohamed; NAPOLE, Cristian; BARAMBONES, Oscar. A Fuzzy Logic Control for Maximum Power Point Tracking Algorithm Validated in a Commercial PV System. **Energies**, MDPI, v. 16, n. 2, p. 748, 2023.

DOUNIS, Anastasios I *et al.* Adaptive fuzzy gain scheduling PID controller for maximum power point tracking of photovoltaic system. **Renewable energy**, Elsevier, v. 60, p. 202–214, 2013.

EPE. **Balanco Energético Nacional 2023**. Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2024. Empresa de Pesquisa Energética. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2024>. Acesso em: 14 maio 2025.

EPE. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2032**. Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2022. Empresa de Pesquisa Energética. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/plano-decenal-de-expansao-de-energia-2032>. Acesso em: 13 maio 2024.

EPE. **Plano Nacional de Energia 2050**. Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2020. Empresa de Pesquisa Energética. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-227/topico-563/Relatorio%20Final%20do%20PNE%202050.pdf>. Acesso em: 13 maio 2024.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. [S. l.]: Springer International Publishing, 2020. ISBN 9783030438814. DOI: 10.1007/978-3-030-43881-4. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>.

HAI, Tao; ZHOU, Jincheng; FURUKAWA, Noritoshi. Performance enhancement of fuzzy-PID controller for MPPT of PV system to extract maximum power under different conditions. **Soft Computing**, Springer, v. 28, n. 3, p. 2035–2054, 2024.

HASSAN, Rania *et al.* A comparison of particle swarm optimization and the genetic algorithm. In: 46TH AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC structures, structural dynamics and materials conference. [S. l.: s. n.], 2005. p. 1897.

HOUDA, Keltoum *et al.*  $H_\infty$  fuzzy proportional integral state feedback controller of photovoltaic systems under asymmetric actuator constraints. **Transactions of the Institute of Measurement and Control**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 43, n. 1, p. 34–46, 2021.

JOSEPH, Stephen Bassi *et al.* Metaheuristic algorithms for PID controller parameters tuning: Review, approaches and open problems. **Heliyon**, Elsevier, v. 8, n. 5, 2022.

KABEYI, M. J. B.; OLANREWAJU, O. Sustainable Energy Transition for Renewable and Low Carbon Grid Electricity Generation and Supply. v. 9, 2022. DOI: [10.3389/fenrg.2021.743114](https://doi.org/10.3389/fenrg.2021.743114).

KAPAT, S.; KREIN, P. Formulation of PID Control for DC–DC Converters Based on Capacitor Current: A Geometric Context. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, p. 1424–1432, 2012. DOI: [10.1109/TPEL.2011.2164423](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2164423).

KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. In: PROCEEDINGS of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks. [S. l.: s. n.], 1995. v. 4, 1942–1948 vol.4. DOI: [10.1109/ICNN.1995.488968](https://doi.org/10.1109/ICNN.1995.488968).

KHABOU, Hajer; SOUISSI, Mansour; AITOUICHE, Abdel. MPPT implementation on boost converter by using T-S fuzzy method. **Mathematics and Computers in Simulation**, Elsevier, v. 167, p. 119–134, 2020.

KIHAL, Abbes *et al.* An improved MPPT scheme employing adaptive integral derivative sliding mode control for photovoltaic systems under fast irradiation changes. **ISA transactions**, Elsevier, v. 87, p. 297–306, 2019.

LEE, Il-Oun; CHO, Shin-Young; MOON, Gun-Woo. Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3664–3675, 2012. DOI: [10.1109/TPEL.2012.2185515](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2185515).

LI, Xingshuo *et al.* A novel beta parameter based fuzzy-logic controller for photovoltaic MPPT application. **Renewable energy**, Elsevier, v. 130, p. 416–427, 2019.

LIU, Fangrui *et al.* A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2622–2628, 2008. DOI: 10.1109/TIE.2008.920550.

LIU, Hwa-Dong *et al.* A GMPPT algorithm for preventing the LMPP problems based on trend line transformation technique. **Solar Energy**, Elsevier, v. 198, p. 53–67, 2020.

LOPEZ SEGUEL, Julio Igor. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. 2022. 222 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, ago. 2009. Disponível em: <http://hdl.handle.net/1843/BUOS-8CYMEY>. Acesso em: 27 set. 2024.

MAO, Mingxuan *et al.* Classification and summarization of solar photovoltaic MPPT techniques: A review based on traditional and intelligent control strategies. **Energy Reports**, Elsevier, v. 6, p. 1312–1327, 2020.

MARRA, Enes G. **Estação Meteorológica - EMC/UFG**. Edição: Federal University of Goiás (UFG). [S. l.: s. n.], jul. 2015. Weather Station. Disponível em: <https://sites.google.com/site/sfvemcufg/weather-station?authuser=0>. Acesso em: 2 out. 2024.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos não isolados**. [S. l.]: Edição dos Autores, 2006.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, Slobodan. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S. l.: s. n.], 1976. p. 18–34. DOI: 10.1109/PESC.1976.7072895.

MIRANDA, Matheus HR *et al.* Electric vehicle powertrain and fuzzy controller optimization using a planar dynamics simulation based on a real-world driving cycle. **Energy**, Elsevier, v. 238, p. 121979, 2022.

MIRZA, Adeel Feroz *et al.* High-efficiency swarm intelligent maximum power point tracking control techniques for varying temperature and irradiance. **Energy**, Elsevier, v. 228, p. 120602, 2021.

NGUYEN, Thanh-Tuan *et al.* Design and implementation of the low cost and fast solar charger with the rooftop PV array of the vehicle. **Solar Energy**, Elsevier, v. 96, p. 83–95, 2013.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. [S. l.]: Prentice Hall, 2010. (Instrumentation and controls series). ISBN 9780136156734.

PANDEY, Avinash Kumar; SINGH, Varsha; JAIN, Sachin. Maximum Power Point Tracking Algorithm Based on Fuzzy Logic Control Using P-V and I-V Characteristics for PV Array. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 59, n. 4, p. 4572–4583, 2023. DOI: [10.1109/TIA.2023.3272536](https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3272536).

RABBANI, Moazzam Ali *et al.* Enhancing MPPT Performance in Partially Shaded PV Systems under Sensor Malfunctioning with Fuzzy Control. **Energies**, MDPI, v. 16, n. 12, p. 4665, 2023.

RAGHAVENDRA, Kummara Venkat Guru *et al.* A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems. **electronics**, MDPI, v. 9, n. 1, p. 31, 2019.

RITURAJ, Gautam; MOULI, Gautham Ram Chandra; BAUER, Pavol. A Comprehensive Review on Off-Grid and Hybrid Charging Systems for Electric Vehicles. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, v. 3, p. 203–222, 2022. DOI: [10.1109/OJIES.2022.3167948](https://doi.org/10.1109/OJIES.2022.3167948).

SAHOO, Jyotirmaya; SAMANTA, Susovon; BHATTACHARYYA, Shamik. Adaptive PID controller with P&O MPPT algorithm for photovoltaic system. **IETE Journal of research**, Taylor & Francis, v. 66, n. 4, p. 442–453, 2020.

SAI, Boni Satya Varun; KHADTARE, Sarang A; CHATTERJEE, Debashis. An improved weather adaptable P&O MPPT technique under varying irradiation condition. **ISA transactions**, Elsevier, v. 140, p. 438–458, 2023.

SANTOS, João Lucas Ferreira dos. **Comparação entre modelos Box & Jenkins, suavização e ensembles: um estudo para previsão do preço do petróleo bruto WTI**. 2024. 185 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Produção) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná Campus Ponta Grossa, Ponta Grossa, PR, jul. 2024. Disponível em: <http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/34461>. Acesso em: 27 set. 2024.

SILVA, Samuel Filgueira da *et al.* Dual HESS electric vehicle powertrain design and fuzzy control based on multi-objective optimization to increase driving range and battery life cycle. **Applied Energy**, Elsevier, v. 324, p. 119723, 2022.

SIMÕES, Marcelo Godoy; SHAW, Ian S. **Controle e modelagem fuzzy**. [S. l.]: Editora Blucher, 2007.

SUTIKNO, Tole; SUBRATA, Arsyad Cahya; ELKHATEB, Ahmad. Evaluation of Fuzzy Membership Function Effects for Maximum Power Point Tracking Technique of Photovoltaic System. **IEEE Access**, v. 9, p. 109157–109165, 2021. DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3102050](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3102050).

TAGHVAEE, Mohammad Hossein *et al.* A current and future study on non-isolated DC–DC converters for photovoltaic applications. **Renewable and sustainable energy reviews**, Elsevier, v. 17, p. 216–227, 2013.

TANAKA, Kazuo; WANG, Hua O. **Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2004.

TREBLE, Fred C. *Generating electricity from the sun*, 1991.

VICENTE, E. M. *et al.* High-efficiency MPPT method based on irradiance and temperature measurements. **IET Renewable Power Generation**, v. 14, p. 986–995, 2020. DOI: [10.1049/iet-rpg.2019.0849](https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.0849).

VILLALVA, Marcelo. **Energia Solar Fotovoltaica - Conceitos e Aplicações**. [S. l.: s. n.], jul. 2012. ISBN 978-8536514895.

VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael; FILHO, Ernesto Ruppert. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009. DOI: [10.1109/TPEL.2009.2013862](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2013862).

WONG, Ling Ai *et al.* Optimal Placement and Sizing of Battery Energy Storage System Considering the Duck Curve Phenomenon. **IEEE Access**, v. 8, p. 197236–197248, 2020. DOI: [10.1109/ACCESS.2020.3034349](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3034349).

WU, Di *et al.* Modeling and simulation of novel dynamic control strategy for PV–wind hybrid power system using FGS- PID and RBFNSM methods. **Soft Computing**, Springer, v. 24, p. 8403–8425, 2020.

ZHAO, Zhen-Yu; TOMIZUKA, M.; ISAKA, S. Fuzzy gain scheduling of PID controllers. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, v. 23, n. 5, p. 1392–1398, 1993. DOI: [10.1109/21.260670](https://doi.org/10.1109/21.260670).

**APÊNDICE A — DETALHAMENTO DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA  
DO CONDICIONAMENTO DE SINAIS DO CONVERSOR BUCK**

# Detalhamento da Implementação Prática do Condicionamento de Sinais do Conversor Buck

## Implementação do Conversor

Para implementação prática do conversor foram confeccionadas 4 placas: placa do conversor Buck, placa de condicionamento de sinais, placa de conversor de nível e a placa de *drivers* dos MOSFETs. O processamento de dados de realimentação, e geração do PWM para acionamento dos MOSFETs é feito pelo DSP LAUNCHXL-F28379D da fabricante *Texas Instruments*. A figura 2 apresenta uma visão geral da bancada para implementação prática.

A placa do conversor Buck contém os componentes especificados na seção "Especificações de Projeto do Conversor", além de resistores de medição de tensão de entrada ( $v_{in}$ ) e de saída ( $v_{out}$ ), e o sensor (LAH 25-NP da fabricante LEM) para medição da corrente de entrada ( $i_{in}$ ). Anexada a placa do conversor Buck, está a placa de *drivers* dos MOSFETs que processam os pulsos de comando de acionamento.

Os sinais de tensão de entrada do conversor ( $v_{in}$ ), tensão de saída do conversor ( $v_{out}$ ) e corrente de entrada do conversor ( $i_{in}$ ) são tratados na placa de condicionamento de sinais, visando a adequação aos níveis de tensão do conversor A/D do DSP (3,3V), além de proteção e filtragem de ruídos.

E a placa de conversor de nível é utilizada para converter o sinal PWM de amplitude de 3,3V gerado pelo DSP, para um sinal PWM de amplitude de 15V, necessário para o acionamento dos MOSFETs.

A etapa de condicionamento de sinais é particularmente importante, e será detalhada a seguir.

## Circuito de Condicionamento de Sinais

Para cada um dos sinais que serão condicionados foi implementado o circuito contido na figura 1, com uma pequena diferença para o sinal de corrente de

entrada, adicionado o sensor que transforma a corrente em um nível ajustável de tensão.

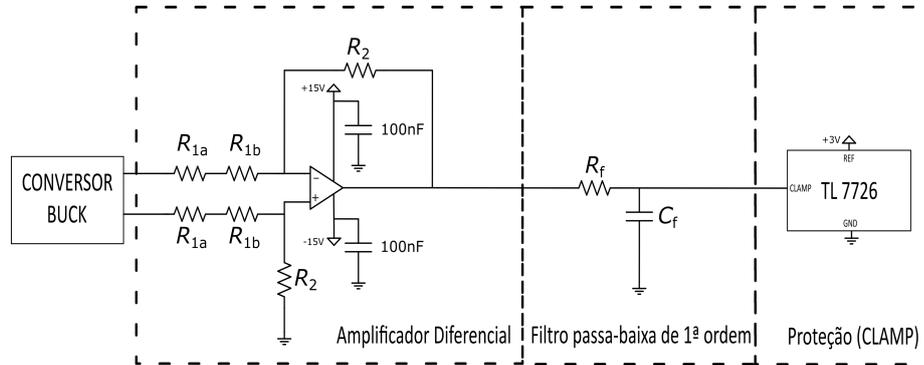


Figura 1 - Circuito de Tratamento de Sinal

A tensão de referência para o CI TL7726 foi obtida utilizando um regulador de tensão LM3171Z, e calculados os capacitores e resistores para gerar a tensão de saída de  $3V$  sendo alimentada por uma tensão de entrada de  $15V$ , conforme as especificações do fabricante.

Para todos os sinais foi adotada uma frequência de corte do filtro passa-baixa 4 vezes menor que a frequência de comutação, conforme a equação 1.

$$f_c = \frac{f_s}{4} = 37,5kHz \quad (1)$$

Arbitrando a potência do filtro menor que  $\frac{1}{10}W$ , sendo a potência do filtro calculada pela equação 2.

$$P_f = \frac{(V_{sat+} - V_{clamp})^2}{R_f} \Rightarrow R_f \geq \frac{(15 - 3)^2}{0,0625} \Rightarrow R_f \geq 2304\Omega \quad (2)$$

Adotou-se o valor comercial  $R_f = 2,7k\Omega$ . Para calcular a capacitância  $C_f$  utilizou-se a equação 3.

$$C_f \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R_f} \Rightarrow C_f \geq 1,6nF \quad (3)$$

Adotou-se o valor comercial  $C_f = 2,2nF$  (cerâmico).

Lembrando que o filtro passa-baixa é comum a todos os sinais. Os resistores  $R_1 = R_{1a} + R_{1b}$  e  $R_2$  serão calculados conforme a especificação de cada

sinal.

### Tensão de Entrada ( $v_{in}$ )

A faixa de tensão de entrada é de 20 a 50V, portanto considerou o maior valor de tensão  $V_{in(máx)} = 50V$  para o cálculo dos resistores  $R_1$  e  $R_2$ .

Atribuindo uma tensão máxima de saída do amplificador diferencial de  $V_{Amp(máx)} = 2,5V$ , pode-se calcular o ganho do amplificador pelo equação 4.

$$G = \frac{V_{Amp(máx)}}{V_{in(máx)}} = \frac{2,5}{50} = 0,05 \quad (4)$$

O ganho do amplificador diferencial pode ser definido por:  $G = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = 0,05 \cdot R_1$ . Portanto, foi adotado  $R_1 = (10k\Omega + 10k\Omega)$  e  $R_2 = 1k\Omega$ .

Na prática, foi medido um ganho estático de  $G^* = 0,04854$ , essa diferença é dada pela não a utilização de resistores de precisão, porém está num limite aceitável.

Com os valores de ganho encontrados foi feito o código do DSP para processamento do sinal de  $v_{in}$ . Foi utilizado o conversor AD de 12 bits, do próprio DSP, configurado para 3V de fundo de escala, e feita a medição na mesma frequência de comutação do conversor (150kHz). Para diminuir o efeito dos ruídos foram feitas 4 medidas, e calculada a média aritmética dos valores medido. O mapeamento dos valores medidos pelo conversor AD para o valor real de tensão de entrada foi utilizada uma função linear  $y(x) = ax + b$ , considerando inicialmente  $b = 0$  e  $a = \frac{1}{G^*} \cdot 3V$ , foi feito o ensaio com valores na faixa de tensão de entrada, feito uma regressão linear dos pontos medidos e ajustado à curva. Esse processo está detalhado na [Planilha "Mapeamento Reverso - Dados de Ensaio"](#).

Abaixo, o trecho que realiza o processo descrito acima:

```
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14 = 1;           // Sinaliza o início da conv

// Resultado da conversão A/D (4 aquisições sucessivas)
adc = (AdcaResultRegs.ADCRESULT0 + AdcaResultRegs.ADCRESULT1 + AdcaResultRegs.ADCRESULT2 + AdcaResultRegs.ADCRESULT3) / 4;
ad2 = (AdcaResultRegs.ADCRESULT4 + AdcaResultRegs.ADCRESULT5 + AdcaResultRegs.ADCRESULT6 + AdcaResultRegs.ADCRESULT7) / 4;
ad1 = (AdcaResultRegs.ADCRESULT8 + AdcaResultRegs.ADCRESULT9 + AdcaResultRegs.ADCRESULT10 + AdcaResultRegs.ADCRESULT11) / 4;
ad4 = (AdcaResultRegs.ADCRESULT12 + AdcaResultRegs.ADCRESULT13 + AdcaResultRegs.ADCRESULT14 + AdcaResultRegs.ADCRESULT15) / 4;
```

```

vo_0 = (13.82*((float)ad4/4095) + 0.051); //(14.33*((float)ad4/4095)); //Curva
vin_0 = (64.09*((float)ad1/4095) + 0.342); //(61.8*((float)ad1/4095)); //Curva
iin_0 = (19.568*((float)ad2/4095) + 0.0851); //(19.13*((float)ad2/4095)); //Curva

```

### Tensão de Saída ( $v_{out}$ )

A tensão de saída nominal é de  $12V$  imposta pela bateria, portanto foi considerado  $V_{out(máx)} = 12V$  para o cálculo dos resistores  $R_1$  e  $R_2$ .

Atribuindo uma tensão máxima de saída do amplificador diferencial de  $V_{Amp(máx)} = 2,5V$ , pode-se calcular o ganho do amplificador pelo equação 5.

$$G = \frac{V_{Amp(máx)}}{V_{out(máx)}} = \frac{2,5}{12} \approx 0,20833 \quad (5)$$

O ganho do amplificador diferencial pode ser definido por:  $G = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 \approx 0,20833 \cdot R_1$ . Portanto, foi adotado  $R_1 = 27k\Omega$  e  $R_2 = 5,6k\Omega$ , sendo os valores comerciais que mais se aproximam do ganho teórico.

Na prática, foi medido um ganho estático de  $G^* = 0,2$ , essa diferença é dada pela não utilização de resistores de precisão, porém está em um limite aceitável.

O processo do mapeamento reverso foi análogo ao descrito para  $v_{in}$ .

### Corrente de Entrada ( $i_{in}$ )

A corrente de entrada do conversor está na faixa entre  $6,6$  e  $16,5A$ , portanto foi considerado a corrente máxima  $I_{in(máx)} = 16,5A$ . O sensor utilizado ([LAH 25-NP da fabricante LEM](#)) utiliza o efeito Hall, isolando a entrada e a saída, com um fator de transformação de  $1 : 1000$  na configuração utilizada. Portanto, a corrente de saída do sensor é  $I_{s(máx)} = 16,5mA$ . Foi arbitrada uma tensão de medição de  $V_m = 6V$  e calculado o resistor de medição, segundo a equação 6.

$$R_m = \frac{V_m}{I_{s(máx)}} = \frac{6V}{16,5mA} \approx 363,6364\Omega \quad (6)$$

Aproximando para o valor comercial de  $R_m^* = 330\Omega$ , implica que a tensão  $V_m^* = 5,445V$ . Portanto, pode-se calcular o ganho do amplificador pela

equação 7.

$$G = \frac{V_{Amp(máx)}}{V_m^*} = \frac{2,5}{5,445} \approx 0,45914 \quad (7)$$

O ganho do amplificador diferencial pode ser definido por:  $G = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 \approx 0,45914 \cdot R_1$ . Portanto, foi adotado  $R_1 = 39k\Omega$  e  $R_2 = 18k\Omega$ , sendo os valores comerciais que mais se aproximam do ganho teórico.

Na prática, foi medido um ganho estático de  $G^* = 0,48383$ , essa diferença é dada pela não utilização de resistores de precisão, porém está em um limite aceitável.

O processo de mapeamento reverso é análogo ao descrito para  $v_{in}$  e  $v_{out}$ , porém com uma pequena diferença que para o valor inicial da função linear  $y(x) = ax + b$  foi considerado uma transformação proporcional de tensão em corrente de  $19,13 \frac{A}{V}$ , definida pela observação do valor de corrente de entrada, e da tensão na saída do circuito de condicionamento.

**APÊNDICE B — IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO  
SISTEMA FUZZY PARA CONTROLADOR FGS-PI**

# Implementação Prática do Sistema Fuzzy para Controlador FGS-PI

## Introdução

O presente documento tem por finalidade detalhar a metodologia de implementação prática do sistema *fuzzy* utilizada no presente trabalho. Além disso, visa servir como material de consulta para eventuais trabalhos futuros que estejam interessados em embarcar sistemas *fuzzy* em microcontroladores ou simular sistemas *fuzzy* em *softwares* que não ofereçam uma plataforma para processamento de variáveis linguísticas, como o caso do PSIM.

A metodologia escolhida foi a de tabelas de consulta para representar as superfícies de controle, e interpolação linear para aumentar a precisão do sistema. Nesse método, o sistema *fuzzy* é processado de forma *offline* para gerar a superfície de controle, sendo essa embarcada no microcontrolador utilizando vetores  $n \times n$ , para serem consultados os valores de saída do sistema *fuzzy* a partir de valores de entrada, sendo respectivamente nesse sistema erro e variação do erro (*erro* e *derro*) e ajustes dos ganhos, proporcional (*kp*) e integrativo (*ki*), que caracteriza o controlador FGS-PI.

A metodologia de tabela de consulta e interpolação linear pode ser aplicada em qualquer tipo de microcontrolador como alternativa a implementação via DSP e plataforma dSPACE comumente utilizados em artigos que mostram resultados práticos de sistemas de controle *fuzzy* (<https://link.springer.com/article/10.1007/s11831-024-10210-7>). Além disso, utilizando o presente método não é necessário processar o *fuzzy* em tempo real, que pode ser uma tarefa mais custosa computacionalmente do que as instruções utilizadas, os quais são basicamente cálculos com variáveis tipo *float* e *int*, e acessar valores de vetores.

## Metodologia

O primeiro passo, portanto, é gerar a superfície de controle e salvar os pontos em um arquivo de texto. Uma vez projetado o sistema *fuzzy* basta executar o arquivo disponível no link

FGS-PI-Buck-PV/MATLAB/Fuzzy Embarcado/FLS\_dados.m at main · mariobigai/FGS-PI-Buck-PV mariobigai/FGS-PI-Buck-PV

Contribute to mariobigai/FGS-PI-Buck-PV development by creating an account on GitHub.

[https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV/blob/main/MATLAB/Fuzzy%20Embarcado/FLS\\_dados.m](https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV/blob/main/MATLAB/Fuzzy%20Embarcado/FLS_dados.m) 
 1 Contributor   0 Issues   0 Stars   0 Forks

Retornando as superfícies de controle, sendo a figura 1 a superfície de controle para a saída *kp* e a figura 2 a superfície de controle para a saída *ki*.

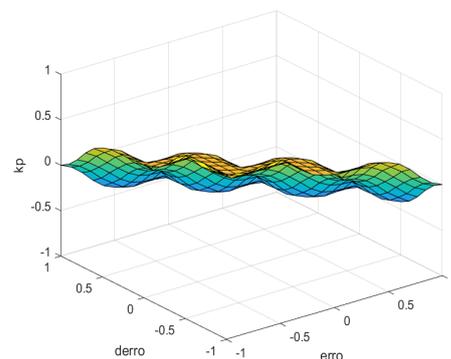


Figura 1 - Superfície de controle da saída *kp*.

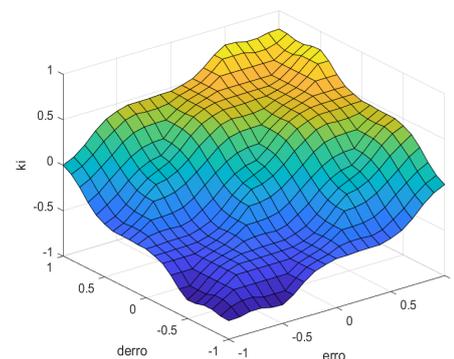


Figura 2 - Superfície de controle da saída *ki*.

Vale ressaltar que nesse caso foi utilizado os universos de discurso normalizado entre  $[-1, 1]$ , ou seja, como foram escolhidos 441 pontos para representar a superfície, sendo resolução para as entradas erro e variação de erro de  $0,1$ .

Dependendo do sistema, pode-se utilizar mais ou menos pontos para representar os universos de discurso das variáveis linguísticas.

Os dados das saídas do fuzzy (eixo z) deverão ser mapeados em vetores de dimensão  $21 \times 21$  e consultados sequencialmente. Dessa forma é preciso converter o intervalo de  $[-1, 1]$  com passo de 0,1 em um intervalo de  $[0,20]$  com passo unitário. A conversão em questão é dada pelas equações 1 e 2, sendo  $n = 21$

$$E = \left( \frac{(n-1)}{2} \cdot erro + \left( \frac{(n-1)}{2} \right) \right) int \quad (1)$$

$$dE = \left( \frac{(n-1)}{2} \cdot derro + \left( \frac{(n-1)}{2} \right) \right) int \quad (2)$$

Sendo, *erro* e *derro* os valores das entradas no intervalo de  $[-1,1]$ , *n* o número de pontos, *int* a função que converte o argumento para um número inteiro, desprezando a parte decimal, e *E* e *dE* os valores mapeados para acesso nos vetores *kp* e *ki*.

Dessa forma, é possível representar o sistema fuzzy via tabela de consulta. Por exemplo, supondo as entradas *erro* = 0,5 e *derro* = 0,8, com o auxílio da ferramenta *Rule Inference* da *toolbox Fuzzy Logic Designer* observa-se que as saídas são *kp* = -0,614 e *ki* = 0,614, conforme mostrado na figura 3.

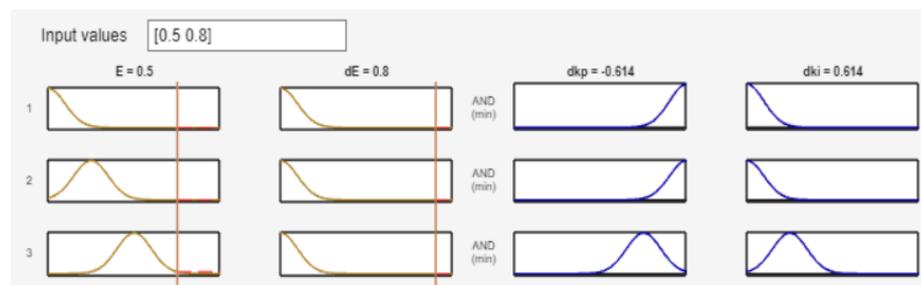


Figura 3 - Captura de tela do *Rule Inference* para entrada  $[0,5 0,8]$ .

Convertendo *erro* = 0,5 e *derro* = 0,8 obtêm-se *E* = 15 e *dE* = 18, portanto, consultando os vetores na posição  $[15,18]$  obtêm-se *kp* = -0,614 e *ki* = 0,614:

Porém, há um problema, pois não é possível ter retorno preciso para valores intermediários de entrada, por exemplo, se *erro* = 0,52 e *derro* = 0,89 na conversão para os valores inteiros resultariam nos mesmos valores do exemplo anterior, ou seja, *E* = 15 e *dE* = 18, e por consequência *kp* = -0,614 e *ki* = 0,614. Porém, ao avaliar as entradas na *toolbox* obteve-se o retorno *kp* = -0,71 e *ki* = 0,71, conforme observado na figura 4.



Figura 4 - Captura de tela do *Rule Inference* para entrada  $[0,52 0,89]$ .

Com isso, o sistema embarcado fica menos preciso que o original. Para resolver esse problema pode-se elevar o número de pontos para representação na superfície de controle, porém isso significa que a dimensão do vetor também deve aumentar, ou seja, será necessário mais espaço na memória para alocar esse vetor. Se tratando de variáveis do tipo *float*, que ocupam 4 bytes, um vetor de  $n \times n$  ocuparia  $n^2 \cdot 4$  bytes de memória para ser representado, sendo o máximo teórico  $n = 45$  para uma arquitetura de 32 bits.

Para contornar essa problemática, de um ponto de vista mais prático, foi utilizada a interpolação linear, ou seja, os valores medidos de *erro* e *derro* são ponderados, e assim calcula-se uma espécie de valor médio ponderado para as

saídas a partir da interpolação dos valores tabelados.

Portanto, o primeiro passo é converter *erro* e *derro* para  $E$  e  $dE$ , em seguida, é consultado as tabelas os valores relativos a  $kp(E, dE)$ ,  $kp(E, dE + 1)$ ,  $kp(E + 1, dE)$ ,  $kp(E + 1, dE + 1)$ .

Após isso é necessário saber qual é o valor exato de  $erro(E)$ ,  $erro(E + 1)$ ,  $derro(E)$  e  $derro(E + 1)$  que geram os valores consultados na tabela, ou seja, basta definir a função inversa de conversão, conforme as equações 3 e 4.

$$erro = \frac{2 \cdot E}{(n - 1)} - 1 \quad (3)$$

$$derro = \frac{2 \cdot dE}{(n - 1)} - 1 \quad (4)$$

Com isso, é possível estimar valores intermediários de saída a partir das equações 5,6 e 7.

$$kp(erro, dE) = \frac{kp(E + 1, dE) - kp(E, dE)}{erro(E + 1) - erro(E)} \cdot (erro - erro(E)) + kp(E, dE) \quad (5)$$

$$kp(erro, dE + 1) = \frac{kp(E + 1, dE + 1) - kp(E, dE + 1)}{erro(E + 1) - erro(E)} \cdot (erro - erro(E)) + kp(E, dE + 1) \quad (6)$$

$$kp(erro, erro) = \frac{kp(erro, dE + 1) - kp(erro, dE)}{derro(E + 1) - derro(E)} \cdot (derro - derro(E)) + kp(E, dE) \quad (7)$$

Os arquivos disponíveis no link abaixo implantam as funções de interpolação e mapeamento descritas:

FGS-PI-Buck-PV/MATLAB/Fuzzy Embarcado/interp.m at main · mariobigai/FGS-PI-Buck-PV

Contribute to mariobigai/FGS-PI-Buck-PV development by creating an account on GitHub.

**mariobigai/FGS-PI-Buck-PV** 

<https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV/blob/main/MATLAB/Fuzzy%20Embarcado/interp.m>

1 Contributor 0 Issues 0 Stars 0 Forks

FGS-PI-Buck-PV/MATLAB/Fuzzy Embarcado/mapea.m at main · mariobigai/FGS-PI-Buck-PV

Contribute to mariobigai/FGS-PI-Buck-PV development by creating an account on GitHub.

**mariobigai/FGS-PI-Buck-PV** 

<https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV/blob/main/MATLAB/Fuzzy%20Embarcado/mapea.m>

1 Contributor 0 Issues 0 Stars 0 Forks

## Resultados de Simulação

Para efeito comparativo e de validação da metodologia, serão apresentados dois resultados de simulação do sistema em questão. O primeiro foi realizado no ambiente MATLAB/SIMULINK utilizando a *toolbox Fuzzy Logic Designer* para representar o sistema *fuzzy*, e a *toolbox Specialized Power Systems* para representar o conversor Buck, e painel fotovoltaico (PV). A segunda simulação foi feita utilizando o software PSIM, sendo amplamente utilizado na eletrônica de potência para simular conversores e sistemas de potência, nele há um ambiente chamado “*C Block*”, no qual é possível embarcar código em linguagem C, deixando a simulação mais próxima de uma implementação prática no microcontrolador.

### MATALAB/SIMULINK

A visão geral do modelo implementado no *SIMULINK* está contida na figura 5 e o detalhe do controle está contido na figura 6.

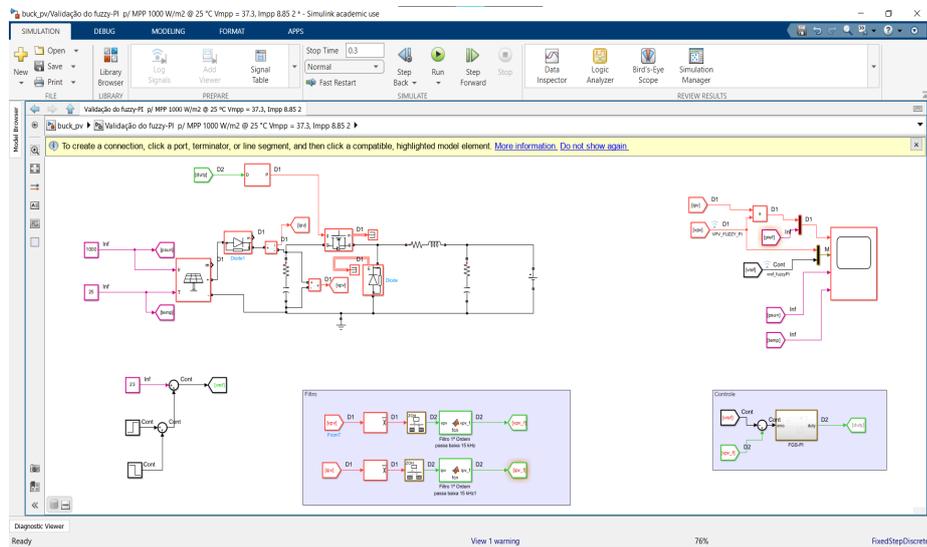


Figura 5 - Captura de tela com visão geral do modelo SIMULINK.

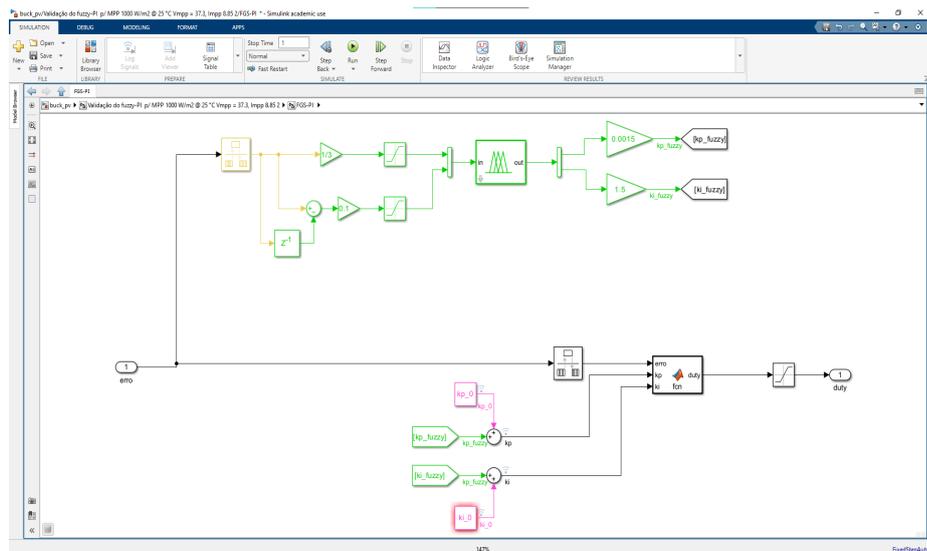


Figura 6 - Captura de tela do detalhamento do controle FGS-PI no modelo SIMULINK.

Foram utilizados ganhos de fuzzificação e defuzzificação definidos de forma empírica, e uma taxa de amostragem para processamento do fuzzy. A discretização do controle foi feita pelo método de Tustin que está presente no bloco MATLAB Function. No bloco do sistema *fuzzy* foi carregada a variável "FLS\_FGS\_PI" presente no *workspace*. O resultado de simulação está contido na figura 7.

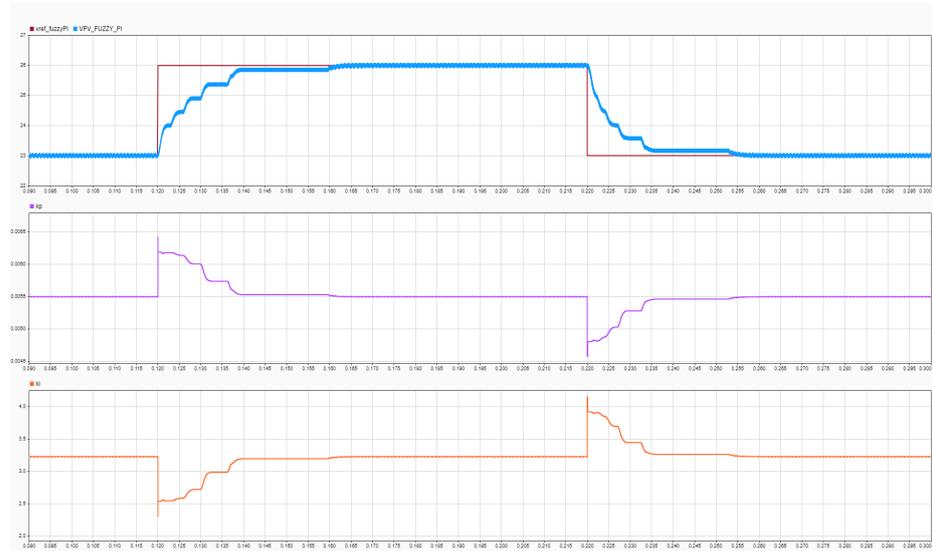


Figura 7 - Resultado de simulação do modelo SIMULINK.

As variações dos ganhos seguem a resposta da superfície de controle, processada em tempo real pela *toolbox*.

Os detalhes de configuração do *solver* estão contidos nas figuras 8 e 9, além disso, vale ressaltar que:

- Todas as variáveis são discretas;
- Os blocos "Rate Transition" ou "Mean" e "MATLAB function" devem estar configurados com *Sample Time* com valor -1 (Inerente) ou múltiplos da passo de cálculo fundamental. O valor escolhido é devido à frequência de comutação de 150 kHz, resultando em dízimas periódicas.

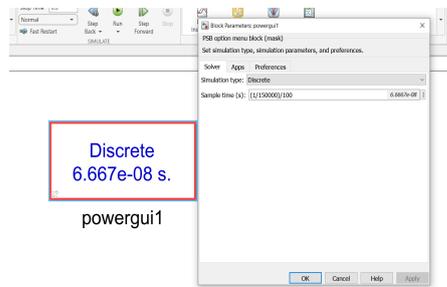


Figura 8 - Captura de tela da configuração do bloco *powergui*.

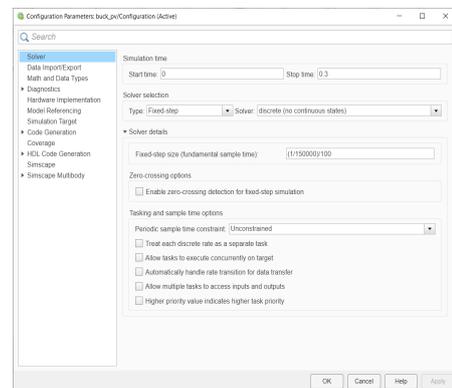


Figura 9 - Captura de tela da configuração do *solver* do modelo SIMULINK.

### PSIM

A visão geral do modelo implementado no PSIM está contida na figura 10.

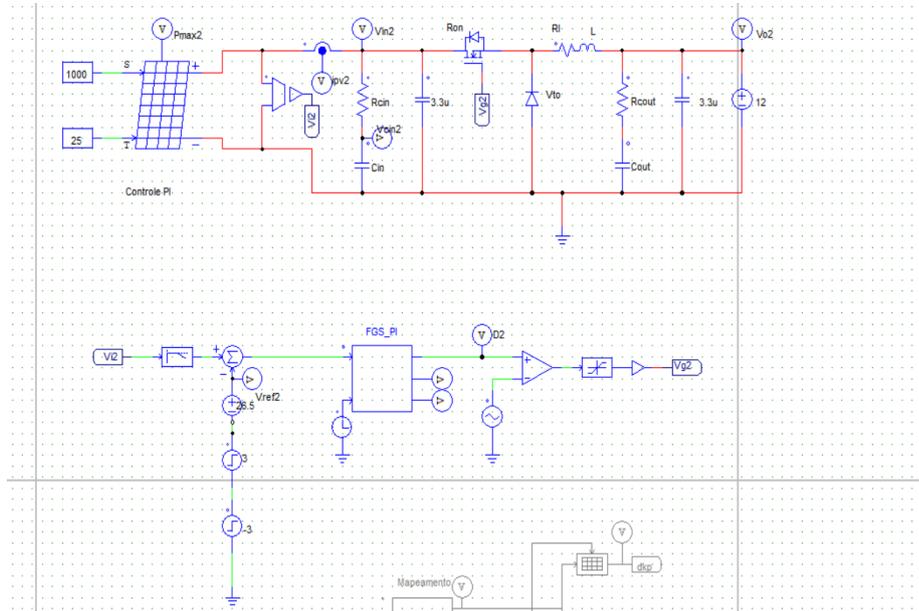


Figura 10 - Captura de tela da visão geral do modelo implantado no PSIM.

O detalhe da configuração do implementação do *C Block* está contido na figura 11.

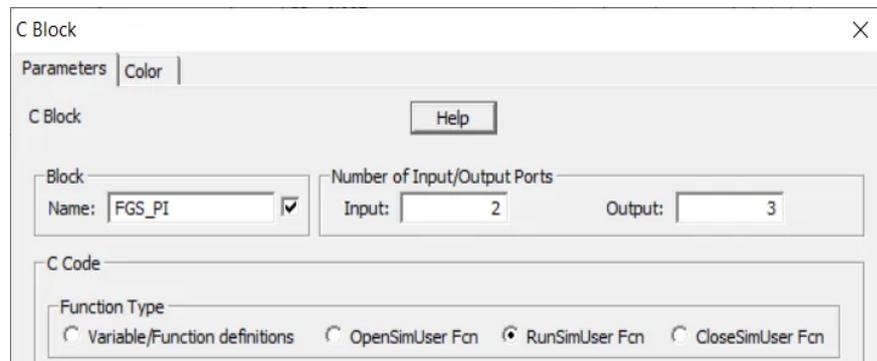


Figura 11 - Captura de tela da configuração do *C Block*.

Código na íntegra disponível no arquivo esquemático no "C Block":

FGS-PI-Buck-PV/PSIM/Ensaio/10\_4 Buck - Controle PI e FGS\_PI PV 200W.psim.sch at main · mariobigai/FGS-PI-Buck-PV  
 Contribute to mariobigai/FGS-PI-Buck-PV development by creating an account on GitHub.

[https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV/blob/main/PSIM/Ensaio/10\\_4%20Buck%20-%20Controle%20PI%20e%20FGS\\_PI%20PV%20200W.psim.sch](https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV/blob/main/PSIM/Ensaio/10_4%20Buck%20-%20Controle%20PI%20e%20FGS_PI%20PV%20200W.psim.sch)

mariobig  
**Buck-PI**

Pr 1 Contributor 0 Issue

Algumas modificações necessários comentários: foi primeiramente feita uma lógica para desabilitar o fuzzy no transitório inicial, por isso dos ganhos de defuzzificação começarem em 0 e após 0,15 segundos vão para os valores especificados; segundo, é feita uma verificação de  $E$ ,  $E1$ ,  $dE$  e  $dE1$  para evitar divisão por zero caso forem iguais, por algum motivo. Por fim, vale ressaltar que o *C block* é executado uma vez a cada passo de simulação, por isso dos "ifs" no começo do RunSimUser fcn, portanto são executadas as rotinas de controle em 150 kHz, e a rotina do fuzzy de atualização de ganhos é executada em 37,5 kHz. O resultado de simulação está contido na figura 12.

