



Joaquim Henrique Reis

**ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE
RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA
POTÊNCIA EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO UM
CONVERSOR CC/CC ELEVADOR**

Itumbiara - GO

2016

Joaquim Henrique Reis

ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO UM CONVERSOR CC/CC ELEVADOR

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG), para a obtenção de créditos na componente curricular Projeto Final e cumprimento do requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás - IFG

Campus Itumbiara

Bacharelado em Engenharia Elétrica

Orientador: Eric Nery Chaves

Itumbiara - GO

2016

Ficha Catalográfica

R375a Reis, Joaquim Henrique
 Análise das técnicas de rastreamento do ponto de máxima
 potência em sistemas fotovoltaicos utilizando um conversor
 CC/CC elevador / Joaquim Henrique Reis. -- Itumbiara, 2016.
 127 f. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

 Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em engenharia
 elétrica) - Instituto Federal de Educação, Ciência e
 Tecnologia de Goiás, *campus* Itumbiara, 2016.
 Orientador: prof. Me. Eric Nery Chaves.

 1. Sistemas de energia fotovoltaica - Brasil. 2. Energia -
 Fontes alternativas. 3. Geração de energia fotovoltaica -
 Brasil. I. Título. II. Chaves, Eric Nery.

CDD 621.31



INSTITUTO FEDERAL

Goiás

Câmpus Itumbiara

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
DEPARTAMENTO DE ÁREAS ACADÊMICAS - CÂMPUS ITUMBIARA
COORDENAÇÃO DE CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO UM CONVERSOR CC/CC ELEVADOR

AUTOR: Joaquim Henrique Reis

ORIENTADOR: Prof. Me. Eric Nery Chaves

Aprovado como parte das exigências para obtenção do diploma de Engenheiro Eletricista, do Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.

Itumbiara, 08 de abril de 2016.

Eric Nery Chaves

Prof. Me. ERIC NERY CHAVES

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Ghunter Paulo Viajante

Prof. Dr. GHUNTER PAULO VIAJANTE

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Sergio Batista da Silva

Prof. Dr. SÉRGIO BATISTA DA SILVA

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Este trabalho é dedicado aos curiosos, que nunca se cansam de aprender.

Agradecimentos

A conclusão deste trabalho marca uma etapa de superação, sendo apenas o primeiro passo de uma longa jornada, e muitos foram aqueles, com os quais tive a oportunidade de conviver, e que ofereceram contribuições diretas e indiretas a esta pesquisa.

No âmbito pessoal, e em princípio, sou grato a Deus pela oportunidade da vida e também aos meus pais, Nivaldo Pedro e Irany, à minha tia Cleides Maria, e aos demais familiares, pelo tempo, atenção e esforços despendidos ao longo da minha formação como Ser Humano.

Posteriormente, agradeço ao meu orientador, professor Eric Nery, pela confiança em mim depositada desde o início, tornando-se um parceiro em diversos trabalhos na área, e um conselheiro em aspectos que extrapolam a parte técnica e a quem tenho como uma referência de ser.

Aos professores Sérgio Batista e Ghunter, agradeço pelas contribuições valorosas ao desenvolvimento da proposta, tanto didáticas quanto materiais, e que facilitaram a pesquisa e a realização de testes.

Além disso, registro agradecimentos aos professores Hugo Xavier e Igor Peretta, que me indicaram, e me deram dicas, quanto ao uso do editor $\text{\LaTeX}$ e do modelo $\text{abn\TeX2}$, os quais foram fundamentais na formatação deste documento.

Aos servidores, e também docentes, dedico agradecimentos aos presentes Coordenador do Curso de Engenharia Elétrica, Marcelo Escobar, e Chefe de Departamento, Marcos Antônio, pelas contribuições acerca dos procedimentos institucionais que tornaram possível a realização da pesquisa.

Aos demais docentes, com quem tive oportunidade de aprender, sou grato pelo agregado técnico e científico, e que contribuiu, cada um a seu modo, para a elaboração desse trabalho.

Em especial, agradeço aos meus amigos Anna Caroline e Lucas Lemes, que prontamente dispuseram-se a embarcar comigo na empreitada, por vezes árdua, da pesquisa, e me acompanharam boa parte do tempo de execução deste e de outros trabalhos, abrindo mão de incontáveis momentos de folga e não medindo esforços para que nossos anseios acadêmicos obtivessem êxito.

Na ocasião, agradeço também aos meus colegas e amigos Vera, Guilherme Arantes, Deivison, Márcio Aurélio, Gabriel Kolailat, João Paulo, Gabriel Moraes e a todos aqueles que estiveram presentes junto a mim nessa jornada, e com os quais tive oportunidade notável de desenvolver trabalhos em parceria, e também de compartilhar experiências, conhecimentos e até mesmo dúvidas.

Agradecimentos especiais são direcionados ao Núcleo de Pesquisas em Sistemas

de Energia (NuPSE), que me acolheu como um de seus membros, num espaço que tenho oportunidade a todo momento de aprender, inovar, desenvolver e conviver, no trabalho incessante da pesquisa.

Por último, agradeço ao pessoal do Instituto Federal de Goiás (IFG) - Campus Itumbiara, que em seu conjunto trabalhou para que, de um modo geral, isso se tornasse possível.

*“Nenhum atleta será coroado, se não tiver lutado segundo as regras.
É preciso que o lavrador trabalhe antes com afinco, se quer boa colheita.
Entende bem o que eu quero dizer. O Senhor há de dar-te inteligência em tudo.”
(Bíblia Sagrada, II Timóteo 2, 5-7)*

Resumo

No atual cenário global, a crise das fontes de energia convencionais contrasta com a crescente demanda, razão pela qual surge a busca por fontes alternativas, renováveis e de baixo custo e é nesse contexto que a energia solar tem apresentado uma crescente evolução, sobretudo na forma de eletricidade, por meio da conversão fotovoltaica. Nesse aspecto, e considerando o baixo rendimento desse tipo de sistema, o presente trabalho trata das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência aplicadas em sistemas fotovoltaicos. Mais especificamente, com ênfase nos mecanismos de controle do conversor de corrente contínua, que no caso é um do tipo elevador de tensão. Além disso, destaca-se a natureza do trabalho experimental, os componentes utilizados, e a implementação das técnicas baseadas em perturbação e observação, que exploram o conjunto de soluções numa vizinhança próxima, modificando uma variável de atuação. No caso, foi considerada inicialmente a tensão e posteriormente a razão cíclica, proporção do ciclo ativo do conversor, assim como a técnica de perturbação a um passo variável, ou condutância incremental, que considerou a variação da potência em relação à tensão. Ao final, o trabalho mostra alguns resultados em termos de potência e energia elétrica, em que é possível ver as oscilações da geração fotovoltaica, numa combinação dos fatores ambientais e das particularidades do algoritmo embarcado na estrutura de controle do conversor. A partir de todos os testes, é possível identificar algumas das características próprias do P&O de tensão, da razão cíclica, o Condutância Incremental e relacionar com o desempenho na conversão fotovoltaica.

Palavras-chave: Sistemas Fotovoltaicos. Ponto de Máxima Potência. Rastreamento.

Abstract

Nowadays, the offer on traditional power energy sources has not became enough to supply the increasing demand. Therefore, it researches alternatives, and they need to be renewable and cheap, as well as the promisor solar systems, which applications it is increasing exponentially around the world, mainly by the photovoltaic conversion. About it, and if it is considered the photovoltaics' low efficiency, this paper considers the maximum power point tracking algorithms applied on photovoltaic systems. More specifically, it will be stressed the control mechanisms under the voltage step up converter. Moreover, they will be presented the experimental methods, like devices' specifications, and the maximum power point tracking algorithms based on perturbe and observe, which explore the solutions' set locally, by perburbation under an input variable. Initially, this input variable will be considered the voltage and, in a second test, the duty cycle, which is the proportion between the cycle of converter's turn on and total periods. Next, it will be presented the incremental conductance, an algorithm based on variable step, which is evaluated if it is considered the derivative ratio between power and voltage. At last, it will be presented results about power and enrgy conversion, as well the generation oscillations of photovoltaics, like a result of environment state and particularities of the algorithms embeeded on converter's control unit. After all experiments, it is posible observe some of proper characteristics about input voltage and duty cycle P&O MPPT algorithms, as well Incremental Conductance, and their influence under the photovoltaic conversion's performance.

Keywords: Photovoltaics. Maximum Power Point. Tracking

Lista de figuras

Figura 1 – Panorama e tendências de capacidade instalada e custos da energia solar fotovoltaica no mundo [2].	32
Figura 2 – Distribuição regional da média anual da radiação solar global diária, em $MJ.m^2/dia$, no Brasil [1].	33
Figura 3 – Junção PN.	34
Figura 4 – Espectro eletromagnético.	35
Figura 5 – Curvas características da célula fotovoltaica [3].	36
Figura 6 – Células de silício mono e policristalino [3].	36
Figura 7 – Células de silício amorfo (não cristalino) [3].	37
Figura 8 – Concentrador fotovoltaico [3].	38
Figura 9 – Ângulos da radiação solar [8].	39
Figura 10 – Estrutura geral do sistema fotovoltaico [5].	40
Figura 11 – Diagrama do circuito do conversor <i>buck</i>	42
Figura 12 – Topologia representativa de chave fechada do conversor <i>buck</i>	42
Figura 13 – Topologia representativa de chave aberta do conversor <i>buck</i>	43
Figura 14 – Diagrama do circuito do conversor <i>boost</i>	43
Figura 15 – Topologia representativa de chave fechada do conversor <i>boost</i>	44
Figura 16 – Topologia representativa de chave aberta do conversor <i>boost</i>	44
Figura 17 – Diagrama do circuito <i>buck-boost</i>	45
Figura 18 – Curva potência em função da corrente sob radiação uniforme.	46
Figura 19 – Curva potência <i>versus</i> corrente sob radiação não uniforme.	47
Figura 20 – Rotinas do algoritmo P&O, MP&O e EPP.	49
Figura 21 – Representação gráfica da atuação do algoritmo C.Inc.	50
Figura 22 – Respostas típicas de um sistema.	52
Figura 23 – Diagrama de malha aberta.	53
Figura 24 – Diagrama de malha fechada.	53
Figura 25 – Modelo da célula fotovoltaica ideal.	54
Figura 26 – Modelo da célula fotovoltaica real.	54
Figura 27 – Representação do módulo fotovoltaico.	55
Figura 28 – Curva $V \times I$ de células em série [6].	55
Figura 29 – Curva $V \times I$ de células em paralelo [6].	56
Figura 30 – Dilatação da curva $V \times I$ para um módulo quadrado [6].	57
Figura 31 – Modelo do sistema fotovoltaico.	58
Figura 32 – Topologia de chave fechada do sistema fotovoltaico.	59
Figura 33 – Topologia de chave aberta do sistema fotovoltaico.	60
Figura 34 – Análise de sintonia dos parâmetros do PI.	65