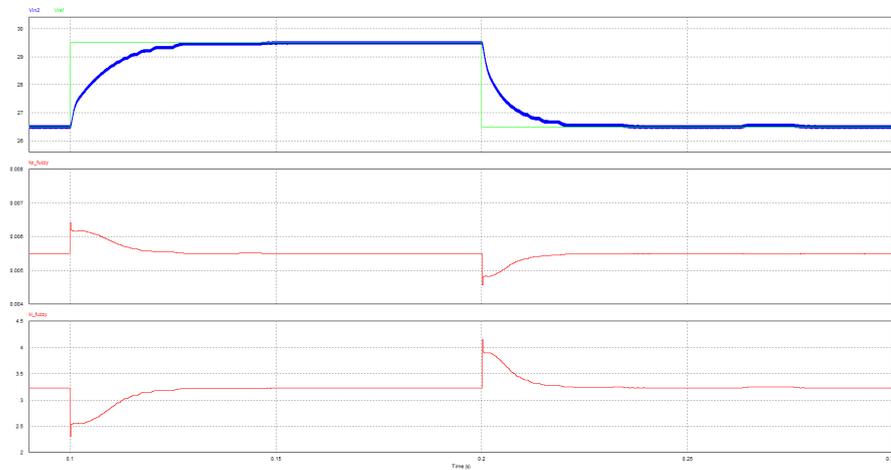


Figura 12 - Resultado de simulação do PSIM.

## Conclusão

Os resultados de simulação apresentados são compatíveis, apesar de pequenas diferenças, o sistema *fuzzy* representado no PSIM seguem as mesmas regras do *fuzzy* processado em tempo real pela *toolbox* no ambiente MATLAB/SIMULINK. Dessa forma, a metodologia adotada consegue representar as regras e variáveis linguísticas de sistemas *fuzzy* para serem embarcadas em microcontroladores utilizando a linguagem C baseado na metodologia de tabelas de consulta e interpolação apresentada no presente documento.

## **APÊNDICE C — ALGORITMOS E ARQUIVOS DE SIMULAÇÃO**

# Algoritmos e Arquivos de Simulação

Todos os arquivos de simulação, e algoritmos utilizados no presente trabalho estão disponíveis no repositório do GitHub do presente trabalho, disponível em:

<https://github.com/mariobigai/FGS-PI-Buck-PV>

Os algoritmos do diretório MATLAB/Otimização foram elaborados em conjunto com o aluno de iniciação científica Lucas Santana de Freitas.

Os arquivos do diretório DSP/Projeto\_CSS foram elaborados em conjuntos com Me. Matheus Tauffer de Paula e Prof. Dr. Eloi Agostini Junior.

## DSP

Está disponível o projeto "Buck PV Charger" feito no Code Composer para o DSP LAUNCHXL-F28379D. No diretório estão presentes:

- Arquivos de configuração do projeto e do DSP;
- Bibliotecas de configuração de periféricos e registradores (PWM, ADC, DAC, I/O, Timers, etc);
- Inicializadores dos periféricos;
- Inicializador do sistema *fuzzy*;
- Arquivo principal "main.c":
  - Inicialização de variáveis;
  - Rotina de Conversor ADC;
  - Rotina de DAC;
  - Modelo PV;
  - Algoritmos de MPPT;
  - Interrupção 150 kHz;

- Rotina de Controle e Controle Adaptativo.

## MATLAB

### Fuzzy Embarcado

Arquivos para implementação do sistema *fuzzy* embarcado por matrizes e interpolação

### Modelo Matemático

Implementação no ambiente SIMULINK do modelo médio de espaço de estados, e modelo matemático do painel fotovoltaico.

### Modelo *Specialized Power Systems*

Conversor Buck, Painel Fotovoltaico e Controladores PI e FGS-PI implementados na *toolbox* do Simscape no ambiente SIMULINK

### Otimização

Implementação do Algoritmo Genético (AG) para otimizar o sistema de controle fuzzy, a partir de uma simulação no ambiente SIMULINK.

### Técnicas de MPPT

Implementação dos algoritmos de MPPT no ambiente SIMULINK

## PSIM

### Ensaio

Esquemáticos dos ensaios feitos para resultados de simulação e algoritmos em *python* para rodar automaticamente os ensaios de variação de referência e rastreamento. E também plotar os resultados.

## **APÊNDICE D — RESUMO DOS RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO**

# Resumo dos Resultados de Otimização

O presente documento foi feito com intuito de detalhar os resultados de otimização obtidos para cada execução independente. Estão presentes o resultado de simulação do cenário 3, funções de pertinência e superfícies de controle de cada FGS-PI otimizado. Além disso, os parâmetros relativos a cada controlador FGS-PI otimizado encontram-se no arquivo: [Resultados.txt](#).

## Execução 1

### Desempenho no Cenário 3:

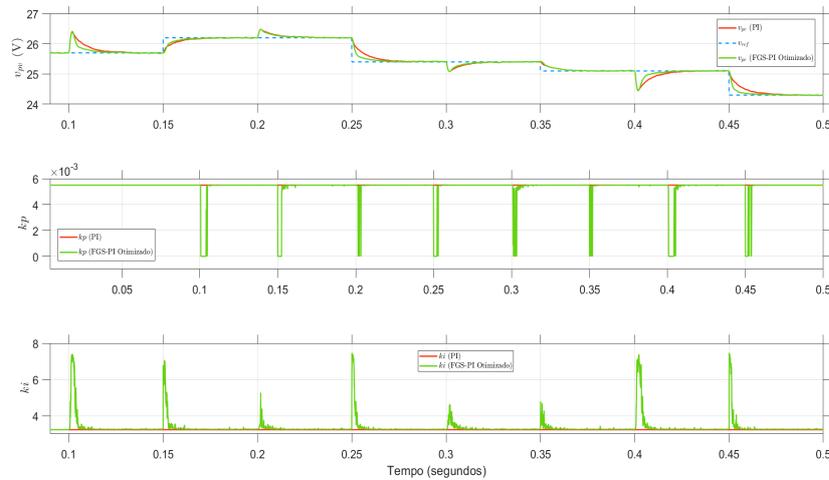


Figura 1 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 1 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

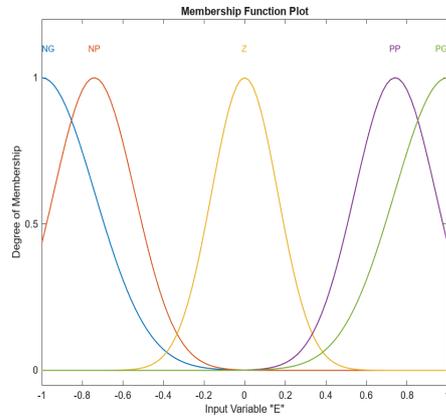


Figura 2 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 1

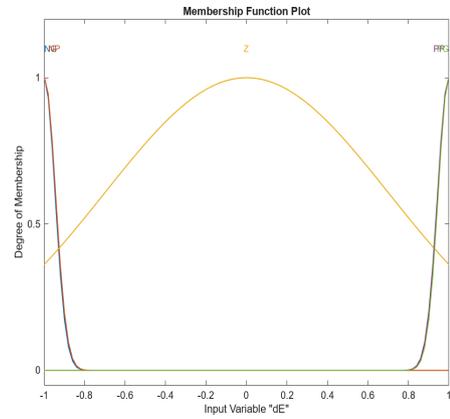


Figura 3 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 1

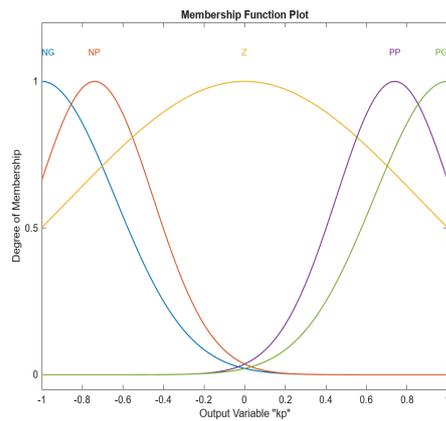


Figura 4 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 1

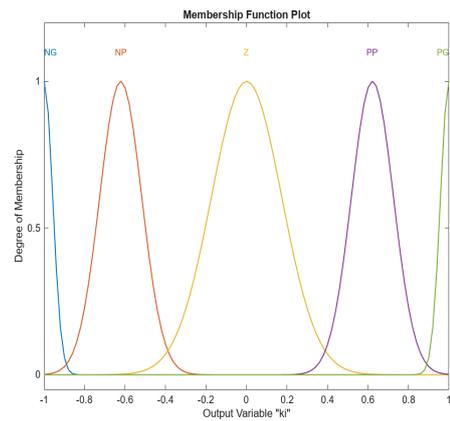


Figura 5 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 1

## Superfícies de Controle:

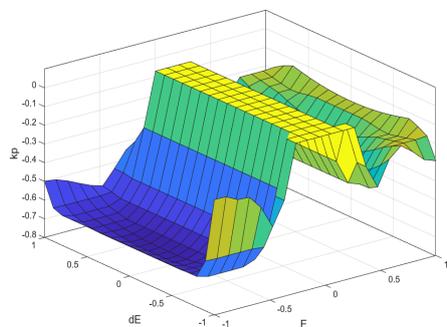


Figura 6 - Superfície de Controle para "kp"  
Otimizada Execução 1

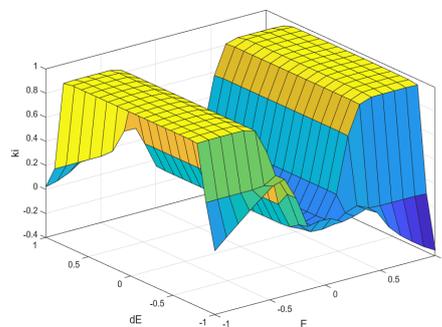


Figura 7 - Superfície de Controle para "ki"  
Otimizada Execução 1

## Execução 2

### Desempenho no Cenário 3:

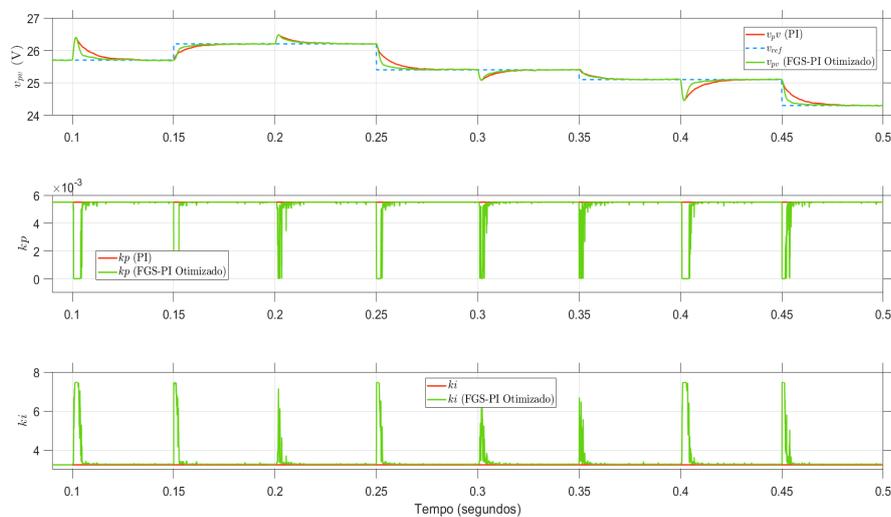


Figura 8 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 2 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

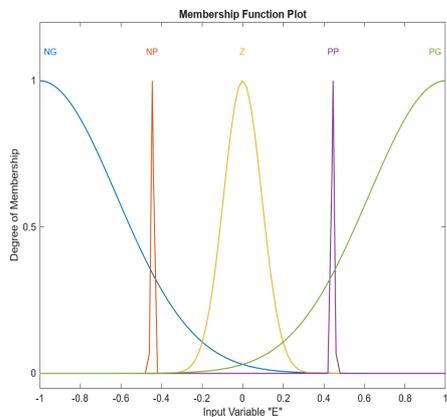


Figura 9 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 2

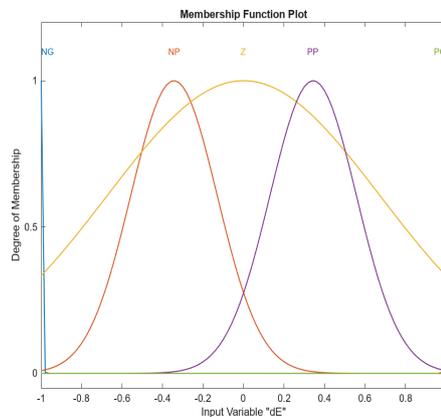


Figura 10 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 2

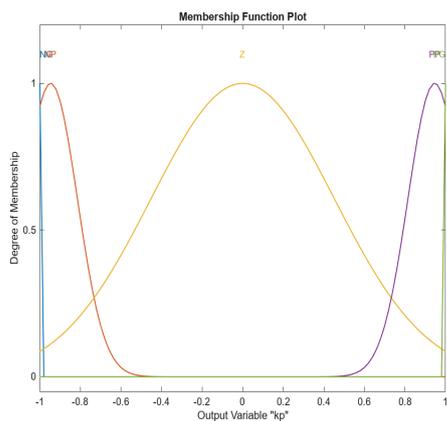


Figura 11 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 2

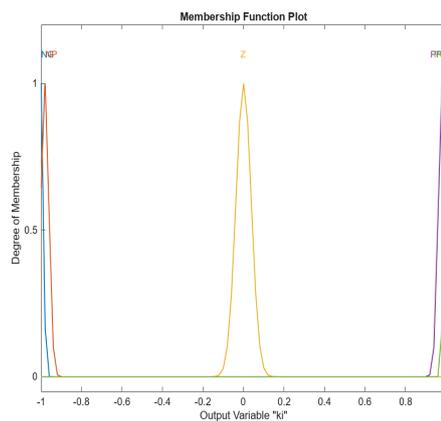


Figura 12 - Função de Pertinência Saída "E" Otimizada Execução 2

## Superfície de Controle:

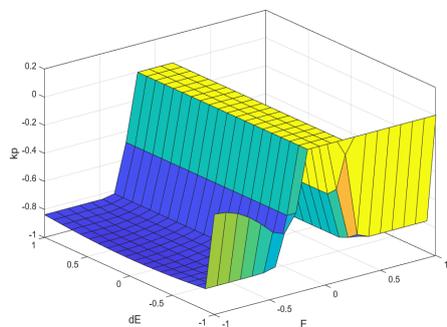


Figura 13 - Superfície de Controle para " $k_p$ "  
Otimizada Execução 2

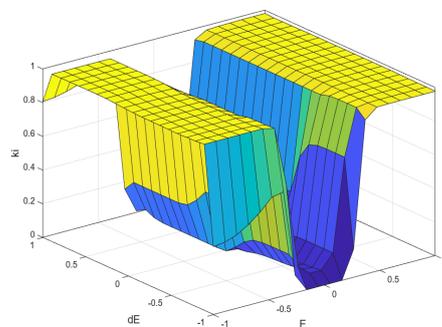


Figura 14 - Superfície de Controle para " $k_i$ "  
Otimizada Execução 2

## Execução 3

### Desempenho no Cenário 3:

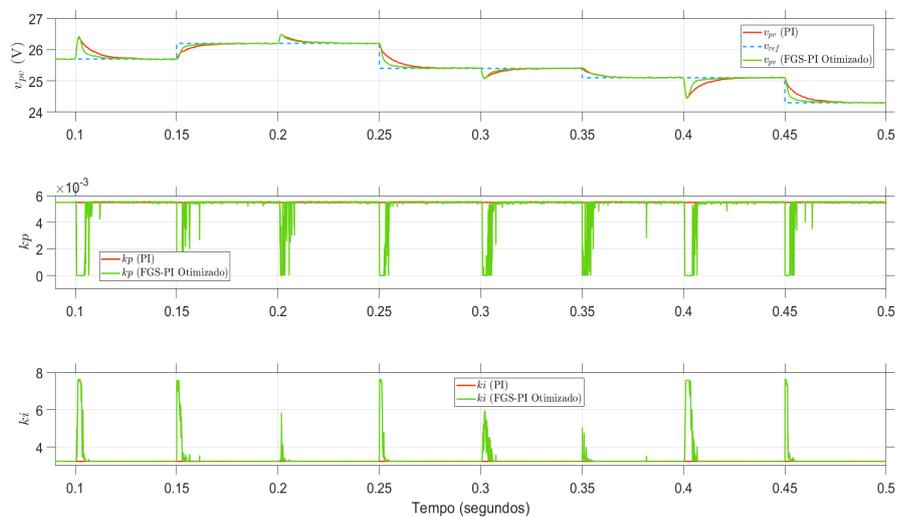


Figura 15 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 3 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

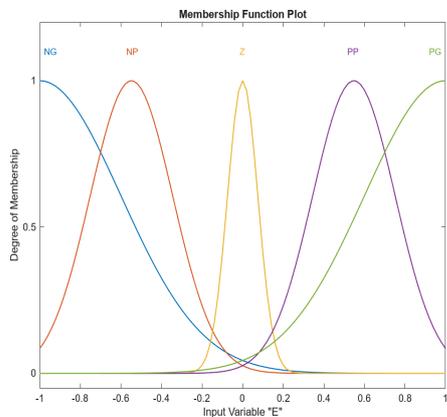


Figura 16 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 3

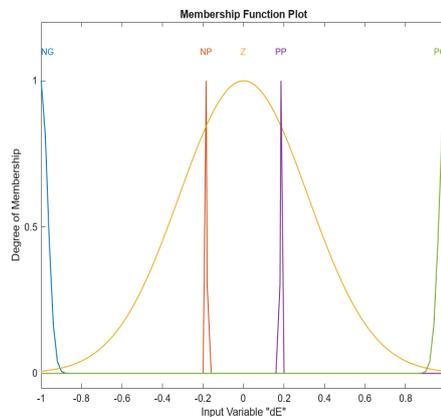


Figura 17 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 3

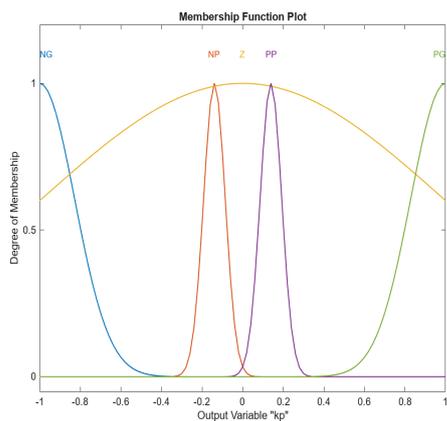


Figura 18 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 3

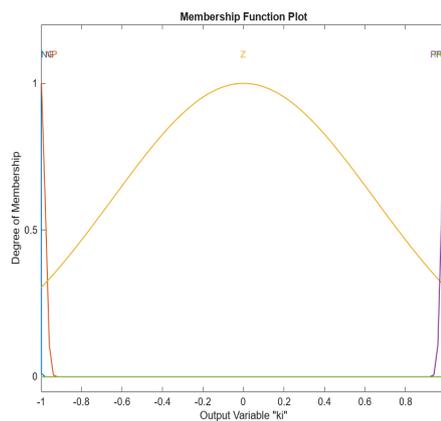


Figura 19 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 3

### Superfície de Controle:

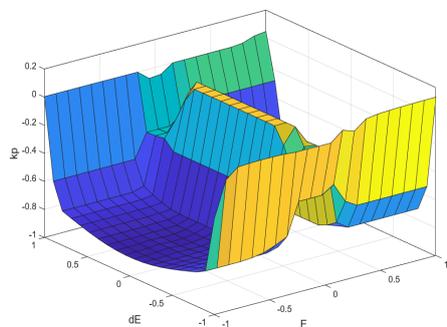


Figura 20 - Superfície de Controle para "kp" Otimizada Execução 3

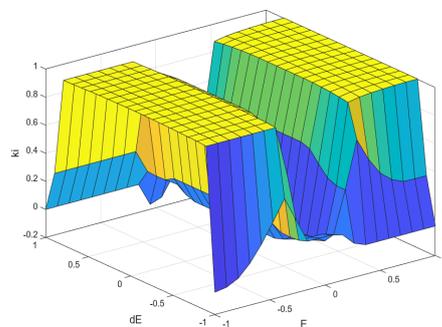


Figura 21 - Superfície de Controle para "ki" Otimizada Execução 3

## Execução 4

### Desempenho no Cenário 3:

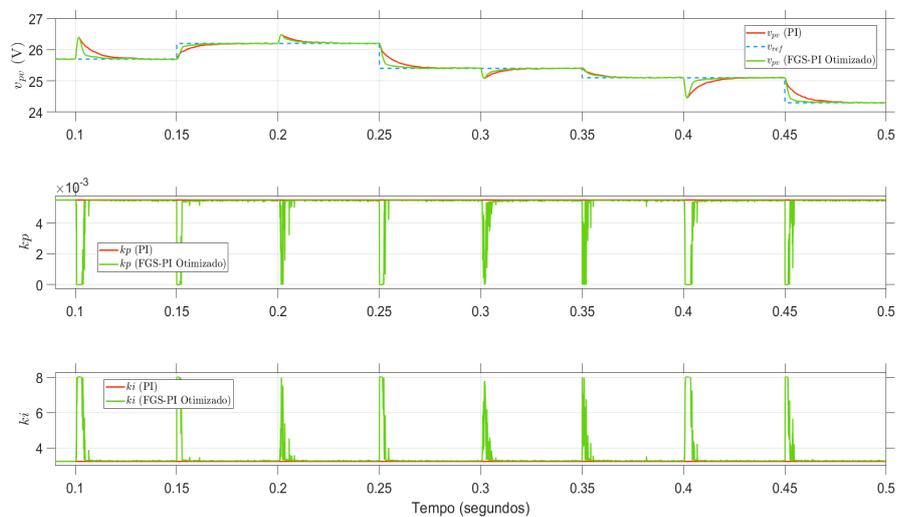


Figura 22 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 4 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

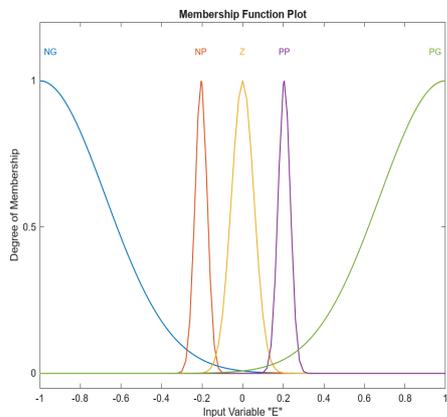


Figura 23 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 4

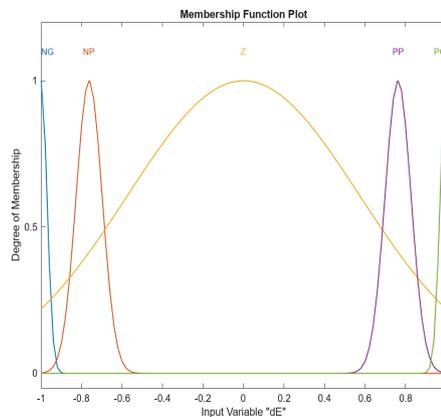


Figura 24 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 4

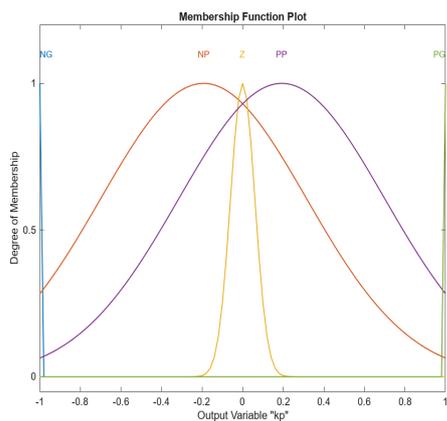


Figura 25 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 4

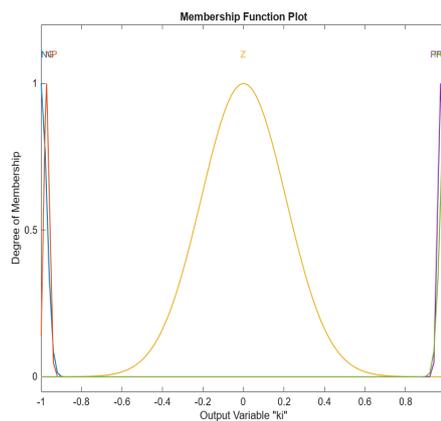


Figura 26 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 4

## Superfície de Controle:

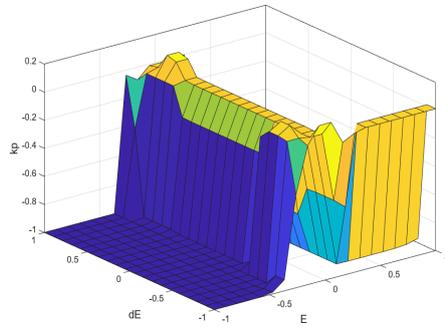


Figura 27 - Superfície de Controle para "kp" Otimizada Execução 4

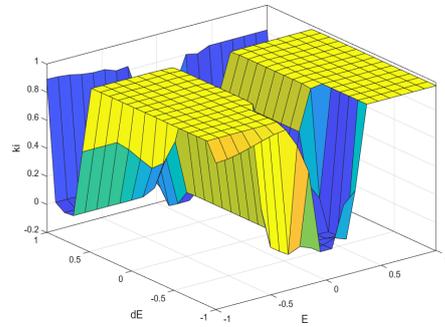


Figura 28 - Superfície de Controle para "ki" Otimizada Execução 4

## Execução 5

### Desempenho no Cenário 3:

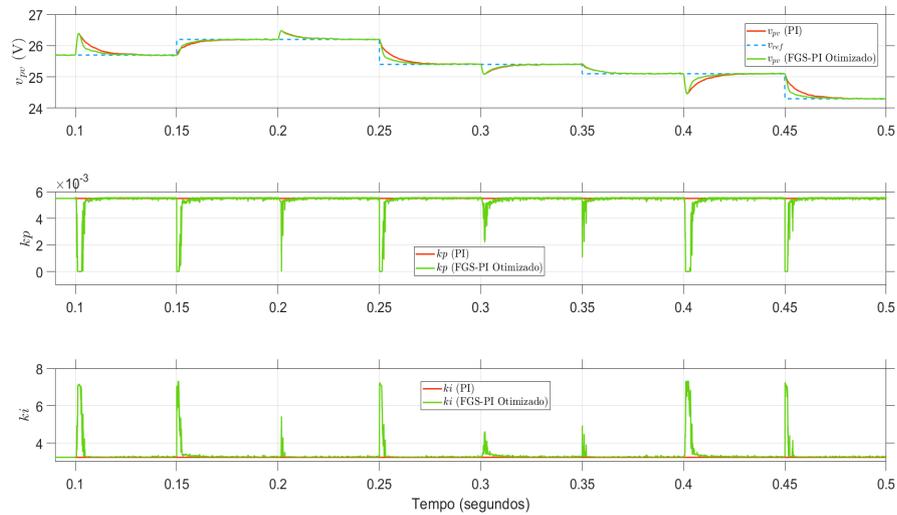


Figura 29 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 5 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

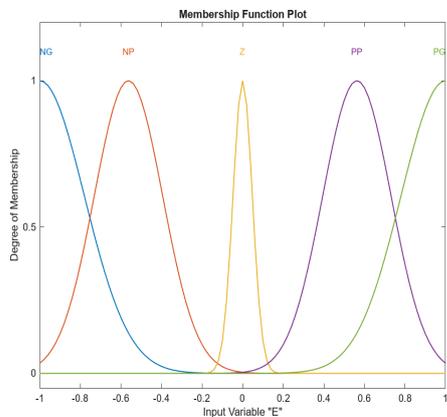


Figura 30 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 5

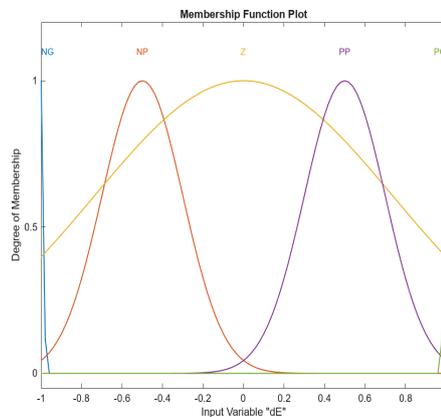


Figura 31 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 5

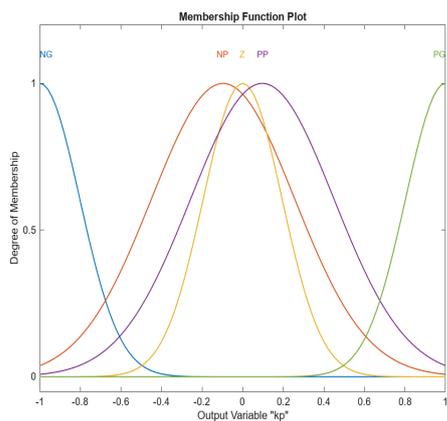


Figura 32 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 5

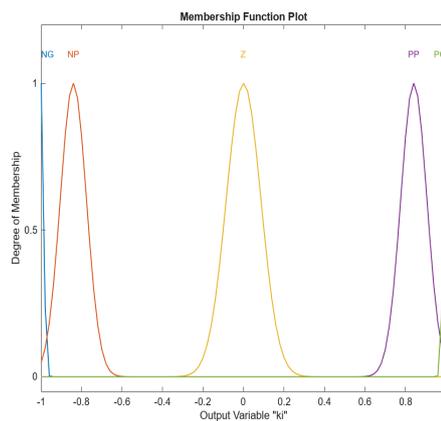


Figura 33 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 5

## Superfície de Controle:

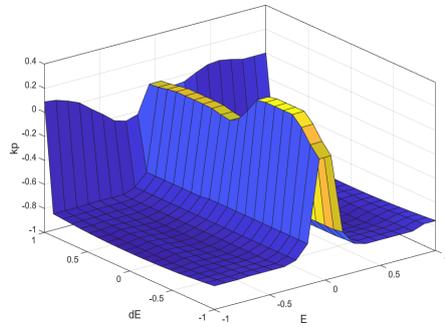


Figura 34 - Superfície de Controle para "kp" Otimizada Execução 5

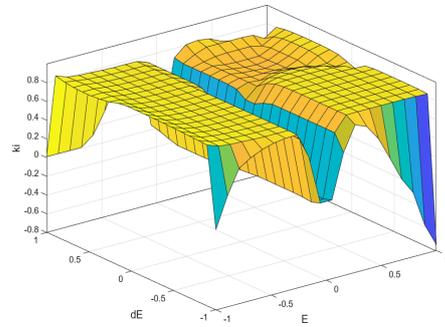


Figura 35 - Superfície de Controle para "ki" Otimizada Execução 5

## Execução 6

### Desempenho no Cenário 3:

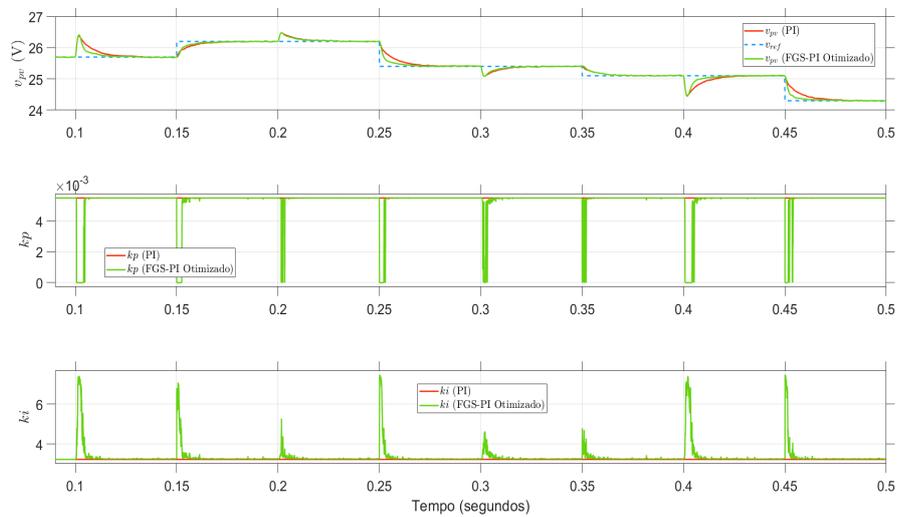


Figura 36 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 6 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

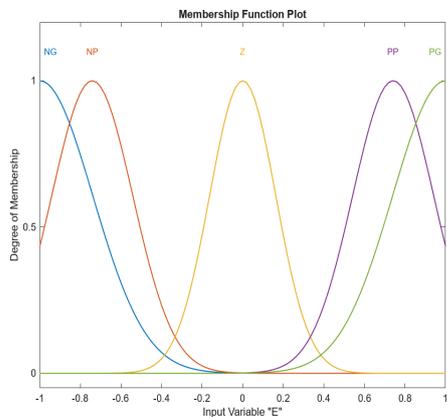


Figura 37 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 6

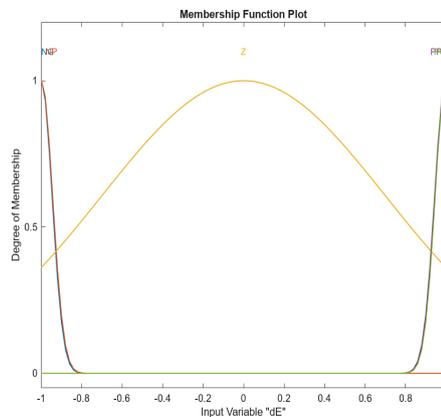


Figura 38 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 6

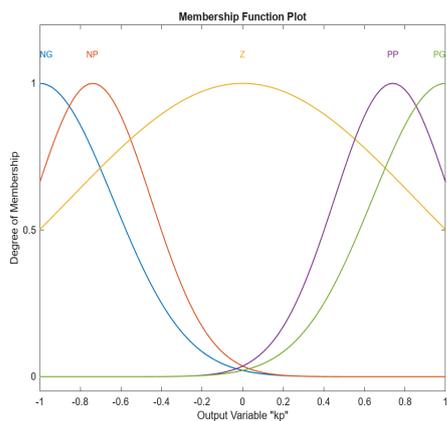


Figura 39 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 6

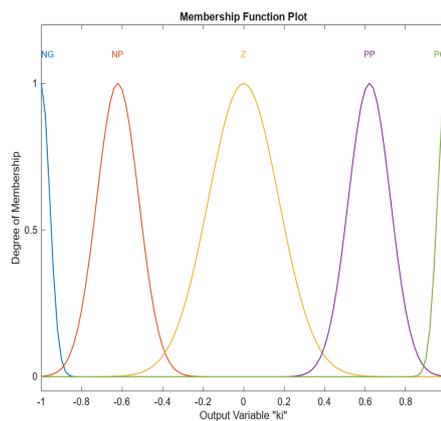


Figura 40 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 6

## Superfície de Controle:

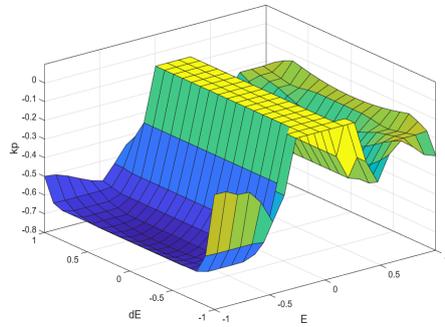


Figura 41 - Superfície de Controle para "kp" Otimizada Execução 6

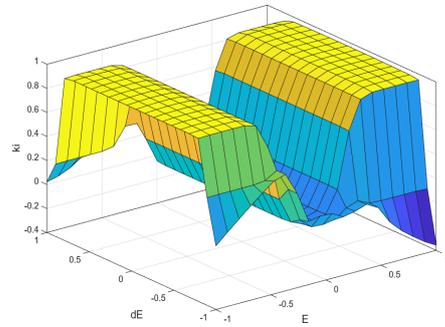


Figura 42 - Superfície de Controle para "ki" Otimizada Execução 6

## Execução 7

### Desempenho no Cenário 3:

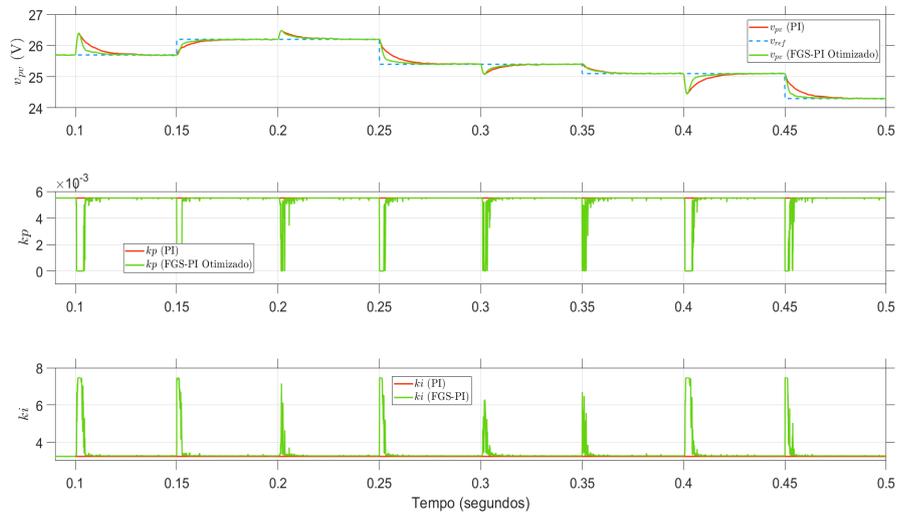


Figura 43 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 7 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

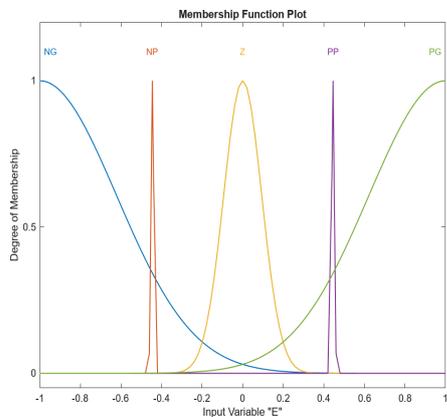


Figura 44 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 7

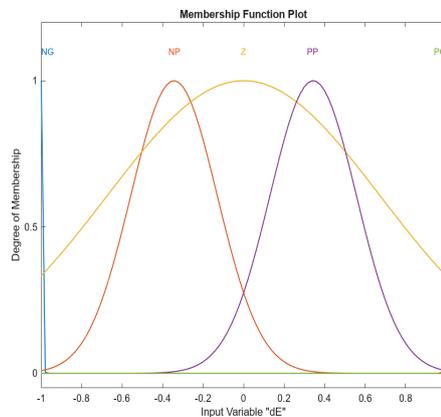


Figura 45 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 7

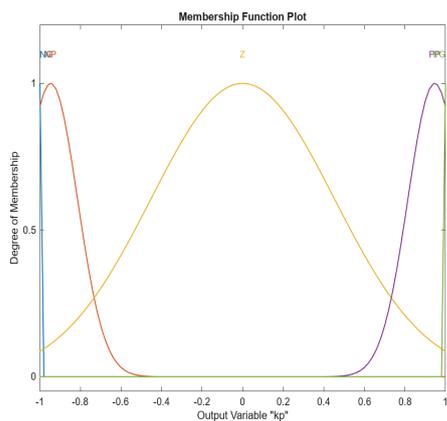


Figura 46 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 7

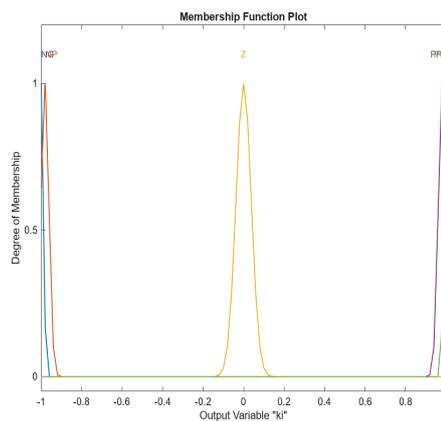


Figura 47 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 7

### Superfície de Controle:

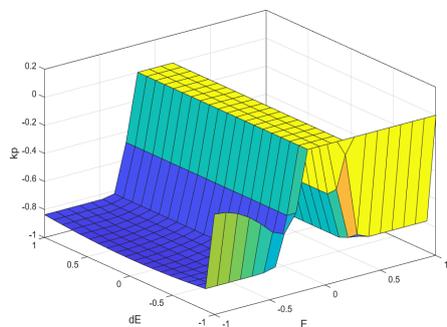


Figura 48 - Superfície de Controle para "kp"  
Otimizada Execução 7

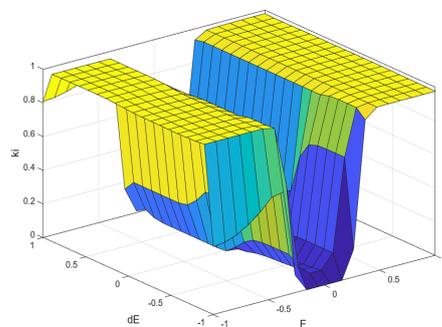


Figura 49 - Superfície de Controle para "ki"  
Otimizada Execução i

## Execução 8

### Desempenho no Cenário 3:

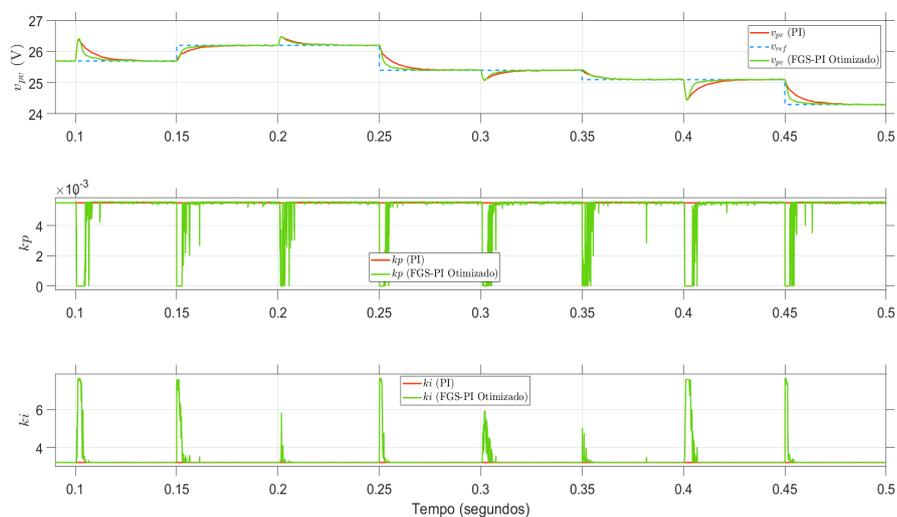


Figura 50 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 8 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