Figura 35 – Resposta do sistema controlado.	66
Figura 36 – Resposta ao desvio da condutância G_{PV}	67
Figura 37 – Resposta do sistema discreto.	69
Figura 38 – Estrutura geral do controlador discreto.	70
Figura 39 – Curva de atuação do controlador	70
Figura 40 – Arduino Leonardo R3®	72
Figura 41 – Módulo de sensores.	73
Figura 42 – Escala de conversão A/D.	74
Figura 43 – Diagrama do circuito de calibração de corrente.	74
Figura 44 – Diagrama do circuito de calibração de tensão.	75
Figura 45 – Resistor de medição.	76
Figura 46 – Condicionador do sinal de atuação.	76
Figura 47 – Projeto da fonte auxiliar.	77
Figura 48 – Fonte do barramento CC.	77
Figura 49 – Módulo KC50T Kyocera®.	78
Figura 50 – Resistor de carga.	78
Figura 51 – Curva de histerese do ferrite [19].	79
Figura 52 – Estrutura do núcleo tipo EE.	80
Figura 53 – Curva de histerese do ferrite com entreferro.	80
Figura 54 – Diagrama esquemático do conversor.	81
Figura 55 – Plataforma experimental.	82
Figura 56 – Degraus de irradiância e temperatura.	83
Figura 57 – Diagrama do circuito de potência.	84
Figura 58 – Diagrama de controle do P&O no modo de tensão.	84
Figura 59 – Simulação a $dV = 0,8 V$	85
Figura 60 – Ensaio a $dV=0,8 V$	86
Figura 61 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $dV = 0,8 V$ ($X =$ $1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	86
Figura 62 – Simulação a $dV = 1,8 V$	87
Figura 63 – Ensaio a $dV=1,8 V$	88
Figura 64 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $dV = 1,8 V$ ($X =$ $1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	89
Figura 65 – Diagrama geral do circuito do P&O no modo da razão cíclica	89
Figura 66 – Simulação a $\delta = 3\%$	90
Figura 67 – Ensaio a $\delta = 3\%$	91
Figura 68 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $\delta = 3\%$ ($X = 1,00s/div, Y =$ $5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	91
Figura 69 – Simulação a $\delta = 5\%$	92
Figura 70 – Ensaio a $\delta = 5\%$	93

Figura 71 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $\delta = 5\%$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	93
Figura 72 – Fluxograma do C.Inc.	98
Figura 73 – Saída do parâmetro dV em função do valor calculado.	99
Figura 74 – Limitantes do parâmetro g em função da tensão no C.Inc.	100
Figura 75 – Saída do parâmetro g em função do valor calculado.	100
Figura 76 – Diagrama geral do circuito do C.Inc.	100
Figura 77 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,01$	101
Figura 78 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,025$	102
Figura 79 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,04$	103
Figura 80 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,08$	104
Figura 81 – Ensaio do C.Inc a $\alpha = 0,01$	105
Figura 82 – Ensaio I do C.Inc a $\alpha = 0,025$	106
Figura 83 – Ensaio II do C.Inc a $\alpha = 0,025$	106
Figura 84 – Ensaio I do C.Inc a $\alpha = 0,04$	107
Figura 85 – Ensaio II do C.Inc a $\alpha = 0,04$	107
Figura 86 – Ensaio do C.Inc a $\alpha = 0,08$	108
Figura 87 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,01$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	109
Figura 88 – Leitura I do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,025$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	109
Figura 89 – Leitura II do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,025$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	110
Figura 90 – Leitura I do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,04$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	110
Figura 91 – Leitura II do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,04$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	111
Figura 92 – Leitura I do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,08$ ($X = 1,00s/div, Y = 5V/div$, tracejado situa o <i>offset</i>).	111
Figura 93 – Resposta da potência fotogerada com P&O atuando na tensão de entrada.	112
Figura 94 – Resposta da potência fotogerada com P&O atuando na razão cíclica. .	113
Figura 95 – Resposta da potência fotogerada com C.Inc. (09/05).	114
Figura 96 – Resposta da potência fotogerada com C.Inc. (11/05).	115
Figura 97 – Energia acumulada nas técnicas de MPPT.	117

Lista de tabelas

Tabela 1	–	Eficiência típica dos módulos comerciais [3].	37
Tabela 2	–	Características do módulo fotovoltaico [6].	57
Tabela 3	–	Parâmetros do sistema.	64
Tabela 4	–	Parâmetros do controlador.	64
Tabela 5	–	Parâmetros de <i>hardware</i>	72
Tabela 6	–	Especificações do módulo KC50T.	78
Tabela 7	–	Condições de contorno do C.Inc.	99
Tabela 8	–	Dados de Potência.	116

Lista de abreviaturas e siglas

A/D	Conversão de Analógico para Digital
AO	Amplificador Operacional
a-Si	Silício amorfo (não cristalino)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC/CC	Conversão em Corrente Contínua
CDC	Razão Cíclica Constante (<i>Constant Duty Cycle</i>)
CdTe	Telureto de Cádmio
CIS	Disseleneto de Cobre - Índio
CIGS	Disseleneto de Cobre - Índio - Gálio
C.Inc	Condutância Incremental
CPV	Concentrador Fotovoltaico (<i>Concentrated Photovoltaics</i>)
EPE	Empresa de Pesquisas Energéticas
EPP	Estima - Perturba - Perturba (<i>Estimate - Perturbe - Perturbe</i>)
G.M.	Margem de Ganho (<i>Gain Margin</i> - Bode)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>).
LED	Diodo Emissor de Luz (<i>Light Emitter Diode</i>)
MCU	Unidade de Controle Micro (<i>Micro-Controller Unit</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal - Óxido - Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MPP	Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>)
MP&O	Perturba e Observa Modificado (<i>Modified Perturbe and Observe</i>)

m-Si	Silício monocristalino
NUPEP	Núcleo de Pesquisa de Eletrônica de Potência (UFU)
PI	Proporcional Integral (Controlador)
P.M.	Margem de Fase (<i>Phase Margin</i> - Bode)
p-Si	Silício policristalino
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
P&O	Perturba e Observa (<i>Perturbe and Observe</i>)
RES	Resolução
SFCR	Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede
SFI	Sistemas Fotovoltaicos Isolados
SPD	Semi - Plano Direito
SPE	Semi - Plano Esquerdo
STC	Condições padronizadas de irradiância e temperatura (<i>Standart Thermal Conditions</i> = $1kW/m^2$ e $25^{\circ}C$)
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
UV	Radiação Ultravioleta

Lista de símbolos

$\langle \bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, \bar{D} \rangle$	Matrizes de estado
$\langle B, B_{MAX} \rangle$	Densidade de campo magnético e valor máximo
C_{in}	Capacitor de entrada do conversor CC/CC
d	Razão cíclica (modelo dinâmico)
$\langle dP, \partial P \rangle$	Diferencial de potência (MPPT)
$\langle dV, \partial V \rangle$	Diferencial de tensão (MPPT)
D	Razão cíclica (regime permanente)
e	Sinal de erro (modelo dinâmico)
eV	Elétron-volt
E	Tensão de saída do conversor no barramento CC
E_{foton}	Energia de emissão do fóton
E_G	Energia de coesão na banda de valência
E_{PV}	Energia acumulada na geração fotovoltaica
$E_{(V)}$	Escala de tensão em volts
f_{MPPT}	Frequência de execução da rotina de MPPT
f_{samp}	Frequência de amostragem na discretização
f_{sw}	Frequência de chaveamento
g	Função modulante do passo (C.Inc)
G	Ganho estático (conversores CC/CC)
G_{MPP}	Condutância no Ponto de Máxima Potência
G_{PI}	Função de transferência do controlador PI
G_{PV}	Condutância fotovoltaica intrínseca
G_S	Função de transferência genérica

$G_{\tilde{v}_C/\tilde{d}}$	Função de transferência do sistema fotovoltaico
GW	Giga-Watt
h	Constante de Planck ($4,138.10^{-15} \text{ eVs}$)
H	Intensidade de campo magnético
Hz	Hertz (s^{-1})
i_C	Corrente no capacitor de entrada do conversor CC/CC
i_G	Corrente de desvio na condutância fotovoltaica intrínseca
i_L	Corrente no indutor
i_m	Corrente máxima interna do módulo fotovoltaico
i_{PV}	Corrente fotovoltaica (modelo dinâmico)
I_0	Corrente de saturação reversa do diodo na célula fotovoltaica
$I_{(A)}$	Escala de corrente em ampères
I_{CC}	Corrente de curto-circuito
I_D	Corrente do diodo reverso na célula fotovoltaica
I_J	Matriz identidade
I_L	Corrente no indutor
$I_{L(MAX)}$	Corrente máxima no indutor
I_{MPP}	Corrente de máxima potência
I_{PV}	Corrente fotovoltaica
k	Constante de Boltzmann ($1,3807.10^{-23} \text{ m}^2\text{kg s}^{-2}\text{K}^{-1}$)
K_I	Ganho integral do controlador PI
K_P	Ganho proporcional do controlador PI
L	Indutância do conversor
$\bar{L}$	Limite absoluto do parâmetro g na média escala de tensão
L_{MIN}	Limite mínimo do parâmetro g
L_{MAX}	Limite máximo do parâmetro g

MJ	Megajoule ($1 MJ \approx 0,277 kWh$)
n	Amostra atual (modelo discreto)
n_P	Número de células fotovoltaicas associadas em paralelo
n_S	Número de células fotovoltaicas associadas em série
P_{kT}	Potência amostrada em $t = kT$
P_{PV}	Potência média na geração fotovoltaica
q	Carga elementar do elétron ($1,602 \cdot 10^{-19} C$)
r	Resposta do sistema (espaço de estados médios)
r	Raio mínimo de dV (C.Inc)
r_S	Resistência série do conversor (modelo dinâmico)
RLC	Associação Resistor - Indutor - Capacitor
$R_{P(celula)}$	Resistência paralela de uma célula fotovoltaica
$R_{P(modulo)}$	Resistência paralela de um módulo fotovoltaico
R_{PV}	Resistência fotovoltaica
$R_{S(celula)}$	Resistência série de uma célula fotovoltaica
$R_{S(modulo)}$	Resistência série de um módulo fotovoltaico
s	Frequência complexa no domínio contínuo
T	Período completo do ciclo de chaveamento do conversor ($T_{ON} + T_{OFF}$)
T_D	Temperatura (Shockley)
T_{OFF}	Período de chave aberta (transistor)
T_{ON}	Período de chave fechada (transistor)
u	Degrau unitário (modelo dinâmico)
v	Frequência de onda eletromagnética
v_C	Tensão no capacitor de entrada (modelo dinâmico)
v_L	Tensão no indutor (modelo dinâmico)
v_O	Tensão de saída do conversor (modelo dinâmico)

v_{PV}	Tensão fotovoltaica (modelo dinâmico)
V_D	Tensão sobre o diodo reverso (Shockley)
V_I	Tensão de entrada (conversores CC/CC - regime permanente)
V_{kT}	Tensão amostrada em $t = kT$
V_{MAX}	Tensão máxima de referência (C.Inc)
V_{MIN}	Tensão mínima de referência (C.Inc)
V_{MPP}	Tensão de máxima potência
V_O	Tensão de saída (conversores CC/CC - regime permanente)
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
V_{PV}	Tensão fotovoltaica
x	Variável genérica (modelo dinâmico)
$\bar{x}$	Valor médio de x (modelo dinâmico)
$\tilde{x}$	Perturbação de x (modelo dinâmico)
W_P	Watt-pico
z	Frequência complexa no domínio discreto
ΔV	Variação de tensão
ΔR	Variação de resistência
α	Constante de proporcionalidade do incremento de tensão (C.Inc)
α_I	Constante de proporcionalidade I_{MPP}/I_{CC}
α_V	Constante de proporcionalidade V_{MPP}/V_{OC}
γ_S	Ângulo zenital (Norte-Sul)
δ	Incremento da razão cíclica (MPPT)
ϵ	Parâmetro de modulação na região de saturação de g (C.Inc)
η	Fator de idealidade da célula fotovoltaica real
μ_{PPV}	Valor médio da potência fotogerada
σ_{PPV}	Desvio padrão da potência fotogerada
ψ_S	Ângulo azimutal (Leste-Oeste)