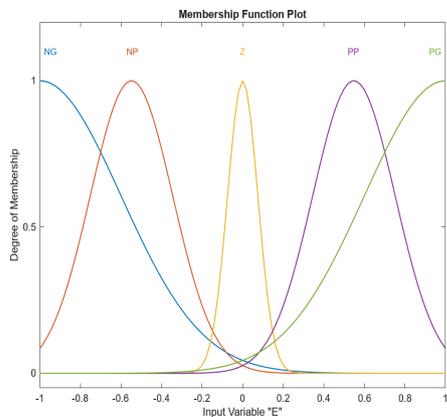


Figura 51 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 8

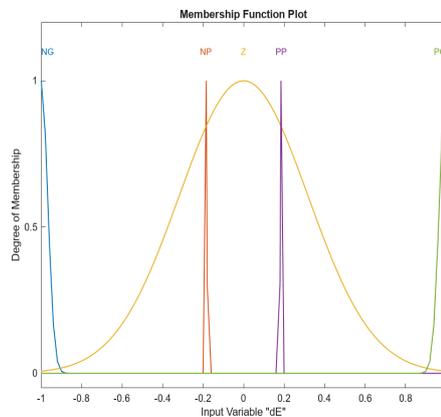


Figura 52 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 8

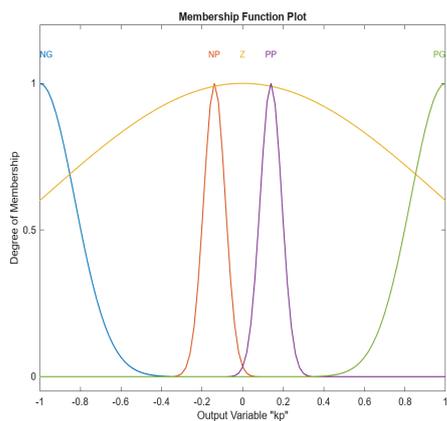


Figura 53 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 8

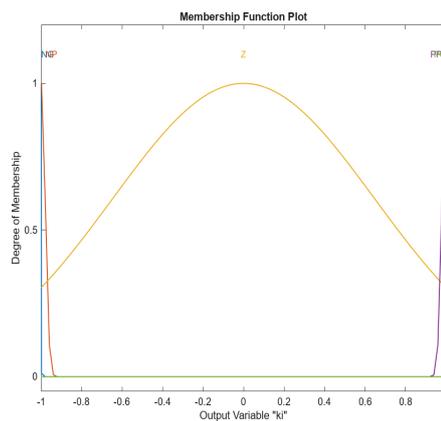


Figura 54 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 8

## Superfície de Controle:

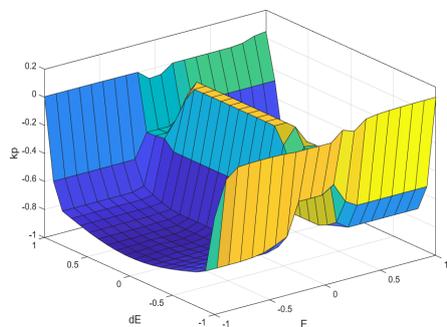


Figura 55 - Superfície de Controle para "kp"  
Otimizada Execução 8

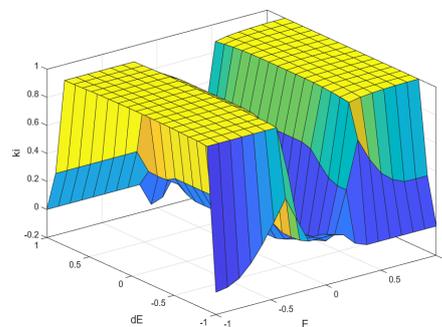


Figura 56 - Superfície de Controle para "ki"  
Otimizada Execução 8

## Execução 9

### Desempenho no Cenário 3:

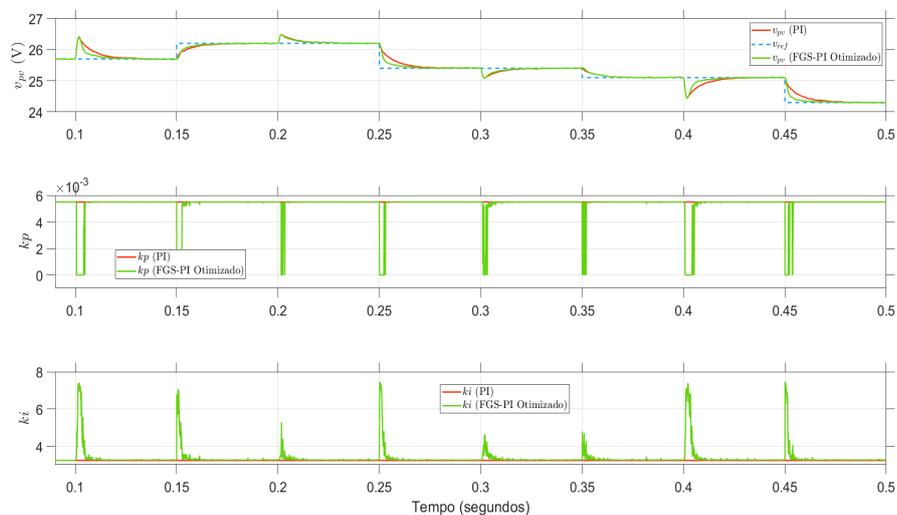


Figura 57 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 9 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

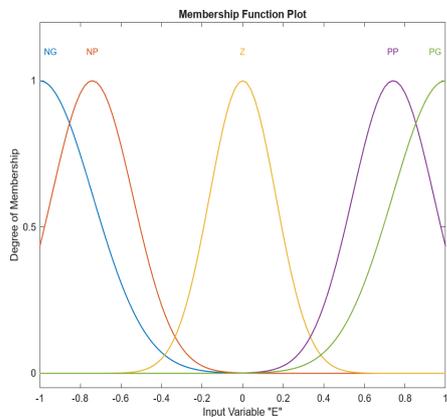


Figura 58 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 9

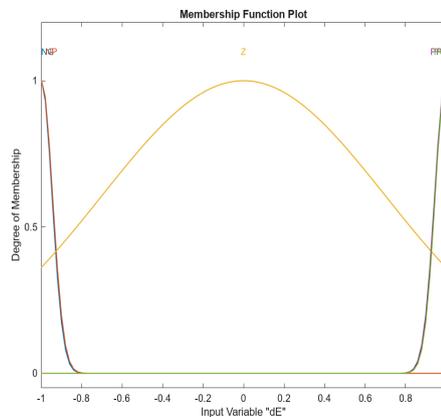


Figura 59 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 9

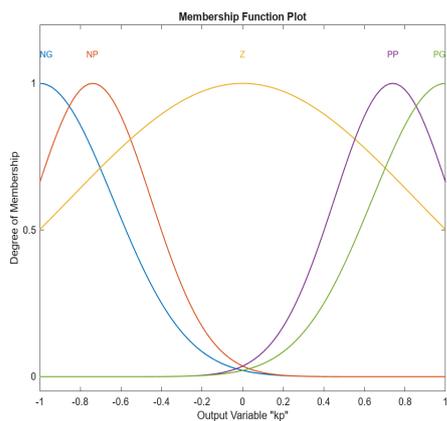


Figura 60 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 9

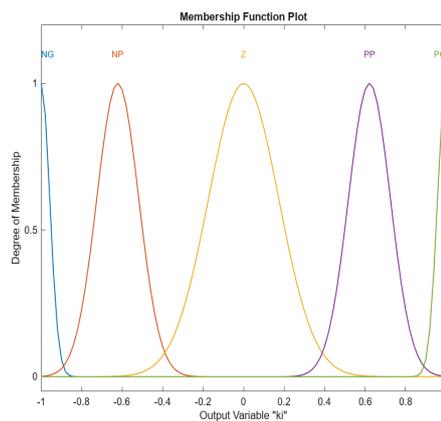


Figura 61 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 9

## Superfície de Controle:

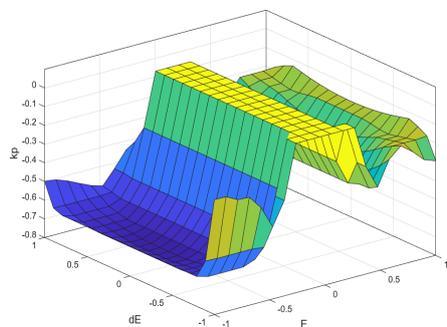


Figura 62 - Superfície de Controle para "kp" Otimizada Execução 9

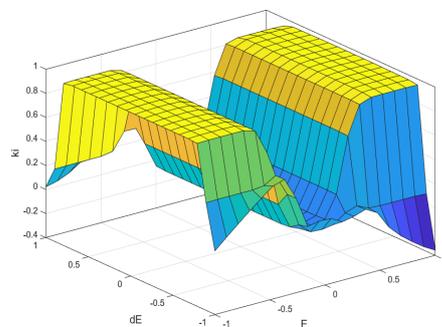


Figura 63 - Superfície de Controle para "ki" Otimizada Execução 9

## Execução 10

### Desempenho no Cenário 3:

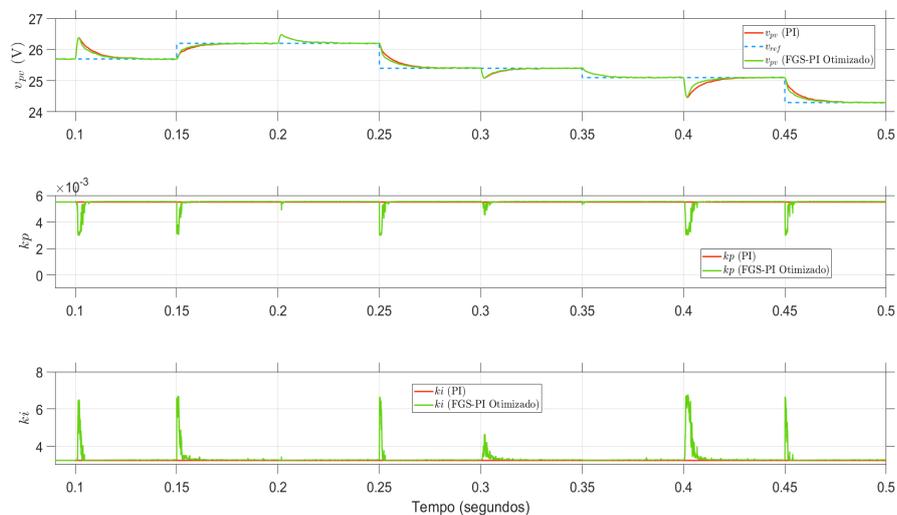


Figura 64 - Desempenho no Cenário 3 FGS-PI Otimizado Execução 10 Comparativo com PI

### Funções de Pertinência Otimizada:

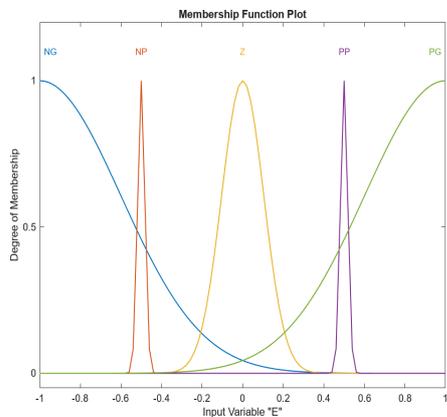


Figura 65 - Função de Pertinência Entrada "E" Otimizada Execução 10

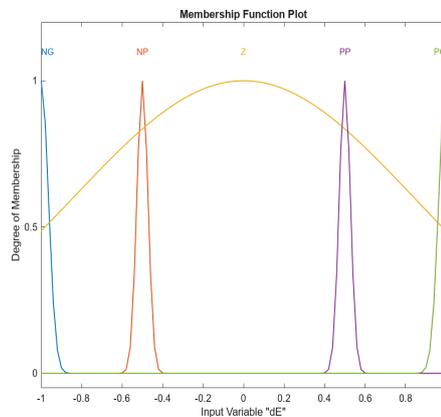


Figura 66 - Função de Pertinência Entrada "dE" Otimizada Execução 10

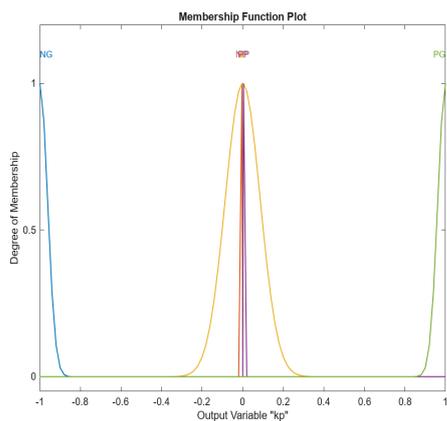


Figura 67 - Função de Pertinência Saída "kp" Otimizada Execução 10

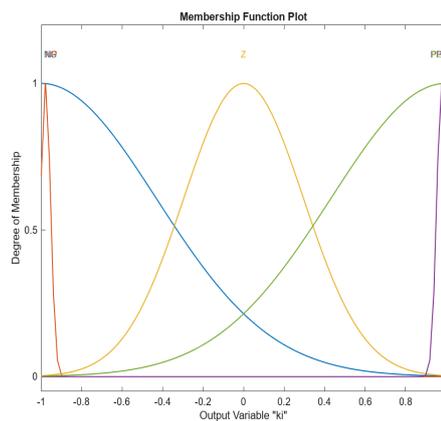


Figura 68 - Função de Pertinência Saída "ki" Otimizada Execução 10

## Superfície de Controle:

**APÊNDICE E — DETLAHES DOS RESULTADOS DE  
SIMULAÇÃO PARA OS ENSAIOS DE RASTREAMENTO**

## Detalhes dos Resultados de Simulação

O presente documento tem por finalidade exibir os detalhes dos ensaios de rastreamento, seção 4.2. Os gráficos de tensão ( $v_{pv}$ ) e potência ( $p_{pv}$ ) estão detalhados para cada transitório das condições operacionais, e desde modo evidencia a diferença de desempenho de cada controlador, em relação ao tempo de rastreamento.

### Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT

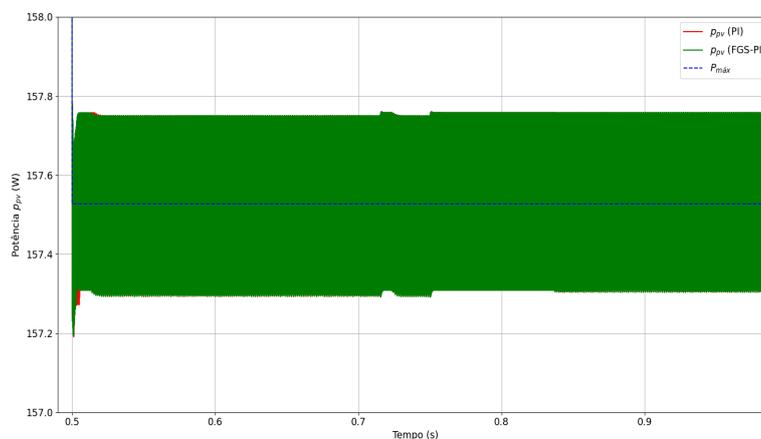


Figura 1 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $1000 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $800 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$

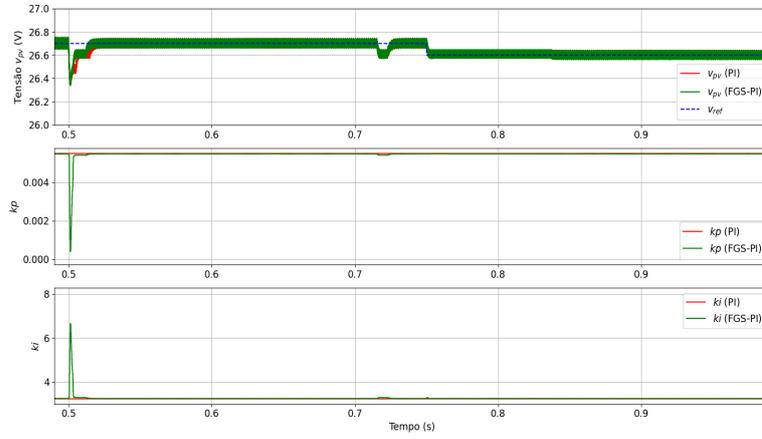


Figura 2 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 1000  $W/m^2$  @ 25 °C para 800  $W/m^2$  @ 25 °C

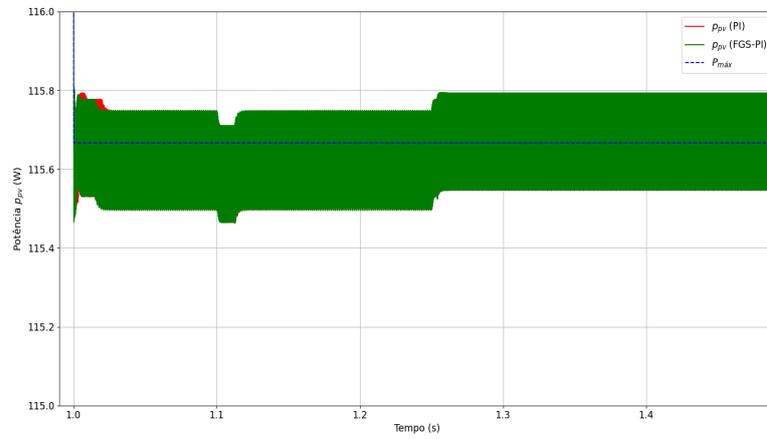


Figura 3 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 800  $W/m^2$  @ 25 °C para 600  $W/m^2$  @ 25 °C

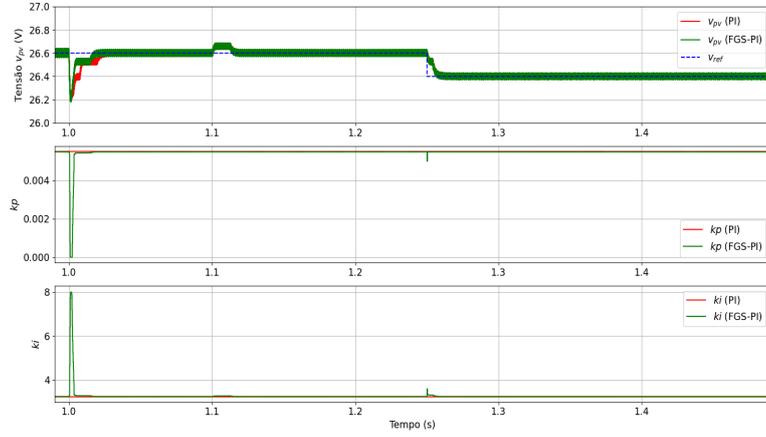


Figura 4 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $800 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $600 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$

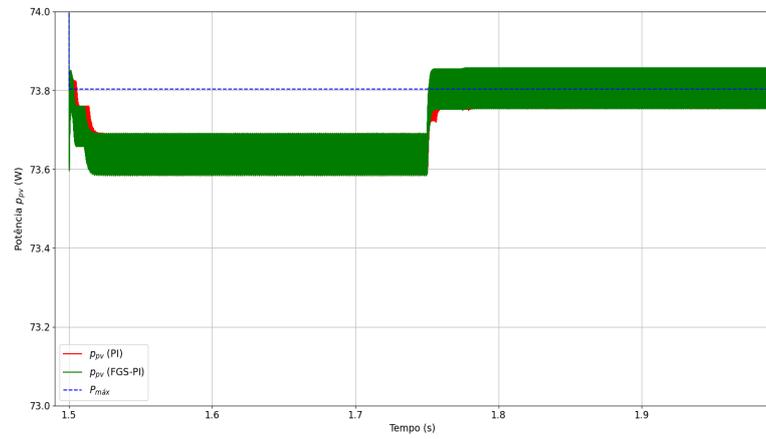


Figura 5 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $600 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $400 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$

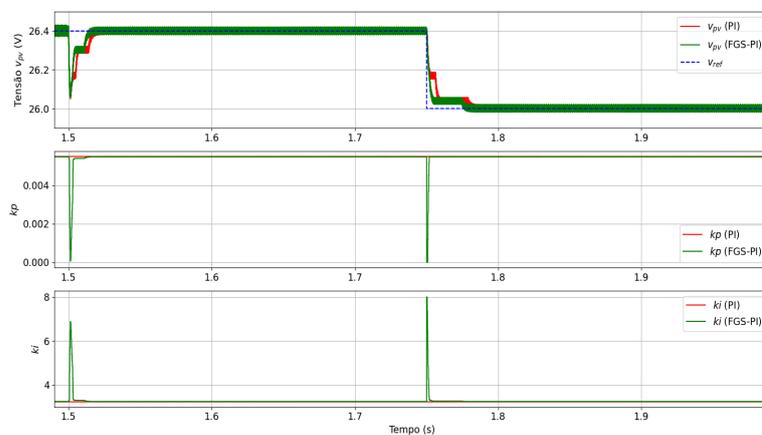


Figura 6 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $600 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $400 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$

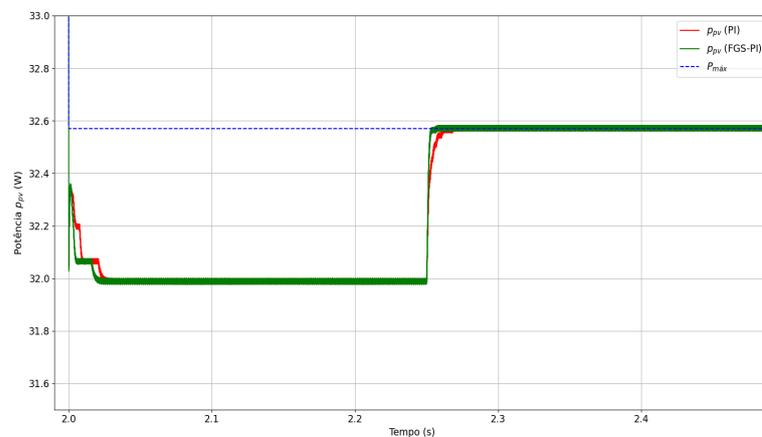


Figura 7 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $400 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $200 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$

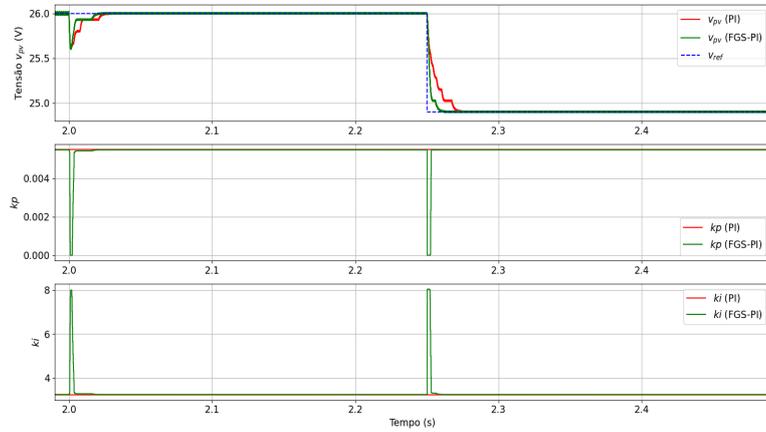


Figura 8 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 400 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 200 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC

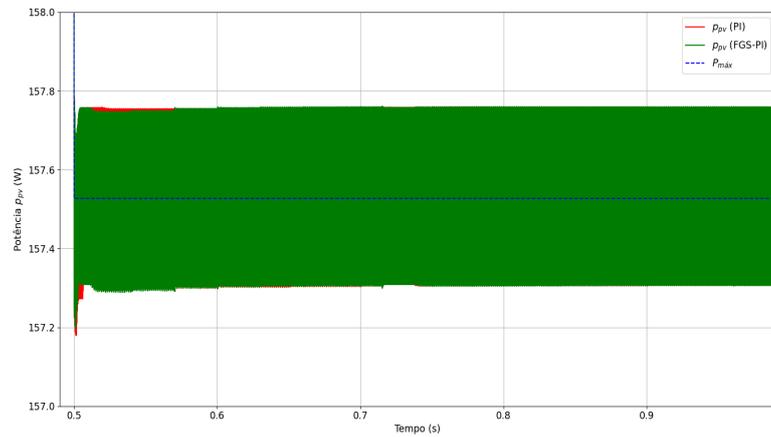


Figura 9 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 1000 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 800 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C

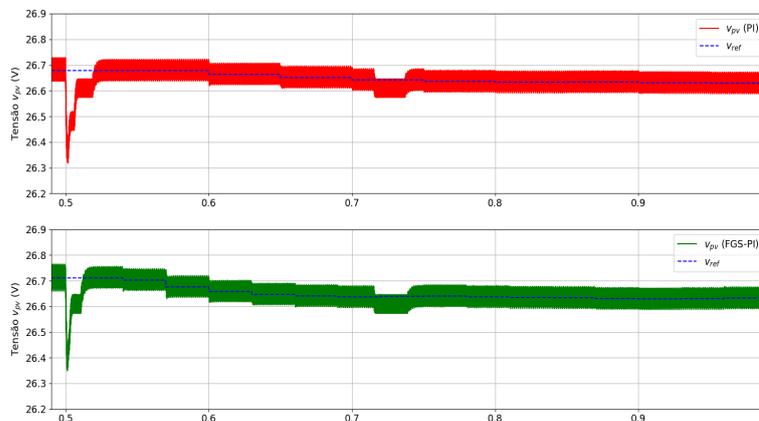


Figura 10 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $1000 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $800 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

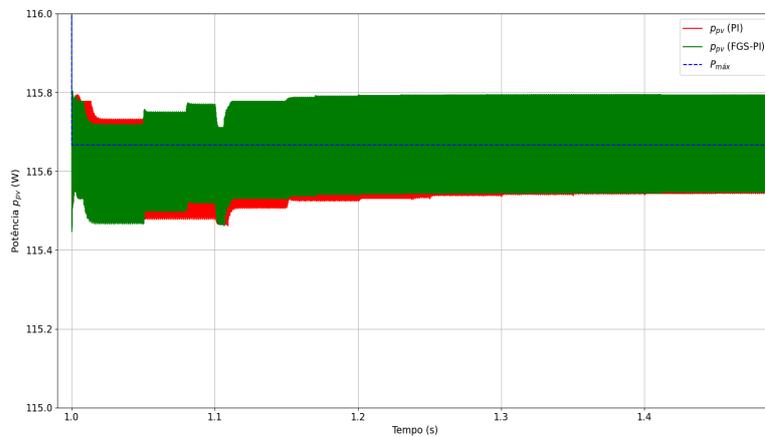


Figura 11 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $800 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $600 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

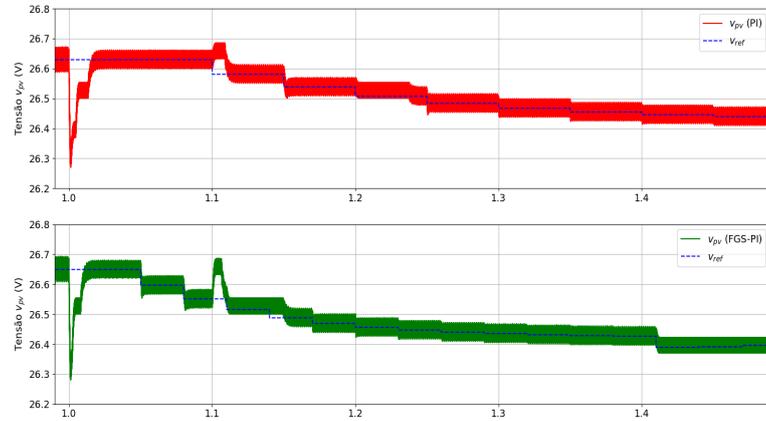


Figura 12 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $800 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $600 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

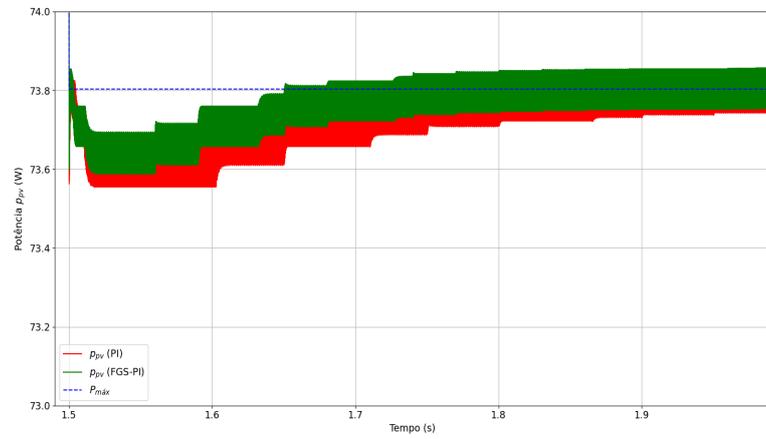


Figura 13 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $600 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $400 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

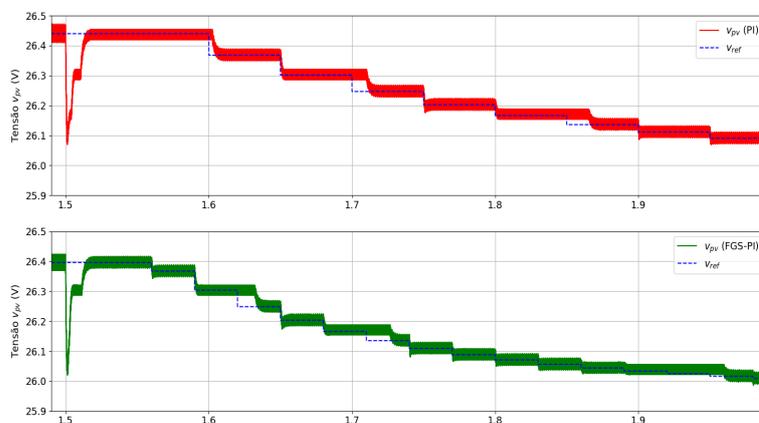


Figura 14 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $600 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $400 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

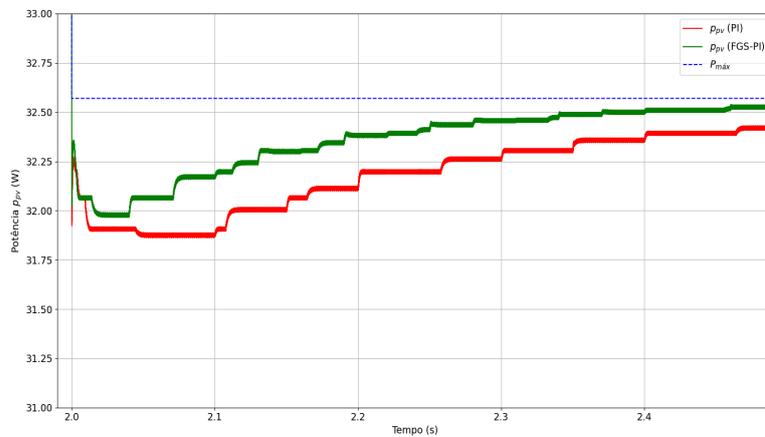


Figura 15 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $400 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $200 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

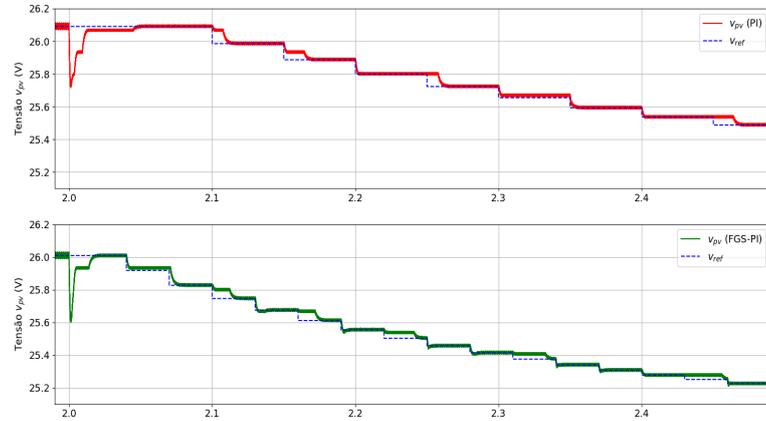


Figura 16 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $400 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $200 \text{ W/m}^2$  @  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT

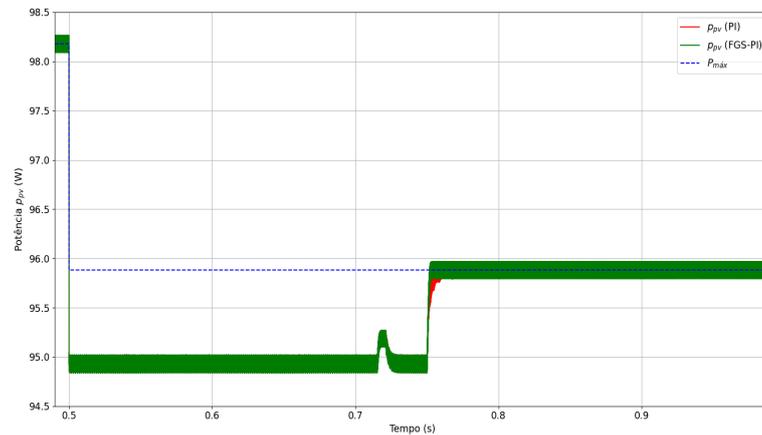


Figura 17 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $500 \text{ W/m}^2$  @  $10 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $500 \text{ W/m}^2$  @  $20 \text{ }^\circ\text{C}$

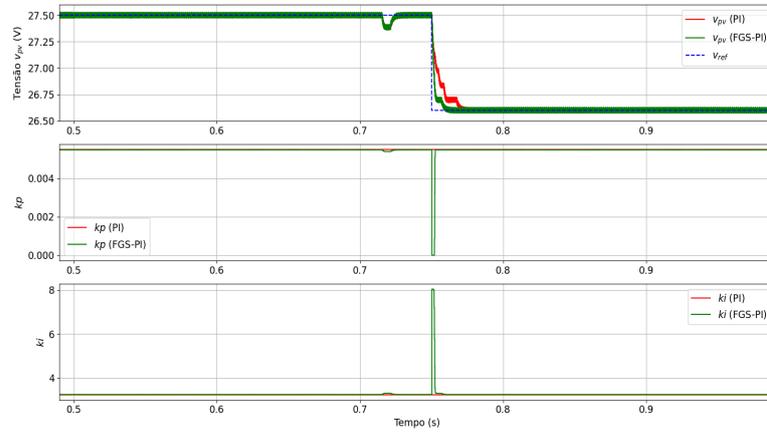


Figura 18 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 10 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C

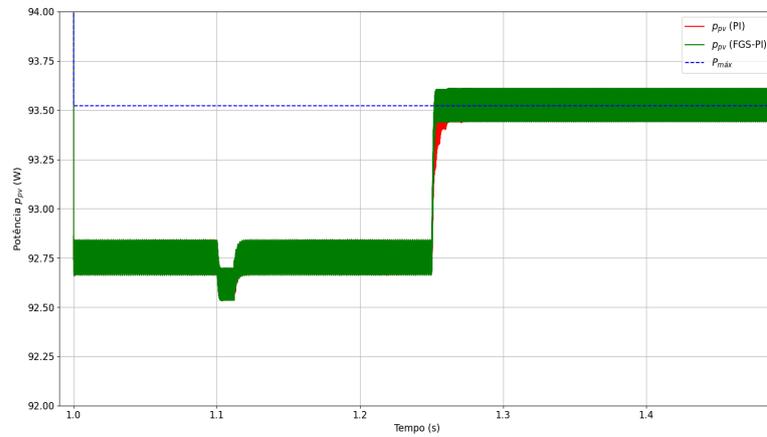


Figura 19 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C

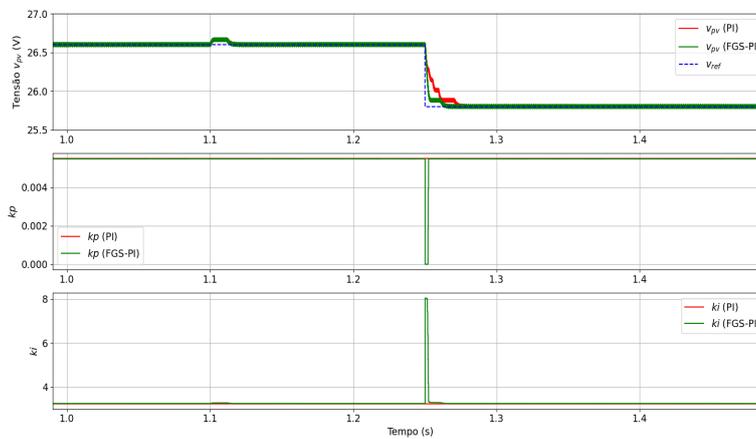


Figura 20 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 500  $W/m^2$  @ 20 °C para 500  $W/m^2$  @ 30 °C

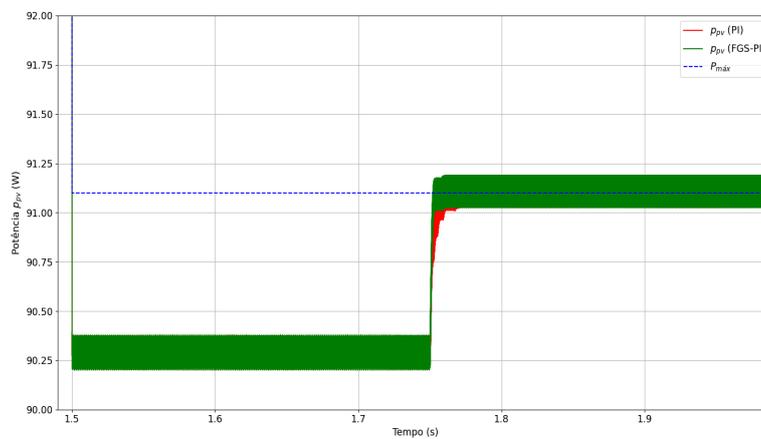


Figura 21 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 500  $W/m^2$  @ 30 °C para 500  $W/m^2$  @ 40 °C

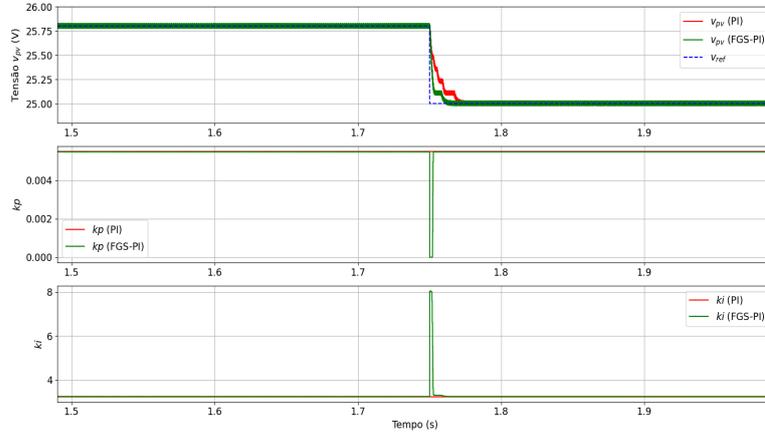


Figura 22 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 500  $W/m^2$  @ 30 °C para 500  $W/m^2$  @ 40 °C

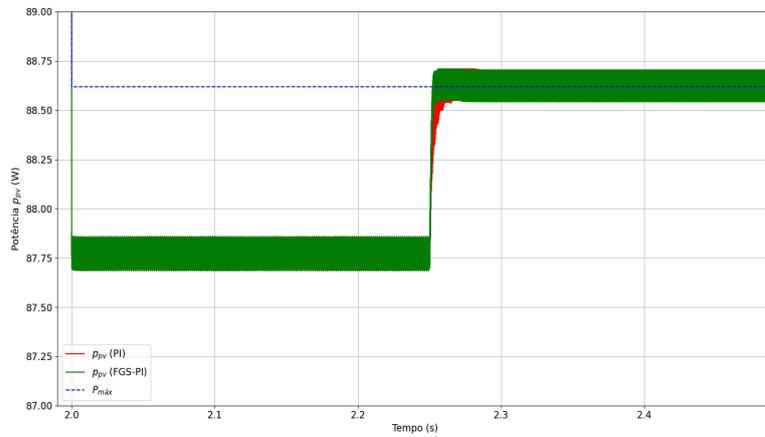


Figura 23 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 500  $W/m^2$  @ 40 °C para 500  $W/m^2$  @ 50 °C

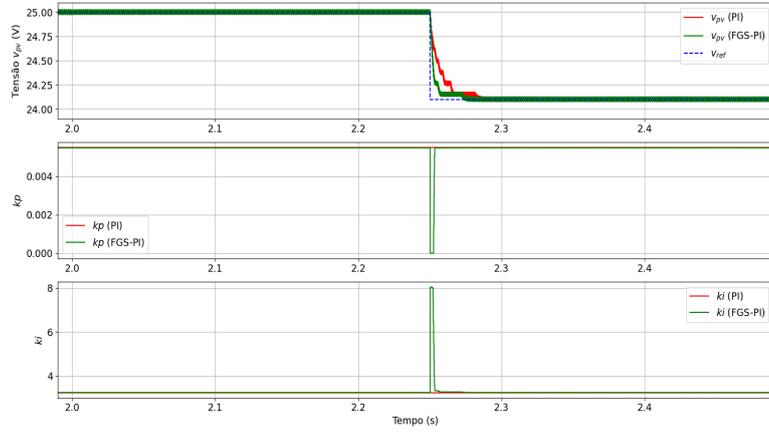


Figura 24 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 50 °C

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC

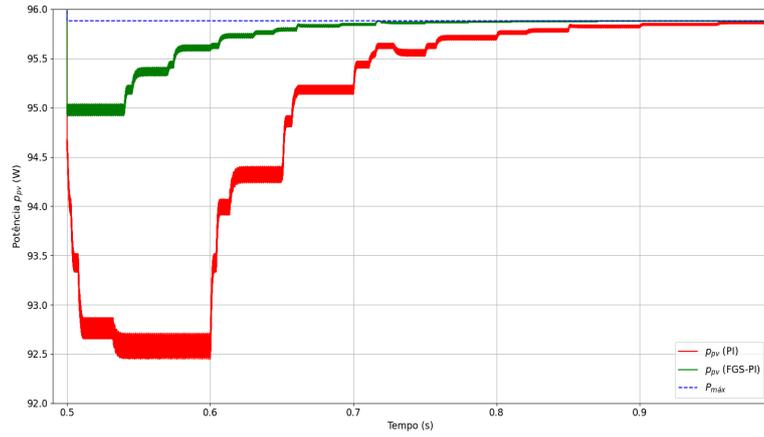


Figura 25 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 10 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C

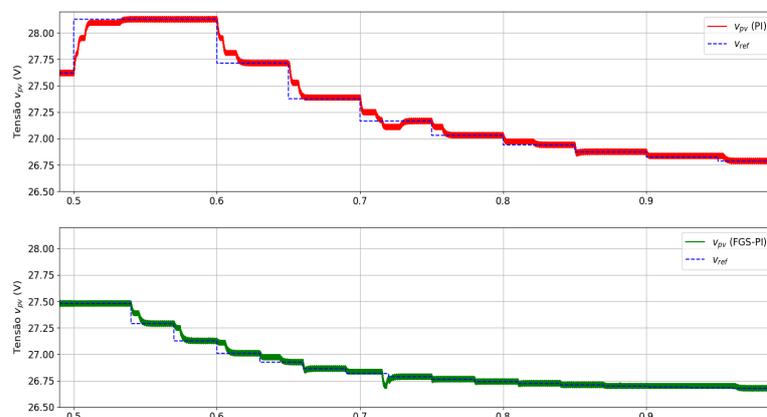


Figura 26 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $500 \text{ W/m}^2$  @  $10 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $500 \text{ W/m}^2$  @  $20 \text{ }^\circ\text{C}$

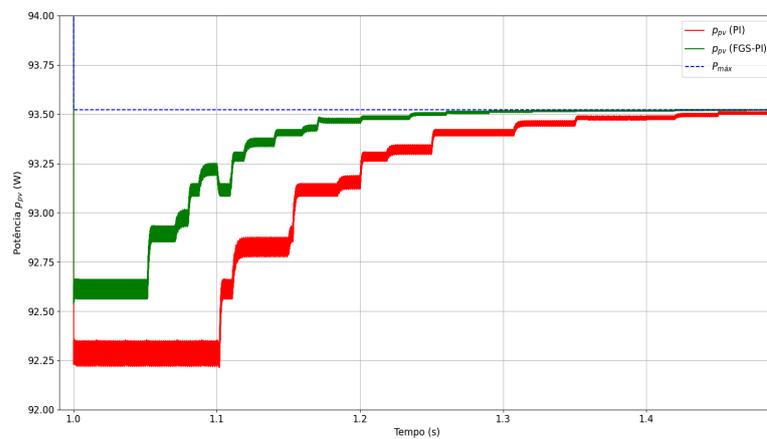


Figura 27 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $500 \text{ W/m}^2$  @  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $500 \text{ W/m}^2$  @  $30 \text{ }^\circ\text{C}$

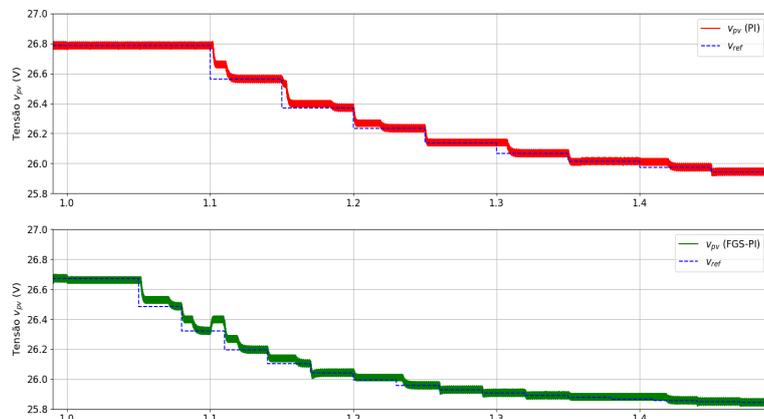


Figura 28 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C

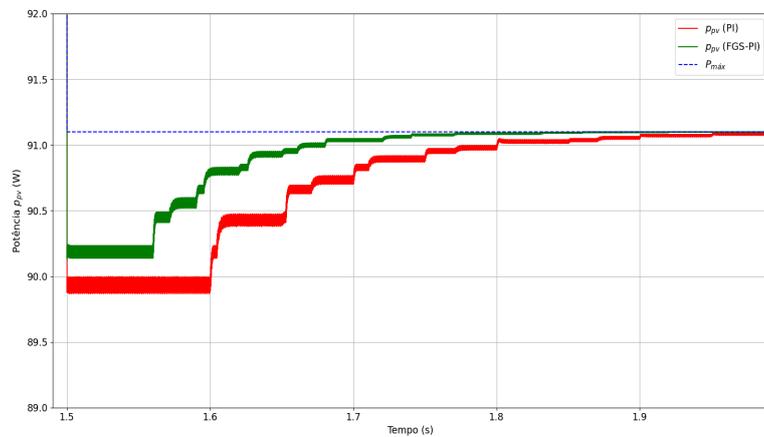


Figura 29 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C

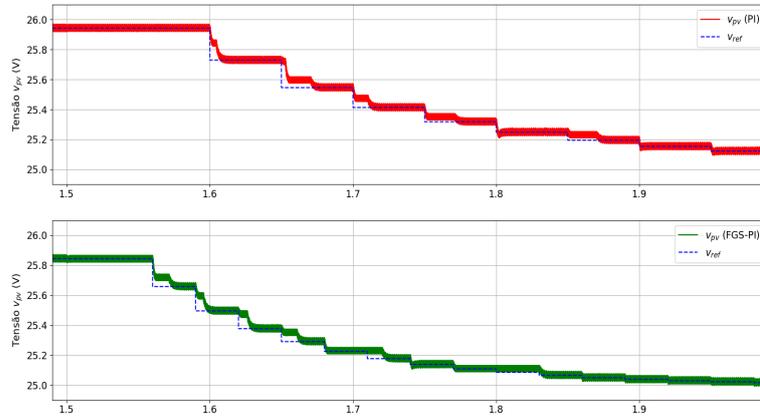


Figura 30 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $500 \text{ W/m}^2 @ 30^\circ\text{C}$  para  $500 \text{ W/m}^2 @ 40^\circ\text{C}$

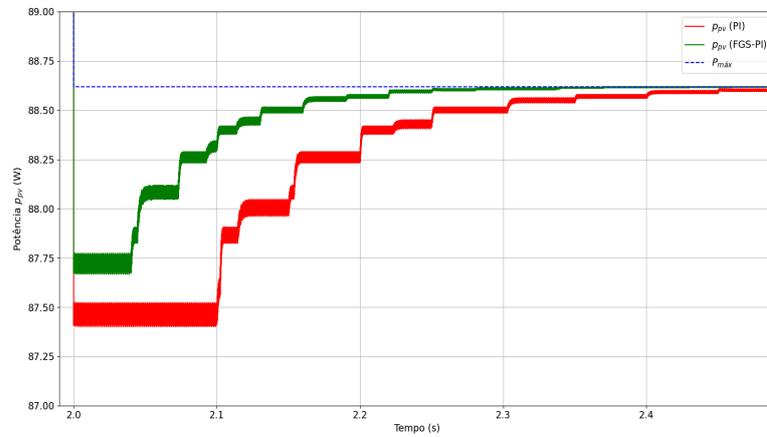


Figura 31 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $500 \text{ W/m}^2 @ 40^\circ\text{C}$  para  $500 \text{ W/m}^2 @ 50^\circ\text{C}$

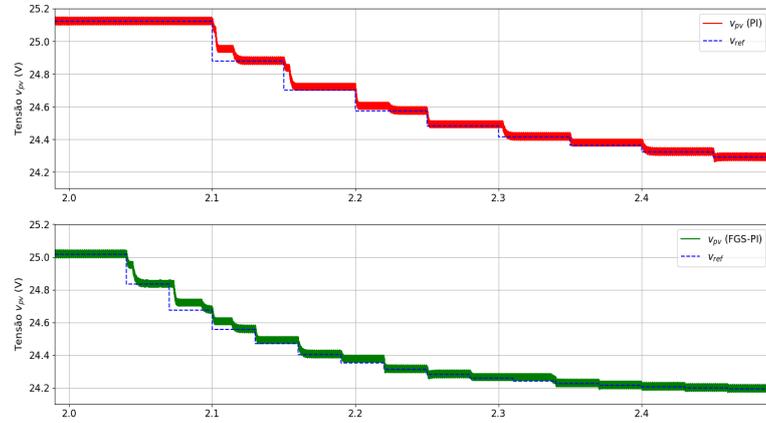


Figura 32 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 50 °C

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT

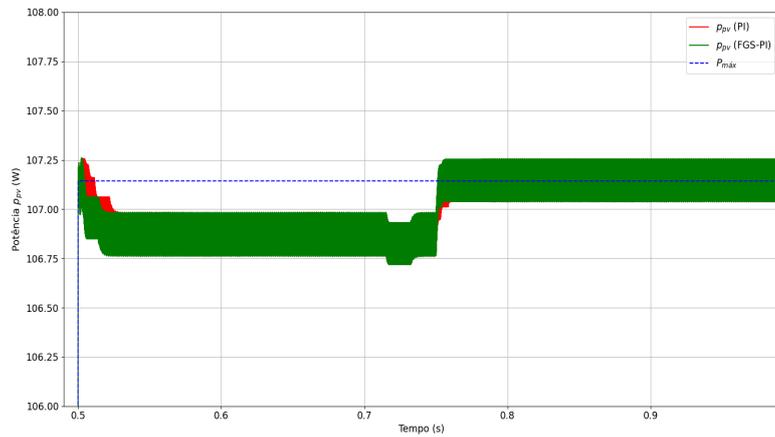


Figura 33 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 165 W/m<sup>2</sup> @ 12 °C para 562 W/m<sup>2</sup> @ 27 °C

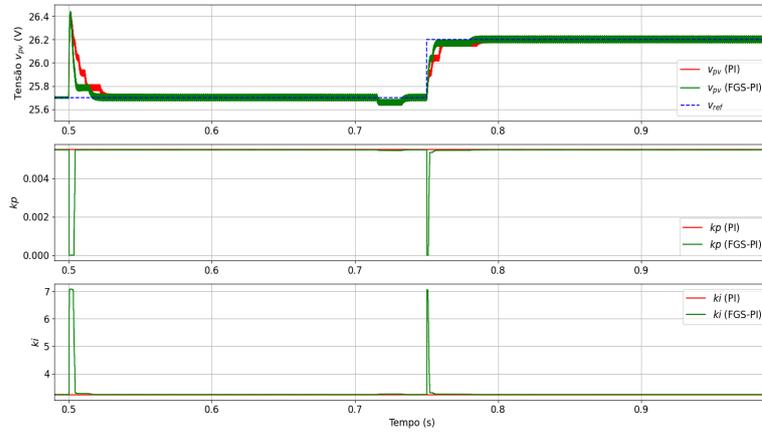


Figura 34 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 165  $W/m^2$  @ 12 °C para 562  $W/m^2$  @ 27 °C

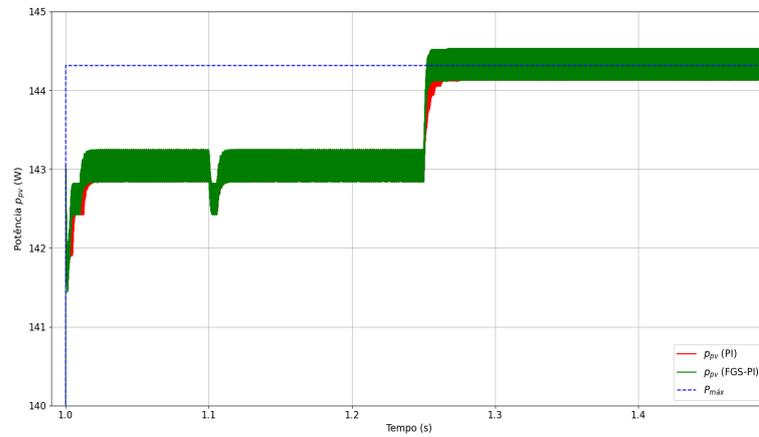


Figura 35 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 562  $W/m^2$  @ 27 °C para 767  $W/m^2$  @ 40 °C

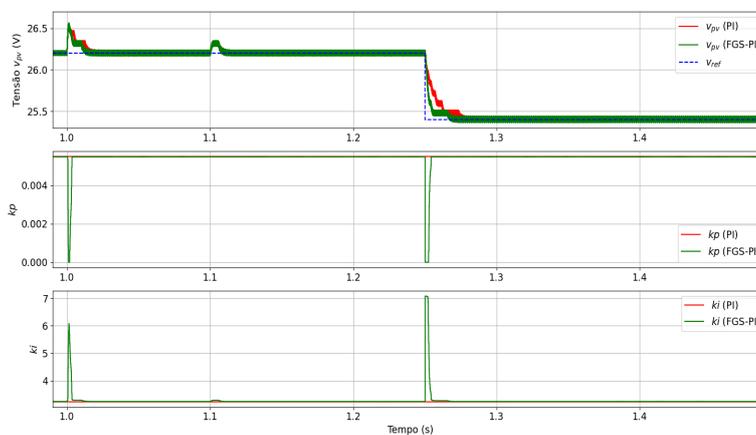


Figura 36 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 562  $W/m^2$  @ 27 °C para 767  $W/m^2$  @ 40 °C

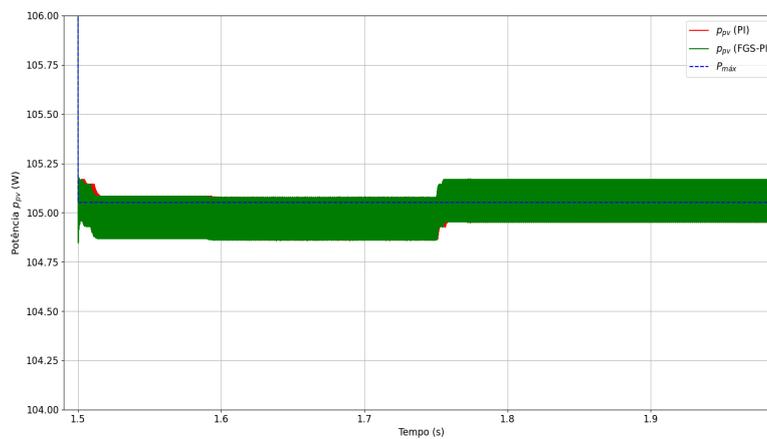


Figura 37 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 767  $W/m^2$  @ 40 °C para 570  $W/m^2$  @ 40 °C

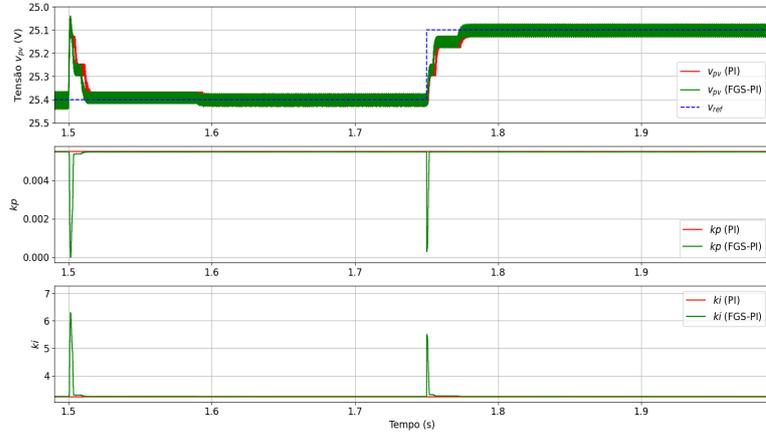


Figura 38 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 767 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C

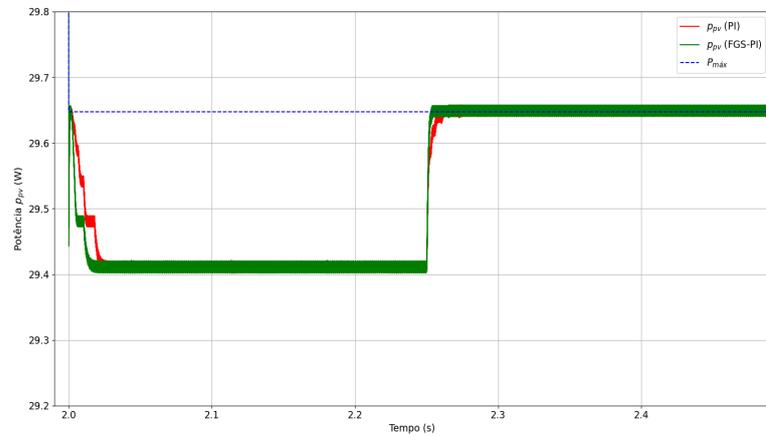


Figura 39 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 186 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C

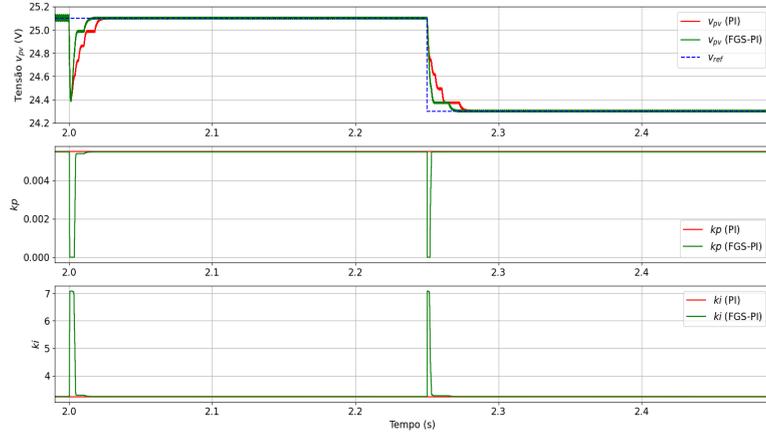


Figura 40 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT LUT ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 570  $W/m^2$  @ 40 °C para 186  $W/m^2$  @ 30 °C

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC

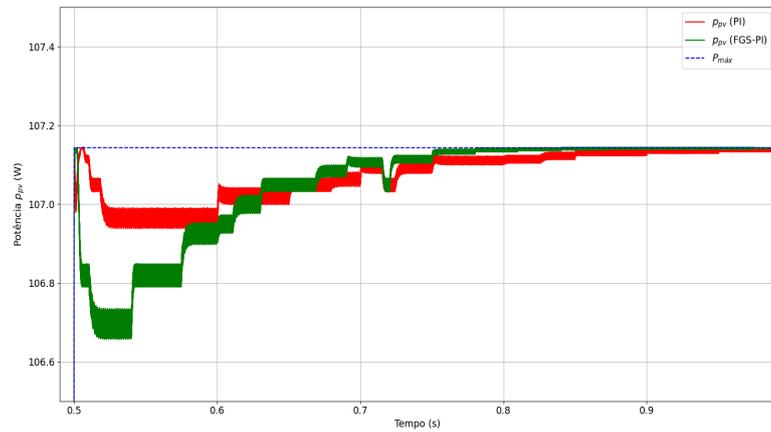


Figura 41 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 165  $W/m^2$  @ 12 °C para 562  $W/m^2$  @ 27 °C

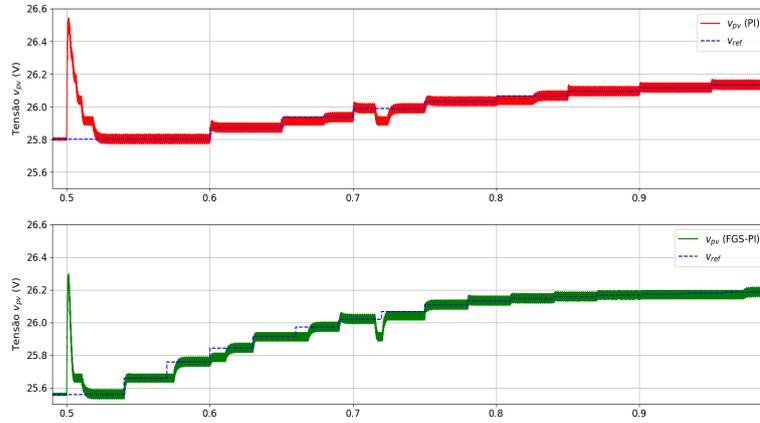


Figura 42 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $165 \text{ W/m}^2$  @  $12 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $562 \text{ W/m}^2$  @  $27 \text{ }^\circ\text{C}$

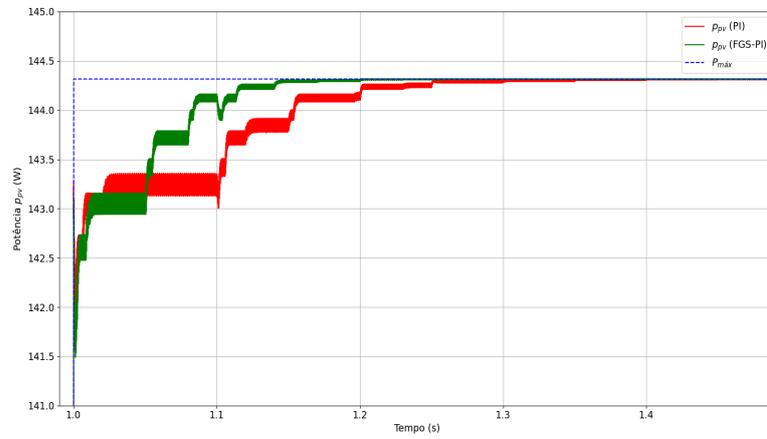


Figura 43 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de  $562 \text{ W/m}^2$  @  $27 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $767 \text{ W/m}^2$  @  $40 \text{ }^\circ\text{C}$

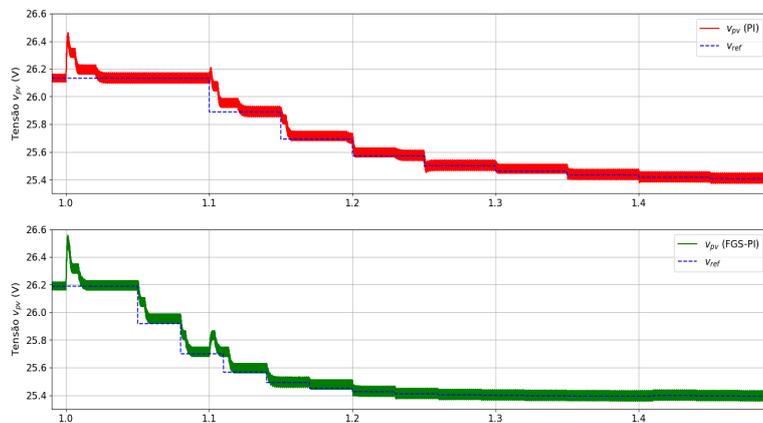


Figura 44 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 562 W/m<sup>2</sup> @ 27 °C para 767 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C

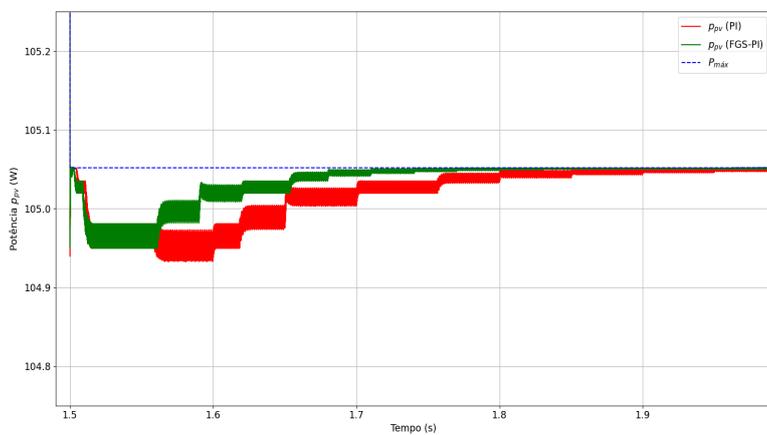


Figura 45 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 767 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C

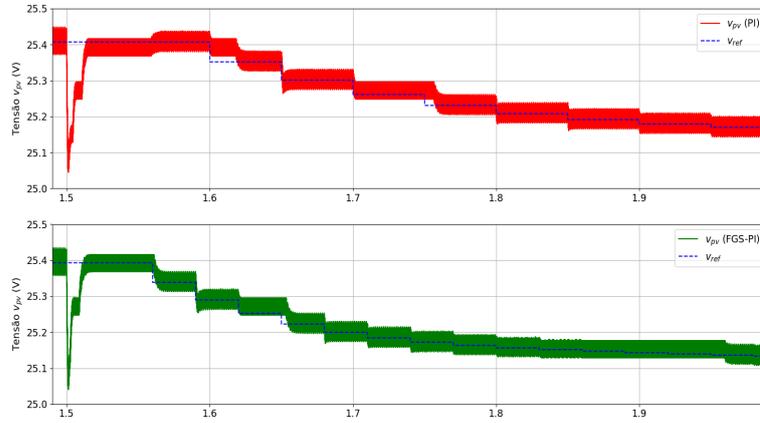


Figura 46 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de 767 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C

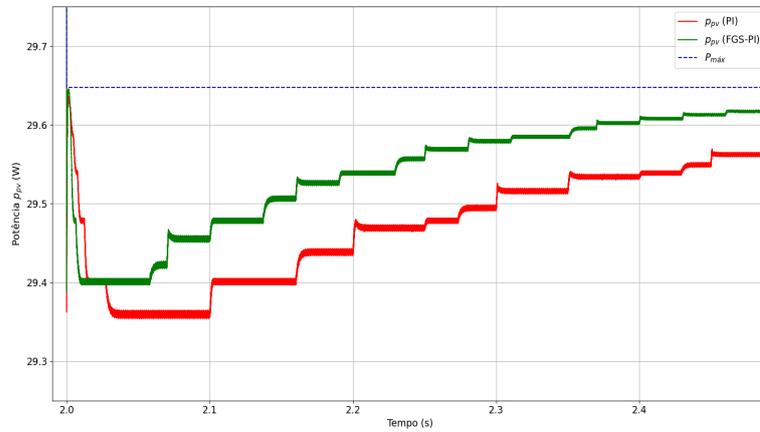


Figura 47 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $p_{pv}$ ) - Transitório de 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 186 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C

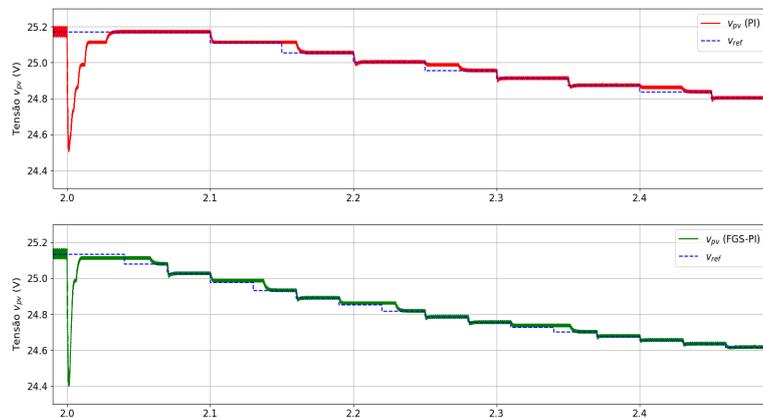


Figura 48 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 com MPPT IC ( $v_{pv}$ ) - Transitório de  $570 \text{ W/m}^2$   
@  $40 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $186 \text{ W/m}^2$  @  $30 \text{ }^\circ\text{C}$

**APÊNDICE F — DETLAHES DOS RESULTADOS  
EXPERIMENTAIS PARA OS ENSAIOS DE RASTREAMENTO**

# Detalhes dos Resultados Experimentais

O presente documento tem por finalidade exibir os detalhes dos ensaios experimentais de rastreamento, seção 4.3. As figuras presentes apresentam capturas de tela do osciloscópio de tensão e corrente, e o canal matemático representa a potência obtida pela multiplicação da tensão e potência. Portanto, são detalhados para cada transitório das condições operacionais, e desde modo evidencia a diferença de desempenho de cada controlador, em relação ao tempo de rastreamento. Vale ressaltar que os resultados experimentais dos ensaios de rastreamento foram obtidos utilizando a técnica de MPPT LUT.

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 1

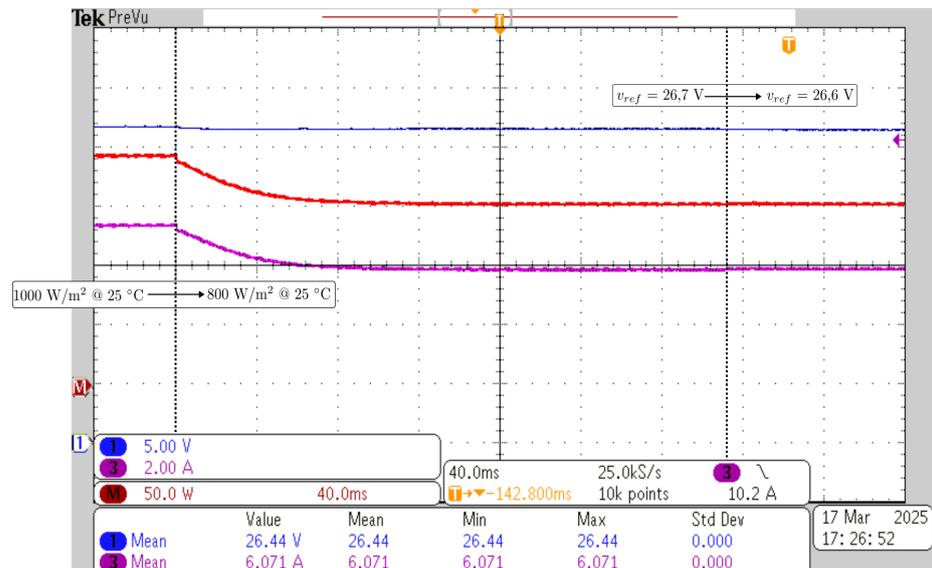


Figura 1 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de  $1000 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $800 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (PI)

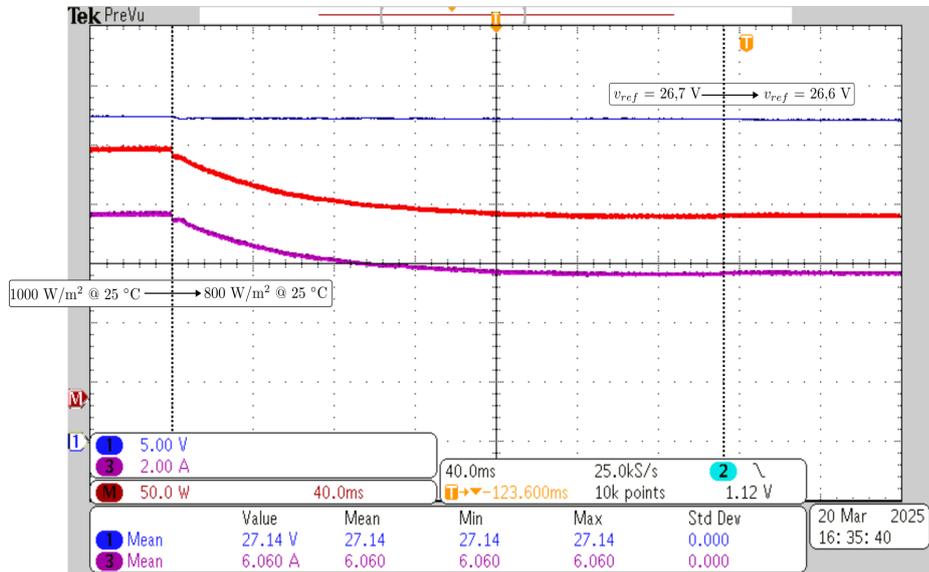


Figura 2 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 1000 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 800 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (FGS-PI)

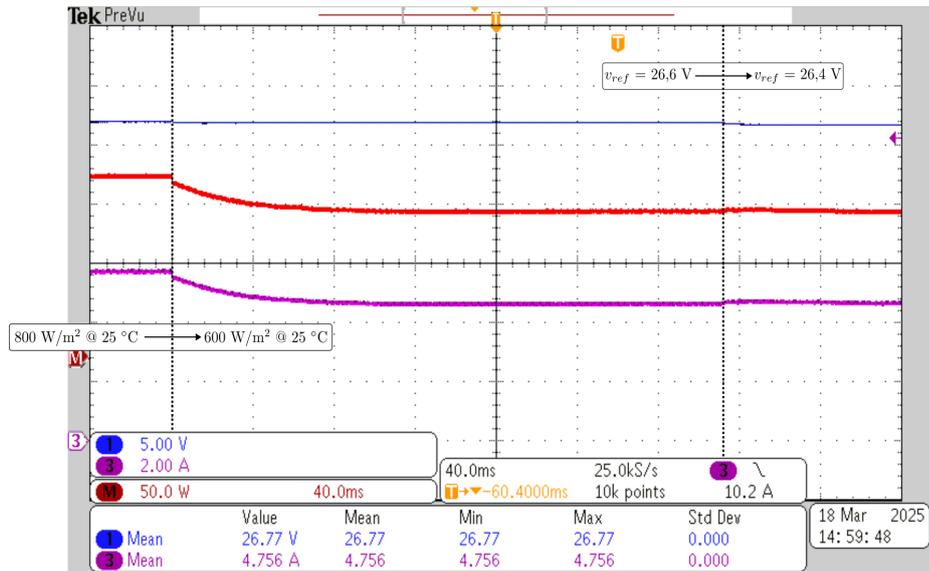


Figura 3 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 800 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 600 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (PI)

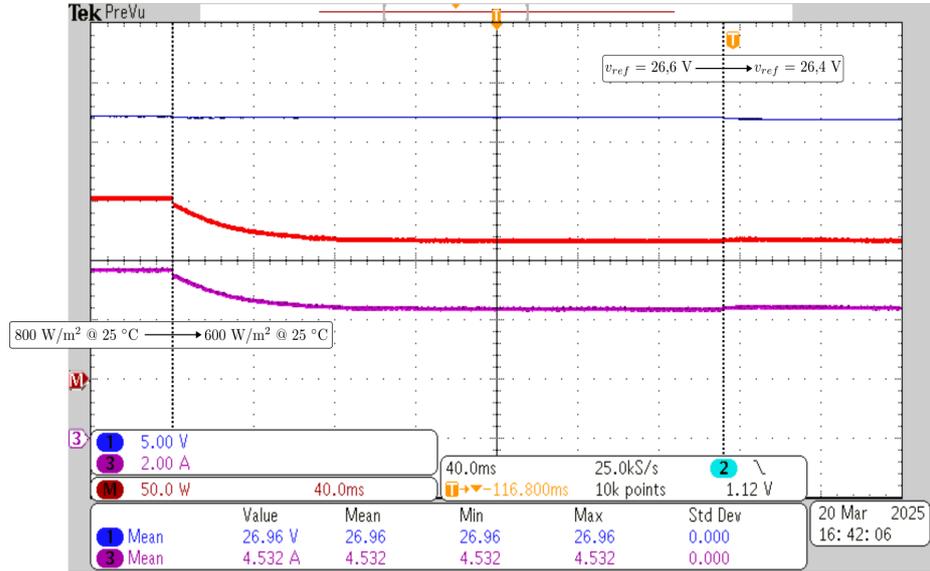


Figura 4 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 800 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 600 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (FGS-PI)

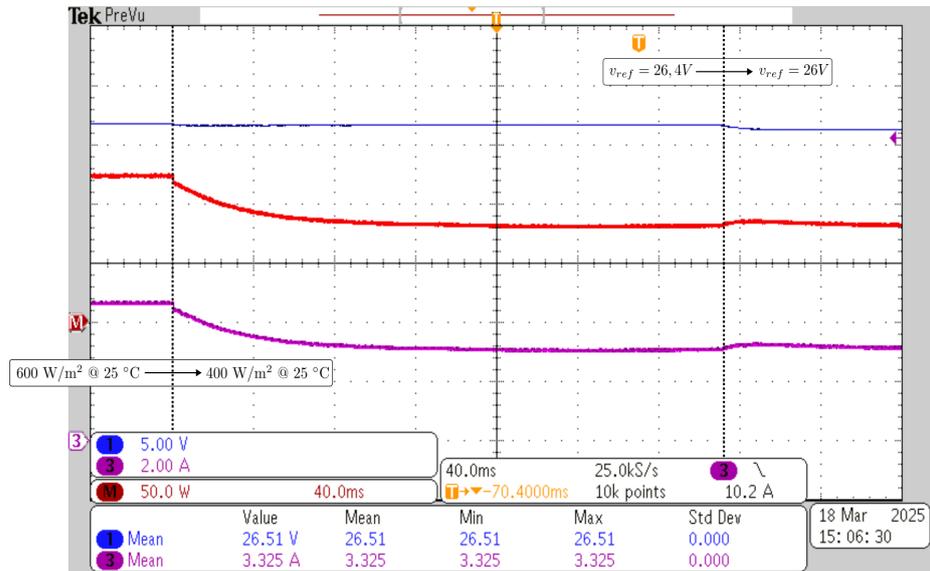


Figura 5 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 600 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 400 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (PI)

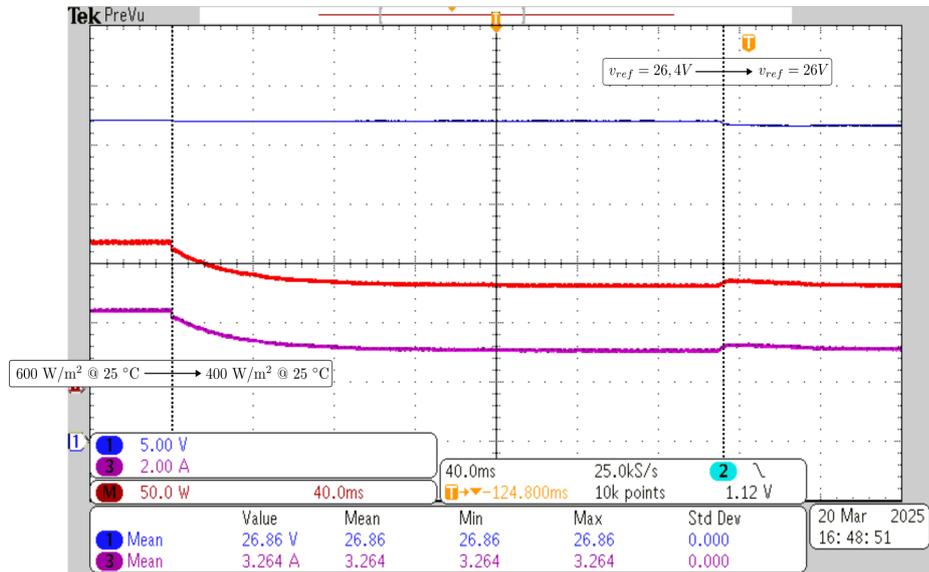


Figura 6 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 600 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 400 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (FGS-PI)

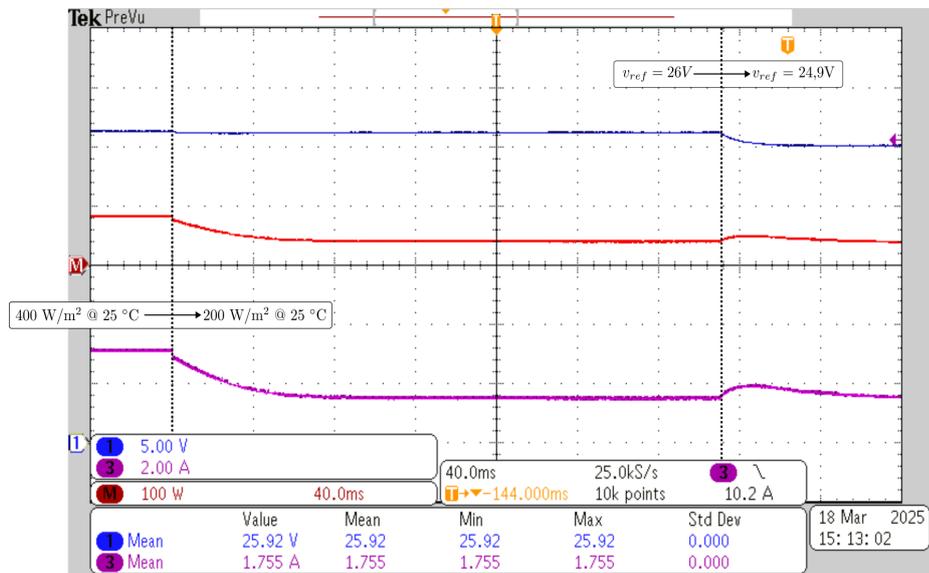


Figura 7 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 400 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 200 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (PI)

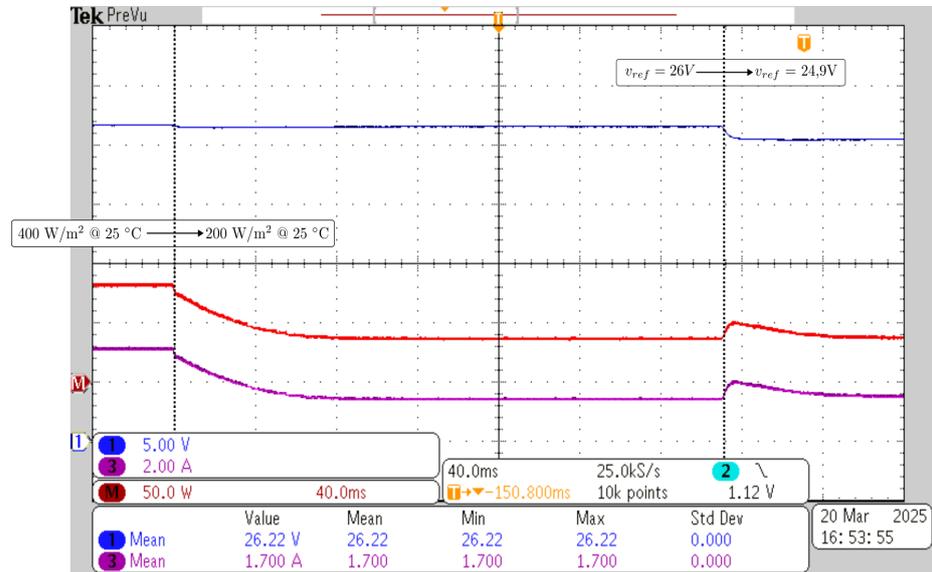


Figura 8 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 1 - Transitório de 400 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C para 200 W/m<sup>2</sup> @ 25 °C (FGS-PI)

## Ensaio de Rastreamento - Cenário 2

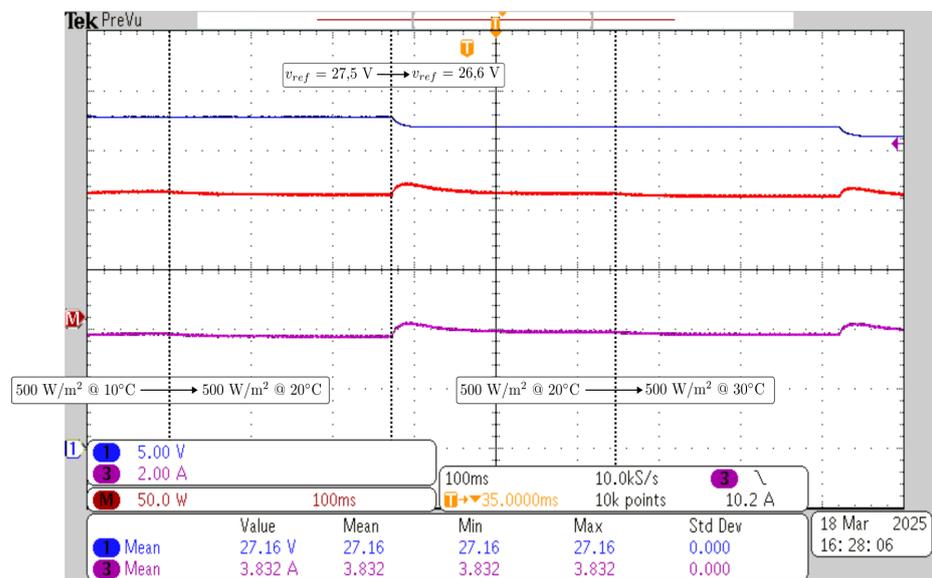


Figura 9 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 10 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C (PI)