Sumário

	INTRODUÇÃO	29
1	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	31
1.1	Conversão fotovoltaica	33
1.2	Alocação espacial	38
1.3	Introdução à estrutura do sistema	40
1.4	Noções de conversão CC/CC	41
1.5	Revisão das técnicas de MPPT	45
2	TEORIA DO PROJETO DE CONTROLE	51
2.1	Modelo das unidades fotovoltaicas	53
2.2	Modelagem do sistema em espaço de estados	58
2.3	Linearização do modelo	61
2.4	Determinação da função de transferência	63
2.5	Projeto do controlador	64
2.6	Discretização do controlador	68
3	ELEMENTOS DO TRABALHO EXPERIMENTAL	71
3.1	Unidade de controle	71
3.2	Módulo de sensores	72
3.3	Circuito de disparo	76
3.4	Periféricos do circuito de potência	77
3.5	Considerações na concepção do indutor	79
3.6	Estrutura geral do conversor	81
4	ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE MPPT	83
4.1	P&O no modo de tensão	84
4.2	P&O no modo da razão cíclica	89
4.3	Condutância Incremental	94
4.4	Resultados de Potência	112
	CONCLUSÃO	119
	REFERÊNCIAS	121
	ANEXO A – CÓDIGOS DOS ALGORITMOS DE MPPT	123

Introdução

O presente trabalho trata de algumas das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência - denominadas MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) - em partes dos sistemas fotovoltaicos e como elas estão inseridas no contexto do controle do conversor de corrente contínua. No caso, são algoritmos de perturbação e observação (P&O) com ação sobre a tensão de entrada, a razão cíclica e o de passo variável Condutância Incremental (C.Inc).

Primeiramente, apresenta-se uma visão geral dos sistemas fotovoltaicos, em aspectos que versam sobre sua tendência no âmbito social, econômico e ambiental, assim como o potencial de exploração do recurso solar tendo em vista as variáveis de influência no rendimento. No caso, os sistemas são explorados até o barramento de corrente contínua, e a análise de inversão e conexão com a rede estão fora deste escopo.

Como características inerentes aos sistemas fotovoltaicos, destaca-se tópicos como os fenômenos envolvidos na conversão fotovoltaica, a tecnologia dos materiais que compõem as células e módulos, bem como o efeito da temperatura, da irradiância e da alocação espacial, referindo-se ao rastreamento dinâmico da luz solar.

Ademais, destacam-se pontos da conversão em corrente contínua com uma revisão sucinta dos principais conversores descritos na literatura, assim como a revisão de algumas das técnicas de MPPT e sua evolução até os algoritmos com base em perturbação e observação.

Posteriormente, aborda-se sistemas de controle, com uma breve caracterização de sistemas dinâmicos, os quesitos de projeto, bem como a modelagem de unidades fotovoltaicas e do conversor como um todo.

A modelagem do sistema, feita no domínio do tempo, é trabalhada em aspectos que passam pela descrição em topologia dual devido aos estados possíveis do chaveamento do circuito, seguido pela linearização do modelo em espaço de estados médios, incluindo a análise de pequenos sinais, e culminando na obtenção da função de transferência no domínio da frequência.

Sobre o controle, ainda segue o projeto do controlador, que no caso é o Proporcional Integral (PI) e a avaliação da resposta do sistema, a partir da qual será efetuada a discretização da função do controlador, resultando na equação de diferenças que será embarcada no microcontrolador.

Na sequência, apresenta-se uma breve descrição dos componentes empregados no desenvolvimento da parte experimental, como a unidade de controle micro (MCU - *Micro Controller Unit*), o módulo de sensores e os procedimentos de ajuste, o circuito de disparo (*gate driver*) e as chaves semicondutoras, diodo e transistor de potência. Além disso, serão

apresentados dados acerca do módulo fotovoltaico utilizado e de periféricos, como as fontes auxiliares do circuito em geral, encerrando com uma visão geral do conversor utilizado.

No último capítulo, apresenta-se a análise das técnicas de MPPT, com suas estruturas de controle e rotinas próprias, associada aos seus respectivos resultados, tanto de simulação computacional, quanto experimentais. Em relação às técnicas, discute-se acerca do MPPT perturba e observa (P&O) em malha fechada, com ação e controle na tensão de entrada, uma variação do P&O em malha aberta, atuando com uma perturbação de passo fixo da razão cíclica, e o Condutância Incremental (C.Inc), com um ajuste dinâmico do tamanho do passo de tensão, conforme a curva de potência.

A partir disso, e encerrando o trabalho, analisa-se cada técnica de MPPT no contexto da potência, em um determinado dia. Nesse caso, apresenta-se também a evolução da energia fotogerada ao longo do tempo e parâmetros específicos, como a potência média, o desvio padrão e os valores máximo e mínimo das amostras.

Como objetivo central, identificam-se as particularidades de cada técnica de MPPT e quais as suas vantagens e desvantagens, tanto do ponto de vista do controle da tensão de entrada, como da potência e energia acumulada.

1 Sistemas Fotovoltaicos

No mundo, tradicionalmente o consumo de energia é um indicador do desenvolvimento das nações, uma vez que dita o ritmo da indústria e se reflete no consumo de bens tecnológicos, como eletrodomésticos, eletroeletrônicos e automóveis [1]. Atualmente, a variação do consumo de energia tem duas vertentes.

Nos países desenvolvidos, já há uma consolidação da estrutura de consumo que ocorreu ao longo do século XX, e atualmente o uso de equipamentos mais eficientes, o gerenciamento dos recursos energéticos e a migração de atividades pesadas da indústria multinacional para países emergentes apontam por vezes uma tendência de recuo desse consumo [1].

Em contraste, nos países emergentes, os quais experimentam acentuada atividade industrial - segmento que no Brasil responde pela maior parcela do consumo - e o acesso de mais pessoas ao uso da energia e com equipamentos que absorvem cada vez mais potência, o crescimento do consumo também ocorre em função desses novos hábitos que demandam mais energia elétrica [1].

Contudo, esse cenário de crescente demanda de energia elétrica contrasta com a crise na oferta das fontes convencionais, como o petróleo e o carvão mineral, que tem recuado devido a fatores como os impactos ambientais dos subprodutos de sua combustão, os altos custos de aquisição, em função da disponibilidade concentrada em determinados territórios, e a susceptibilidade ao esgotamento em suas reservas limitadas [1].

Alternativamente, e em resposta à crise das fontes convencionais, destaca-se nos últimos anos a ascensão das fontes renováveis de energia elétrica, que constituem um grupo de recursos naturais sobre os quais é possível usufruir de sua energia sem comprometer suas reservas, dado o potencial regenerativo de tais fontes, ao exemplo da hidráulica, biomassa, eólica e solar.

Nesse grupo, notadamente cita-se a energia hidráulica, aproveitada do desnível no leito dos rios por meio de barragens, e a eólica, que movimenta turbinas e é convertida diretamente em energia cinética para realização de trabalho, como no caso dos moinhos de vento, ou atua na máquina primária de um aerogerador, convertendo-se em eletricidade [1].

Entretanto, destaca-se também a expansão de fontes como a biomassa, resultante da combustão de subprodutos da matéria orgânica, sobretudo em indústrias e locais que já oferecem esse recurso, e mais expressivamente a solar, que tem apresentado um crescimento exponencial nos últimos anos, o que se deve ao desenvolvimento e popularização de materiais que promovem a conversão heliotérmica, na forma de calor, ou fotovoltaica, na forma de eletricidade [1].

No escopo do presente trabalho, que trata dos sistemas fotovoltaicos, destaca-se a sua evolução exponencial em termos de uso, capacidade instalada e custos nos próximos anos, resumidos na Figura 1.

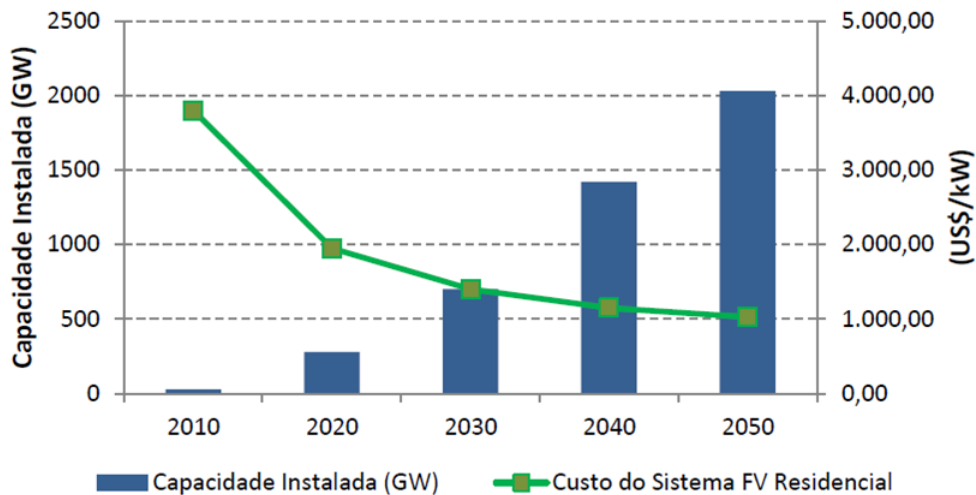


Figura 1 – Panorama e tendências de capacidade instalada e custos da energia solar fotovoltaica no mundo [2].

Segundo a Empresa de Pesquisas Energéticas - EPE, no Brasil o potencial de geração solar está acima da média global e varia entre 8 a 22 MJ, conforme a região e a estação do ano. A Figura 2 mostra a distribuição regional da radiação solar, sendo maior no interior do Nordeste e mais modesta no Sul e em partes do Sudeste. Entretanto, esse potencial de uso da energia solar ainda contrasta com uma participação mínima dentro da matriz energética nacional, abaixo de 0,1 % [1] [3].

Em relação ao seu potencial, os sistemas fotovoltaicos apresentam uma versatilidade de aplicação, devido à difusão e abundância da radiação solar em relação a outras fontes. Em regiões remotas, nas quais é relativamente onerosa a conexão com a rede elétrica, o Sistema Fotovoltaico é Isolado - SFI, ou autônomo, e constituído de armazenamento com bancos de baterias para períodos em que a geração está aquém da demanda [2] [3].

Recentemente, e próximo às redes de distribuição, tem-se popularizado os Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede - SFCR, no qual a unidade consumidora condiciona a sua tarifa a um modelo de compensação de energia, isto é, supre a concessionária com o excedente de potência fotogerada durante o dia e resgata essa energia à noite ou conforme a necessidade, em até 60 meses, de acordo com a legislação vigente [4].