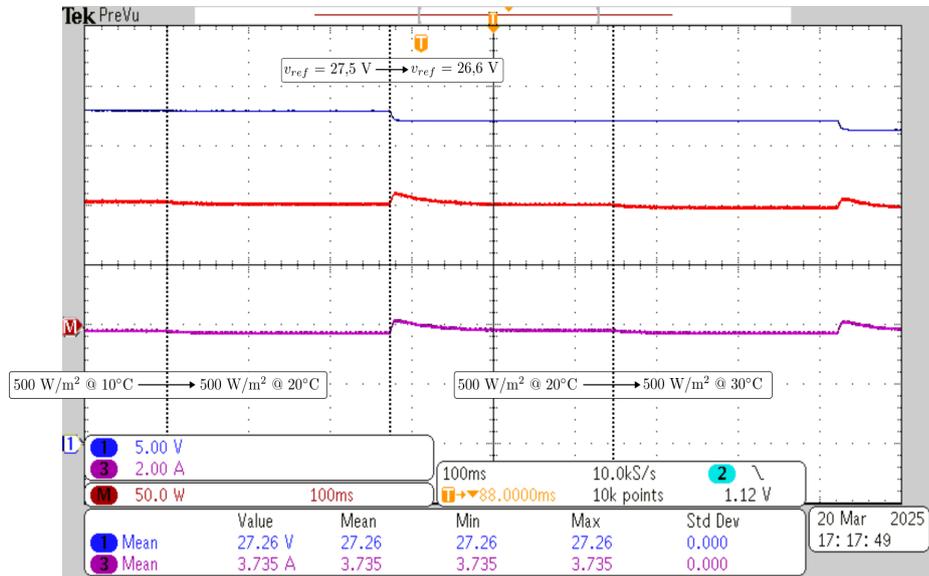


Figura 10 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 10 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C (FGS-PI)

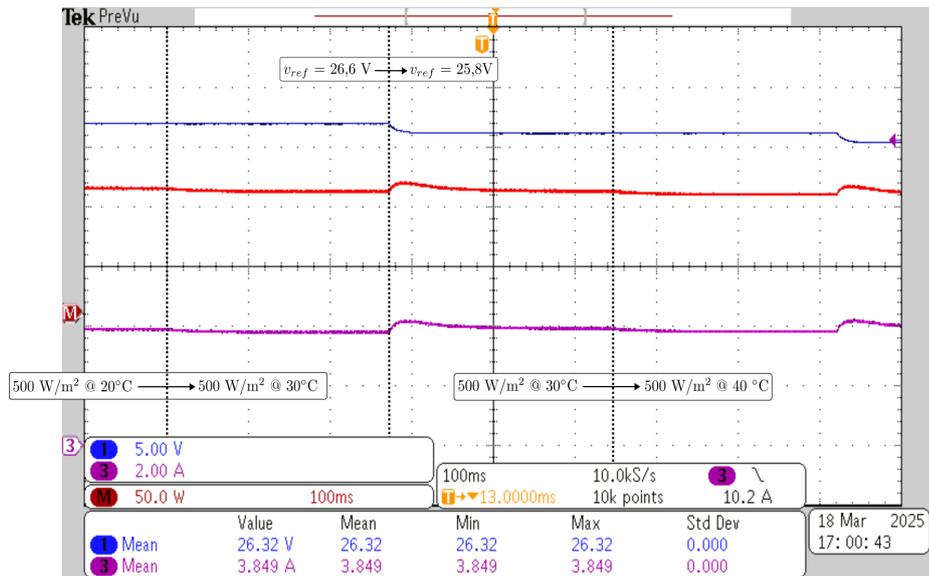


Figura 11 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C (PI)

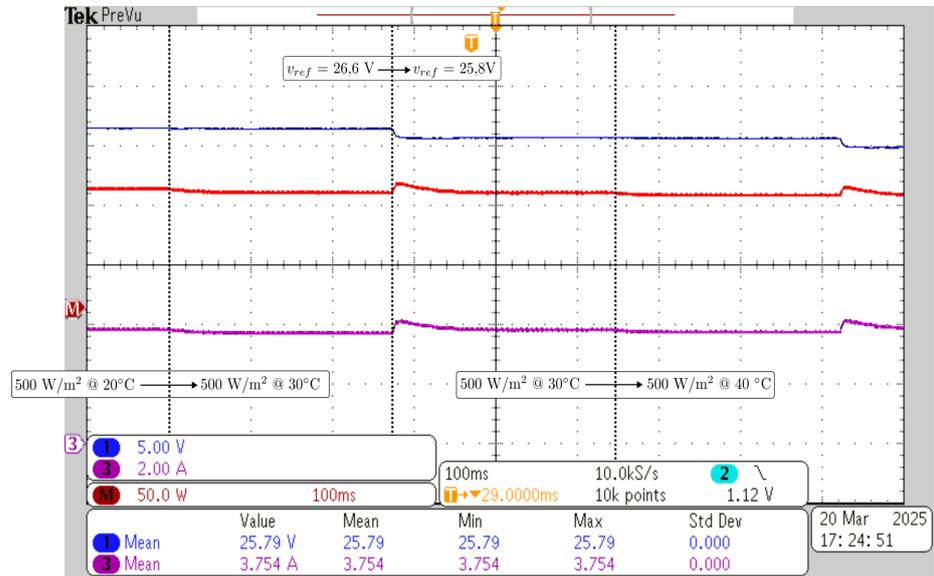


Figura 12 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 20 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C (FGS-PI)

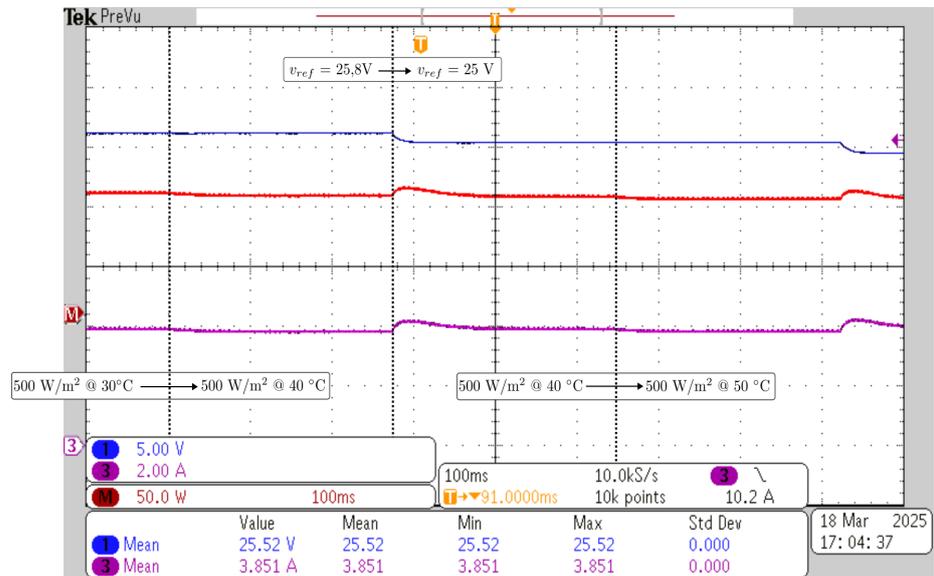


Figura 13 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C (PI)

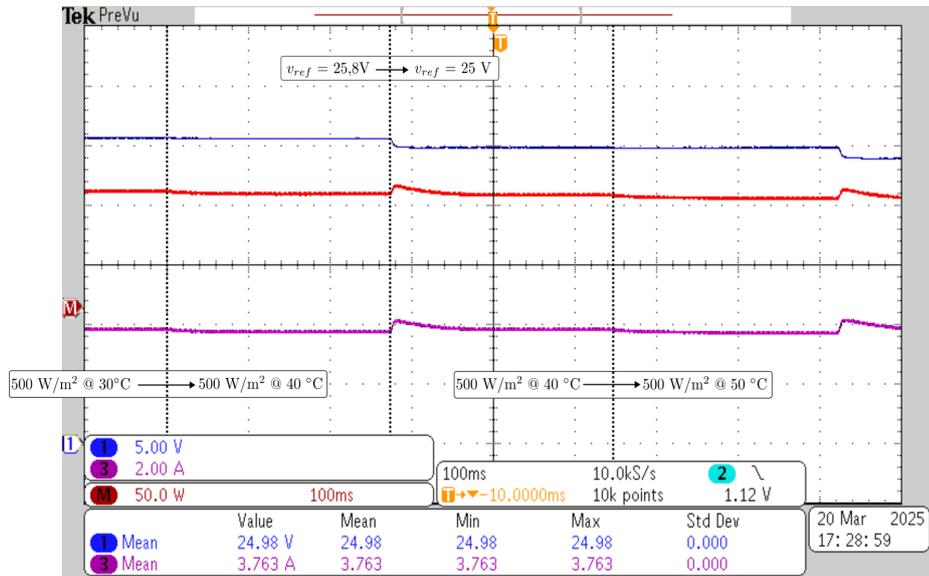


Figura 14 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C (FGS-PI)

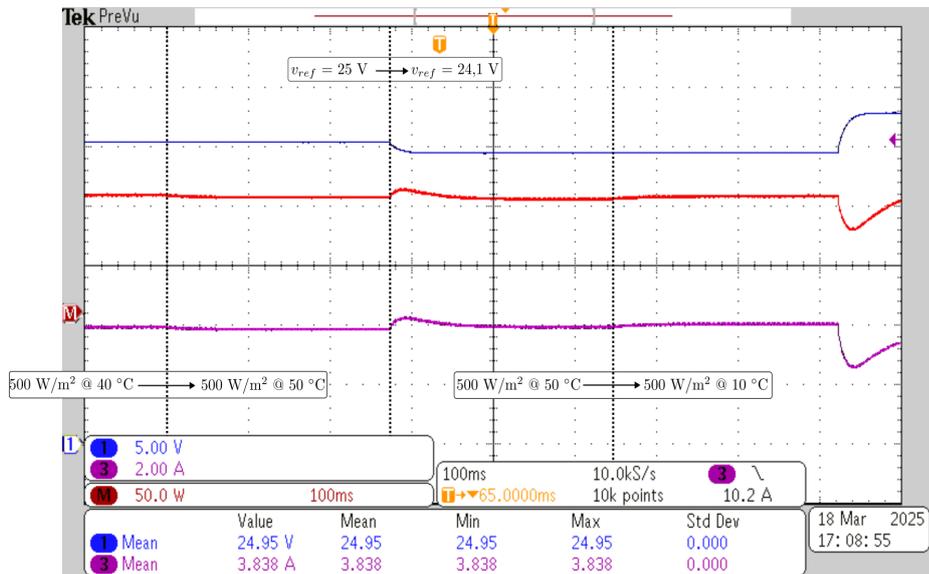


Figura 15 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 50 °C (PI)

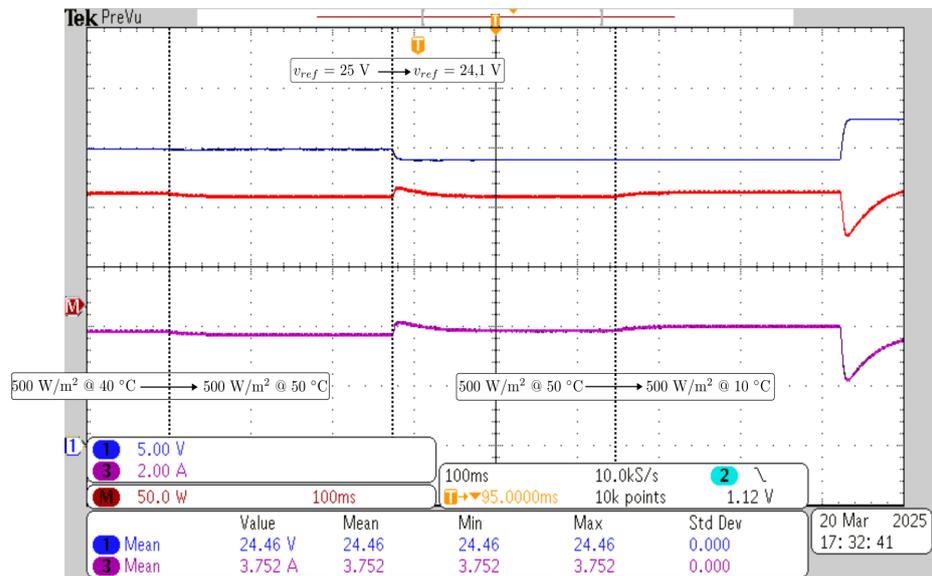


Figura 16 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 2 - Transitório de 500 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 500 W/m<sup>2</sup> @ 50 °C (FGS-PI)

### Ensaio de Rastreamento - Cenário 3

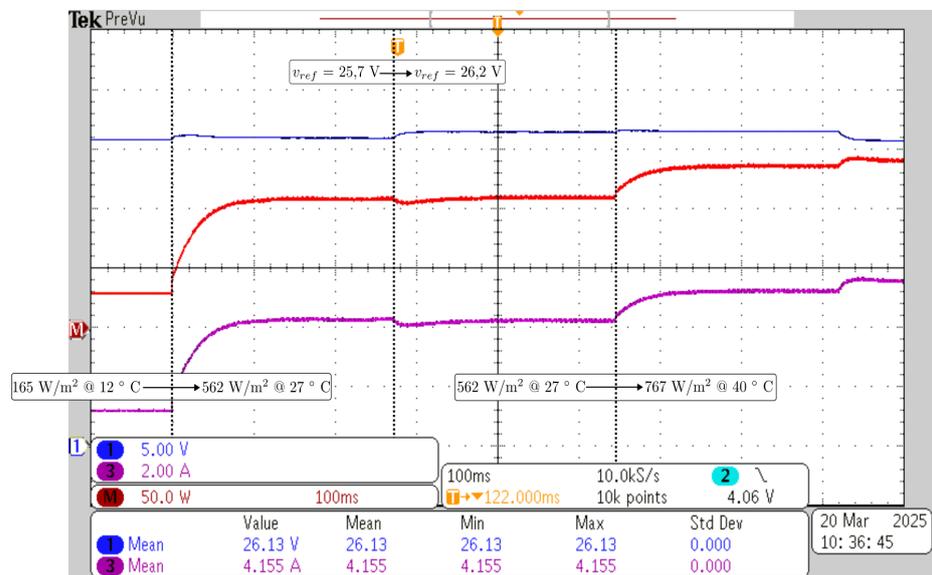


Figura 17 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de 165 W/m<sup>2</sup> @ 12 °C para 562 W/m<sup>2</sup> @ 27 °C (PI)

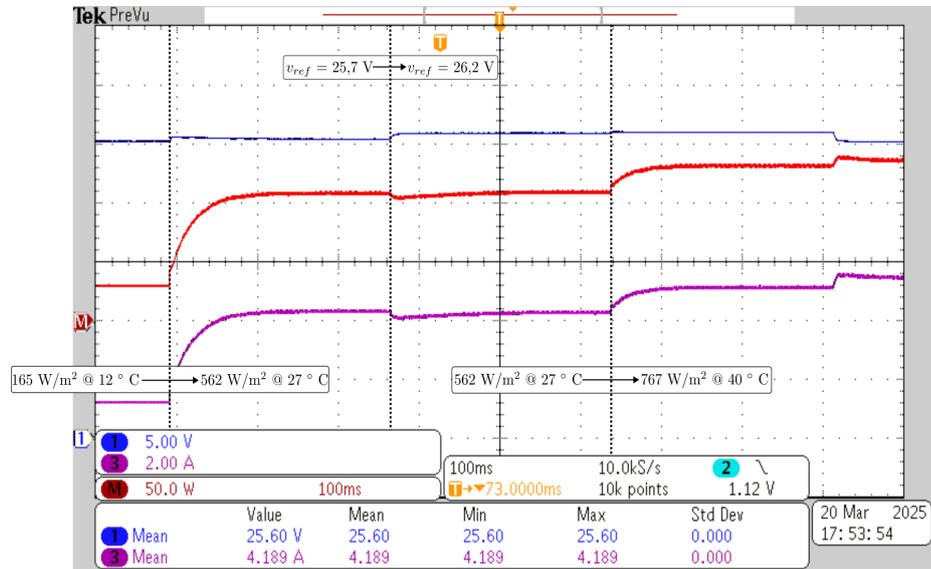


Figura 18 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de 165 W/m<sup>2</sup> @ 12 °C para 562 W/m<sup>2</sup> @ 27 °C (FGS-PI)

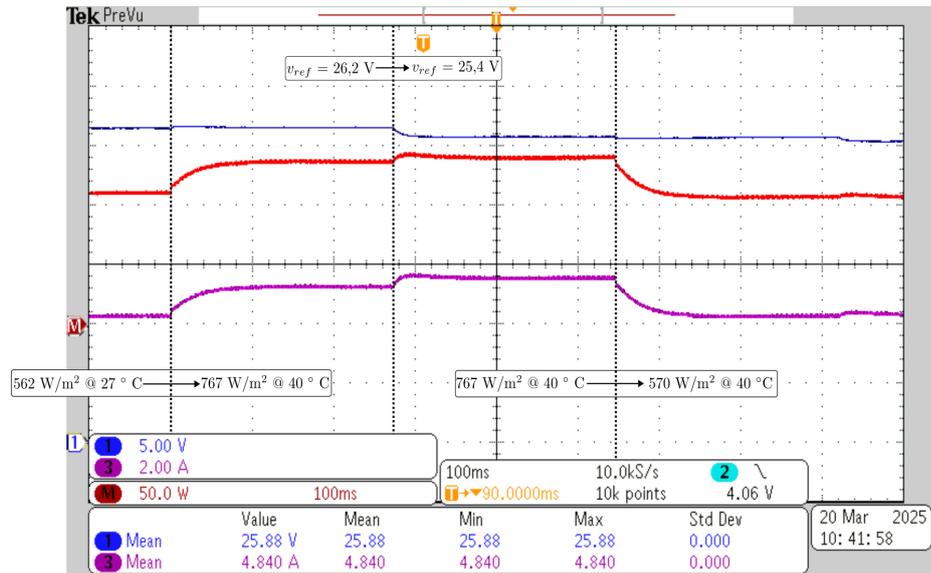


Figura 19 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de 562 W/m<sup>2</sup> @ 27 °C para 767 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C (PI)

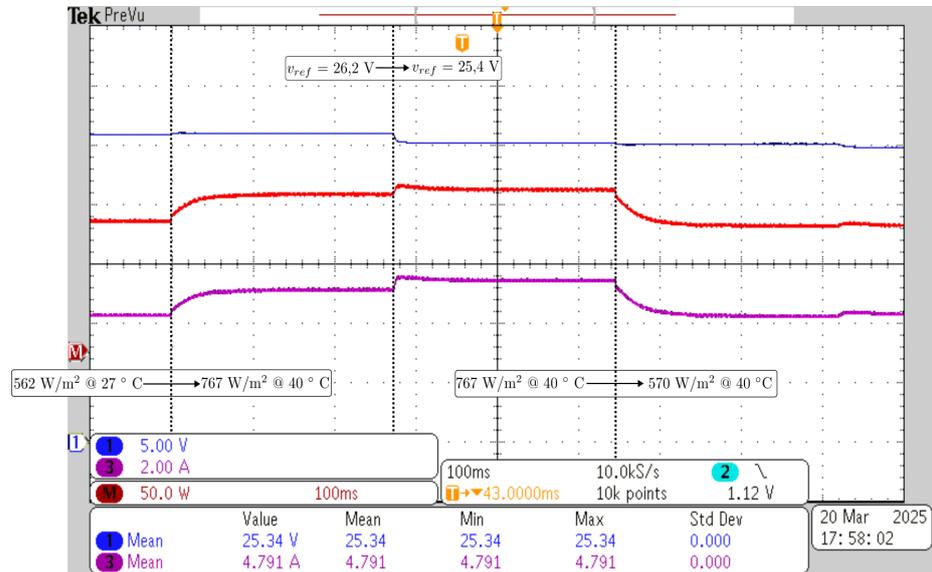


Figura 20 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de  $562 \text{ W/m}^2 @ 27^\circ \text{C}$  para  $767 \text{ W/m}^2 @ 40^\circ \text{C}$  (FGS-PI)

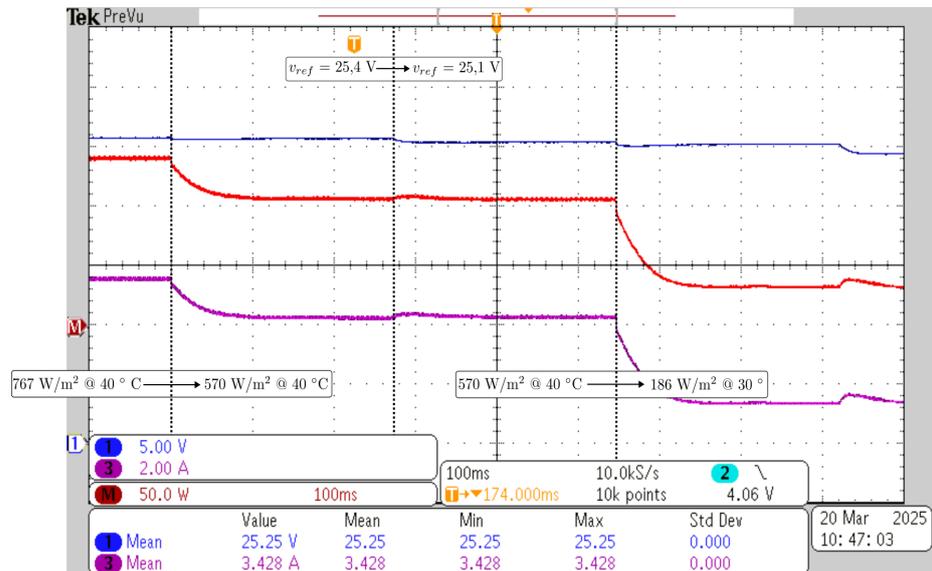


Figura 21 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de  $767 \text{ W/m}^2 @ 40^\circ \text{C}$  para  $570 \text{ W/m}^2 @ 40^\circ \text{C}$  (PI)

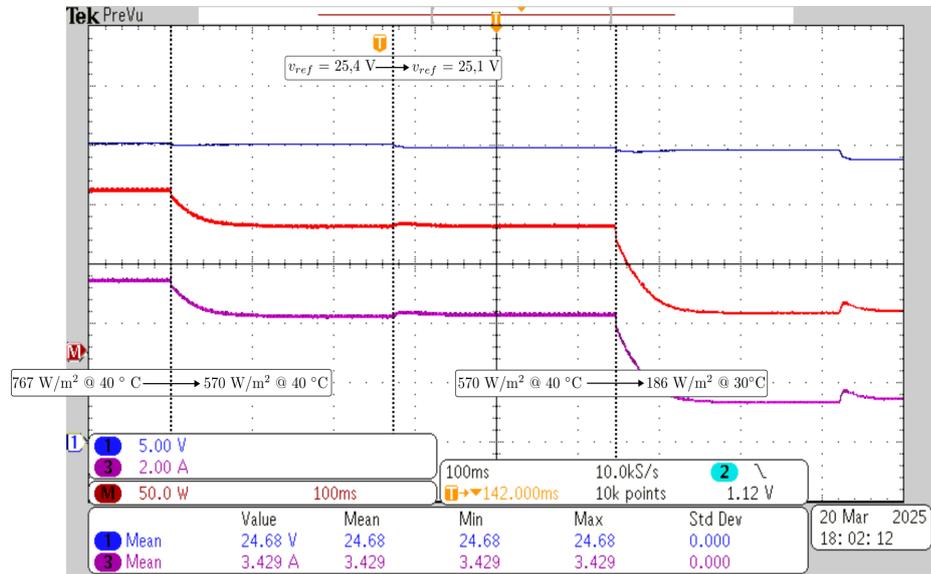


Figura 22 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de 767 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C (FGS-PI)

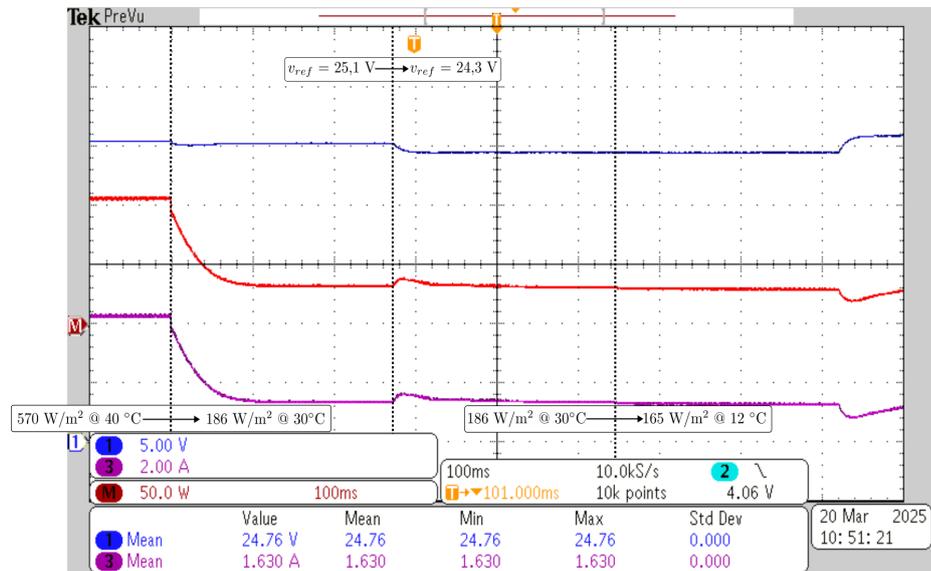


Figura 23 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de 570 W/m<sup>2</sup> @ 40 °C para 186 W/m<sup>2</sup> @ 30 °C (PI)

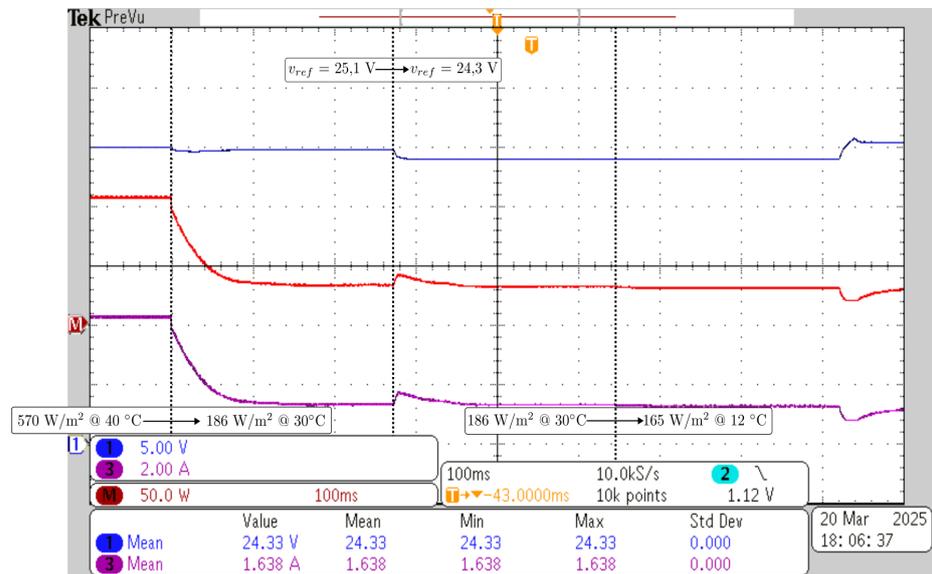


Figura 23 - Ensaio de Rastreamento - Cenário 3 - Transitório de  $570 \text{ W/m}^2 @ 40 \text{ }^\circ\text{C}$  para  $186 \text{ W/m}^2 @ 30 \text{ }^\circ\text{C}$  (FGS-PI)

**ANEXO A — PLANILHA DO PROJETO ESTÁTICO DO CONVERSOR BUCK**

## Planilha para o projeto de um conversor Buck com tensão de entrada controlada

**Projeto:** Carregador de baterias alimentado a partir de painel solar fotovoltaico

**Integrantes do projeto:** Dr. Eloi Agostini Junior  
 Dra. Fernanda Cristina Corrêa  
 Eng. Mario Henrique Bigai  
 Eng. Matheus Tauffer de Paula

**Autor da planilha:** Matheus Tauffer de Paula

**Data:** 06/2023

### 1) Especificações:

$$P_o := 330\text{W}$$

$$V_o := 12\text{V}$$

$$V_{in\_min} := 20\text{V}$$

$$V_{in\_max} := 50\text{V}$$

$$f_s := 150\text{kHz}$$

$$\Delta I_L\% := 10\%$$

$$\Delta V_{Cin}\% := 1\%$$

$$\Delta V_{Co}\% := 1\%$$

### 2) Cálculos preliminares:

$$I_o := \frac{P_o}{V_o}$$

$$I_o = 27.5\text{ A}$$

### 3) Faixa de razão cíclica:

$$D_{min} := \frac{V_o}{V_{in\_max}}$$

$$D_{min} = 0.24$$

$$D_{max} := \frac{V_o}{V_{in\_min}}$$

$$D_{max} = 0.6$$

**4) Dimensionamento do indutor:**

$$I_L := I_o$$

$$I_L = 27.5 \text{ A}$$

$$\Delta I_L := I_L \cdot \Delta I_L\%$$

$$\Delta I_L = 2.75 \text{ A}$$

$$L := \frac{V_o \cdot (1 - D_{\min})}{\Delta I_L \cdot f_s}$$

$$L = 22.109 \cdot \mu\text{H}$$

$$I_{L\max}(D) := I_L + \frac{V_o \cdot (1 - D)}{2L \cdot f_s}$$

$$I_{L\max}(D_{\min}) = 28.875 \text{ A}$$

$$I_{L\text{ef}}(D) := I_L \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left[ \frac{\frac{V_o \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s}}{2I_L} \right]^2}$$

$$I_{L\text{ef}}(D_{\min}) = 27.511 \text{ A}$$

**5) Dimensionamento do capacitor de saída:**

$$C_{x\_out} := 0, 0.00001\text{F}.. 0.001\text{F}$$

Faixa de capacitância para plotar o gráfico

$$R_{SE\max}(C_E) := \frac{V_o \cdot \Delta V_{Co\%}}{\Delta I_L} - \frac{1}{8C_E \cdot f_s}$$

Função da RSE[máx] para a saída

**Escolhendo capacitores com as seguintes características:**

$$C_{E\_out} := 100 \mu\text{F}$$

$$R_{SE\_out} := 0.176 \Omega$$

**Capacitores disponíveis:**

- 470uF / 250V / 97mOhm (medido em 100kHz)

- 100uF / 100V / 176mOhm (medido em 100kHz)

$$n_{p\_out} := \text{ceil} \left[ \frac{\Delta I_L \cdot (8 \cdot C_{E\_out} \cdot R_{SE\_out} \cdot f_s + 1)}{8 \cdot C_{E\_out} \cdot V_o \cdot f_s \cdot \Delta V_{Co\%}} \right]$$

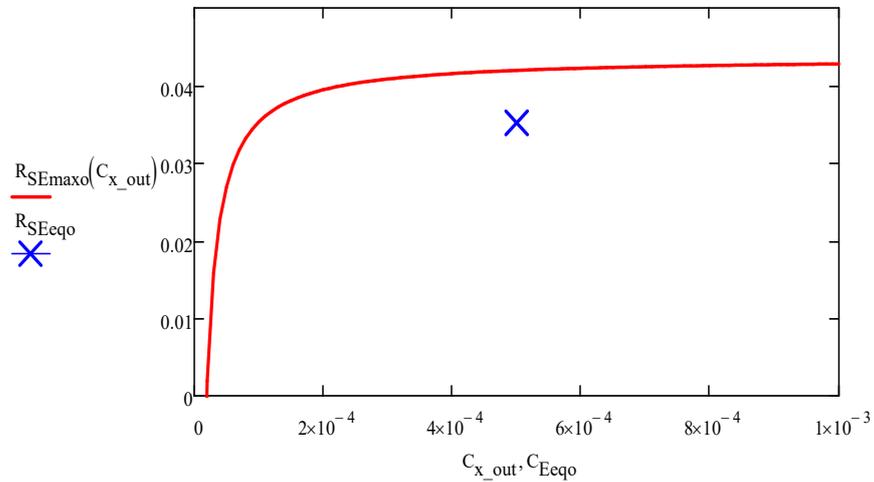
$$n_{p\_out} = 5 \quad \text{N}^\circ \text{ de capacitores em paralelo}$$

$$C_{Eeq} := n_{p\_out} \cdot C_{E\_out}$$

$$C_{Eeq} = 500 \cdot \mu\text{F}$$

$$R_{SEeq} := \frac{R_{SE\_out}}{n_{p\_out}}$$

$$R_{SEeq} = 0.035 \Omega$$



$$\Delta V_{Co} := \left( \frac{1}{8 \cdot C_{Eeqo} \cdot f_s} + R_{SEeqo} \right) \cdot \Delta I_L \quad \Delta V_{Co} = 0.101 \text{ V}$$

Juntamente aos capacitores calculador será utilizado um capacitor de 3,3 uF (polipropileno) em paralelo

#### 6) Dimensionamento da capacitor de entrada:

$$C_{x\_in} := 0, 0.00001\text{F}.. 0.005\text{F}$$

Faixa de capacitância para plotar o gráfico

$$R_{SEmaxin}(D, C_E) := \frac{V_{in\_min} \cdot \Delta V_{Cin\%}}{I_L} - \frac{D - D^2}{C_E \cdot f_s}$$

Função da RSE[máx] para a entrada

Escolhendo capacitores com as seguintes características:

$$C_{E\_in} := 100\mu\text{F}$$

$$R_{SE\_in} := 0.176\Omega$$

Capacitores disponíveis:

- 470uF / 250V / 97mOhm (medido em 100kHz)
- 100uF / 100V / 176mOhm (medido em 100kHz)

$$n_{in}(D) := \frac{I_L \cdot D \cdot (1 - D) + C_{E\_in} \cdot I_L \cdot R_{SE\_in} \cdot f_s}{C_{E\_in} \cdot V_{in\_min} \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cin\%}}$$

$$n_{in}(0.6) = 26.4$$

$$n_{p\_in} := \text{ceil}(n_{in}(0.6))$$

$$n_{p\_in} = 27 \quad \text{Nº de capacitores em paralelo}$$

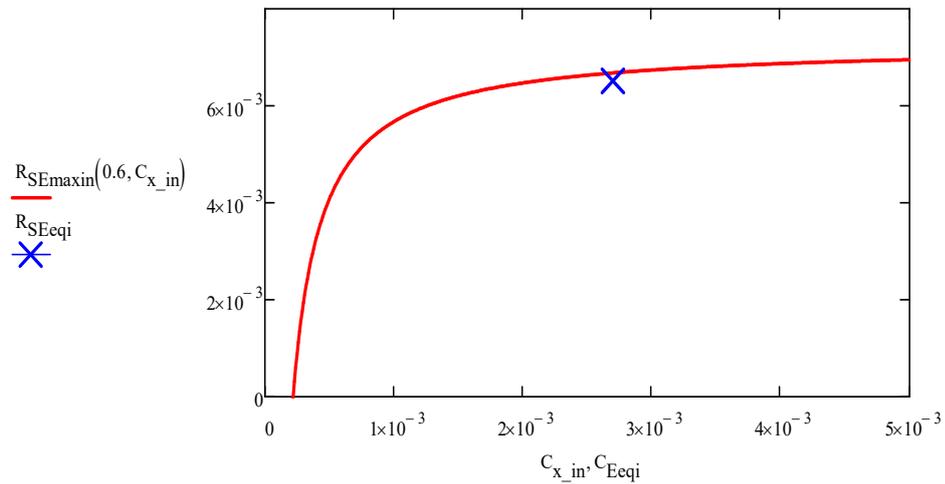
$$C_{Eeqi} := n_{p\_in} \cdot C_{E\_in}$$

$$C_{Eeqi} = 2.7 \times 10^3 \cdot \mu\text{F}$$

$$R_{SEeqi} := \frac{R_{SE\_in}}{n_{p\_in}}$$

$$R_{SEeqi} = 6.519 \times 10^{-3} \Omega$$

OBS: O ponto azul no gráfico abaixo deve estar abaixo da função em vermelho para satisfazer o requisito de ondulação



$$\Delta V_{Cin}(D) := \left[ \frac{(1-D) \cdot D}{C_{Eeqi} \cdot f_s} + R_{SEeqi} \right] \cdot I_o \quad \Delta V_{Cin}(0.6) = 0.196 \text{ V}$$

Em  $D=0.6$  ocorre o pior caso de ondulação **percentual**. Entretanto, ondulação é dominada pela resistência e varia pouco em função de  $D$

Juntamente aos capacitores calculador será utilizado um capacitor de  $3,3 \mu\text{F}$  (polipropileno) em paralelo

#### 7) Dimensionamento do transistor:

$$V_{Smax} := V_{in\_max}$$

$$V_{Smax} = 50 \text{ V}$$

$$I_S(D) := D \cdot I_L$$

$$I_S(D_{max}) = 16.5 \text{ A}$$

$$I_{Smax} := I_{Lmax}(D_{min})$$

$$I_{Smax} = 28.875 \text{ A}$$

$$I_{Sef}(D) := I_L \cdot \sqrt{D} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left[ \frac{V_o \cdot (1-D)}{L \cdot f_s} \right]^2}$$

$$I_{Sef}(D_{max}) = 21.304 \text{ A}$$

#### 8) Dimensionamento do diodo:

$$V_{Dmax} := V_{in\_max}$$

$$V_{Dmax} = 50 \text{ V}$$

$$I_D(D) := (1-D) \cdot I_L$$

$$I_D(D_{min}) = 20.9 \text{ A}$$

$$I_{Dmax} := I_{Lmax}(D_{min}) \quad I_{Dmax} = 28.875 \text{ A}$$

$$I_{Def}(D) := I_L \cdot \sqrt{1-D} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left[ \frac{V_o \cdot (1-D)}{L \cdot f_s} \right]^2} \quad I_{Def}(D_{min}) = 23.984 \text{ A}$$

### 9) Projeto físico do indutor:

Máxima Indução:  $B_{max} := 0.3 \text{ T}$

Máxima Densidade de Corrente:  $J_{max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Fator de Ocupação do Cobre:  $k_w := 0.7$

Permeabilidade do Ar:  $\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

Produto de Áreas:  $A_e A_w := \frac{L \cdot I_{Lmax}(D_{min}) \cdot I_{Lef}(D_{min})}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 1.859 \cdot \text{cm}^4$

Adotou-se o núcleo E42/21/15, com as seguintes características:

$$A_e := 1.78 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 1.8 \text{ cm}^2$$

$$l_{esp} := 8.7 \text{ cm}$$

$$l_e := 2.55 \text{ cm}$$

Número de Espiras:  $N_{esp} := \text{ceil} \left( \frac{L \cdot I_{Lmax}(D_{min})}{B_{max} \cdot A_e} \right) \quad N_{esp} = 12$

Comprimento do Entreferro:  $l_{entre} := \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \quad l_{entre} = 1.457 \cdot \text{mm}$

Profundidade de Penetração:  $d_{max} := \frac{15}{\sqrt{f_s}} \cdot \sqrt{\text{Hz}} \cdot \text{cm} \quad d_{max} = 0.039 \cdot \text{cm}$

O condutor máximo a ser utilizado é 27 AWG

Obs: o critério anterior de pode ser desprezado nesse caso haja vista que a componente de corrente em alta frequência é desprezível

É adotado o fio 22 AWG, com as seguintes características:

$$S_{\text{fio}} := 0.003255 \text{ cm}^2 \quad S_{\text{fio\_iso}} := 0.004013 \text{ cm}^2$$

$$d_{\text{fio}} := 0.064 \text{ cm} \quad d_{\text{fio\_iso}} := 0.071 \text{ cm}$$

Área de cobre necessária:

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{Lef}}(D_{\text{min}})}{J_{\text{max}}} \quad S_{\text{cobre}} = 0.06114 \cdot \text{cm}^2$$

Número de Fios em Paralelo:

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right) \quad n_{\text{cond}} = 19$$

Número de condutores no "Litz":

$$n_{\text{cLitz}} := 1$$

Número de Fios "Litz":

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{n_{\text{cLitz}}}\right) \quad n_{\text{litz}} = 19$$

Número de Fios em Paralelo corrigido:

$$n_{\text{cond}} := n_{\text{cLitz}} \cdot n_{\text{litz}} \quad n_{\text{cond}} = 19$$

Área mínima da janela:

$$A_{\text{w\_min}} := \frac{N_{\text{esp}} \cdot S_{\text{fio\_iso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_{\text{w}}} \quad A_{\text{w\_min}} = 1.307 \cdot \text{cm}^2$$

Possibilidade de Execução:

$$\text{Exec} := \frac{A_{\text{w\_min}}}{A_{\text{w}}} \quad \text{Exec} = 0.726$$

Comprimento da espira:

$$l_{\text{esp}} := 8.7 \text{ cm}$$

Comprimento do fio:

$$l_{\text{fio}} := N_{\text{esp}} \cdot l_{\text{esp}} \quad l_{\text{fio}} = 1.044 \text{ m}$$

Resistividade do cobre:

$$\rho := (17.9 \cdot 10^{-9}) \Omega \cdot \text{m}$$

Resisividade do fio:

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho}{S_{\text{fio}}}$$

Resistência CC do indutor:

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{fio}} \cdot N_{\text{esp}}}{n_{\text{cond}}} \quad R_{\text{cc}} = 3.022 \times 10^{-3} \Omega$$

#### 10) Componentes Especificados:

Transistor: 2x **IRF2807** (75 V, 13 mΩ, 82 A)

Diodo: **B40250TG** (Schottky, 250 V, 40 A)

Capacitor de entrada: 27 x 100 $\mu$ F/100V (eletrolítico) + 3,3 $\mu$ F/250V (polipropileno)

Capacitor de saída: 5 x 100 $\mu$ F/100V (eletrolítico) + 3,3 $\mu$ F/250V (polipropileno)