Contudo, a fotovoltaica ainda é uma tecnologia de custo inicial elevado e o período de amortização do investimento agrava levando-se em conta a baixa eficiência intrínseca, que embora varie entre os sistemas devido a vários fatores, é da ordem de 17% na saída do painel (ver Tabela 1) e, adicionalmente às perdas em inversores, conversores de corrente contínua, ao longo dos cabos e, sobretudo, em sistemas de armazenamento, quando for

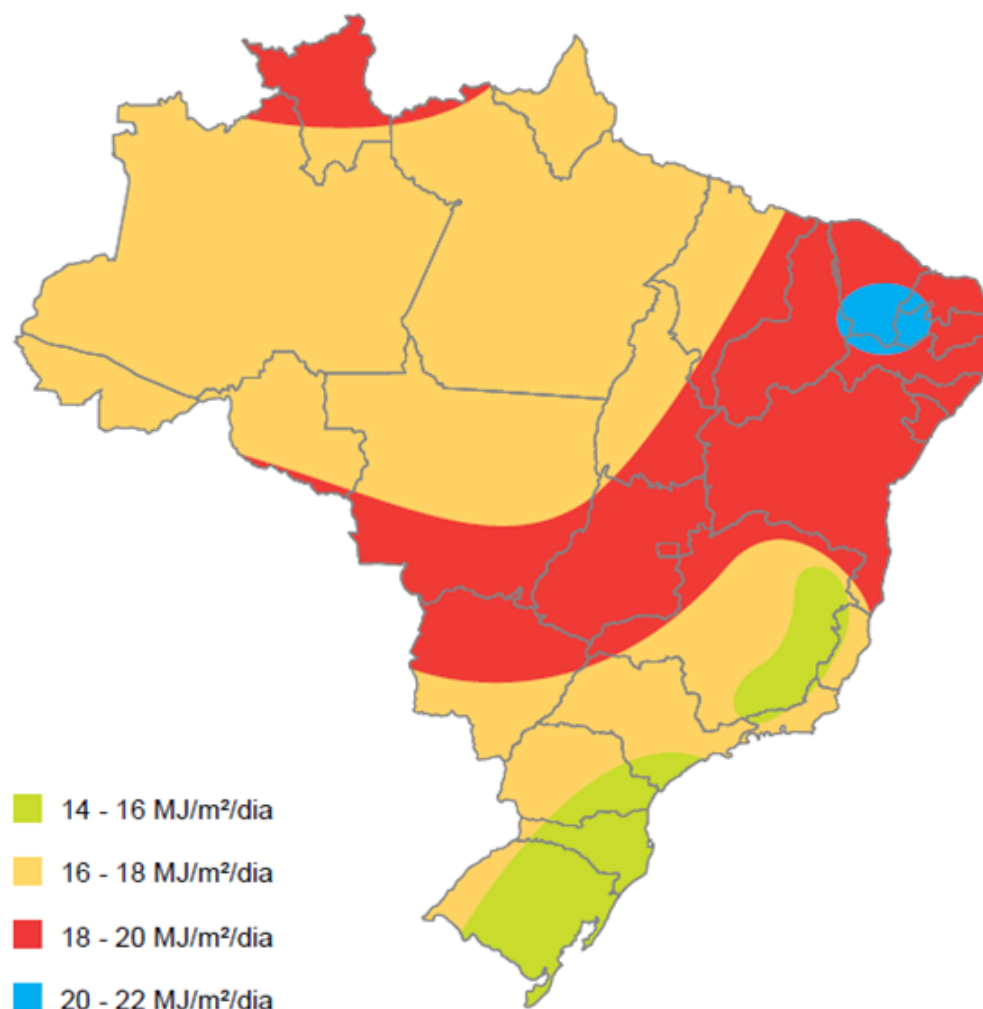


Figura 2 – Distribuição regional da média anual da radiação solar global diária, em $MJ.m^2/dia$, no Brasil [1].

o caso - todos esses fatores resultam numa eficiência final do sistema em torno de 6%, isto significa que de toda a energia solar incidente sobre o painel, apenas uma pequena porcentagem será efetivamente convertida em potência elétrica útil [5].

1.1 Conversão fotovoltaica

A conversão direta de energia solar em eletricidade ocorre nos ditos materiais semicondutores, sobretudo o silício, que na sua forma pura possui características químicas tetravalentes, estas atuam como substrato de uma estrutura ligeiramente desequilibrada eletricamente, com margem para a inserção em pequenas concentrações de um material com um elétron a menos na camada de valência (trivalente), como o boro, que cria uma estrutura positivamente carregada (junção P) - as denominadas lacunas, ou de um elemento

com um elétron a mais na camada de valência (pentavalente), geralmente o fósforo, que constitui uma camada negativamente carregada (junção N).

Entre as junções P e N estabelece-se uma região de recombinação, entre elétrons e lacunas, denominada camada de depleção, em que se consolida uma barreira de potencial entre os terminais das junções. A Figura 3⁽¹⁾ ilustra as camadas de uma estrutura PN típica, observada em diversos componentes semicondutores e nas células fotovoltaicas [6] [7].

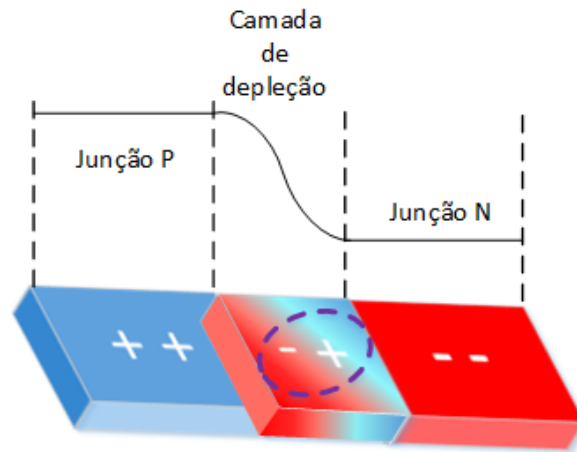


Figura 3 – Junção PN.

O equilíbrio natural resultante da recombinação entre elétrons e suas respectivas lacunas numa junção PN surge quando a camada de depleção torna-se espessa o suficiente para criar uma barreira de potencial. Nessa condição, só haverá circulação de corrente a partir de uma fonte externa de energia, como os fótons provenientes da radiação solar [6].

Nesse sentido, a base da conversão fotovoltaica é o denominado efeito fotoelétrico, o qual enuncia que os fótons, analisados do ponto de vista corpuscular, são partículas dotadas de uma energia proporcional à frequência de onda que caracteriza a luz emitida. Na equação (1.1), define-se matematicamente o efeito fotoelétrico, em que E_{foton} e v são a energia e a respectiva frequência de emissão do fóton e h é um parâmetro de proporcionalidade igual a $4,138.10^{-15} eVs$ denominado constante de Planck [6].

$$E_{foton} = h.v \quad (1.1)$$

Em complemento, se por um lado a energia emitida pela radiação solar e presente no fóton incide na célula fotovoltaica, por outro a banda de valência dos átomos que compõem o material possuem uma energia que mantém os elétrons presos a essa estrutura.

¹ Figura desenvolvida pelo autor no software Visio® fundamentada em [3], [5], [6] e [7]

No caso do átomo de silício, essa energia é $E_G = 1,12\text{eV}$. Com isso, para que ocorra a condução de corrente elétrica, é necessário que a energia de emissão seja maior que a de coesão na banda de valência, isto é, $E_{\text{foton}} > E_G$, o que possibilita a conversão fotovoltaica somente para valores de frequência de onda maiores que $270,66 \cdot 10^{12}\text{Hz}$, o que no espectro eletromagnético está acima da radiação infravermelha, como mostra a Figura 4⁽²⁾ [5] [6].

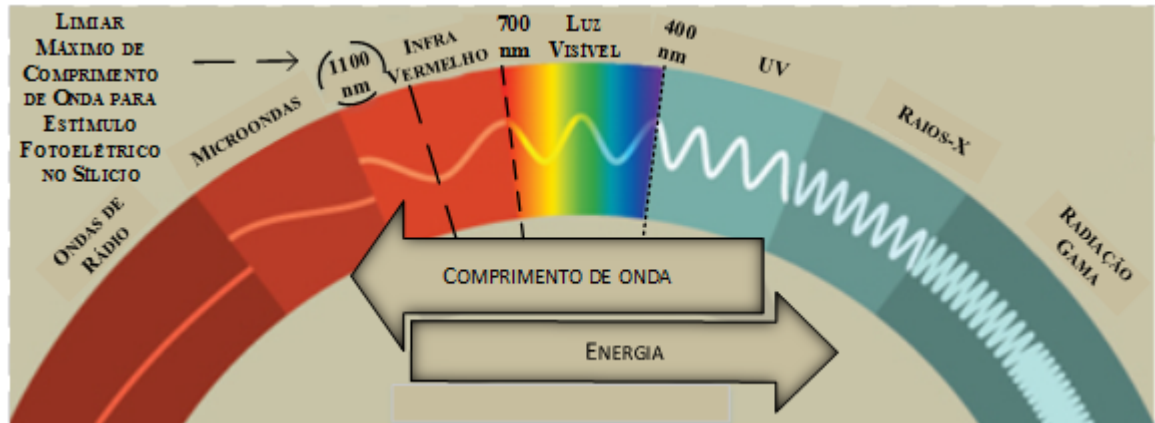


Figura 4 – Espectro eletromagnético.

Conforme apresentado, a célula fotovoltaica é uma unidade semicondutora, composta por uma junção PN, e pela qual circula corrente se a luz incidir a partir de uma determinada frequência, como a radiação UV (Ultra-Violeta) proveniente da luz solar, conforme enuncia o efeito fotoelétrico. Com essas características, a potência de saída é uma propriedade da temperatura e radiação incidentes.

A Figura 5 mostra as curvas $V \times I$, que traçam a relação entre a tensão e a corrente, para diferentes valores de irradiância e temperatura, em um módulo comercial. A integralização destas curvas fornece o ponto de máxima potência (MPP - do inglês *Maximum Power Point*) sob uma dada condição operacional e o rastreamento desse ponto é um quesito intrínseco à eficiência do sistema. Nesse escopo, as técnicas que colocam o sistema nessa condição operacional serão discutidas na seção 1.5.

Além disso, há outros fatores que influenciam na potência de saída em um sistema fotovoltaico, dentre os quais se destaca mais notadamente a tecnologia dos materiais que estruturam as células fotovoltaicas, pois é onde se apresenta o maior índice de perdas e onde também várias tecnologias são desenvolvidas afim de prover ganhos de rendimento.

Historicamente, a tecnologia dos materiais fotovoltaicos começou pelas células de silício monocristalino (m-Si) e policristalino (p-Si), que respondem pela maior parte dos módulos comercializados atualmente em função de sua consolidação tecnológica e de sua maior eficiência [3] [5] [7].

² Figura desenvolvida pelo autor adaptada de <<http://brasilescola.uol.com.br/fisica/o-que-sao-ondas-eletromagneticas.htm>> acessado em 02 de fevereiro de 2016.