Indutor: Núcleo: **E42/21/15**

Número de Espiras: 12 espiras

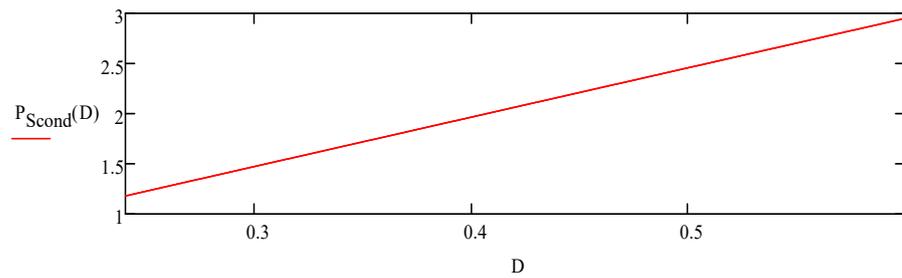
Enferro: 1.457 mm

Fio Condutor: **19 x 22 AWG**

### 11) Cálculo de Perdas:

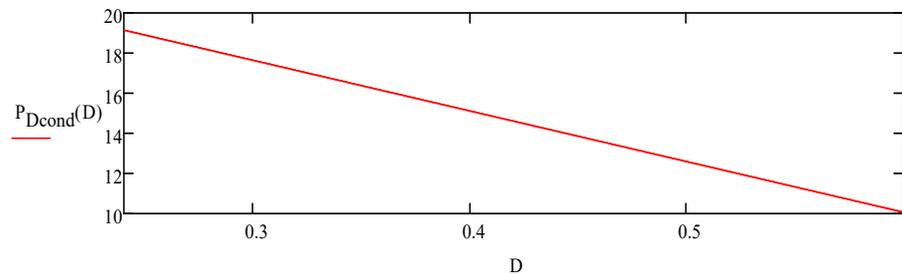
TRANSISTOR:  $R_{on} := \frac{0.013}{2} \Omega$

$$P_{Scond}(D) := R_{on} \cdot I_{Sef}(D)^2$$



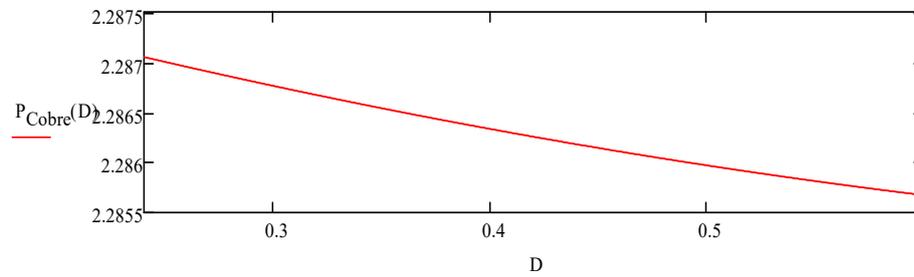
DIODO:  $V_{TO} := 0.71V$   $R_T := \frac{0.735 - 0.585}{30 - 10} \Omega = 7.5 \times 10^{-3} \Omega$   
 (T<sub>J</sub> = 125°C) (Aproximado pela curva IxV para T<sub>J</sub> = 125°C)

$$P_{Dcond}(D) := V_{TO} \cdot I_D(D) + R_T \cdot I_{Def}(D)^2$$



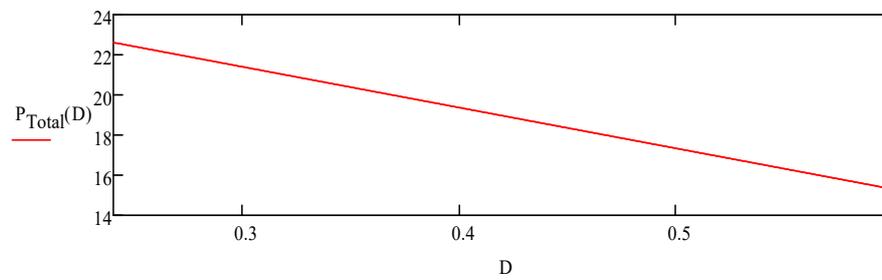
INDUTOR:  $R_L := R_{cc} = 3.022 \times 10^{-3} \Omega$

$$P_{Cobre}(D) := R_L \cdot I_{Lef}(D)^2$$



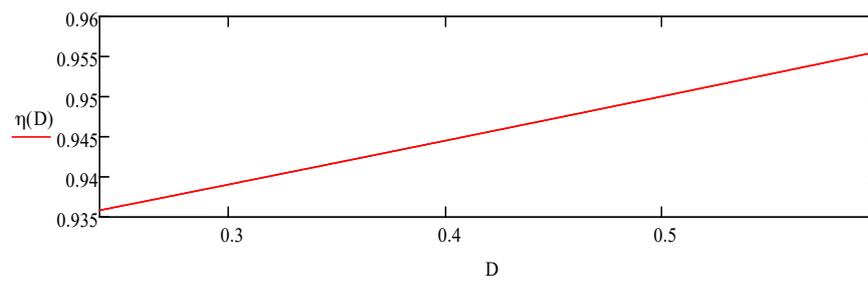
PERDAS TOTAIS:

$$P_{\text{Total}}(D) := P_{\text{Scnd}}(D) + P_{\text{Dcond}}(D) + P_{\text{Cobre}}(D)$$



RENDIMENTO:

$$\eta(D) := \frac{P_o}{P_o + P_{\text{Total}}(D)}$$



**ANEXO B — RELATÓRIO INTERNO EMULADOR DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS**

Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Engenharia Elétrica  
Relatório final de atividades de Iniciação Científica

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM  
CONVERSOR CC-CC OPERANDO COMO UM  
EMULADOR DE PAINÉIS SOLARES  
FOTOVOLTAICOS**

Orientandos: Guilherme Ferreira da Luz, Matheus Tauffer de Paula

Orientador: Profº Dr. Eloi Agostini Junior

Ponta Grossa  
2019

## Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA DE UMA CÉLULA SOLAR FOTOVOLTAICA</b>	<b>6</b>
2.1	INTRODUÇÃO	6
2.2	CIRCUITO EQUIVALENTE	6
2.3	CARACTERÍSTICA V-I DE SAÍDA	8
<b>3</b>	<b>ARQUITETURA DO SISTEMA</b>	<b>9</b>
3.1	INTRODUÇÃO	9
3.2	DIAGRAMA DE BLOCOS	9
3.3	RETIFICADOR DE ENTRADA	9
3.4	ACIONAMENTO DOS MOSFETS	11
3.4.1	Driver de acionamento	11
3.4.2	Fonte para o driver	12
3.5	CONDICIONAMENTO DOS SINAIS	12
3.5.1	Filtragem	12
3.5.2	Sinal da tensão de saída do conversor	14
3.5.3	Sinal da corrente de saída do conversor	15
3.6	PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS	17
3.7	CONVERSOR DE NÍVEL	17
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DO CONVERSOR MEIA PONTE PWM, COM ZVS E COMANDO ASSIMÉTRICO</b>	<b>18</b>
4.1	INTRODUÇÃO	18
4.2	ANÁLISE QUALITATIVA	18
4.2.1	1º Etapa ( $t_0 - t_1$ )	19
4.2.2	2º Etapa ( $t_1 - t_2$ )	20
4.2.3	3º Etapa ( $t_2 - t_3$ )	20
4.2.4	4º Etapa ( $t_3 - t_4$ )	20
4.2.5	5º Etapa ( $t_4 - t_5$ )	21
4.2.6	6º Etapa ( $t_5 - t_6$ )	22
4.2.7	7º Etapa ( $t_6 - t_7$ )	22
4.2.8	8º Etapa ( $t_7 - t_8$ )	23
4.2.9	9º Etapa ( $t_8 - t_9$ )	23
4.2.10	10º Etapa ( $t_9 - t_{10}$ )	24
4.3	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA	25
4.4	ANÁLISE QUANTITATIVA	26
4.4.1	1º Etapa ( $t_0 - t_1$ )	26
4.4.2	2º Etapa ( $t_1 - t_2$ )	27
4.4.3	3º Etapa ( $t_2 - t_3$ )	27
4.4.4	6º Etapa ( $t_5 - t_6$ )	28
4.4.5	7º Etapa ( $t_6 - t_7$ )	28
4.4.6	8º Etapa ( $t_7 - t_8$ )	29
4.4.7	Corrente Magnetizante Média	29
4.4.8	Comando dos interruptores	30
4.4.9	Solução Do Sistema Linear	31
4.5	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	32

4.6	METODOLOGIA DE PROJETO . . . . .	32
4.6.1	Especificações de projeto . . . . .	33
4.6.2	Cálculo da relação de transformação $n$ . . . . .	33
4.6.3	Cálculo do indutor $L_r$ . . . . .	33
4.6.4	Cálculo dos capacitores do barramento $C_{e1}$ e $C_{e2}$ . . . . .	33
4.6.5	Cálculo do indutor $L_o$ . . . . .	34
4.6.6	Cálculo do capacitor $C_o$ . . . . .	35
4.7	MODELO DO CONVERSOR . . . . .	35
4.8	ESTRATÉGIA DE CONTROLE . . . . .	36
4.8.1	Resposta do conversor em malha aberta . . . . .	36
4.8.2	Controlador e resposta do conversor em malha fechada . . . . .	36
<b>5</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>38</b>
5.1	Esquemático no PSIM® para simulação . . . . .	38
5.2	Resultado da análise quantitativa . . . . .	38
5.3	Degrau de carga em malha aberta . . . . .	39
5.4	Degraus de intensidade de radiação em malha fechada . . . . .	42
5.5	Emulação . . . . .	43
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>46</b>
<b>7</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>47</b>
	<b>APÊNDICES</b>	<b>48</b>
	<b>Apêndice A DEDUÇÕES MATEMÁTICAS</b>	<b>48</b>
	A.1 PROVA DA CONDUÇÃO SIMULTÂNEA DE 4 DIODOS EM UMA PONTE RETIFICADORA . . . . .	48
	<b>Apêndice B CÓDIGOS</b>	<b>50</b>
	B.1 PROGRAMA DO EMULADOR . . . . .	50

## Lista de Figuras

Figura 1 -	Circuito equivalente para célula fotovoltaica . . . . .	6
Figura 2 -	Característica V-I de saída de um painel solar fotovoltaico . . . . .	8
Figura 3 -	Diagrama de blocos do sistema . . . . .	9
Figura 4 -	Retificador de entrada . . . . .	10
Figura 5 -	Circuito para a análise do retificador de entrada . . . . .	10
Figura 6 -	Driver de acionamento DRO100D25A . . . . .	12
Figura 7 -	Fonte chaveada DS320-08A para a alimentação do driver . . . . .	12
Figura 8 -	Filtro passa baixa . . . . .	13
Figura 9 -	Circuito para o condicionamento da tensão . . . . .	14
Figura 10 -	Circuito para o condicionamento da corrente . . . . .	15
Figura 11 -	Sensor de corrente LAH 25-NP da LEM® . . . . .	16
Figura 12 -	DSP C2000 LAUCHPAD XL TMS320F28379D . . . . .	17
Figura 13 -	Conversor de nível . . . . .	17
Figura 14 -	Conversor meia-ponte . . . . .	18
Figura 15 -	Circuito para a análise do conversor . . . . .	19
Figura 16 -	Conversor Meia-Ponte: 1ª Etapa de operação . . . . .	19
Figura 17 -	Conversor Meia-Ponte: 2ª Etapa de operação . . . . .	20
Figura 18 -	Conversor Meia-Ponte: 3ª Etapa de operação . . . . .	20
Figura 19 -	Conversor Meia-Ponte: 4ª Etapa de operação . . . . .	21
Figura 20 -	Conversor Meia-Ponte: 5ª Etapa de operação . . . . .	22
Figura 21 -	Conversor Meia-Ponte: 6ª Etapa de operação . . . . .	22
Figura 22 -	Conversor Meia-Ponte: 7ª Etapa de operação . . . . .	23
Figura 23 -	Conversor Meia-Ponte: 8ª Etapa de operação . . . . .	23
Figura 24 -	Conversor Meia-Ponte: 9ª Etapa de operação . . . . .	24
Figura 25 -	Conversor Meia-Ponte: 10ª Etapa de operação . . . . .	24
Figura 26 -	Formas de onda o conversor Meia Ponte . . . . .	25
Figura 27 -	Circuito equivalente para a análise da 1ª Etapa de operação . . . . .	26
Figura 28 -	Circuito equivalente para a análise da 2ª Etapa de operação . . . . .	27
Figura 29 -	Circuito equivalente para a análise da 3ª Etapa de operação . . . . .	27
Figura 30 -	Circuito equivalente para a análise da 6ª Etapa de operação . . . . .	28
Figura 31 -	Circuito equivalente para a análise da 7ª Etapa de operação . . . . .	28
Figura 32 -	Circuito equivalente para a análise da 8ª Etapa de operação . . . . .	29
Figura 33 -	Circuito para a análise da corrente magnetizante média . . . . .	29
Figura 34 -	Corrente no primário do transformador durante um período . . . . .	30
Figura 35 -	Comando dos interruptores $S_1$ $S_2$ durante um período . . . . .	31
Figura 36 -	Resposta do sistema em malha aberta a um degrau de entrada . . . . .	36
Figura 37 -	Resposta do sistema em malha fechada a um degrau de entrada . . . . .	37
Figura 38 -	Esquemático para simulação no PSIM® . . . . .	38
Figura 39 -	Degrau experimental de $4 \Omega$ para $8 \Omega$ . . . . .	39
Figura 40 -	Degrau experimental de $8 \Omega$ para $4 \Omega$ . . . . .	39
Figura 41 -	Degrau experimental de $8 \Omega$ para $16 \Omega$ . . . . .	40
Figura 42 -	Degrau experimental de $16 \Omega$ para $8 \Omega$ . . . . .	40
Figura 43 -	Degraus sucessivos experimental de $4 \Omega$ para $8 \Omega$ . . . . .	41
Figura 44 -	Degraus sucessivos experimental de $8 \Omega$ para $16 \Omega$ . . . . .	41
Figura 45 -	Degrau de potência de radiação de $500W/m^2$ para $1000W/m^2$ . . . . .	42
Figura 46 -	Zoom no degrau de potência de radiação de $500W/m^2$ para $1000W/m^2$ . . . . .	42
Figura 47 -	Degrau de potência de radiação de $1000W/m^2$ para $500W/m^2$ . . . . .	43
Figura 48 -	Zoom no degrau de potência de radiação de $1000W/m^2$ para $500W/m^2$ . . . . .	43

Figura 49 - Comparativo entre o resultado teórico e experimental . . . . .	44
Figura 50 - Comparativo entre o resultado teórico e experimental . . . . .	45
Figura 51 - Retificador monofásico de onda completa . . . . .	48
Figura 52 - Resistências parasitas infinitesimais dos diodos . . . . .	48

## 1 INTRODUÇÃO

Com a crescente preocupação com a questão ambiental e os impactos ambientais gerados na obtenção da energia elétrica, as fontes de energias renováveis são de grande interesse e tem um papel fundamental para a redução de impactos ambientais provenientes dessas conversões de energia.

Uma das fontes energéticas de destaque é a energia solar pois é extremamente abundante e é não poluente, porém ela possui algumas desvantagens, que é seu baixíssimo rendimento e o seu elevado custo que está decrescendo com o passar do tempo.

Devido as qualidades e vantagens apresentadas pela energia solar fotovoltaica é crescente o número de pesquisas que a envolvem. Entretanto, para a realização e desenvolvimento dessas pesquisas muitas vezes é necessário ter a disposição painéis instalados nas proximidades para os ensaios em laboratório e devido ao custo elevado muitas vezes o pesquisador não possui acesso a tais painéis solares.

Como proposta para a solução desse problema existem equipamentos emuladores de painéis que possuem as características terminais de um painel real, além de algumas vantagens como a invariância a parâmetros ambientais (radiação, temperatura) e volume reduzido se comparado aos painéis reais.

Este trabalho objetiva a análise e a implementação de um emulador de painéis solares fotovoltaicos utilizando um conversor CC-CC para realizar o processamento da energia.

No Capítulo 2 é apresentado e analisado um circuito equivalente de uma célula solar fotovoltaica e comentado sobre seus principais aspectos. Também é apresentada a curva característica tensão/corrente de saída dessas células.

Toda a estrutura do emulador é apresentada no Capítulo 3 inicialmente em forma de diagrama de blocos e posteriormente é explicado e comentado cada bloco do sistema. Esses blocos constituem os circuitos auxiliares para o funcionamento do conversor como emulador de painéis solares fotovoltaicos.

No Capítulo 4 é realizada a análise estática do conversor CC-CC empregado tanto qualitativamente quanto quantitativamente, apresentando também as formas de onda que são pertinentes ao seu funcionamento. É proposta uma metodologia para o projeto do conversor e apresentado um modelo dinâmico utilizado para a realização do controle em malha fechada.

Os resultados obtidos são apresentados e discutidos no Capítulo 5. Os resultados da análise teórica desenvolvida no decorrer do trabalho são validados através de simulações. Também é realizada a construção de um protótipo e de ensaios experimentais.

## 2 MODELAGEM MATEMÁTICA DE UMA CÉLULA SOLAR FOTOVOLTAICA

### 2.1 INTRODUÇÃO

No presente capítulo é apresentado um modelo matemático para um célula solar. A utilização de um modelo equivalente permite avaliar questões interessantes, como por exemplo, a influência da temperatura ou da radiação solar sobre o comportamento da célula ou do arranjo fotovoltaico que se deseja estudar.

### 2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE

A criação de um circuito elétrico equivalente que aproxima-se do comportamento de uma célula fotovoltaica real é útil e importante para a análise e o entendimento da mesma. Na figura 1 é apresentado o circuito equivalente utilizado.

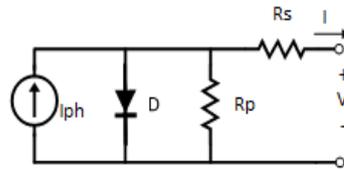


Figura 1: Circuito equivalente para célula fotovoltaica

O circuito eletricamente equivalente apresentado contempla a resistência em série ( $R_S$ ) e em paralelo ( $R_P$ ) de uma célula real para uma maior fidelidade do modelo.

A partir do circuito da figura 1 e da aplicação da lei de Kirchoff dos nós, obtém-se (2.1).

$$I = I_{ph} - I_D - I_P \quad (2.1)$$

Onde:

$I_{ph}$  - Fotocorrente da célula.

A corrente  $I_D$  obtida da teoria dos semicondutores é dada pela expressão (2.2).

$$I_D = I_S \cdot \left( e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

Onde:

$V_T$  - Tensão térmica.

$\eta$  - Fator de qualidade da junção p-n.

$I_S$  - Corrente de saturação reversa da junção.

A tensão térmica é dada pela expressão (2.3)

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (2.3)$$

Onde:

$k$  - Constante de Boltzmann,  $1,38 \times 10^{-23} J/K$ .

$T$  - Temperatura absoluta,  $K$ .

$q$  - Carga elementar do elétron,  $1,6 \times 10^{-19} C$ .

A partir do circuito apresentado também é possível obter (2.4).

$$V_D = V + I \cdot R_S \quad (2.4)$$

$I_P$  é dada por (2.5).

$$I_P = \frac{V_D}{R_P} = \frac{V + I \cdot R_S}{R_P} \quad (2.5)$$

Fazendo as devidas substituições obtém-se a expressão (2.6) que relaciona a corrente e a tensão de saída de uma célula fotovoltaica. Essa não possui uma solução algébrica pois não é possível isolar  $V$  ou  $I$  na expressão, desse modo, deve ser resolvida numericamente.

$$I = I_{ph} - I_S \cdot \left( e^{\frac{(V+I \cdot R_S) \cdot q}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_S}{R_P} \quad (2.6)$$

A fotocorrente ( $I_{ph}$ ) é encontrada por (2.7).

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{P_{SUN}}{1000} \quad (2.7)$$

Onde:

$I_{sc}$  - Corrente de curto-circuito.

$\alpha$  - Coeficiente de temperatura de  $I_{sc}$ .

$T_r$  - Temperatura de referência, 298K.

$P_{SUN}$  - Intensidade da radiação do sol,  $W/m^2$ .

E a corrente de saturação reversa ( $I_S$ ) é encontrada por (2.8).

$$I_S = I_{rr} \cdot \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\left[ \frac{q \cdot E_G}{\eta \cdot k} \cdot \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (2.8)$$

Onde:

$I_{rr}$  - Corrente de saturação reversa de referência.

Para a obtenção dessa corrente de referência, toma-se  $I = 0$  sendo que sobre essa condição a tensão apresentada na saída da célula é a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) já que não existe corrente circulando. Também considera-se que a temperatura é igual a temperatura de referência ( $T = T_r$ ), de modo que ( $I_r = I_{rr}$ ). Assim, fazendo essas substituições em (2.6) tem-se (2.9).

$$0 = I_{ph} - I_{rr} \cdot \left( e^{\frac{V_{oc} \cdot q}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V_{oc}}{R_P} \quad (2.9)$$

Isolando  $I_{rr}$  em (2.9), determina-se essa corrente a partir da expressão (2.10).

$$I_{rr} = \frac{I_{ph} - \frac{V_{oc}}{R_P}}{e^{\frac{V_{oc} \cdot q}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1} \quad (2.10)$$

Devido a impossibilidade de resolver a equação (2.6) analiticamente será obtido uma aproximação para essa equação, a qual será possível obter uma solução analítica.

Essa equação aproximada é obtida pela expansão de série de Taylor do termo exponencial da equação (2.6). O resultado obtido para a equação aproximada é expresso por (2.11).

$$I = \frac{I_{ph} - I_{rr} \left[ e^{\frac{q \cdot V}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V}{R_P}}{1 + \frac{R_S}{R_P} + \frac{I_{rr} \cdot q \cdot R_S}{\eta \cdot k} e^{\frac{q \cdot V}{\eta \cdot k \cdot T}}} \quad (2.11)$$

### 2.3 CARACTERÍSTICA V-I DE SAÍDA

Várias células solares podem ser interconectadas para formar um painel solar, e a conexão desses resultam em um arranjo fotovoltaico. Todos esses elementos possuem uma característica terminal de tensão/corrente muito semelhante, mudando apenas a amplitude dessas grandezas envolvidas. Um exemplo de saída característica para um painel solar é representado pela Figura 2.

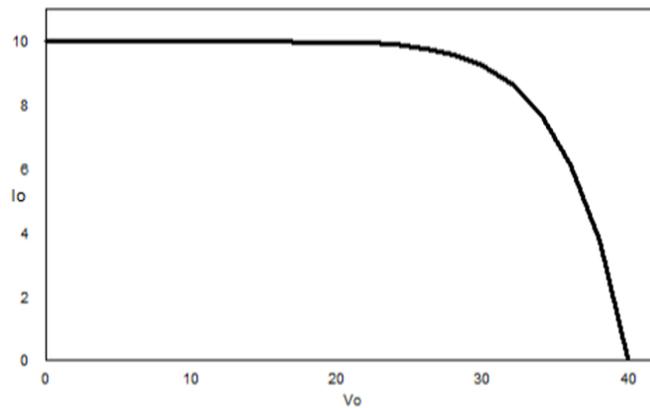


Figura 2: Característica V-I de saída de um painel solar fotovoltaico

O emulador desenvolvido deverá possuir uma característica de saída muito semelhante a essa de modo a se comportar com um painel real.

### 3 ARQUITETURA DO SISTEMA

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Na presente seção será apresentada a organização dos componentes do sistema completo, juntamente com a função de cada parte.

Um diagrama de blocos é construído visando facilitar o entendimento do sistema completo. Esse diagrama inclui todas as estruturas do sistema que serão apresentados em sequência.

#### 3.2 DIAGRAMA DE BLOCOS

O sistema como um todo pode ser dividido em blocos que representam cada um dos circuitos utilizados pelo sistema. Esses circuitos podem ser divididos em: retificador de entrada, conversor Meia-Ponte, driver para acionamento dos MOSFETs juntamente com sua fonte, circuito para condicionamento dos sinais de tensão e corrente do conversor, circuito para a conversão de nível e um DSP. A figura 3 mostra o diagrama de blocos completo.

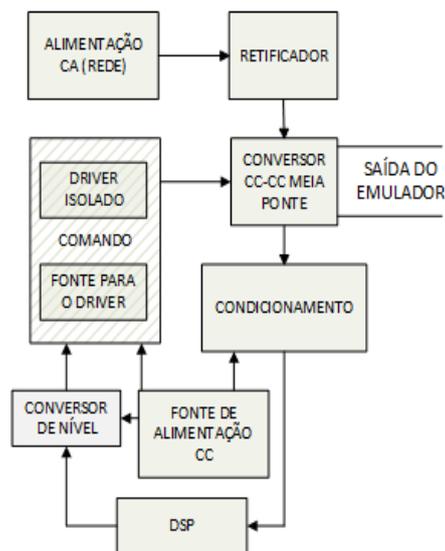


Figura 3: Diagrama de blocos do sistema

#### 3.3 RETIFICADOR DE ENTRADA

Um retificador de onda completa monofásico não controlado com filtro capacitivo será o circuito responsável por realizar a conexão entre a rede de alimentação CA e o conversor Meia-Ponte. A figura 4 mostra a clássica topologia para esse tipo de conversor CA-CC.

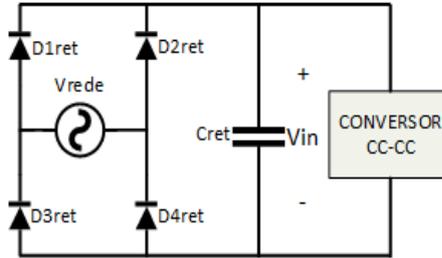


Figura 4: Retificador de entrada

A tensão de saída do retificador ( $V_{in}$ ) é a tensão que alimenta o conversor Meia-Ponte. Posteriormente, na análise do conversor essa tensão será representada por uma fonte de tensão constante.

Os cálculos necessários para o dimensionamento dos componentes da ponte são mostrados a seguir.

Primeiramente, é feita a consideração de que o conversor consome uma corrente constante, podendo ser representado por uma fonte de corrente constante como mostra a Figura 5.

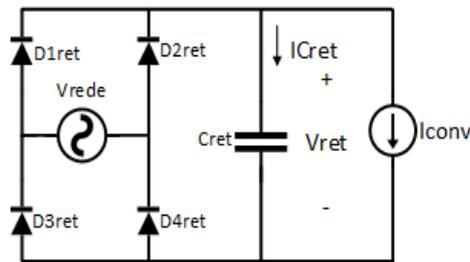


Figura 5: Circuito para a análise do retificador de entrada

A análise apresentada aqui é simplificada mas é extremamente válida visto que uma análise muito criteriosa não se justifica pois as aproximações comerciais que devem ser feitas já conduzirão a resultados diferentes.

Fazendo a consideração de que o circuito já está operando em regime permanente, na etapa de descarga do capacitor de filtragem tem-se a expressão (3.1).

$$I_{Cret} = -I_{conv} = C_{ret} \frac{dV_{Cret}}{dt} \quad (3.1)$$

Reajustando, tem-se (3.2).

$$dV_{Cret} = -\frac{I_{conv}}{C_{ret}} dt \quad (3.2)$$

Integrando ambos os lados de (3.2), obtém-se (3.3).

$$\int_{V_{Cm\acute{a}x}}^{V_{Cm\acute{m}n}} dV_{Cret} = \int_0^{\frac{T_{rede}}{2}} -\frac{I_{conv}}{C_{ret}} dt \quad (3.3)$$

Vale notar que a integração é realizada sobre meio período considerando que a descarga ocorre nesse intervalo de tempo, porém esta é apenas uma hipótese simplificativa adotada para a análise.

Resolvendo as duas integrais de (3.3), tem-se (3.4).

$$V_{C_{\text{mín}}} - V_{C_{\text{máx}}} = -\frac{I_{\text{conv}} T_{\text{rede}}}{C_{\text{ret}} 2} \quad (3.4)$$

A expressão (3.4) pode ser escrita como (3.5).

$$\Delta V_{\text{ret}} = \frac{I_{\text{conv}}}{2C_{\text{ret}} f_{\text{rede}}} \quad (3.5)$$

Isolando  $C_{\text{ret}}$  em (3.5) é possível encontrar um valor de capacitância que respeite um dado critério de ondulação. Tem-se (3.6).

$$C_{\text{ret}} = \frac{I_{\text{conv}}}{2f_{\text{rede}} \Delta V_{\text{ret}}} \quad (3.6)$$

Esse capacitor deve ser calculado considerando a condição de pior caso, que ocorre quando a corrente de carga é máxima provocando uma maior ondulação da tensão no filtro. Portanto, para o cálculo de  $C_{\text{ret}}$  utiliza-se a expressão (3.7).

$$C_{\text{ret}} = \frac{I_{\text{convMáx}}}{2f_{\text{rede}} \Delta V_{\text{retMáx}}} \quad (3.7)$$

Uma aproximação para a corrente máxima do conversor pode ser obtida de (3.8).

$$I_{\text{convMáx}} \cong \frac{P_{\text{oMáx}}}{V_{\text{ret}}} = \frac{400}{180} = 2.222A \quad (3.8)$$

Como critério de ondulação é adotado um valor de 10% do valor  $V_{\text{ret}}$ , tem-se (3.9).

$$\Delta V_{\text{retMáx}} = 0.1V_{\text{ret}} = 0.1 \times 180 = 18V \quad (3.9)$$

Para uma frequência da rede de 60Hz e utilizando a expressão (3.7), obtém-se a capacitância dada por (3.10).

$$C_{\text{ret}} = 1029\mu F \quad (3.10)$$

### 3.4 ACIONAMENTO DOS MOSFETS

Para o acionamento dos MOSFETs do conversor Meia-Ponte se faz necessário a utilização de circuitos de driver que possuam isolamento galvânico entre si e o circuito que gerará os sinais para o comando em questão.

A SUPPLIER® comercializa um circuito de driver que se adequa ao projeto em questão. Porém, além do driver é necessário uma fonte para a alimentação do mesmo, esta também é comercializada pela SUPPLIER®.

#### 3.4.1 Driver de acionamento

É utilizado o driver DRO100D25A que possui dois canais independentes e isolados para acionamento de até dois dispositivos. O circuito possui alguns mecanismos de proteção como proteção contra baixa tensão no secundário dos optoacopladores, proteção de curto-circuito dos transistores. O driver é mostrado na figura 6.

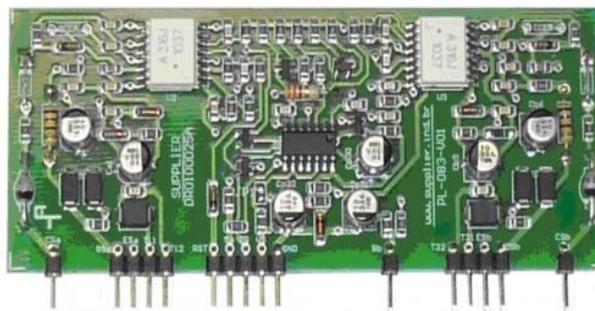


Figura 6: Driver de acionamento DRO100D25A

### 3.4.2 Fonte para o driver

A fonte que alimenta o driver é a DS320-08A, sendo ela do tipo chaveada, isolada e possui dois canais. Essa fonte foi especialmente desenvolvida para a alimentação de alguns drivers da SUPPLIER®. Ela é mostrada na figura 7.

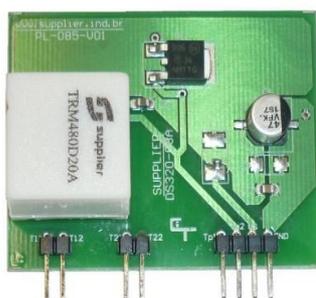


Figura 7: Fonte chaveada DS320-08A para a alimentação do driver

## 3.5 CONDICIONAMENTO DOS SINAIS

Para que o conversor CC-CC possa emular a curva característica de tensão e corrente de um painel solar, é necessário realizar a medição dessas duas grandezas para que a lógica de controle possa gerar os pulsos de comando adequados para essa operação.

A medição da tensão de saída do conversor CC-CC é realizada de forma direta, enquanto a medição da corrente de saída necessita de um sensor de corrente. E para ambos os casos é necessário um circuito que faça o condicionamento desses valores medidos.

O condicionamento nesses casos tem a função de entregar um sinal da medição dentro da faixa de tensão permitida na entrada do DSP, além de fazer a filtragem das componentes de alta frequência presente nas medidas.

### 3.5.1 Filtragem

É necessário a utilização de um estágio de filtro passa baixa em cada um dos circuitos de condicionamento. Esses filtros são iguais tanto para o condicionamento de tensão quanto de corrente e é mostrado na Figura 8. Essa topologia constitui um filtro passivo de primeira ordem e a análise é mostrada a seguir.

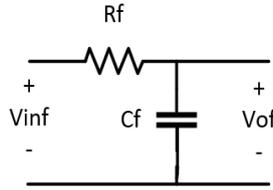


Figura 8: Filtro passa baixa

A aplicação da lei das malhas no circuito da Figura 8 resulta na equação (3.11).

$$-v_{\text{inf}} + R_f i_{C_f} + v_{\text{of}} = 0 \quad (3.11)$$

A corrente no capacitor  $C_f$  é obtida de (3.12).

$$i_{C_f} = C_f \frac{dv_{\text{of}}}{dt} \quad (3.12)$$

Substituindo (3.12) em (3.11), obtém-se (3.13).

$$-v_{\text{inf}} + R_f C_f \frac{dv_{\text{of}}}{dt} + v_{\text{of}} = 0 \quad (3.13)$$

A reorganização dos termos e a aplicação da Transformada de Laplace na equação diferencial (3.13) resulta em (3.14).

$$sV_{\text{of}}(s) + \frac{1}{R_f C_f} V_{\text{of}}(s) = \frac{V_{\text{inf}}(s)}{R_f C_f} \quad (3.14)$$

Com base em (3.14), obtém-se a função de transferência dado por (3.15) para essa topologia de filtro.

$$\frac{V_{\text{of}}(s)}{V_{\text{inf}}(s)} = \frac{1}{1 + R_f C_f s} \quad (3.15)$$

Substituindo  $s$  por  $j\omega$  na expressão (3.15), obtém-se (3.16).

$$\frac{V_{\text{of}}(j\omega)}{V_{\text{inf}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + R_f C_f j\omega} \quad (3.16)$$

A frequência de corte é dada por (3.17) ou por (3.18).

$$\omega_c = \frac{1}{R_f C_f} = 2\pi f_c \quad (3.17)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.18)$$

A escolha da frequência de corte deve respeitar o critério de Nyquist e eliminar as componentes de alta frequência decorrente da comutação. O valor adotado para a frequência de corte é dado por (3.19).

$$f_s = 12.5kHz \quad (3.19)$$

Além de ser um dos elementos constituintes do filtro, o resistor  $R_f$  também possui a função de limitar a corrente máxima no Clamp. Seu cálculo é simples e ele é obtido pela expressão (3.20).

$$R_f = \frac{V_{\text{sat}+} - V_{\text{Clamp}}}{I_{\text{ClampMáx}}} \quad (3.20)$$

Onde  $V_{\text{sat}+}$  é a tensão de saturação do amplificador operacional, adotou-se um valor de 15V. E a corrente máxima permitida no Clamp foi obtida do Datasheet e vale 25mA. Isso resulta em um  $R_f$  dado por (3.21).

$$R_f = \frac{15 - 3}{0.025} = 480\Omega \quad (3.21)$$

Fazendo a correção comercial desse componente encontra-se (3.22).

$$R_f^* = 510\Omega \quad (3.22)$$

Isolando  $C_f$  na expressão (3.18) e substituindo (3.19) e (3.22), obtém-se (3.23).

$$C_f = 25nF \quad (3.23)$$

### 3.5.2 Sinal da tensão de saída do conversor

O circuito para o condicionamento da tensão de saída do conversor é mostrado na figura 9. O circuito é constituído por um amplificador diferencial, um filtro passa baixa e um clamp. A seguir é mostrado todos os cálculos para os componentes.

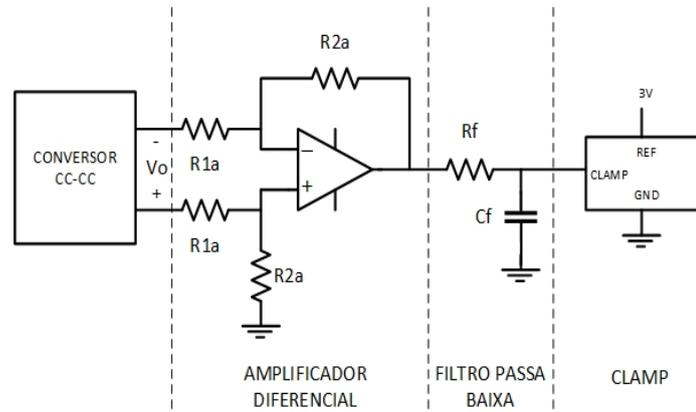


Figura 9: Circuito para o condicionamento da tensão

O amplificador diferencial tem o papel de atenuar a tensão de saída do conversor a valores dentro da faixa de tensão permitida pelo DSP.

O ganho para o amplificador diferencial é dado por (3.24).

$$A_d = \frac{R2}{R1} \quad (3.24)$$

Para o circuito em particular, tem-se (3.25).

$$A_{da} = \frac{R2_a}{R1_a} \quad (3.25)$$

O ganho é calculado considerando a máxima tensão que deverá ter na saída do circuito de condicionamento. Adota-se o valor de 2.5V visando deixar uma margem e não projetar no limite máximo de tensão. Portanto, com 2.5V na saída a entrada deve estar na máxima tensão fornecida pelo conversor, que no caso em questão é 40V. O ganho para esse estágio é obtido por (3.26).

$$A_{da} = \frac{2.5}{40} = 0.0625 \quad (3.26)$$

Utilizando (3.25) e o valor obtido de  $A_{da}$ , tem-se (3.27).

$$\frac{R2_a}{R1_a} = 0.0625 \quad (3.27)$$

Arbitrando um valor de para  $R1_a$  encontra-se  $R2_a$ . Adotando (3.28), obtém-se (3.29).

$$R1_a = 24k\Omega \quad (3.28)$$

$$R2_a = 1.5k\Omega \quad (3.29)$$

O Clamp tem o papel de ceifar a tensão de saída do filtro caso essa tente ultrapassar o valor de tensão dado por REF. Isso protege o DSP em uma situação anormal de tensão.

### 3.5.3 Sinal da corrente de saída do conversor

O circuito de condicionamento da corrente de saída do conversor é mostrado na figura 10. Esse é muito semelhante ao do condicionamento de tensão, a diferença é que agora é necessário um sensor de corrente. Esse sensor detecta a corrente de saída do conversor e gera uma corrente proporcional através do resistor  $R_m$ , esse resistor serve como conversor corrente-tensão para posterior atenuação pelo amplificador diferencial. O sensor de corrente é mostrado na Figura 11.

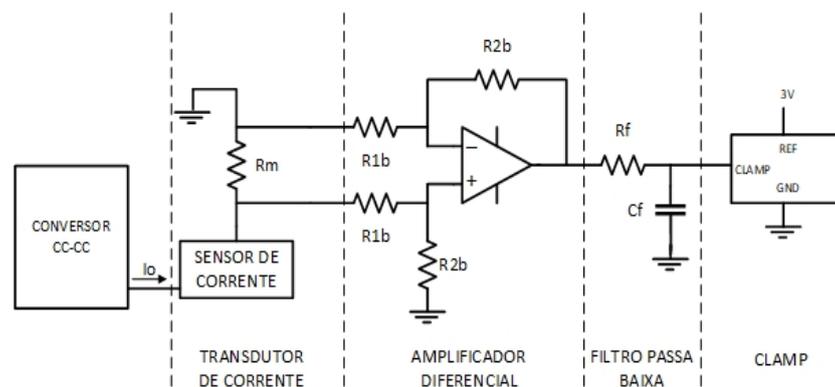


Figura 10: Circuito para o condicionamento da corrente

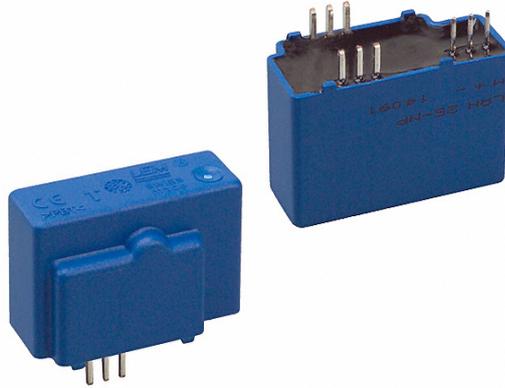


Figura 11: Sensor de corrente LAH 25-NP da LEM®

O sensor de corrente é conectado de forma a fornecer uma relação de 2:1000 na transformação de corrente. Então, com essa relação tem-se que na corrente máxima de carga (10A) a corrente de saída do sensor é de 20mA. Arbitrando-se uma tensão de saída para o sensor dada por (3.30).

$$V_M = 8V \quad (3.30)$$

Desse modo,  $R_M$  pode ser encontrado através de (3.31).

$$R_M = \frac{V_M}{0.02} = \frac{8}{0.02} = 400\Omega \quad (3.31)$$

A aproximação comercial para esse componentes é dada por (3.32).

$$R_M^* = 390\Omega \quad (3.32)$$

E após o ajuste a tensão  $V_M$  é dada por (3.33).

$$V_M^* = 7.8V \quad (3.33)$$

O procedimento de cálculo para os componentes do amplificador diferencial é o mesmo do condicionamento de tensão apresentado anteriormente. Este é mostrado abaixo para o condicionamento de corrente.

$$A_{db} = \frac{2.5}{7.8} = 0.3205 \quad (3.34)$$

Utilizando (3.25) e o valor obtido de  $A_{da}$ , tem-se (3.35).

$$\frac{R2_b}{R1_b} = 0.3205 \quad (3.35)$$

Arbitrando um valor de para  $R1_b$  encontra-se  $R2_b$ . Adotando (3.36), obtém-se (3.37).

$$R1_b = 16k\Omega \quad (3.36)$$

$$R_{2b} = 5128\Omega \quad (3.37)$$

Fazendo as correções para valores comerciais obtém-se (3.38) e (3.39).

$$R_{2b}^* = 5100\Omega \quad (3.38)$$

$$A_{db}^* = 0.31875\Omega \quad (3.39)$$

### 3.6 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS

O DSP utilizado é mostrado na Figura 12.

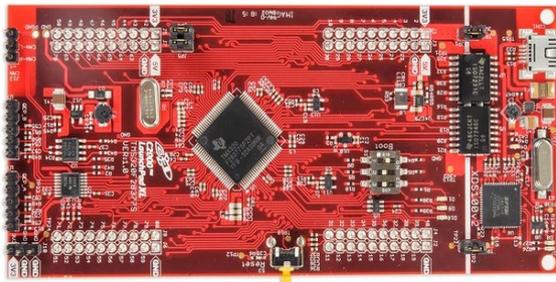


Figura 12: DSP C2000 LAUCHPAD XL TMS320F28379D

### 3.7 CONVERSOR DE NÍVEL

O circuito conversor de nível é necessário pois os sinais de tensão gerados nos pinos do DSP possuem uma tensão máxima de 3.3V e os sinais que devem ser enviados ao driver são de 15V. Esse circuito apenas faz essa conversão de nível, ou seja, replica o sinal de entrada dado pelo DSP em sua saída apenas adaptando ao nível de tensão adequado. O circuito é mostrado na Figura 13.



Figura 13: Conversor de nível

## 4 ANÁLISE DO CONVERSOR MEIA PONTE PWM, COM ZVS E COMANDO ASSIMÉTRICO

### 4.1 INTRODUÇÃO

A escolha do conversor Meia-Ponte (figura 14) para a implementação do emulador surgiu devido aos seguintes aspectos apresentados pelo conversor:

- Naturalmente isolado.
- Possibilita o uso de alguma das técnica de comutação suave.

Denomina-se razão cíclica ( $D$ ) a razão entre o tempo ligado e o período de funcionamento de um fenômeno periódico. No caso do conversor,  $D$  refere-se a razão entre o tempo em que um interruptor conduz e o período do chaveamento. A partir da modulação da razão cíclica é possível manter as características de saída desejada perante a variações de carga e/ou variações na alimentação do conversor. Para realizar essa modulação é utilizado PWM (Pulse-Width Modulation).

A técnica empregada para obter a comutação suave é a ZVS (Zero-Voltage-Switching), isso significa que a comutação dos interruptores é realizada sob tensão nula.

Como estratégia de modulação é utilizado o comando assimétrico para a habilitação dos interruptores de modo que sempre haja um interruptor em condução, com exceção ao tempo em que as comutações ocorrem. Isso significa que no momento em que algum dos interruptores bloquear o outro deve entrar em condução, caso contrário a comutação suave não é alcançada. Na prática deve existir um tempo morto em que ocorre a comutação para que a comutação suave seja possível.

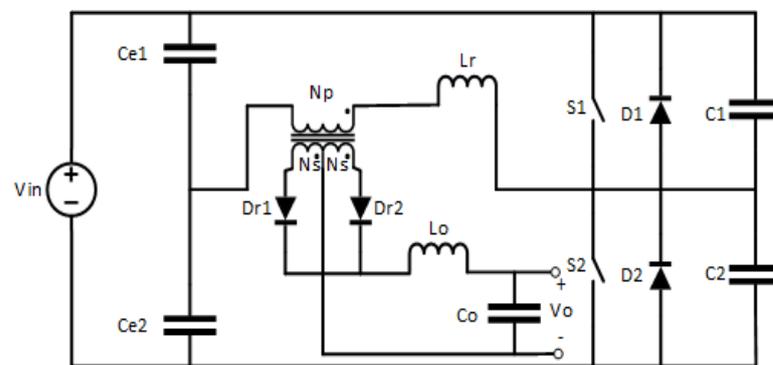


Figura 14: Conversor meia-ponte

### 4.2 ANÁLISE QUALITATIVA

Para a análise qualitativa do conversor é necessário analisar cada uma de suas etapas de operação separadamente. No caso desse conversor o número de etapas de operação é dez. O evento que termina alguma das etapas é o mesmo evento que causa o início da etapa seguinte.

Na análise que segue, são feitas as seguintes considerações:

- A inércia de corrente no indutor do filtro de saída é considerada grande o suficiente, de modo que o comportamento do filtro possa ser descrito por uma fonte de corrente constante ideal. O valor dessa corrente é igual a corrente de carga  $I_O$ .

- Os interruptores são ideais, assim o evento de comutação é imediato e na situação de condução a tensão sobre ele é nula.

Com o intuito de tornar a análise mais simples, parte do circuito da figura 14 será substituído por um outro eletricamente equivalente, mostrado na figura 15. O secundário do transformador está referido ao primário, sendo  $V'_o$  a tensão induzida no primário e  $I'_o$  a corrente que circula no primário.

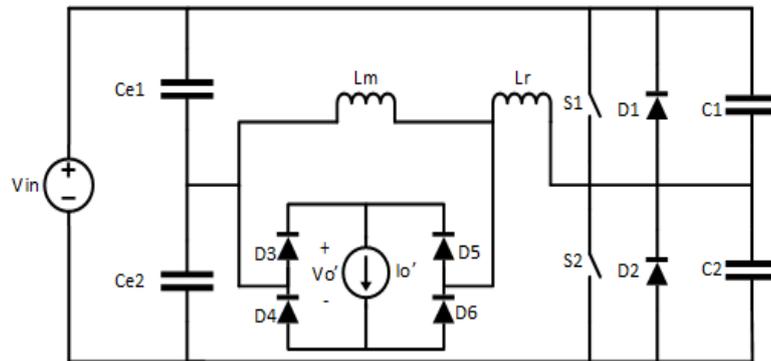


Figura 15: Circuito para a análise do conversor

Apesar da razão cíclica poder assumir valores entre 0 e 1, a análise do conversor será restringida a faixa de 0 a 0,5, pois a análise e o comportamento de 0,5 a 1 é completamente equivalente a anterior, invertendo-se os papéis de  $S_1$ - $C_1$  e  $S_2$ - $C_2$ .

#### 4.2.1 1º Etapa ( $t_0 - t_1$ )

**Evento que inicia a etapa:**  $V_{C1}$  se anular ou equivalentemente  $V_{C2}$  atingir  $V_i$ .

**Evento que termina a etapa:** A corrente  $i_{Lr}$  se anular.

Quando  $V_{C1}$  se anula o diodo  $D_1$  começa a conduzir. Nessa etapa a corrente no indutor  $L_r$  varia de maneira linear, desmagnetizando-o, e os quatro diodos da ponte estão conduzindo. O interruptor  $S_1$  deve ser fechado sob tensão nula e o comando que dará início a condução desse interruptor deve ocorrer antes da corrente  $i_{Lr}$  voltar a ser positiva. Essa etapa está representada na figura 16.

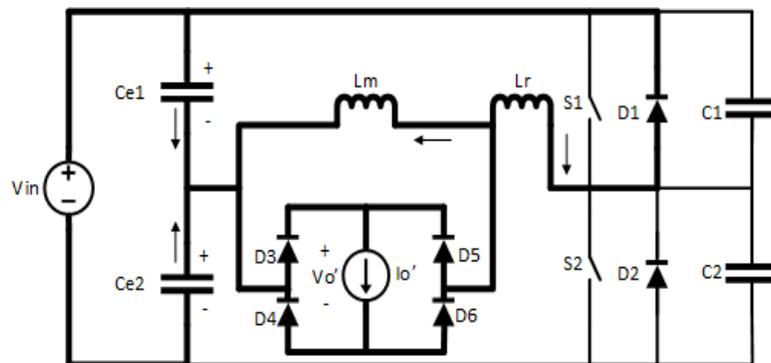


Figura 16: Conversor Meia-Ponte: 1ª Etapa de operação

#### 4.2.2 2º Etapa ( $t_1 - t_2$ )

**Evento que inicia a etapa:**  $i_{Lr}$  se anular.

**Evento que termina a etapa:**  $i_{Lr}$  ser igual à  $(I'_o + i_{Lm})$ .

Nessa etapa com a chave  $S_1$  em condução a corrente em  $L_r$  cresce de maneira linear de 0 até atingir  $(I'_o + i_{Lm})$ . Os diodos  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$  da ponte estão todos em condução. O circuito representativo para essa etapa é mostrado na figura 17.

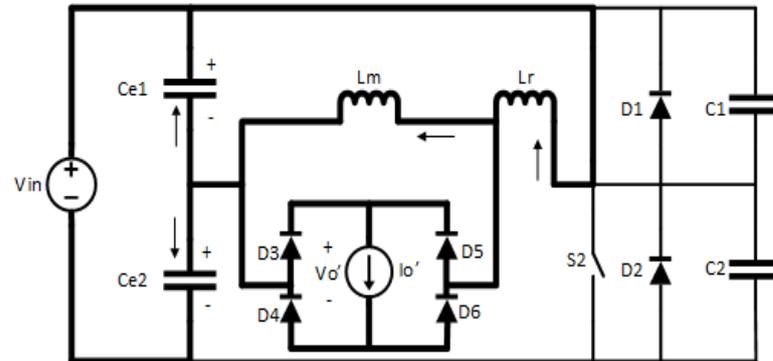


Figura 17: Conversor Meia-Ponte: 2ª Etapa de operação

#### 4.2.3 3º Etapa ( $t_2 - t_3$ )

**Evento que inicia a etapa:**  $i_{Lr}$  ser igual à  $(I'_o + i_{Lm})$ .

**Evento que termina a etapa:** bloqueio do interruptor  $S_1$ .

Essa é uma etapa de transferência de energia da fonte de tensão  $V_i$  para a carga, o circuito para essa etapa é mostrado na figura 18. Os diodos  $D_3$  e  $D_6$  que antes estavam em condução, agora estão bloqueados.

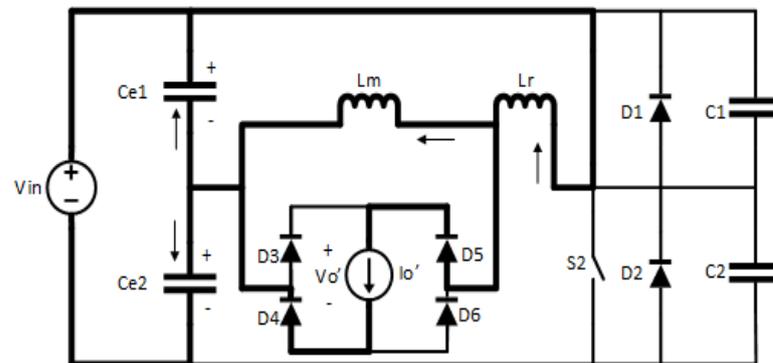


Figura 18: Conversor Meia-Ponte: 3ª Etapa de operação

#### 4.2.4 4º Etapa ( $t_3 - t_4$ )

**Evento que inicia a etapa:** bloqueio do interruptor  $S_1$ .

**Evento que termina a etapa:** a tensão  $V_{C2}$  atinge  $(D \cdot V_i)$ .

Chamada etapa linear de bloqueio de  $S_1$  pois as tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  variam linearmente em forma de rampa, visto que nessa etapa é considerado que a corrente no indutor  $L_r$  é aproximadamente constante. A corrente em  $C_1$  flui no sentido de carrega-lo enquanto  $C_2$  é descarregado. O circuito para essa etapa é mostrado na figura 19.

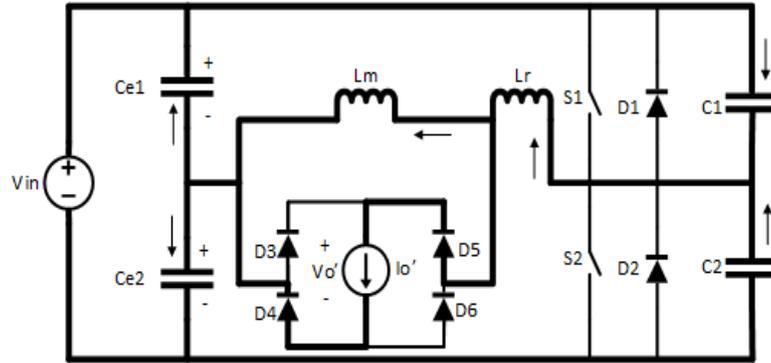


Figura 19: Conversor Meia-Ponte: 4ª Etapa de operação

#### 4.2.5 5º Etapa ( $t_4 - t_5$ )

**Evento que inicia a etapa:** a tensão  $V_{C_2}$  atinge  $(D \cdot V_i)$ .

**Evento que termina a etapa:** a tensão  $V_{C_2}$  se anula ou equivalentemente a tensão  $V_{C_1}$  atinge o valor da fonte de entrada ( $V_i$ ).

Quando a tensão no capacitor  $C_2$  atinge  $(D \cdot V_i)$ , a tensão  $v_{ab}$  se anula de modo a colocar a ponte de diodos em curto circuito. Nessa situação, os diodos  $D_3$  e  $D_6$  entram em condução de modo que todos os diodos da ponte estão em condução. Percorrendo a malha obtém-se (4.1).

$$-V_i + V_{C_{e1}} - v_{ab} + V_{C_{e2}} = 0 \quad (4.1)$$

tomando  $v_{ab} = 0$ , tem-se (4.2).

$$V_{C_2} = V_i - V_{C_{e1}} \quad (4.2)$$

Uma vez que a queda de tensão média em indutores e transformadores funcionando em regime permanente deve ser nula, a tensão no capacitor  $C_1$  para uma dada razão cíclica é dada por (4.3).

$$V_{C_{e1}} = (1 - D) \cdot V_i \quad (4.3)$$

Substituindo (4.3) em (4.2), tem-se (4.4).

$$V_{C_2} = D \cdot V_i \quad (4.4)$$

demonstrando que a tensão entre os pontos a e b é nula quando  $V_{C_2}$  atinge esse valor.

Essa etapa é denominada etapa ressonante de bloqueio de  $S_1$ , pois o indutor  $L_r$  entra em um estado de ressonância com os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  de modo que há transferência de energia entre esses elementos. O circuito para essa etapa está representado na figura 20.

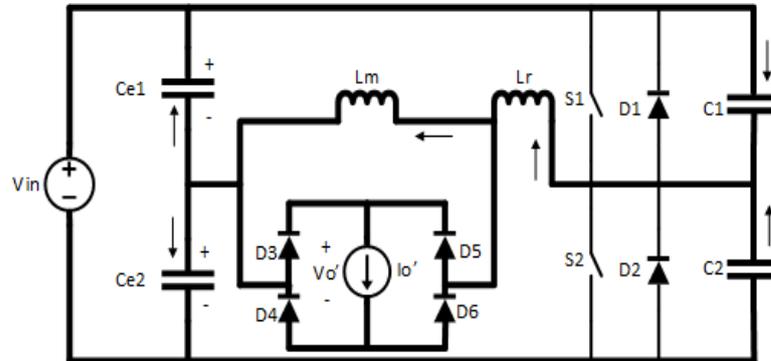


Figura 20: Conversor Meia-Ponte: 5ª Etapa de operação

#### 4.2.6 6ª Etapa ( $t_5 - t_6$ )

**Evento que inicia a etapa:** a tensão  $V_{C2}$  se anula ou equivalentemente a tensão  $V_{C1}$  atinge o valor da fonte de entrada ( $V_i$ ).

**Evento que termina a etapa:** a corrente  $i_{Lr}$  se anular.

Ao  $V_{C2}$  zerar, o diodo  $D_2$  entra em condução. No instante em que essa etapa inicia o indutor  $L_r$  começa a se desmagnetizar devolvendo energia a fonte de entrada ( $V_i$ ). E por fim, o interruptor  $S_2$  deve ser comandado a conduzir antes da corrente  $i_{Lr}$  se tornar negativa. A etapa é representada pela figura 21.

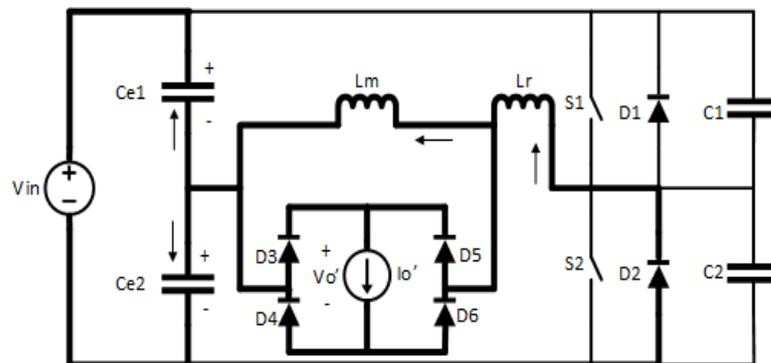


Figura 21: Conversor Meia-Ponte: 6ª Etapa de operação

#### 4.2.7 7ª Etapa ( $t_6 - t_7$ )

**Evento que inicia a etapa:** a corrente  $i_{Lr}$  se anular.

**Evento que termina a etapa:**  $i_{Lr}$  ser igual à  $(i_{Lm} - I'_o)$ .

Com o interruptor  $S_2$  em condução, o diodo  $D_2$  para de conduzir. A corrente  $i_{Lr}$  decresce linearmente até atingir  $(i_{Lm} - I'_o)$ . Analogamente a 2ª etapa, os diodos  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$  da ponte estão todos em condução. A figura 22 representa essa etapa de operação.

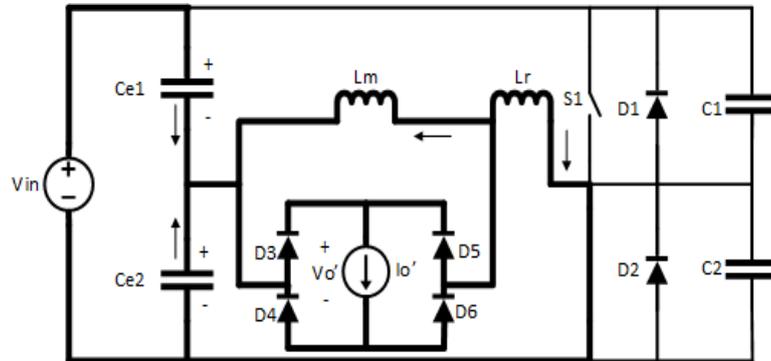


Figura 22: Conversor Meia-Ponte: 7ª Etapa de operação

#### 4.2.8 8º Etapa ( $t_7 - t_8$ )

**Evento que inicia a etapa:**  $i_{Lr}$  ser igual à  $(i_{Lm} - I'_o)$ .

**Evento que termina a etapa:** bloqueio de  $S_2$  sob tensão nula.

Essa é outra etapa de transferência de energia da fonte para a carga, representada pela figura 23. Os diodos  $D_4$  e  $D_5$  agora encontram-se bloqueados.

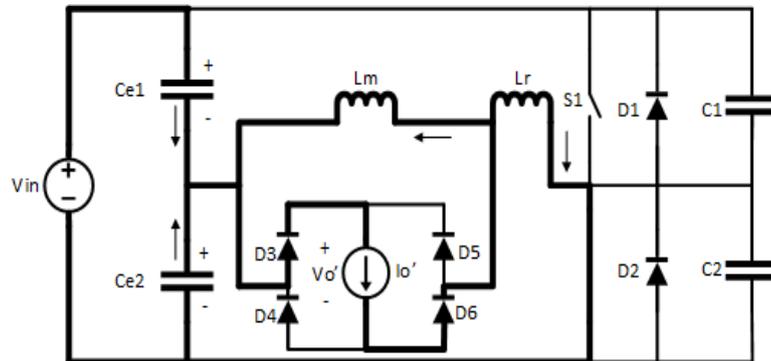


Figura 23: Conversor Meia-Ponte: 8ª Etapa de operação

#### 4.2.9 9º Etapa ( $t_8 - t_9$ )

**Evento que inicia a etapa:** bloqueio de  $S_2$  sob tensão nula.

**Evento que termina a etapa:**  $V_{C1}$  atingir  $(1 - D) \cdot V_i$ .

Nessa etapa o interruptor  $S_2$  é bloqueado.  $C_1$  se descarrega enquanto  $C_2$  é carregado, ambos de forma linear. Essa é denominada etapa linear de bloqueio de  $S_2$ . Essa etapa é mostrada na figura 24.

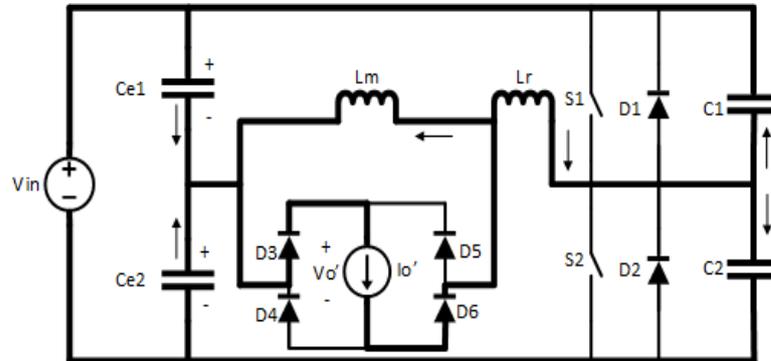


Figura 24: Conversor Meia-Ponte: 9ª Etapa de operação

#### 4.2.10 10ª Etapa ( $t_9 - t_{10}$ )

**Evento que inicia a etapa:**  $V_{C1}$  atingir  $(1 - D) \cdot V_i$ .

**Evento que termina a etapa:**  $V_{C1}$  se anular ou equivalentemente  $V_{C2}$  atingir  $V_i$ .

Essa etapa está representada na figura 25 e é denominada etapa ressonante de bloqueio de  $S_2$ . O indutor  $L_r$  troca energia com os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  de forma ressonante. Nessa etapa todos os diodos da ponte estão em condução.

Quando  $V_{C1}$  atinge  $(1 - D) \cdot V_i$  a tensão  $v_{ab}$  se anula. A prova disso é dada em seguida. Percorrendo a malha, obtém-se (4.5)

$$-V_i + V_{C1} + v_{ab} + V_{Ce2} = 0 \quad (4.5)$$

Fazendo com que  $v_{ab} = 0$ , a expressão (4.6) fornece o valor de  $V_{C1}$  para que isso ocorra.

$$V_{C1} = V_i - V_{Ce2} \quad (4.6)$$

A tensão média no capacitor  $C_{e2}$  é expressa por (4.7).

$$V_{Ce2} = D \cdot V_i \quad (4.7)$$

Ao substituir (4.7) em (4.6), obtém-se (4.8).

$$V_{C1} = (1 - D) \cdot V_i \quad (4.8)$$

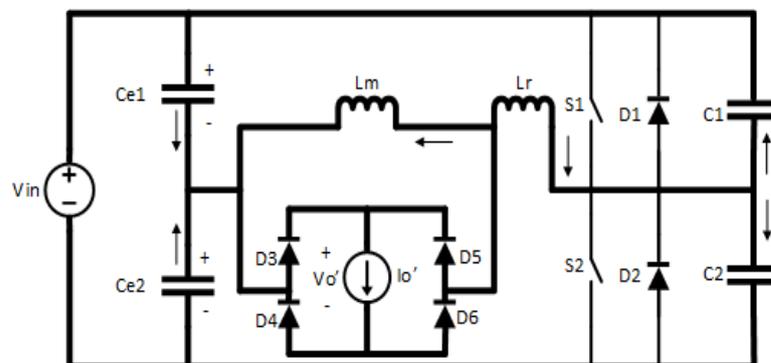


Figura 25: Conversor Meia-Ponte: 10ª Etapa de operação

### 4.3 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda referente ao conversor são mostradas na figura 26.

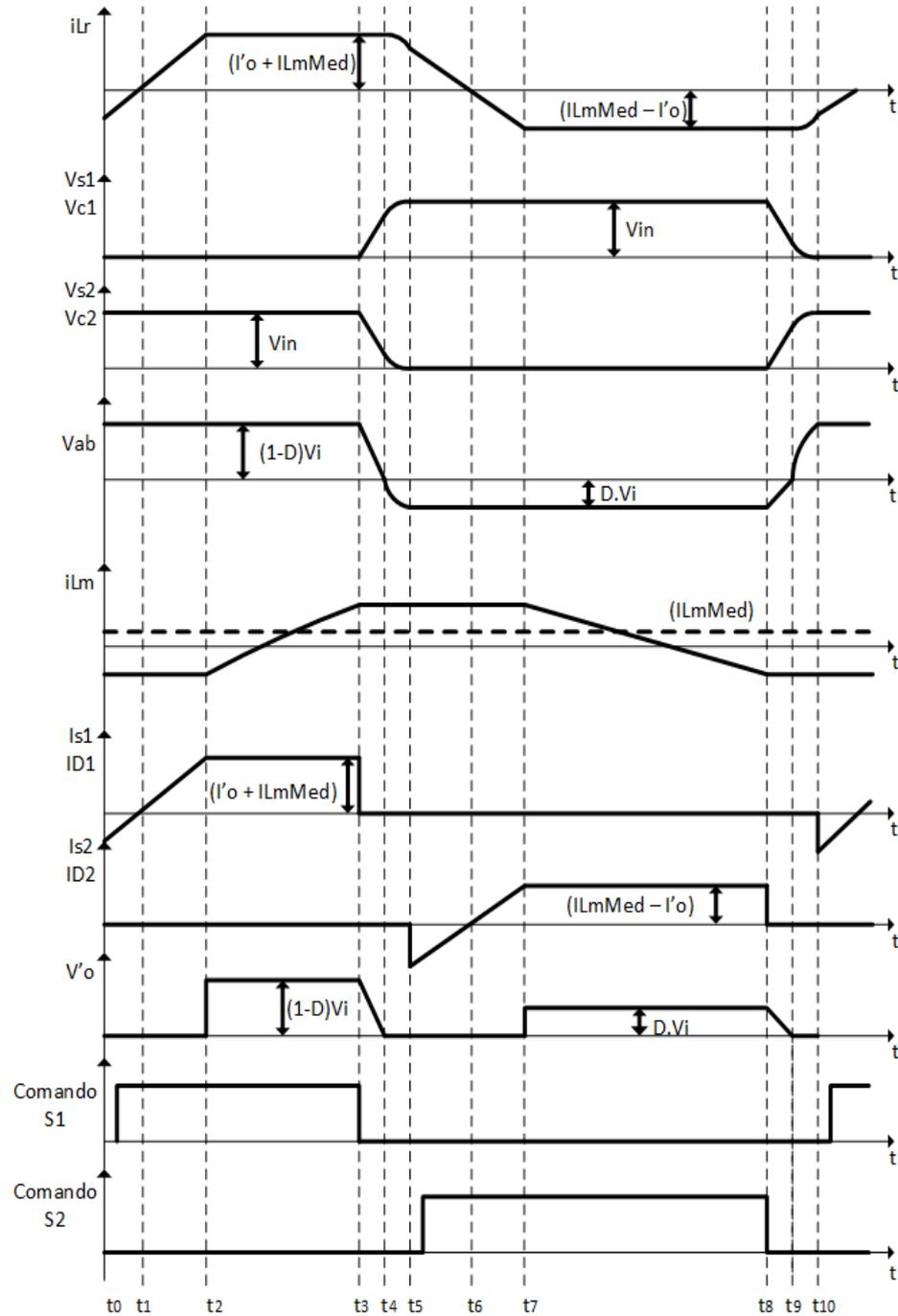


Figura 26: Formas de onda o conversor Meia Ponte

#### 4.4 ANÁLISE QUANTITATIVA

O desenvolvimento da análise quantitativa do conversor é realizado em apenas 6 etapas, uma vez que as etapas de comutação (4ª, 5ª, 9ª e 10ª etapas) são muito breves se comparadas as restantes e, portanto, não influem significativamente no resultado que será obtido na análise a seguir. O objetivo dessa seção é encontrar um conjunto de equações que fornecem o valor da corrente magnetizante média e a duração das etapas consideradas.

Como forma de simplificar a análise é considerado que a corrente magnetizante do transformador é constante e sua magnitude é expressa por seu valor médio.

##### 4.4.1 1ª Etapa ( $t_0 - t_1$ )

O circuito elétrico equivalente para essa etapa é mostrado na figura 27. As duas fontes de corrente foram incluídas no esquemático do circuito equivalente, porém essas poderiam ser omitidas uma vez que existe um curto-circuito em seus terminais por causa dos 4 diodos que estão em condução na ponte para essa etapa.

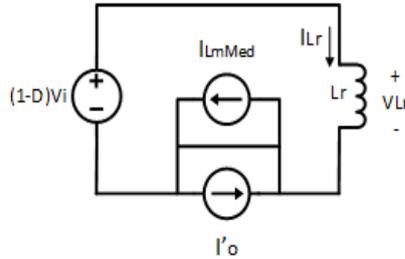


Figura 27: Circuito equivalente para a análise da 1ª Etapa de operação

O objetivo é determinar uma expressão para a corrente no indutor  $L_r$ . A relação corrente-tensão para um indutor é dada pela expressão (4.9).

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v(\tau) d\tau + i(t_0) \quad (4.9)$$

Um caso particular que utilizaremos no desenvolvimento da análise é quando a tensão sobre o indutor é constante. Para esse caso em particular vale a expressão (4.10).

$$i(t) = \frac{v}{L}(t - t_0) + i(t_0) \quad (4.10)$$

Para essa etapa, a tensão sobre o indutor é constante e vale  $(1 - D)V_i$ . Assim, encontra-se (4.11).

$$i_{L_r}(t_1) = i_{L_r}(t_0) + \frac{(1 - D)V_i}{L_r}(t_1 - t_0) \quad (4.11)$$

As correntes iniciais são dadas por (4.12) e (4.13).

$$i(t_0) = I_{LmMéd} - I'_o \quad (4.12)$$

$$i(t_1) = 0 \quad (4.13)$$

Definindo-se a diferença de tempo entre o fim e o início da etapa, ou seja, a duração da etapa, como um delta, tem-se (4.14).

$$I_{LmMéd} + \frac{(1 - D)V_i}{L_r} \Delta t_1 = I'_o \quad (4.14)$$

**4.4.2 2º Etapa ( $t_1 - t_2$ )**

O circuito elétrico equivalente para essa etapa é mostrado na figura 28. Nota-se que esse circuito é exatamente igual ao da etapa anterior.

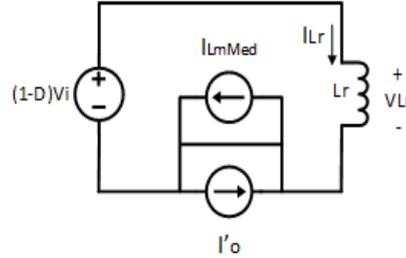


Figura 28: Circuito equivalente para a análise da 2ª Etapa de operação

Essa etapa fornece a expressão (4.15), esta é obtida de forma análoga a primeira etapa.

$$i_{Lr}(t_2) = i_{Lr}(t_1) + \frac{(1 - D)V_i}{L_r} \Delta t_2 \tag{4.15}$$

O valor para a corrente em  $L_r$  no instante  $t_2$  é dada por (4.16).

$$i_{Lr}(t_2) = I_{LmMéd} + I'_o \tag{4.16}$$

Portanto, a expressão obtida para a segunda etapa é a (4.17).

$$I_{LmMéd} + \frac{(D - 1)V_i}{L_r} \Delta t_2 = -I'_o \tag{4.17}$$

**4.4.3 3º Etapa ( $t_2 - t_3$ )**

O circuito elétrico representativo para essa etapa é mostrado na figura 29. Nessa etapa a ponte não está mais em curto-circuito, de modo que a corrente em  $L_r$  é determinada apenas pelo valor das fontes de corrente.

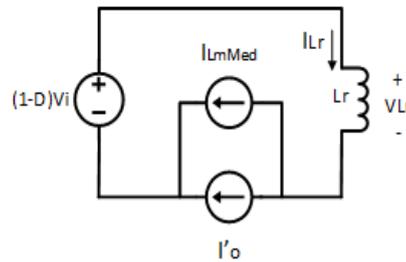


Figura 29: Circuito equivalente para a análise da 3ª Etapa de operação

A corrente resultante em  $L_r$  é dada por (4.18).

$$i_{Lr} = I_{LmMéd} + I'_o \tag{4.18}$$

#### 4.4.4 6ª Etapa ( $t_5 - t_6$ )

A análise da corrente em  $L_r$  na 6ª etapa também fornece uma equação. Esta é obtida do circuito equivalente mostrado na figura 30.

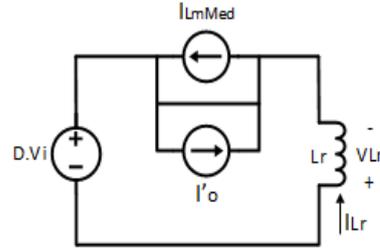


Figura 30: Circuito equivalente para a análise da 6ª Etapa de operação

Novamente a tensão imposta sobre o indutor é constante, de modo que vale o uso da expressão (4.19). Portanto, o resultado obtido é expresso por (4.19).

$$i_{L_r}(t_6) = i_{L_r}(t_5) - \frac{DV_i}{L_r} \Delta t_6 \quad (4.19)$$

A corrente em  $i_{L_r}(t_5)$  para o início dessa etapa é dada por (4.20).

$$i_{L_r}(t_5) = I_{LmMéd} + I'o \quad (4.20)$$

Fazendo a substituição de (4.20) em (4.19), obtém-se (4.21).

$$I_{LmMéd} - \frac{DV_i}{L_r} \Delta t_6 = -I'o \quad (4.21)$$

#### 4.4.5 7ª Etapa ( $t_6 - t_7$ )

O circuito equivalente para a 7ª etapa está mostrado na figura 31.

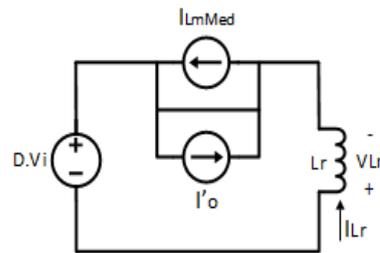


Figura 31: Circuito equivalente para a análise da 7ª Etapa de operação

Analogamente as etapas anteriores, a corrente em  $L_r$  é dada por (4.22).

$$i_{L_r}(t_7) = i_{L_r}(t_6) - \frac{DV_i}{L_r} \Delta t_7 \quad (4.22)$$

Onde  $i_{L_r}(t_6)$  vale (4.23).

$$i_{L_r}(t_6) = I_{LmMéd} - I'o \quad (4.23)$$

E a equação resultante para essa etapa é (4.24).

$$I_{LmMéd} + \frac{DV_i}{L_r} \Delta t_7 = I'o \quad (4.24)$$

4.4.6 8º Etapa ( $t_7 - t_8$ )

A figura 32 mostra o circuito equivalente para essa etapa.

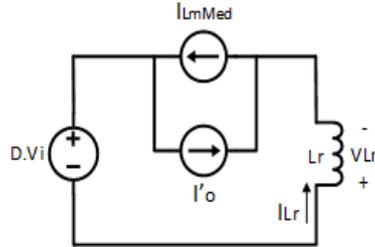


Figura 32: Circuito equivalente para a análise da 8ª Etapa de operação

Nessa etapa, a corrente em  $L_r$  é aproximadamente constante e assume o valor dado por (4.25).

$$i_{Lr} = I_{LmMéd} - I'o \tag{4.25}$$

4.4.7 Corrente Magnetizante Média

Pela análise da figura 33, obtém-se (4.26).

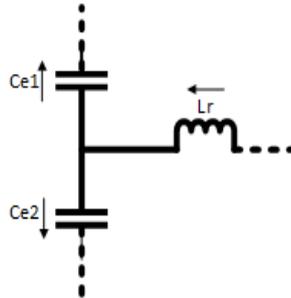


Figura 33: Circuito para a análise da corrente magnetizante média

$$i_{Lr} = i_{Ce1} + i_{Ce2} \tag{4.26}$$

Reescrevendo a equação (4.26) para valores médios, obtém-se (4.27).

$$I_{LrMed} = I_{Ce1Med} + I_{Ce2Med} \tag{4.27}$$

Em regime permanente, a corrente média em um capacitor deve ser nula. Então vale (4.28) e (4.29).

$$I_{Ce1Med} = 0 \tag{4.28}$$

$$I_{Ce2Med} = 0 \tag{4.29}$$

De modo que, tem-se (4.30).

$$I_{LrMed} = 0 \tag{4.30}$$

Portanto, chega-se a conclusão de que a corrente média no primário do transformador é igual ao valor da corrente magnetizante média. Então tem-se (4.31).

$$I_{LmMéd} = I_{PMéd} \quad (4.31)$$

A corrente  $i_p(t)$  em função do tempo para um período de operação completo é mostrado na figura 34.

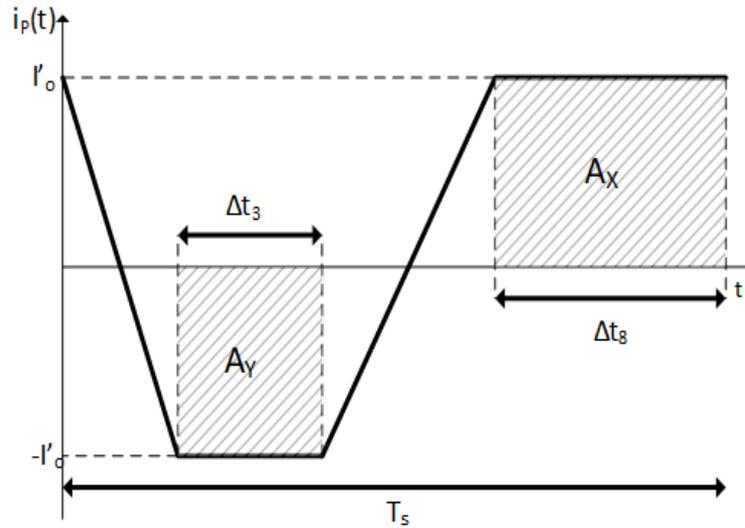


Figura 34: Corrente no primário do transformador durante um período

A abordagem para o cálculo da corrente média dessa forma de onda será simplificada, visto que o limite inferior e superior da forma de onda são iguais para as duas retas inclinadas. Os únicos intervalos de tempo que efetivamente contribuem para a corrente média nesse caso são  $\Delta t_3$  e o  $\Delta t_8$ .

As duas áreas consideradas são calculadas por (4.32) e (4.34).

$$A_X = I'_o \Delta t_8 \quad (4.32)$$

$$A_Y = I'_o \Delta t_3 \quad (4.33)$$

E  $I_{PMéd}$  é dada por (4.34).

$$I_{PMéd} = \frac{A_X - A_Y}{T_s} \quad (4.34)$$

Com isso, encontra-se (4.35).

$$I_{LmMéd} + I'_o f_s \Delta t_3 - I'_o f_s \Delta t_8 = 0 \quad (4.35)$$

#### 4.4.8 Comando dos interruptores

A partir da figura 35 que mostra o comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  em função do tempo para um período de operação do conversor é possível extrair duas equações. São elas (4.36) e (4.37).

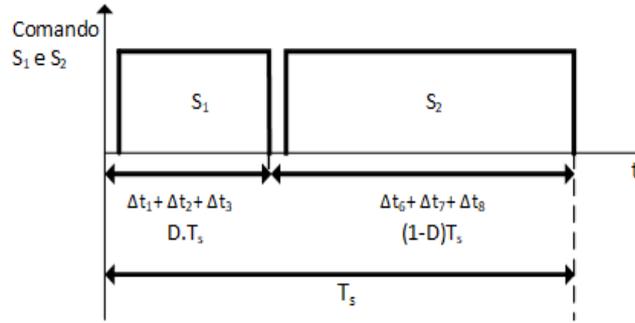


Figura 35: Comando dos interruptores  $S_1$   $S_2$  durante um período

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{D}{f_s} \quad (4.36)$$

$$\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 = \frac{1-D}{f_s} \quad (4.37)$$

#### 4.4.9 Solução Do Sistema Linear

As equações (4.14), (4.17), (4.21), (4.24), (4.35), (4.36) e (4.37) obtidas anteriormente fornecem um sistema de equações lineares que pode ser resolvido a fim encontrar  $I_{LmMéd}$ ,  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$ ,  $\Delta t_3$ ,  $\Delta t_6$ ,  $\Delta t_7$  e  $\Delta t_8$ . O sistema obtido é mostrado a seguir.

$$\begin{cases} I_{LmMéd} + I'_o f_s \Delta t_3 - I'_o f_s \Delta t_8 = 0 \\ I_{LmMéd} + \frac{(1-D)V_i}{L_r} \Delta t_1 = I'_o \\ I_{LmMéd} + \frac{(D-1)V_i}{L_r} \Delta t_2 = -I'_o \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{D}{f_s} \\ I_{LmMéd} - \frac{DV_i}{L_r} \Delta t_6 = -I'_o \\ I_{LmMéd} + \frac{DV_i}{L_r} \Delta t_7 = I'_o \\ \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 = \frac{1-D}{f_s} \end{cases}$$

Ao resolver esse sistema obtém-se as expressões (4.38), (4.39), (4.40), (4.41), (4.42), (4.43) e (4.44).

$$I_{LmMéd} = (1-2D)I'_o \left[ 1 - \frac{2I'_o f_s L_r}{D(1-D)V_i} \right] \quad (4.38)$$

$$\Delta t_1 = \frac{2DI'_o L_r}{(1-D)V_i} + \frac{2I'^o{}^2 f_s L_r^2 (1-2D)}{D(1-D)V_i^2} \quad (4.39)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2I'^o{}^2 f_s L_r^2 (2D-1)}{D(1-D)^2 V_i^2} + \frac{2I'_o L_r}{V_i} \quad (4.40)$$

$$\Delta t_3 = \frac{D}{f_s} - \frac{2I'_o L_r}{(1-D)V_i} \quad (4.41)$$

$$\Delta t_6 = \frac{2I'^o{}^2 f_s L_r^2 (2D-1)}{D^2(1-D)V_i^2} + \frac{2I'_o L_r (1-D)}{DV_i} \quad (4.42)$$

$$\Delta t_7 = \frac{2I_o'^2 f_s L_r^2 (1-2D)}{D^2 (1-D) V_i^2} + \frac{2I_o' L_r}{V_i} \quad (4.43)$$

$$\Delta t_8 = \frac{1-D}{f_s} - \frac{2I_o' L_r}{D V_i} \quad (4.44)$$

#### 4.5 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Através da tensão de saída refletida ao primário do transformador é possível obter a tensão de saída média refletida  $V'_{oMéd}$ . Essa tensão média é obtida do cálculo das integrais da expressão (4.45).

$$V'_{oMéd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V'_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_3} (1-D)V_i dt + \int_0^{\Delta t_8} D V_i dt \right) \quad (4.45)$$

De (4.36) obtém-se (4.46).

$$\Delta t_3 = D T_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (4.46)$$

A equação (4.46) pode ser escrita como (4.47).

$$\Delta t_3 = D T_s - \frac{2I_o' L_r}{(1-D)V_i} \quad (4.47)$$

Do mesmo modo é possível obter (4.48).

$$\Delta t_8 = (1-D)T_s - \frac{2I_o' L_r}{D V_i} \quad (4.48)$$

Resolvendo as integrais de (4.45) obtém-se (4.49).

$$V'_{oMéd} = \frac{1}{T_s} [(1-D)V_i \Delta t_3 + D V_i \Delta t_8] \quad (4.49)$$

Substituindo (4.47) e (4.48) em (4.49), obtém-se (4.50).

$$V'_{oMéd} = \frac{1}{T_s} \left[ (1-D)V_i \left( D T_s - \frac{2I_o' L_r}{(1-D)V_i} \right) + D V_i \left( (1-D)T_s - \frac{2I_o' L_r}{D V_i} \right) \right] \quad (4.50)$$

Por meio da equação (4.50) chega-se a conclusão de que o ganho estático para o conversor é dado por (4.51).

$$q = \frac{V'_{oMéd}}{V_i} = \frac{1}{T_s} \left[ (1-D) \left( D T_s - \frac{2I_o' L_r}{(1-D)V_i} \right) + D \left( (1-D)T_s - \frac{2I_o' L_r}{D V_i} \right) \right] \quad (4.51)$$

Simplificando a expressão (4.51), tem-se (4.52)

$$q = 2D(1-D) - \frac{4I_o' L_r}{V_i T_s} \quad (4.52)$$

#### 4.6 METODOLOGIA DE PROJETO

Nessa seção, é apresentada a metodologia seguida para realizar o projeto de todos os componentes do conversor.

#### 4.6.1 Especificações de projeto

A tabela 1 mostra as especificações para o projeto do conversor Meia-Ponte. A metodologia apresentada a seguir é baseada nesses valores.

Especificação	Valor
Tensão de entrada	180V
Tensão de saída máxima	40V
Corrente de saída máxima	10A
Máxima ondulação de corrente em $L_o$ ( $\Delta I_{LoMáx}$ )	1A
Máxima ondulação de tensão em $C_{eq}$ ( $\Delta V_{CeqMáx}$ )	7.2V
Frequência de comutação	50kHz

Tabela 1: Especificações de projeto para o conversor Meia-Ponte

Adota-se um valor de ganho estático dado por (4.53) e uma razão cíclica nominal dado por (4.54).

$$q = 0.4 \quad (4.53)$$

$$D_{Máx} = D_{nom} = 0.4 \quad (4.54)$$

#### 4.6.2 Cálculo da relação de transformação $n$

A expressão para o ganho estático é a (4.55).

$$q = \frac{V'_{oMéd}}{V_i} = \frac{nV_o}{V_i} \quad (4.55)$$

Isolando  $n$  em (4.55), tem-se (4.56).

$$n = \frac{qV_i}{V_o} = \frac{0.4 \times 180}{40} = 1.8 \quad (4.56)$$

#### 4.6.3 Cálculo do indutor $L_r$

Isolando  $L_r$  em (4.52), tem-se (4.57)

$$L_r = (2D(1-D) - q) \frac{V_i}{4I'_o f_s} \quad (4.57)$$

Que resulta em um  $L_r$  dado por (4.58).

$$L_r = 12.96 \mu H \quad (4.58)$$

#### 4.6.4 Cálculo dos capacitores do barramento $C_{e1}$ e $C_{e2}$

A tensão nos capacitores do barramento é dada por (4.59) e (4.60).

$$V_{Ce1} = (1-D)V_i = 108V \quad (4.59)$$

$$V_{Ce2} = DV_i = 72V \quad (4.60)$$

Para calcular o valor das capacitâncias do barramento, utiliza-se uma capacitância equivalente dada por (4.63).

$$C_{eq} = \frac{2D(1-D)I'_o}{f_s \Delta V_{Ceq}} \quad (4.61)$$

Arbitrando  $\Delta V_{Ceq}$  como sendo 10% do valor de  $V_{Ce2}$  obtém-se (4.62).

$$\Delta V_{Ceq} = 0.1V_{Ce2} = 7.2V \quad (4.62)$$

A partir de (4.63) encontra-se o valor da capacitância equivalente.

$$C_{eq} = 7.407\mu F \quad (4.63)$$

As capacitâncias do barramento são calculadas por (4.64) e (4.65).

$$C_{e1} = (1-D)C_{eq} = 4.444\mu F \quad (4.64)$$

$$C_{e2} = DC_{eq} = 2.963\mu F \quad (4.65)$$

#### 4.6.5 Cálculo do indutor $L_o$

O filtro de saída do conversor é formado por um indutor ( $L_o$ ) e um capacitor ( $C_o$ ). Esse conjunto tem o papel de extrair o valor médio da tensão  $v_o(t)$ , sendo esse representado por  $V_o$ .