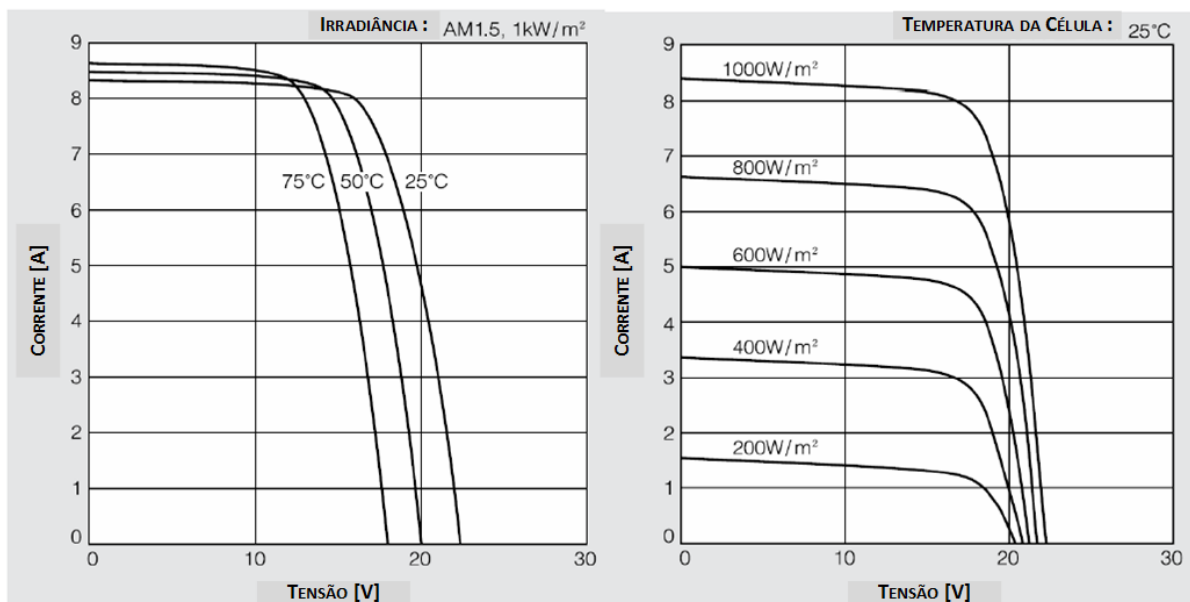


Figura 5 – Curvas características da célula fotovoltaica [3].

Mais detalhadamente, a estrutura policristalina é formada por pequenos cristais de diferentes tamanhos, ao passo que a monocristalina é essencialmente homogênea. A Figura 6 mostra as células fotovoltaicas de silício mono e policristalino, assim como as suas diferenças aparentes [3] [5] [7].

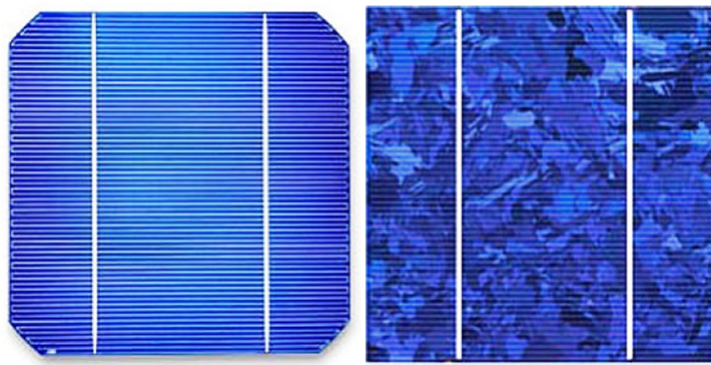


Figura 6 – Células de silício mono e policristalino [3].

Em sequência, a segunda geração de módulos - denominada comercialmente de filmes finos - envolve cadeias produtivas de silício amorfo (a-Si), disselenetos de cobre e índio (CIS), ou com a adição de gálio (CIGS), e telureto de cádmio (CdTe). Como características, possuem menor eficiência e limitações nos quesitos de disponibilidade da matéria-prima e vida útil, razão pela qual tiveram uma modesta participação no mercado. A Figura 7 mostra um módulo que emprega essa tecnologia de filmes finos composto por silício amorfo (não cristalino) [3] [5] [7].



Figura 7 – Células de silício amorfo (não cristalino) [3].

Atualmente, em fase de pesquisa e desenvolvimento, está a terceira geração de células fotovoltaicas, que são as de multijunção, célula fotovoltaica para concentração (CPV - *Concentrated Photovoltaics*), células sensibilizadas por corante (DSSC - *Dye-Sensitized Solar Cell*) e células orgânicas ou poliméricas. Dentre estas, a CPV apresentou alta eficiência para ser aplicada a módulos, mas seu custo ainda não é relativamente viável [5].

No ramo do desenvolvimento tecnológico, uma alternativa para reduzir o custo do Watt-pico (W_P) é a utilização de sistemas ópticos que concentrem a radiação solar incidente em pequenas áreas - CPV, provendo altas correntes. Nesse âmbito, ainda que haja um custo elevado da célula, objetiva-se a compensação por meio de alta eficiência e seguimento do movimento aparente do Sol [5].

Além disso, processos de fabricação em que a superposição de camadas é rigorosamente controlada e, sob mecanismos de concentração solar, resultaram em eficiências entre 41 e 44 % para concentrações de 364 e 418 vezes a radiação solar típica. Contudo, células de tripla junção operando com concentração de 1000 vezes a radiação típica podem, teoricamente, atingir uma eficiência de até 56% [5].

Como exemplo, um concentrador solar é mostrado na Figura 8 e uma visão geral da eficiência máxima de conversão em módulos comerciais é apresentada na Tabela 1.

Tecnologia	Eficiência	Área/ kW_p
Monocristalino (m-Si)	13 a 19 %	$\sim 7m^2$
Policristalino (p-Si)	11 a 15 %	$\sim 8m^2$
Silício Amorfo (a-Si)	4 a 8%	$\sim 15m^2$
Telureto de Cádmio (Cd-Te)	10 a 11%	$\sim 10m^2$
Disseleneto de Cobre-Índio-Gálio (CIGS)	7 a 12 %	$\sim 10m^2$
Concentradores Fotovoltaicos	~ 25 %	-

Tabela 1 – Eficiência típica dos módulos comerciais [3].



Figura 8 – Concentrador fotovoltaico [3].

1.2 Alocação espacial

Em relação ao rendimento, outro aspecto inerente às células é o seu posicionamento em relação à fonte luminosa, que no caso é o Sol. A princípio, apresenta-se a dinâmica de movimento relativo entre o Sol e a Terra, em que se definem dois ângulos básicos de inclinação.

O eixo azimutal (ψ_S) é o relacionado ao movimento de rotação da Terra no sentido Leste-Oeste, ao passo que o eixo zenital (γ_S) trata do movimento de translação, ou altitude do Sol no eixo Norte-Sul. A Figura 9 mostra os ângulos de radiação solar, com destaque para os eixos resultantes desse movimento ao longo do dia ou do ano [8].

Com base nisso, um dos critérios de projeto dos sistemas fotovoltaicos é a predisposição da célula à captação da radiação solar. Nesse sentido, três tipos de sistema são abordados na literatura.

Os sistemas estáticos são aqueles que não possuem um sistema de rastreamento da luz solar. A implementação desse tipo de sistema envolve um estudo para determinar o ângulo ótimo de inclinação do painel. Entretanto, as variações do relevo e particularidades geográficas do local podem alterar esse ângulo ótimo. Além disso, a própria dinâmica do movimento relativo entre o Sol e a Terra causa desalinhamentos, diminui o potencial solar em determinados períodos e representa perdas para o sistema [8].

Por outro lado, há os sistemas dotados de rastreamento. Dentre estes, há os que possuem apenas um eixo de rotação do painel (Norte-Sul ou Leste-Oeste), emprega apenas um motor e consome menos energia na execução do movimento. Na maior parte dos

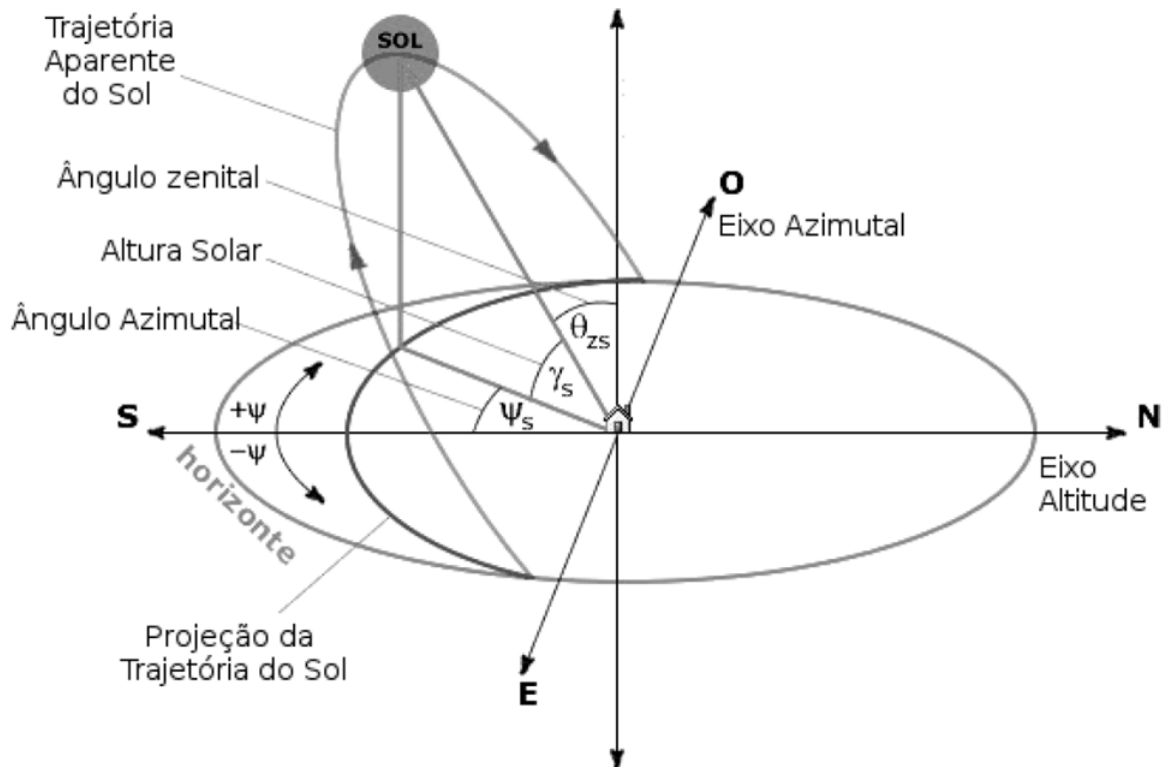


Figura 9 – Ângulos da radiação solar [8].

casos, emprega-se o sistema Leste-Oeste, que faz o rastreamento diariamente conforme o movimento de rotação da Terra [8].

Em complemento, há também os sistemas de eixo duplo, que possuem rotação nos dois eixos (Norte-Sul e Leste-Oeste). Como características, consomem mais energia, são mais complexos, mas garantem o alinhamento do painel com o Sol durante todo o tempo de exposição, provendo a máxima captação de energia para conversão fotovoltaica [8].

Do ponto de vista estático, os painéis devem acompanhar o ângulo de máxima incidência solar conforme a região do globo e a época em que se deseja extrair a máxima potência. Por exemplo, em um SFCR, o dimensionamento deve ocorrer priorizando a inclinação para a linha do Equador (para o Norte no caso do hemisfério Sul) com a máxima quantidade de horas de sol pleno, em média, pois deseja-se captar, em termos absolutos, mais energia, independentemente da época do ano, uma vez que esta energia será convertida em créditos de um sistema de compensação com a rede da concessionária.

Por outro lado, se há armazenamento, quando trata-se de um SFI, prioriza-se a inclinação que provenha menor variação em relação à média do local, pois se deseja captar, durante o período com menos horas de sol pleno, a máxima radiação solar possível, e, com isso, preservar o banco de baterias, parte onerosa e de curta vida útil que é um desafio nesse tipo de sistema.

Em resumo, o estudo quanto ao correto posicionamento do painel para captar a

máxima radiação solar também afeta a eficiência, e pode ser considerada uma das variáveis com maior margem para controle, ajustada conforme as especificidades geográficas do local e as nuances funcionais do sistema fotovoltaico frente ao seu dimensionamento para um modelo conectado à rede ou isolado.

1.3 Introdução à estrutura do sistema

Um sistema fotovoltaico é composto essencialmente de módulos fotovoltaicos, que são um conjunto de células capazes de suprir uma determinada potência máxima de carga. Contudo, a geração fotovoltaica, em sua forma natural, está condicionada às intermitências ambientais de irradiância e temperatura, como mencionado anteriormente.

Num primeiro estágio, a potência precisa passar por um circuito estabilizador de tensão, composto por um conversor de corrente contínua e um barramento de tensão CC, sendo esta controlada na saída para a carga. Nesse caso, o controlador de carga é o dispositivo que embarca a conversão CC/CC e executa as rotinas de MPPT, regendo a interação entre o gerador fotovoltaico, o banco de baterias e a carga [5].

Posteriormente ao barramento CC, aplicações que requerem corrente alternada passam por inversores, que promovem a conversão CC / CA e, nesse caso, permitem a conexão com a rede ou com cargas que operam em CA. A Figura 10 apresenta uma visão geral do sistema fotovoltaico e seus principais elementos constituintes [5].

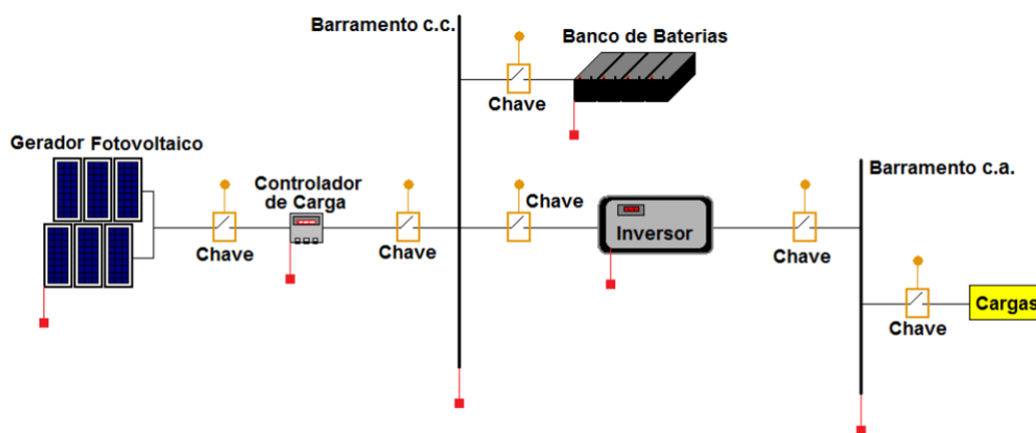


Figura 10 – Estrutura geral do sistema fotovoltaico [5].

No presente trabalho, a discussão se restringe ao barramento CC e tópicos como a inversão e a conexão com a rede estão fora deste escopo.

1.4 Noções de conversão CC/CC

Os conversores de corrente contínua (CC/CC) são circuitos da eletrônica de potência que intercambiam níveis de tensão e corrente em seus terminais. Analogamente ao transformador, os conversores de corrente contínua possuem especificações quanto aos parâmetros de entrada, saída e ganho, os quais são referentes aos níveis dos sinais elétricos em seus terminais, contudo estas relações envolvem constantes, não sinais alternados.

Nesse sentido, em aplicações que requerem um nível de tensão na saída maior que na entrada, utiliza-se um conversor elevador (ou *step-up*), essencialmente representado pelo *boost*, adversamente ao do tipo abaixador (ou *step-down*), que reduz o nível de tensão da saída em relação à entrada, como é o caso do conversor *buck*.

Nessa linha, alguns conversores são projetados para atuar em ambas as funções e prover uma larga margem de ajuste da tensão na saída a partir de uma entrada constante, a exemplo do conversor *buck-boost*, cujo ganho tanto pode aumentar a tensão quanto reduzi-la, relativamente à entrada.

A literatura ainda trata dos conversores de corrente contínua como lineares ou chaveados, que são a base das fontes de tensão estabilizada. Nos conversores lineares, a regulação do nível de tensão ocorre por meio de uma queda sobre um componente passivo, gerando perdas por efeito Joule e tornando a conversão ineficiente. Entretanto, a topologia e simplicidade operacional tornam as fontes lineares bastante usuais em pequenas aplicações de potência [9].

Adversamente, as fontes chaveadas modulam a tensão pela característica de ligar e desligar periodicamente (propriedade *on-off*) dos dispositivos de chaveamento, geralmente eletrônicos, como os transistores IGBT ⁽³⁾ ou MOSFET ⁽⁴⁾, por exemplo, os quais comutam seus estados a uma frequência suficientemente alta para que, em valores médios, a tensão seja regulada ao valor de referência [10] [11].

Nesse processo, o circuito minimiza a dissipação de calor em regime permanente e, em geral, torna-se mais eficiente, se comparado às fontes lineares. Contudo, o chaveamento em alta frequência soma perdas nos transitórios, além de gerar ruído pela característica retangular do pulso de acionamento da chave [10] [11].

Ademais, destaca-se que nas fontes chaveadas, a energia transferida no estado ligado é armazenada em componentes passivos - indutor e capacitor - a qual se descarrega no estado desligado, em que a fonte não supre diretamente a carga.

Nesse sentido, as diversas topologias de conversores, cada uma a seu modo, apresentam uma resposta distinta ao chaveamento, o que define a função de reduzir, aumentar ou ambos os casos em relação ao ganho de tensão. A partir disso, segue uma sucinta descrição

³ IGBT - sigla em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*, que significa Transistor Bipolar de Porta Isolada.

⁴ MOSFET - sigla em inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, que significa Transistor de Efeito de Campo Metal - Óxido - Semicondutor.

dessas topologias, sua função, principais usos e limitações.

O conversor *buck*, em sua dinâmica, possui na saída um nível de tensão menor que na entrada, característica fundamental de um conversor abaixador, sendo por isso o mais comumente utilizado em aplicações que requerem uma tensão inferior à da fonte [11], como em interfaces para conexão da rede para a carga, o que ocorre no acionamento dos LEDs de potência, por exemplo.

Além disso, no conversor *buck*, o ganho de tensão é diretamente proporcional à razão cíclica, ou percentual de chave fechada em relação ao ciclo de chaveamento, numa medida estritamente linear sob condições ideais, e em função da qual dimensiona-se os demais parâmetros. A Figura 11 ⁽⁵⁾ mostra o circuito representativo do conversor *buck*, no qual a chave está em série com a fonte, e os componentes passivos, indutor e capacitor, suavizam os efeitos do chaveamento no terminal de carga [10] [11].

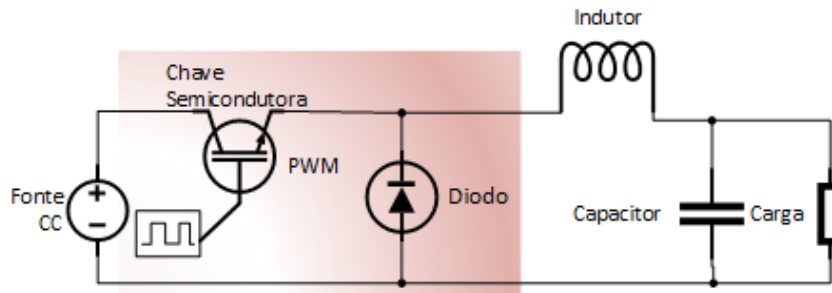


Figura 11 – Diagrama do circuito do conversor *buck*.

Além disso, a fonte CC enlaça a malha de carga no período em que o transistor atua como chave fechada e intercambia com o diodo de roda-livre, o ramo de circulação da corrente entre os estados operacionais. A Figura 12 mostra a topologia quando o transistor conduz, estado no qual o diodo é visto como uma chave aberta, por estar reversamente polarizado, e caracteriza-se a resposta forçada.

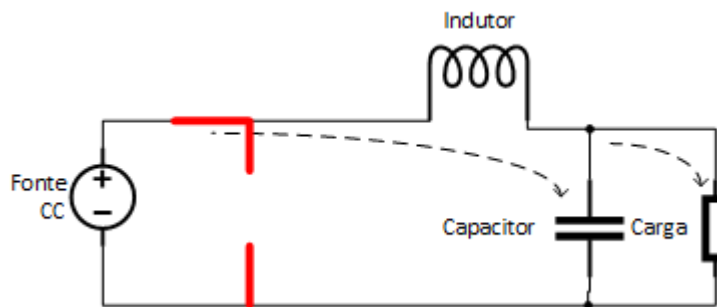


Figura 12 – Topologia representativa de chave fechada do conversor *buck*.

⁵ Figuras 11 a 17 desenvolvidas pelo autor no software Visio® com base nos circuitos apresentados em [10] e [11].

Em contrapartida, o estado de chave aberta trata da descarga dos componentes passivos, de forma espontânea, sobre a carga. Nesse caso, o diodo é visto pela fonte como um barramento em curto-circuito, por estar diretamente polarizado, e a representação dessa topologia é mostrada na Figura 13.

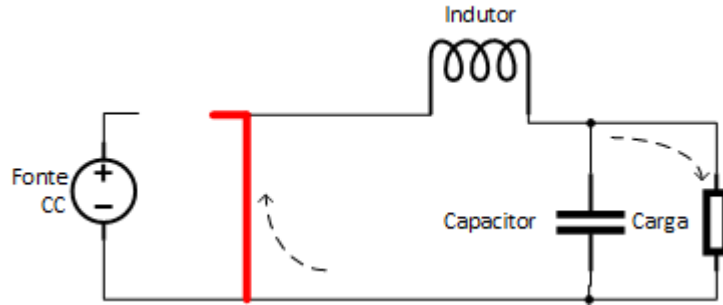


Figura 13 – Topologia representativa de chave aberta do conversor *buck*.

Nesse circuito, a relação de ganho estático G , ou proporção da tensão de saída V_O em relação à entrada V_I para regime permanente é dada pela equação (1.2), em que D é o ciclo ativo da chave, momento em que está fechada T_{ON} , e varia de 0 a 100 % relativamente ao período total de acionamento $T = T_{ON} + T_{OFF}$ [10] [11].

$$G = \frac{V_O}{V_I} = D = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (1.2)$$

No conversor *boost*, por outro lado, a sua dinâmica implica a saída tendo um nível de tensão maior que a entrada, o que configura essa topologia como CC elevador, na qual o ganho de tensão é uma função inversa da razão cíclica, e o conversor mantém, até certos níveis, uma propriedade estimada de ganho, mas que se torna comprometida à medida que a razão cíclica se aproxima da unidade [10]. A Figura 14 apresenta a topologia desse conversor.