O cálculo de  $L_o$  é realizado para o pior caso de ondulação de corrente, ou seja quando ela é maior. Isso ocorre na terceira etapa de operação, portanto, esta é considerada nos cálculos que seguem.

Na etapa 3, a tensão sobre o indutor  $L_o$  é dada por (4.66).

$$v_{L_o} = \frac{(1-D)V_i}{n} - V_o \quad (4.66)$$

A partir da relação entre a corrente e a tensão no indutor dada por (4.67) e a expressão (4.66) encontra-se eqrefeq:Lo3.

$$v_{L_o} = L_o \frac{di_{L_o}}{dt} \quad (4.67)$$

$$\int_{i_{L_o}(t_2)}^{i_{L_o}(t_3)} di_{L_o} = \frac{1}{L_o} \int_{t_2}^{t_3} \frac{(1-D)V_i}{n} - V_o dt \quad (4.68)$$

Resolvendo as integrais (4.68), tem-se (4.69).

$$i_{L_o}(t_3) - i_{L_o}(t_2) = \frac{[(1-D)V_i/n - V_o]}{L_o} (t_3 - t_2) \quad (4.69)$$

O termo da esquerda da expressão (4.69) é a amplitude da ondulação de corrente e o termo  $(t_3 - t_2)$  da direita é a duração da terceira etapa de operação. Então, (4.69) pode ser escrita como (4.70).

$$\Delta I_{L_o} = \frac{[(1-D)V_i/n - V_o]}{L_o} \Delta t_3 \quad (4.70)$$

Escolhendo-se uma ondulação de corrente no indutor como sendo de 10% da corrente máxima de saída, é possível obter o valor de  $L_o$  a partir da expressão (4.70) que satisfaça esse requisito. O valor da indutância é dado por (4.71).

$$L_o = \frac{[(1-D)V_i - nV_o]}{n\Delta I_{L_o}} \Delta t_3 = 133.33\mu H \quad (4.71)$$

#### 4.6.6 Cálculo do capacitor $C_o$

O capacitor ( $C_o$ ) do filtro de saída tem a função de filtrar os harmônicos de tensão que ainda restaram na tensão de saída. Seu cálculo é feito de modo que a frequência de ressonância do par  $L_o$ - $C_o$  seja bem abaixo da frequência de comutação especificada.

Seja (4.72).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (4.72)$$

De modo a respeitar o que foi estabelecido tem-se (4.73).

$$f_o \ll f_s \quad (4.73)$$

Substituindo (4.72) em (4.73), obtém-se (4.74).

$$C_o \gg \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_o} \quad (4.74)$$

$$C_o \gg 76nF \quad (4.75)$$

Com base nessa restrição escolheu-se um valor de  $10\mu F$ . Portanto, tem-se (4.76).

$$C_o = 10\mu F \quad (4.76)$$

### 4.7 MODELO DO CONVERSOR

Para a elaboração de uma estratégia de controle para o conversor Meia-Ponte é necessário ter o seu modelo, ou seja, uma função de transferência que represente o comportamento dinâmico do conversor. Devido a complexidade para a obtenção desse modelo é utilizado o modelo retirado de (AGOSTINI, 2008). A função de transferência é dada por (4.77).

$$G_{vd}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{\frac{(V_{in}-2V_{Ceq})}{n} + \frac{(1-2D)(1+sR_{Ceq}C_{eq})(nV_{in}+2sL_mI_{L_o})}{n(s^2L_mC_{eq}+sR_{Ceq}+1)}}{\delta(s)} \quad (4.77)$$

Onde:

$$\delta(s) = 1 + \frac{s(1-2D)^2L_m(1+sR_{Ceq}C_{eq})[1+s(R_o+R_{C_o})C_o]}{n^2R_o(s^2L_mC_{eq}+sR_{Ceq}C_{eq}+1)(1+sR_{C_o}C_o)} + \frac{(R_{L_o}+sL_o)[1+s(R_o+R_{L_o})C_o]}{R_o(1+sR_{C_o}C_o)} \quad (4.78)$$

$R_{C_{eq}}$  - Resistência série de  $C_{eq}$

$R_{C_o}$  - Resistência série de  $C_o$

$R_{L_o}$  - Resistência série de  $L_o$

## 4.8 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Com base no modelo matemático apresentado na subseção anterior, é possível encontrar um controlador que atenda a determinadas especificações de projeto.

É realizado o projeto de um controlador PI com filtro visto que é um dos controladores clássicos utilizados para o controle de conversores estáticos. O projeto do controlador foi realizado utilizando a ferramenta SISOTOOL presente no software MATLAB®.

### 4.8.1 Resposta do conversor em malha aberta

Primeiramente é aplicada uma step em malha aberta na planta, o resultado obtido no MATLAB® é mostrado na Figura 36.

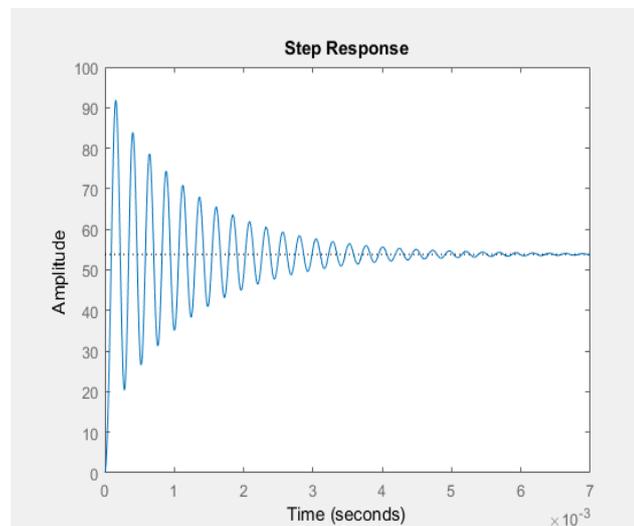


Figura 36: Resposta do sistema em malha aberta a um degrau de entrada

Percebe-se que há um overshoot elevado e que o tempo de subida é de aproximadamente  $92\mu\text{s}$ . A partir das informações da resposta ao degrau em malha aberta, definiu-se critérios para o projeto do controlador que, em um primeiro momento, optou-se por fazer um controle conservador. Os requisitos de projeto são *overshoot*  $< 10\%$  e um tempo de estabilização menor que 5ms.

### 4.8.2 Controlador e resposta do conversor em malha fechada

Visando atender os requisitos de projeto previamente definidos, obteve-se o controlador que possui a função de transferência no domínio  $s$  dada por 4.79.

$$C(s) = 35 \frac{1 + 0.0002s}{s(1 + 0.00033s)} \quad (4.79)$$

A resposta em malha fechada com o controlador para uma degrau obtida no MATLAB® é mostrada na Figura 37.

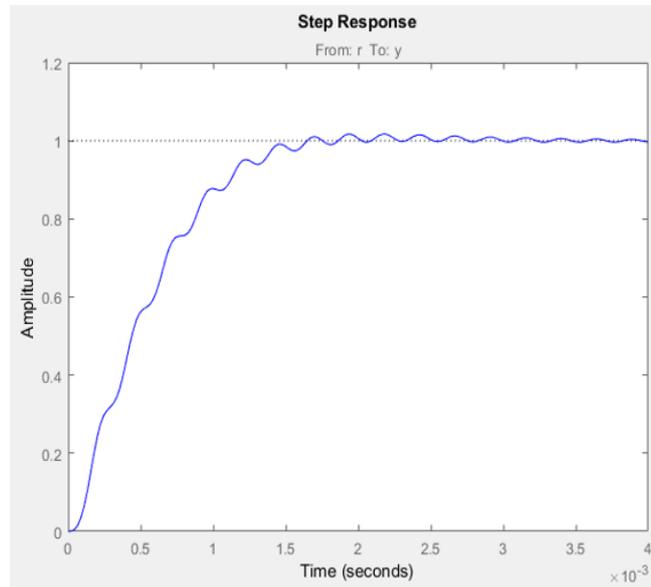


Figura 37: Resposta do sistema em malha fechada a um degrau de entrada

Nota-se que os requisitos de projeto foram atendidos visto que o overshoot obtido é de 1.69% e o tempo de estabilização é 1.6ms.

## 5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nessa seção é apresentado e realizado a comparação entre os resultados simulados e os experimentais obtidos, visando dessa forma validar a análise e a metodologia desenvolvida para o projeto do conversor. Todas as simulações foram realizadas através do software de simulação de circuitos PSIM®.

### 5.1 Esquemático no PSIM® para simulação

A Figura 38 mostra o esquema utilizado para simular o conversor Meia-Ponte no PSIM®.

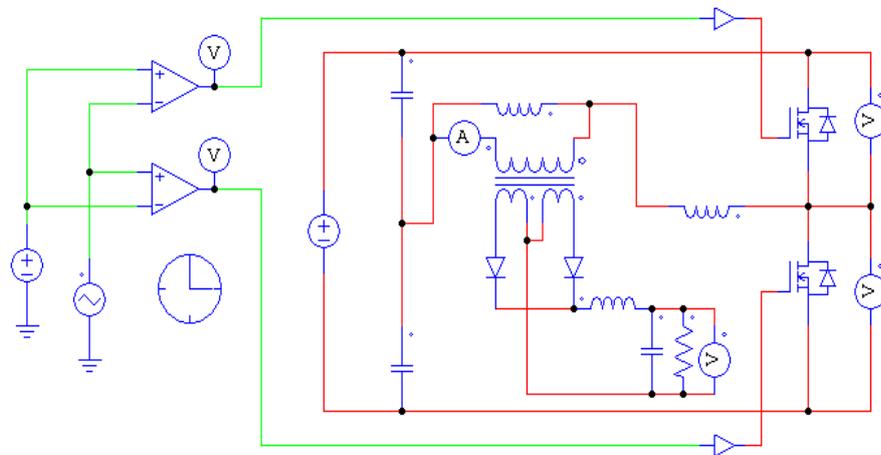


Figura 38: Esquemático para simulação no PSIM®

### 5.2 Resultado da análise quantitativa

A Tabela 2 mostra o resultado teórico da análise quantitativa e o resultado da simulação.

Variável	Resultado teórico	Resultado simulado
$I_{lmMéd}$	0,9259A	0,8815A
$\Delta t_1$	556ns	543ns
$\Delta t_2$	778ns	716ns
$\Delta t_3$	6,667 $\mu$ s	6,731 $\mu$ s
$\Delta t_6$	1,167 $\mu$ s	1,156 $\mu$ s
$\Delta t_7$	833ns	791ns
$\Delta t_8$	10,000 $\mu$ s	9,973 $\mu$ s

Tabela 2: Resultado teórico e simulado da análise quantitativa

A partir da análise desses resultados é possível validar a análise quantitativa anteriormente apresentada, visto que o resultado da simulação acabou ficando muito próximo ao resultado teórico calculado.

### 5.3 Degrau de carga em malha aberta

Foram realizados degraus de carga de 100% para 50% e de 50% para 25% da carga nominal. Para cada situação a razão cíclica foi alterada de modo que a tensão de saída não ultrapassasse excessivamente a tensão de saída nominal.

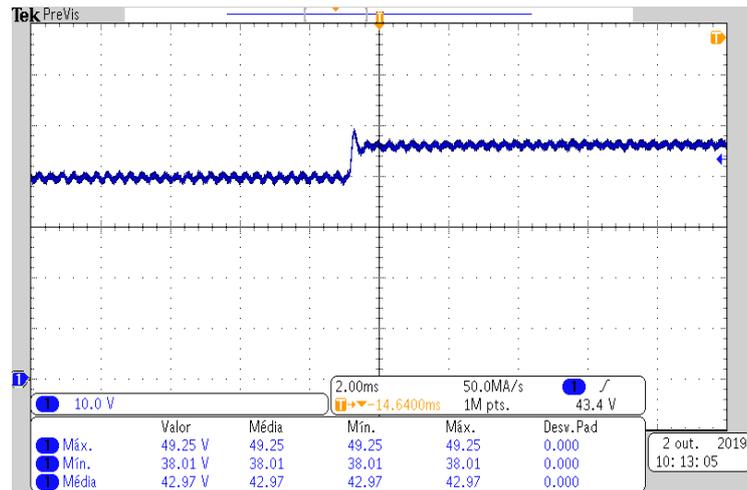


Figura 39: Degrau experimental de 4  $\Omega$  para 8  $\Omega$

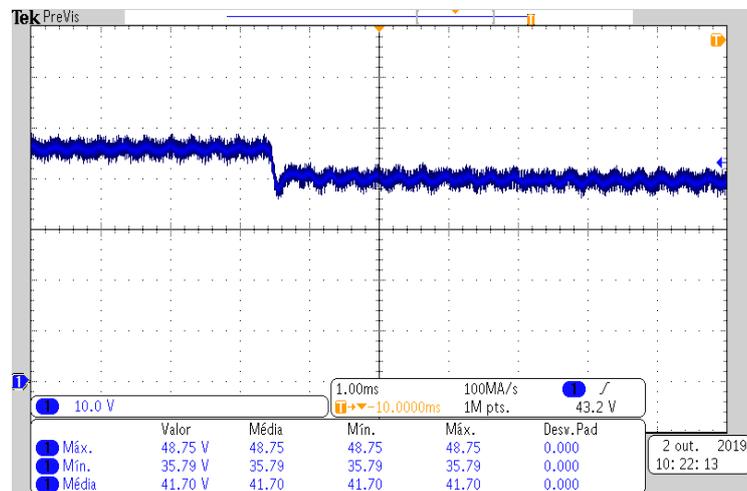


Figura 40: Degrau experimental de 8  $\Omega$  para 4  $\Omega$

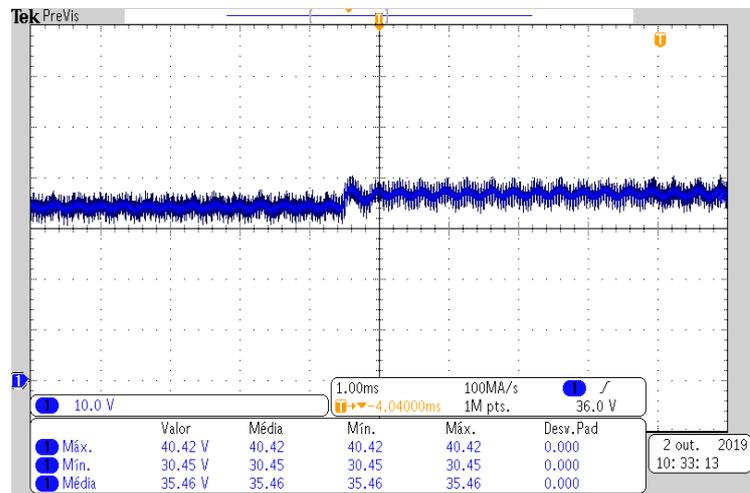


Figura 41: Degrau experimental de 8  $\Omega$  para 16  $\Omega$

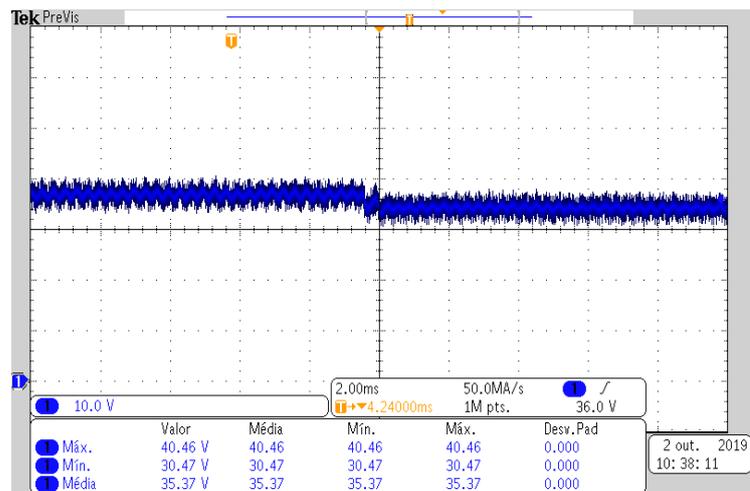


Figura 42: Degrau experimental de 16  $\Omega$  para 8  $\Omega$

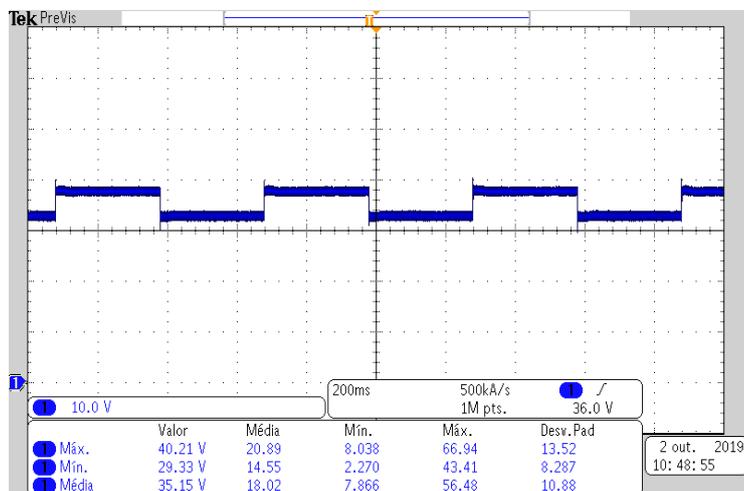


Figura 43: Degraís sucessivos experimental de  $4 \Omega$  para  $8 \Omega$

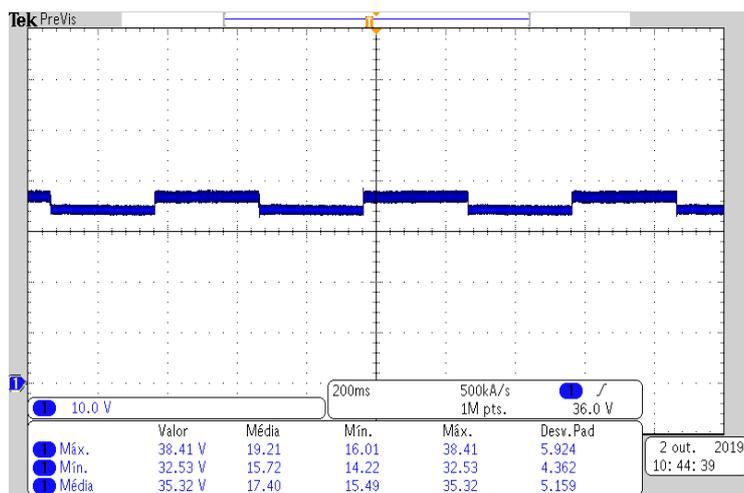


Figura 44: Degraís sucessivos experimental de  $8 \Omega$  para  $16 \Omega$

#### 5.4 Degraus de intensidade de radiação em malha fechada

De modo a avaliar a resposta do emulador a variações de radiação, foram realizados degraus de  $500W/m^2$  para  $1000W/m^2$  e vice versa. Os resultados experimentais são mostrados nas figuras em sequência. A emulação foi realizada sob uma temperatura fixa de  $25^\circ C$  e uma resistência de carga de  $3.5 \Omega$ .

O valor de tensão de saída para a curva teórica para essas condições são de  $15.48 V$  para uma intensidade de radiação de  $500 W/m^2$  e  $31.15 V$  para  $1000 W/m^2$ .

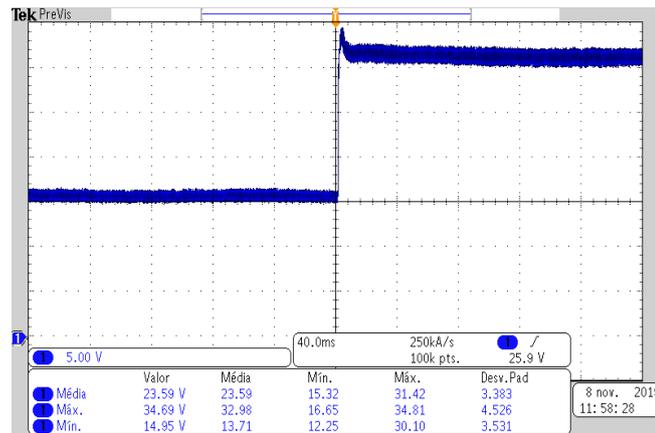


Figura 45: Degrau de potência de radiação de  $500W/m^2$  para  $1000W/m^2$

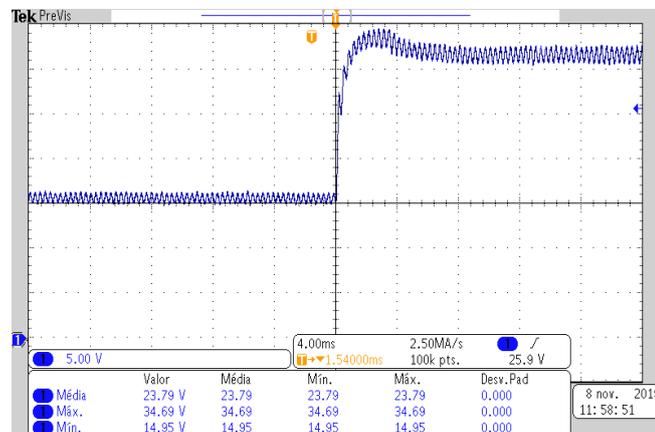


Figura 46: Zoom no degrau de potência de radiação de  $500W/m^2$  para  $1000W/m^2$

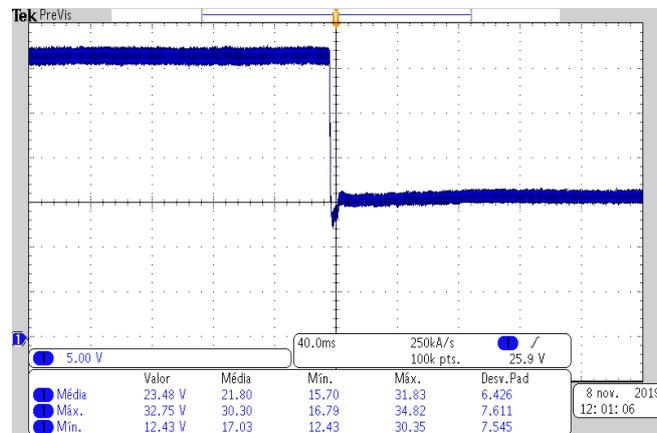


Figura 47: Degrau de potência de radiação de  $1000W/m^2$  para  $500W/m^2$

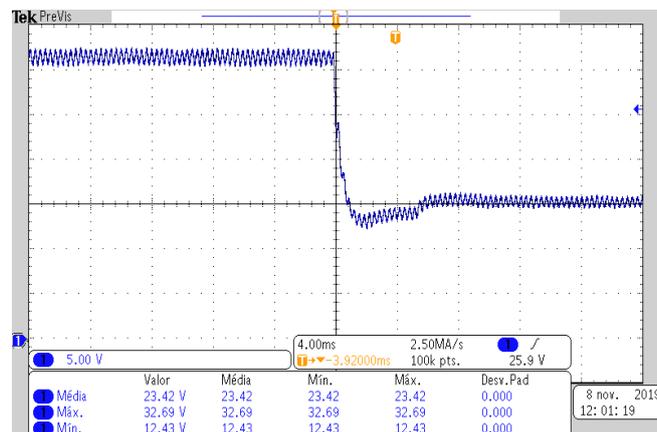


Figura 48: Zoom no degraú de potência de radiação de  $1000W/m^2$  para  $500W/m^2$

## 5.5 Emulação

Esta seção apresenta os resultados teóricos e experimentais do conversor realizando a emulação de um painel solar fotovoltaico. A emulação é realizada através da malha de controle, em que a referência de corrente para o controlador é obtida com base na leitura da tensão de saída. Após medir a tensão de saída, é realizado o cálculo da referência de corrente através da equação aproximada da característica tensão/corrente de um painel solar obtida anteriormente na seção 2. O painel emulado possui uma tensão de circuito aberto de 40 V e uma corrente de curto-circuito de 10 A.

Os ensaios experimentais utilizaram uma carga eletrônica, na qual é possível emular diversas resistências de carga. Os pontos experimentais foram obtidos para diversos valores de resistência de carga, a parte superior das curvas não possuem pontos pois a carga eletrônica utilizada permite um ajuste mínimo de resistência de  $1,5\Omega$ .

A figuras 49 e 50 apresentam curvas teóricas e os seus respectivos resultados experimentais (representados por pontos sobre a curva teórica).

Na figura 49 visa exemplificar a influência da intensidade de radiação incidente sobre um painel solar mantendo-se constante a temperatura do mesmo. A geração das curvas

teóricas e a emulação foram realizadas sob uma temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$  e para 3 valores diferente de intensidade de radiação, sendo eles:  $1000$ ,  $650$  e  $300 \text{ W/m}^2$ .

Pela comparação das curvas teóricas e os pontos experimentais nota-se que o conversor foi capaz de realizar a emulação adequadamente, dada a proximidade dos resultados. É possível perceber que na medida em que a intensidade de radiação é reduzida, tanto a tensão quanto a corrente do painel diminuem, reduzindo assim o valor da potência no ponto de máxima potência.

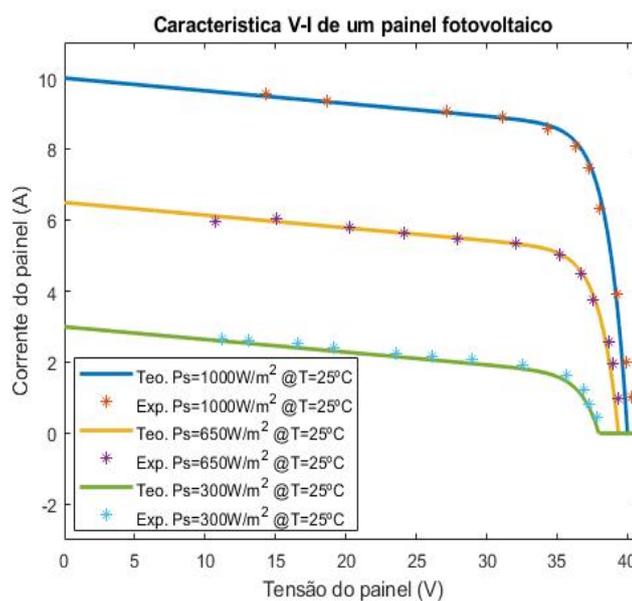


Figura 49: Comparativo entre o resultado teórico e experimental

Para os outros ensaios realizados considerou-se um valor constante de intensidade de radiação e variou-se a temperatura. Os resultados são mostrados na figura 50. Manteve-se contante a intensidade de radiação em  $1000 \text{ W/m}^2$  e obteve-se as curvas e os pontos para 3 diferentes temperaturas, sendo elas:  $0$ ,  $25$  e  $50 \text{ }^{\circ}\text{C}$ .

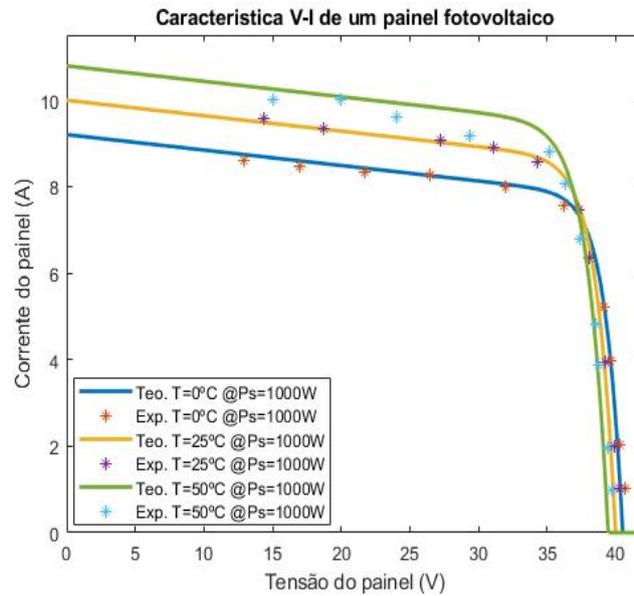


Figura 50: Comparativo entre o resultado teórico e experimental

Com exceção de alguns pontos do ensaio na temperatura de  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ , é novamente notável a concordância entre os resultados teóricos e experimentais.

Para esses resultados nota-se que na medida em que a temperatura aumenta a tensão do painel também aumenta, porém a corrente diminui.

## 6 CONCLUSÃO

O início do presente trabalho foi voltado para a obtenção de um modelo matemático para uma célula solar fotovoltaica. A partir desse modelo é realizada uma aproximação na equação do modelo de modo que seja possível resolvê-la analiticamente.

A seção seguinte apresenta a arquitetura do emulador em forma de diagrama de blocos, o que permite uma visão ampla do sistema completo. Na mesma seção é realizado o projeto dos circuitos auxiliares necessários para a operação como emulador, esses circuitos são: um retificador e um circuito de condicionamento de sinais. Os demais circuitos periféricos como driver de acionamento, conversor de nível e DSP também são apresentados.

Na sequência é realizada a análise estática quantitativa e qualitativa de um conversor ASHB-PWM-ZVS destinado a operar como um sistema emulador de painéis solares fotovoltaicos. Juntamente com essa análise são apresentadas as principais formas de onda de corrente e tensão pertinentes a operação do conversor. Nessa mesma seção também é descrito uma metodologia para o projeto do conversor ASHB-PWM-ZVS.

Os resultados das análises teóricas do conversor puderam ser verificados através do software de simulação de circuitos PSIM®. Os resultados da análise quantitativa ficaram muito concordantes aos simulado, validando assim a análise desenvolvida. Para validar o real funcionamento do conversor um protótipo foi construído e testado.

São apresentados os resultados experimentais do conversor, o que valida o projeto e comprova o funcionamento do circuito. Nos ensaios são realizados degraus de carga em malha aberta e nos ensaios em malha fechada são realizados degraus de intensidade de radiação.

Por fim, realiza-se a comparação entre o modelo teórico de um painel solar fotovoltaico e os resultados experimentais do emulador para diversas condições ambientais de temperatura e radiação, comprovando assim a capacidade do conversor em realizar a emulação.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGOSTINI, E. Estudo e implementação de uma estrutura para a alimentação de LEDs de potência com o controle da cor e da intensidade luminosa. 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

COLLING, I. E. Conversor CC-CC Meia-Ponte ZVS-PWM: Análise, projeto e experimentação. 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1994.

BARBI, I; SOUZA, PÖTTKER, F; Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave. Florianópolis: Edição dos autores, p. 307-326, 1999.

ZIMING, Z; JIANWEN, Z; HAIMENG, S; GANG, W; XIEWN, H, SHI, Z; Research on Photovolta Array Emulator System Based on A Novel Zero-Voltage Zero-Current Switching Converter. China University of Mining & Technology, Xuzhou, 2010.

NAGAYOSHI, H; ORIO, S; KONO, Y; NAKAKIMA, H; Novel PV array/module I-V curve simulator circuit. Shonan Institute of Technology, 2002.

LOPES, A, C; LIENHARDT, A; A simplified nonlinear power source for simulating PV panels. Concordia University, 2003.

## Apêndice A DEDUÇÕES MATEMÁTICAS

### A.1 PROVA DA CONDUÇÃO SIMULTÂNEA DE 4 DIODOS EM UMA PONTE RETIFICADORA

O retificador de onda completa em ponte é mostrado na figura 51. Esse um dos conversores CA-CC mais utilizados em diversas aplicações.

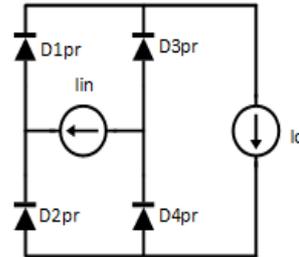


Figura 51: Retificador monofásico de onda completa

Normalmente a operação desse circuito retificador ocorre de modo que existem apenas dois diodos em condução simultaneamente. No entanto, há certas aplicações em que os 4 diodos da ponte podem conduzir simultaneamente. A situação em que isso pode ocorrer é quando o circuito apresenta fontes de corrente tanto em sua entrada como em sua saída, ou quando está conectado a elementos com característica de fonte de corrente como é o caso do indutor.

Um diodo polarizado diretamente com um potencial maior do lado P do que no lado N possui uma corrente direta positiva, sendo esta a condição para a condução de um diodo.

Assumindo que todos os diodos da figura 51 estão em condução e considerando um modelo aproximado (figura 52) para o diodo utilizando apenas a sua resistência parasita para a análise do circuito a seguir.

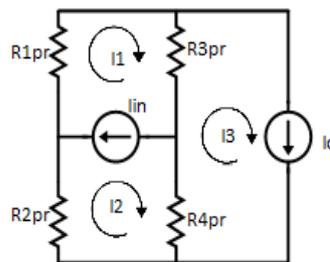


Figura 52: Resistências parasitas infinitesimais dos diodos

A fonte de corrente na entrada do retificador fornece uma equação de restrição para a análise do circuito, dada por (A.1).

$$I_1 - I_2 = I_{IN} \quad (\text{A.1})$$

Da supermalha obtém-se (A.2)

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0 \quad (\text{A.2})$$

A fonte na saída do retificador fornece (A.3).

$$I_3 = I_O \quad (\text{A.3})$$

Resolvendo esse sistema de equações, obtém-se (A.4) e (A.5).

$$I_1 = \frac{I_{IN} + I_O}{2} \quad (\text{A.4})$$

$$I_2 = \frac{I_O - I_{IN}}{2} \quad (\text{A.5})$$

Desse modo as correntes nos diodos serão dadas por (A.6), (A.7), (A.8) e (A.9).

$$I_{D1} = I_1 = \frac{I_{IN} + I_O}{2} \quad (\text{A.6})$$

$$I_{D2} = I_2 = \frac{I_O - I_{IN}}{2} \quad (\text{A.7})$$

$$I_{D3} = I_O - I_1 = \frac{I_O - I_{IN}}{2} \quad (\text{A.8})$$

$$I_{D4} = I_O - I_2 = \frac{I_{IN} + I_O}{2} \quad (\text{A.9})$$

A partir dessa análise observa-se que a corrente nos diodos D1 e D4 são iguais, do mesmo modo que as correntes nos diodos D2 e D3 também são.

Para que todos se encontrem na na condição de condução é necessário que a corrente em todos seja positiva. Portanto, é preciso respeitar (A.10) e (A.11) .

$$\frac{I_{IN} + I_O}{2} > 0 \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{I_O - I_{IN}}{2} > 0 \quad (\text{A.11})$$

O que leva a condição necessária para que haja 4 diodos simultaneamente em condução na ponte. Esta é dada por (A.12).

$$I_O \geq |I_{IN}| \quad (\text{A.12})$$

## Apêndice B CÓDIGOS

### B.1 PROGRAMA DO EMULADOR

```

#include "F28x_Project.h"
#include "math.h"

//Parâmetros Filtro Corrente de Saída
#define kfilt_io.1 0.22826091
#define kfilt_io.2 0.38586954

//Parâmetros Filtro Tensão de Saída
#define kfilt_vo.1 0.98751209
#define kfilt_vo.2 0.0062439534

// Parâmetros PI
#define kcont1 0.0066 //0.0088
#define kcont2 0.0054 //0.0062

void Config_PWM(void);
void Config_AD(void);
void Config_IO(void);
void Config_DAC(void);
void Init_Variables(void);
void Set_Duty(void);
void PV_Parameters(void);
void VILimits(void);

interrupt void adca1_isr(void);

int period, x;
Uint32 cont;
int Ns, Ms, Mp;
double duty, dt, voltage_an0, voltage_an2, vo[2], vo_f[2], io[2], io_f[2], u[2], ypi[2], voref, ioref;
double K1, K2, K3, K4, K5, Psum, T, vcell, icell, kaux, Rs, Rp, Voc, Voccell, Isc, alpha, n, k, q, EG,
Tr, Vt, Iph, Ir, Irr;

int main(void){
    InitSysCtrl();

    DINT;
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();

    period = 2000;
    dt = 0.015;
    duty = 0.4;
    ioref = 4;

    Psum = 1000.;
    T = 25.;
    PV_Parameters();

    Init_Variables();
    Config_IO();
    Config_AD();
    Config_PWM();

```

```

Config_DAC();

for(;;){
    if(cont > 10000){
        if(x == 0){
            //Psum = 1000.;
            //T = 25.;
            //PV_Parameters();
            x = 1;
        }
        else{
            //Psum = 500.;
            //T = 25.;
            //PV_Parameters();
            x = 0;
        }
        cont = 0;
    }
    DELAY_US(20);
    cont++;
}

void Init_Variables(void){
    int j;

    for(j=0;j<2;j++){
        vo[j] = 0;
        vo_f[j] = 0;
        io[j] = 0;
        io_f[j] = 0;
        u[j] = 0;
        ypi[j] = 0;
    }

    x = 0;
    cont = 0;
}

void Config_PWM(void){
    EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
    EDIS;

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
    EPwm1Regs.TBPRD = period;
    EPwm1Regs.TBPHS.all = 0;
    EPwm1Regs.TBCTR = 0;
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;

```

```

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;

EPwm1Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = ET_1ST;

EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = dt*period;
EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = dt*period;

EALLOW;
    EPwm1Regs.HRCNFG.all = 0x0;
    EPwm1Regs.HRCNFG.bit.EDGMODE = HR_REP;
    EPwm1Regs.HRCNFG.bit.CTLMODE = HR_CMP;
    EPwm1Regs.HRCNFG.bit.HRLOAD = HR_CTR_ZERO;
EDIS;

InitEPwm1Gpio();

EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;
}

void Config_AD(void){
    Uint16 acqps;

    EALLOW;
        PieVectTable.ADCA1.INT = &adca1_isr; //function for ADCA interrupt 1
    EDIS;

    EALLOW;
        AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 1; //set ADCCLK divider to /4
        AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
        AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
        AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
        DELAY_US(1000);
    EDIS;

    if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION){
        acqps = 24; //150ns
    }
    else //resolution is 16-bit {
        acqps = 63; //320ns
    }

    EALLOW;
        AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC0 will convert pin A0
        AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
        AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
        AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 0; //SOC0 will convert pin A0
        AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
        AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
        AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC0 will convert pin A0

```

```

    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC0 will convert pin A0
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 3; //end of SOC0 will set INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared
    EDIS;

    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
    IER |= M.INT1; //Enable group 1 interrupts
    EINT; // Enable Global interrupt INTM
    ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
}

void Config_IO(void){
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO16 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO16 = 1;
    EDIS;
}

void Config_DAC(void){
    EALLOW;
    DacbRegs.DACCTL.bit.DACREFSEL = 1; // 0=ref externa(3.3V), 1=ref interna
    DacbRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;
    EDIS;
}

void Set_Duty(void){
    if(duty > 0.9995)
        duty = 0.9995;
    else if(duty < 0.0005)
        duty = 0.0005;

    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = duty*period;
    EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = duty*period;

    if((duty+dt) > 1){
        EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = (1-duty)*period;
        EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = (1-duty)*period;
    }
    else if(duty < dt){
        EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = duty*period;
        EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = duty*period;
    }
    else{
        EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = dt*period;
        EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = dt*period;
    }
}

void PV_Parameters(void){
    //PARÂMETROS DO PAINEL:
    //DADOS DO CATALOGO:
    Ns = 60; //número de células do painel
}

```

```

Voc = 38.9; //tensão de circuito aberto por módulo
Voccell = Voc/Ns; //tensão de circuito aberto por célula
Isc = 9.53; //corrente de curto circuito por módulo

Rs = 0.005; //resistência em série
Rp = 7.; //resistência em paralelo

//Voc = 1.; //tensão de circuito aberto por célula
//Isc = 1.; //corrente de curto circuito por célula
alpha = 3.18e-3; //coeficiente de temperatura da corrente de curto circuito
n = 1.2; //fator de qualidade da junção
k = 1.38e-23; //constante de Boltzmann [J/K]
q = 1.60e-19; //carga elementar
EG = 1.1; //energia da banda proibida
Tr = 273. + 25.; //temperatura de referência

//CÁLCULOS:
T = T + 273.; //temperatura ambiente convertida para [K]
Vt = (n*k*T)/q; //tensão térmica
Iph = (Isc+(alpha*(T-Tr)))*Psun/1000; //fotocorrente
Irr = (Isc-Voccell/Rp)/(exp(q*Voccell/n/k/Tr)-1); //corrente de saturação reversa de referência
Ir = Irr*pow((T/Tr), 3)*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/T)); //corrente de saturação reversa

K1 = Iph + Ir;
K2 = 1./Rp;
K3 = Ir;
K4 = 1. + (Rs/Rp);
K5 = (Ir*q*Rs)/(n*k*T);
}

interrupt void adca1_isr(void){
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO16 = 1;

    voltage_an0 = (((double)AdcaResultRegs.ADCRESULT0 + (double)AdcaResultRegs.ADCRESULT1))/8190;
    voltage_an2 = (((double)AdcaResultRegs.ADCRESULT2 + (double)AdcaResultRegs.ADCRESULT3))/8190;

    vo[0] = 48.88*voltage_an0;
    vo_f[0] = kfilt_vo_1*vo_f[1] + kfilt_vo_2*(vo[0]+vo[1]);
    vo[1] = vo[0];
    vo_f[1] = vo_f[0];

    io[0] = 10.54*voltage_an2;
    io_f[0] = kfilt_io_1*io_f[1] + kfilt_io_2*(io[0]+io[1]);
    io[1] = io[0];
    io_f[1] = io_f[0];

    vcell = vo_f[0]/(Ns);
    kaux = exp(vcell/Vt);
    icell = (K1-K2*vcell-K3*kaux)/(K4+K5*kaux);
    ioref = icell;

    if(io_f[0] > 10 || vo_f[0] > 40){
        ioref = 0;
    }

    //PI
    u[0] = ioref - io_f[0];
    ypi[0] = ypi[1] + kcont1*u[0] - kcont2*u[1];

    if(ypi[0] > 0.5)

```

```
        ypi[0] = 0.5;
    else if(ypi[0] < 0)
        ypi[0] = 0;

    u[1] = u[0];
    ypi[1] = ypi[0];
    duty = ypi[0];
    Set_Duty();

    DacbRegs.DACVALS.bit.DACVALS = (4095/3)*(vo_f[0]/20);
    //DacbRegs.DACVALS.bit.DACVALS = (4095/3)*(io_f[0]/2);

    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO16 = 0;
}
```