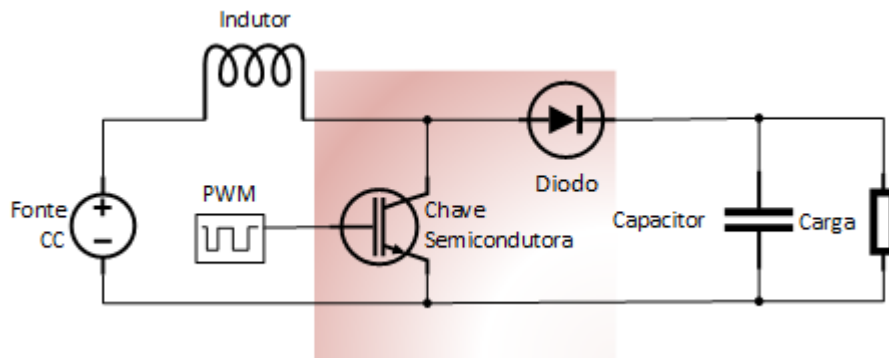


Figura 14 – Diagrama do circuito do conversor *boost*.

Sobre o período em que a chave está fechada, ocorrem dois eventos simultâneos. Na malha da fonte, o indutor é carregado e a chave deve ser aberta antes da saturação, marcada pela carga completa, para que não se consolide um curto-circuito. Ao passo que, na malha de saída, o capacitor transfere sua energia armazenada para a carga e garante o suprimento de potência independentemente da fonte. Além disso, esse estado isola duas malhas pela polarização reversa do diodo. Na Figura 15, o conversor *boost* é apresentado em seu estado de chave fechada.

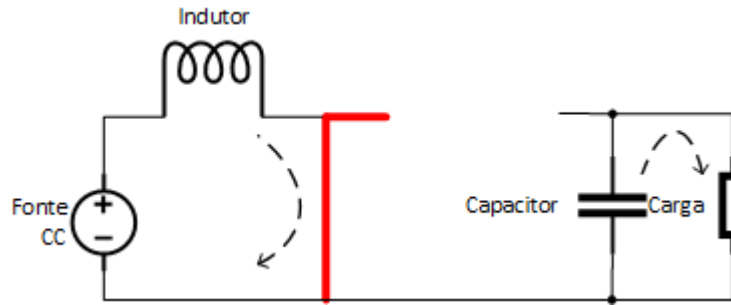


Figura 15 – Topologia representativa de chave fechada do conversor *boost*.

Com a mudança de estado, a abertura da chave caracteriza-se pela fonte entrar em contato direto com a carga e o indutor transferir sua energia para o capacitor, num fluxo que polariza diretamente o diodo, mas em uma configuração que bloqueia a corrente de retorno, da malha de carga para a da fonte. Na Figura 16, mostra-se o estado de chave aberta.

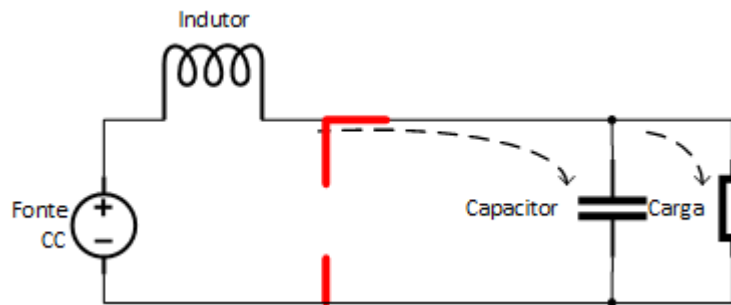


Figura 16 – Topologia representativa de chave aberta do conversor *boost*.

No conversor *boost*, o ganho estático é inversamente proporcional à razão cíclica, e num modelo ideal é descrito pela equação (1.3).

$$G = \frac{V_O}{V_I} = \frac{1}{1 - D} \quad (1.3)$$

O conversor *buck-boost*, cujo diagrama é apresentado na Figura 17 combina características dos tipos *buck* e *boost*, sendo que o ganho de tensão possui particularidades

como a inversão da polaridade da entrada e o aspecto de função inversa do ganho, nos moldes do que ocorre no conversor *boost*, mas com a adição de uma constante, que dá margem para a redução do ganho abaixo da unidade, agregando também a função do conversor *buck*. A definição do ganho do *buck-boost* é mostrada na equação (1.4).

$$G = \frac{V_O}{V_I} = 1 - \frac{1}{1 - D} = -\frac{D}{1 - D} \quad (1.4)$$

Nessa topologia, o indutor está em paralelo com a fonte e o estado de chave fechada é equivalente ao do conversor *boost*, mostrado na Figura 15. Contudo, o período de chave aberta desacopla a fonte, com uma malha RLC em paralelo suprida pela energia armazenada no indutor durante o período de carga e na qual o diodo é polarizado diretamente e enlaça a malha, numa configuração que remete à topologia que representa o estado de chave aberta do conversor *buck*, mostrada na Figura 13.

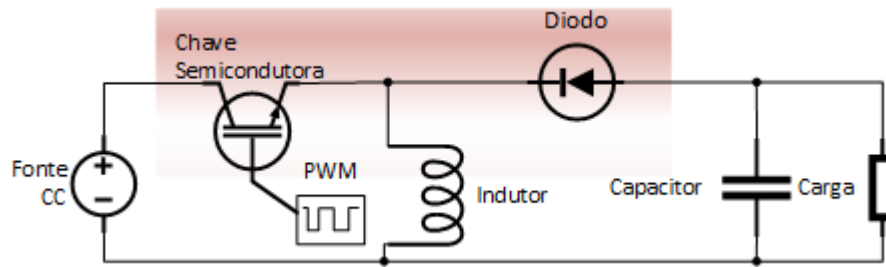


Figura 17 – Diagrama do circuito *buck-boost*.

1.5 Revisão das técnicas de MPPT

Os sistemas fotovoltaicos definem uma carga não linear, na qual a relação entre tensão e corrente não é um parâmetro constante, e a curva $V \times I$ tanto de uma célula, módulo ou arranjo fotovoltaico, em seu aspecto particular, compõe-se numa curva de potência com no mínimo um ponto ótimo, denominado - MPP - que é a melhor condição operacional do ponto de vista do conversor.

Nesse sentido, o controle intrínseco dos sistemas fotovoltaicos deve agregar rotinas que iterativamente controlam a tensão no painel pela estimativa da largura de pulso para acionamento do conversor, numa operação em malha fechada, cuja referência é o MPP.

Entretanto, há várias problemáticas relacionadas ao ponto de máxima potência, como a sua variação diante de processos relativamente lentos, como o movimento relativo do Sol, que altera a incidência e intensidade da radiação solar, as oscilações térmicas, e a projeção de sombras a um ritmo gradual, ao passo que os sistemas também devem responder a variações rápidas como uma nuvem, ave ou qualquer objeto que projete uma sombra instantânea sobre a superfície do arranjo.

Com base nisso, a dinâmica do MPP, o sombreamento parcial ou total e a heterogeneidade do arranjo levaram ao desenvolvimento de algoritmos que são embarcados na unidade de controle do conversor e regulam o disparo da chave ativa para que a tensão de saída do arranjo seja estabilizada de forma a situar o estado em que ocorre a máxima transferência de potência para a carga, com o casamento de impedâncias desta com a do conjunto formado pelo painel e o conversor. A Figura 18⁽⁶⁾ mostra uma curva de potência em função da corrente num arranjo fotovoltaico sob condições de radiação uniforme. Nesse caso, há apenas um pico de potência.

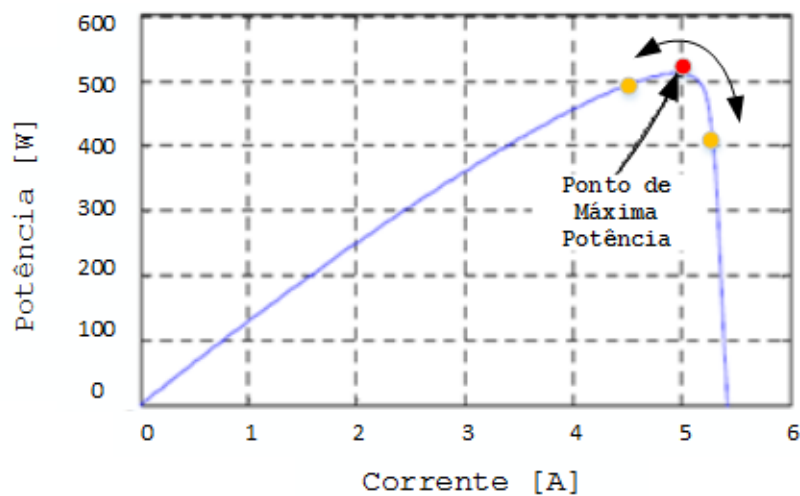


Figura 18 – Curva potência em função da corrente sob radiação uniforme.

Em condições na qual parte do painel fica sombreado ou sob radiação não uniforme, o arranjo passa a compor múltiplos picos de potência, os quais são em sua maior parte máximos locais, que acomodam uma solução que não é efetivamente o ponto de máxima potência global [6] [12].

Nesse sentido, heurísticas modernas buscam considerar a questão do sombreamento parcial e periodicamente perturbar o espaço de soluções para evitar que o sistema fique aquém do MPP, num pico local. A Figura 19 mostra uma curva da potência em função da corrente para condições de sombreamento parcial no arranjo.

Contudo, a abordagem detalhada destas heurísticas modernas ainda representam um objeto de pesquisa e estão fora do escopo deste trabalho. Com isso, será apresentada uma revisão das principais técnicas de MPPT difundidas atualmente.

Inicialmente, destaca-se o método da razão cíclica constante (CDC - *Constant Duty Cycle*), caracterizado por um ajuste manual, feito uma única vez, no valor da largura de pulso. A escolha desse valor é feita assumindo que este corresponda à melhor condição operacional e resulte no MPP. Entretanto, apesar da simplicidade, o método é bastante

⁶ Figuras 18 e 19 desenvolvidas pelo autor no software Visio® adaptada de [12].

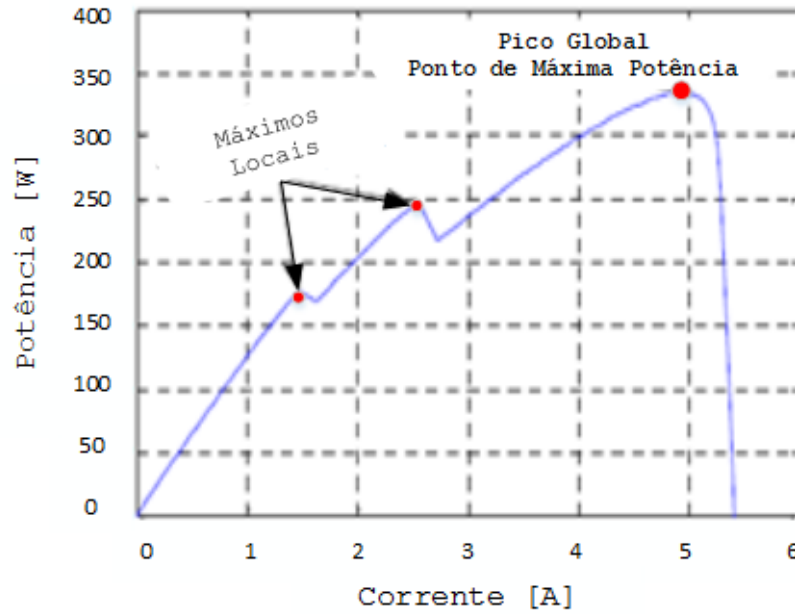


Figura 19 – Curva potência *versus* corrente sob radiação não uniforme.

susceptível a falhas por causa da dinâmica das variáveis de radiação solar e temperatura, o que também inclui sombreamento e forte dependência do ajuste com o sistema ao qual pertence, representando pouca adaptabilidade [6].

Posteriormente, ensaios mostraram uma relação linear entre a corrente de curto circuito e a resultante do valor de máxima potência, e essa proporcionalidade é válida para uma larga faixa dos valores de radiação e temperatura, o que sugere a definição de uma constante, que ao multiplicar a corrente de curto-circuito, medida localmente, remeta àquela de máxima potência e a partir da qual é feita o controle [6] [13].

Entretanto, a medição da corrente de curto-circuito eleva as perdas do sistema e, em partes, reduz a eficiência do processo de conversão de energia. A equação (1.5) apresenta a definição matemática do método, na qual a corrente de máxima potência I_{MPP} é o produto da corrente de curto-circuito I_{CC} por uma relação de proporcionalidade α_I [6] [13].

$$I_{MPP} = \alpha_I I_{CC} \quad (1.5)$$

Analogamente ao método da corrente de curto-circuito, um outro algoritmo rastreador da máxima potência supõe uma relação de linearidade entre a tensão de circuito aberto, medida no arranjo, e a tensão respectiva à máxima potência, e isso é válido para uma larga faixa de valores das variáveis de entrada, que são radiação e temperatura. Entretanto, as dificuldades operacionais de se efetuar a medição em vários módulos agravam a implementação dessa técnica [6] [13].

Alternativamente, em alguns sistemas, utiliza-se uma célula piloto para efetuar a

medição representativa do conjunto, o que reduz as perdas, contudo a incerteza da uniformidade das condições do arranjo também é um fator limitante dessa técnica. A equação (1.6) apresenta a definição matemática do método, na qual a tensão de máxima potência V_{MPP} é o produto da tensão de circuito aberto V_{OC} por uma relação de proporcionalidade α_V [6].

$$V_{MPP} = \alpha_V V_{OC} \quad (1.6)$$

Atualmente, o método perturba e observa (P&O) é o mais usual e insere-se no contexto dos algoritmos rastreadores de máxima potência como um explorador do conjunto de soluções que levam ao MPP [6] [13] [14].

Em outras palavras, ele direciona-se ao MPP a partir de um passo aleatório pré-definido e a observação do efeito desse passo. Nesse caso, o passo é um incremento sobre o valor de alguma variável que esteja relacionada à potência de saída e pode ser a tensão, corrente ou até a razão cíclica. Ao modificar o valor dessa variável, segue a verificação da potência de saída, onde as seguintes ações são tomadas:

- Se a potência aumenta (varia positivamente), o sentido de perturbação é mantido. A exemplo, se aumentar a razão cíclica aumenta a potência de saída, então o incremento segue de forma a aumentar progressivamente esse parâmetro de entrada;
- Se a potência diminui (varia negativamente), o sentido de perturbação é revertido. A exemplo, se a razão cíclica se incrementa pelo caso anterior, ao passar pelo MPP, o valor da potência de saída diminui conforme a Figura 18 e então o algoritmo finalmente oscila em torno do MPP, avançando e recuando em torno do mesmo, conforme o passo de exploração do algoritmo.

Com isso, o algoritmo P&O tem que equilibrar duas medidas referentes ao passo de exploração, pois se este for muito grande, a oscilação em torno da referência, que ocorre em regime permanente, leva a muitas perdas. Porém, se o passo for curto demais, o algoritmo perde nos transitórios [5].

Apesar disso, a leveza computacional contribui para a difusão desse algoritmo, que alternativamente possui duas variantes, a saber são o perturba e observa modificado (MP&O), que varia um estado de estimativa com um de perturbação e estima-perturba-perturba (EPP), que varia um estado de estimativa com dois de perturbação [15].

Numa condição de sombreamento instantâneo, o estado de estimativa não executa a rotina de perturbação e assume o estado atual como o anterior, ao passo que o de perturbação representa a execução normal do P&O. Por essa razão, a alteração sobre a curva de potência segue um ritmo menor e por vezes, a alteração do MPP é suficientemente rápida para ser considerada. Em resumo, a Figura 20 ⁽⁷⁾ mostra o fluxograma da rotina do P&O e as execuções deste no contexto do MP&O e do EPP [15].

⁷ Figura 20 desenvolvida pelo autor no software Visio® adaptada de [6], [14] e [15]

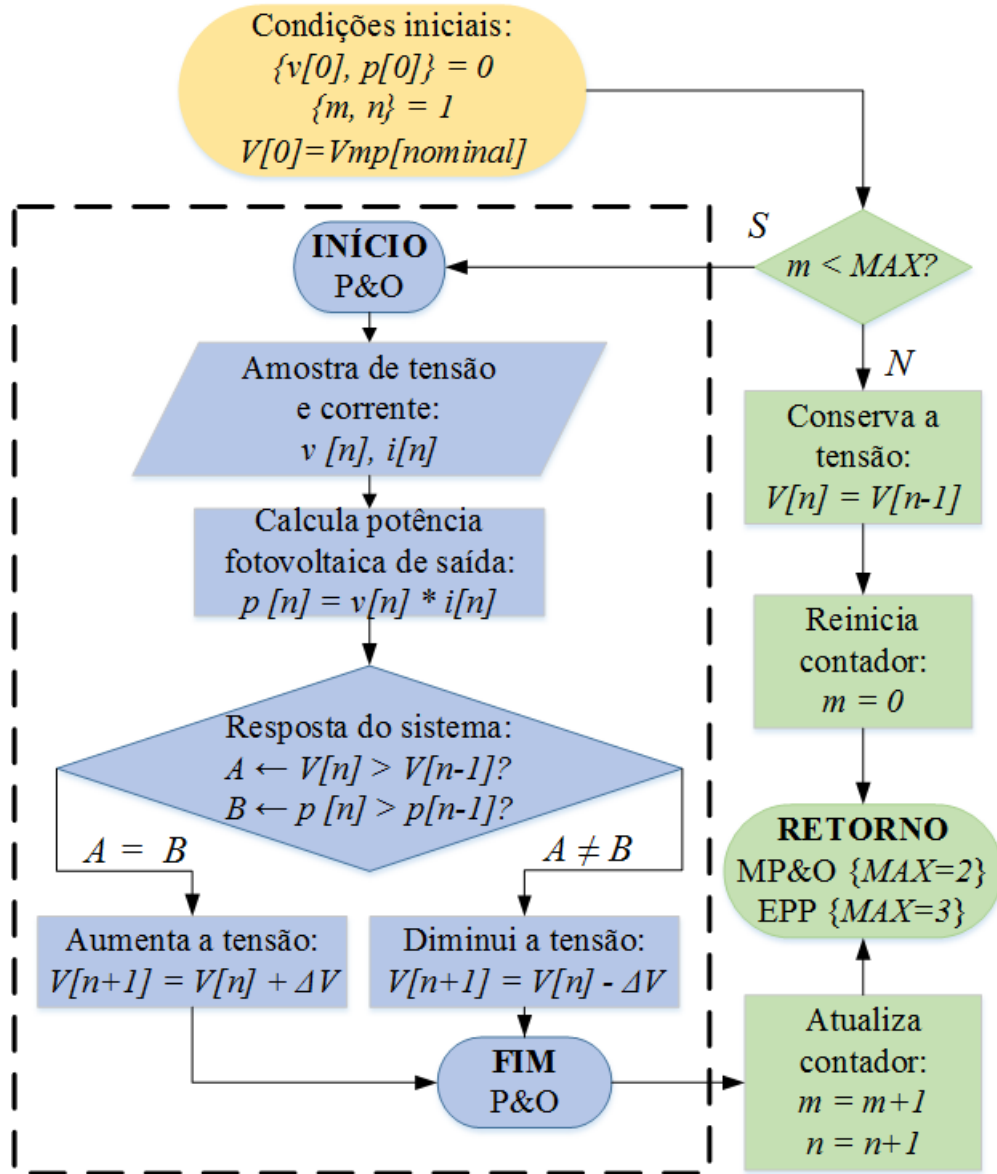


Figura 20 – Rotinas do algoritmo P&O, MP&O e EPP.

Em resposta às limitações do P&O de passo fixo, o método da Condutância Incremental (C.Inc) é baseado no cálculo da derivada da potência em relação à tensão e é isso que regula o tamanho do passo. Em outras palavras, isso significa que a derivada de potência, tal como apresentada na equação (1.7), mostra que o objetivo desse método é encontrar o ponto em que $\frac{dP}{dV} = 0$ [6] [13] [14].

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d}{dV}(VI) = I + V \frac{dI}{dV} \quad (1.7)$$

A Figura 21 ⁽⁸⁾ mostra graficamente a atuação do algoritmo C.Inc., no qual se verifica que a derivada $\frac{dP}{dV}$ rege tanto a magnitude do passo - em relação à distância do

⁸ Figura 21 desenvolvida pelo autor no software Visio® adaptada de [6], [12] e [13]

MPP - quanto o sentido de exploração da curva $P \times V$ - que determina o avanço ou recuo do algoritmo. Além disso, destaca-se que do ponto de vista operacional, o C.Inc. exige um esforço computacional maior se comparado ao P&O tradicional, de passo fixo, bem como em condições reais o C.Inc. não atinge o MPP de fato, oscilando, ainda que minimamente, nas suas adjacências [6] [13].

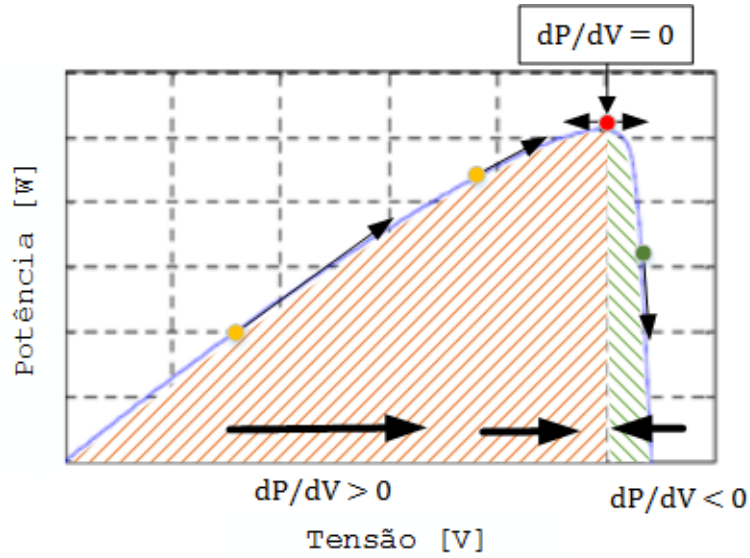


Figura 21 – Representação gráfica da atuação do algoritmo C.Inc.

Em último, o presente trabalho apresenta o método R , que é baseado numa variação do P&O que busca atenuar as oscilações próximo ao MPP definindo um parâmetro de controle a partir da tensão e corrente medidos, como pode ser analisado através da equação (1.8), em que R_{PV} é resistência definida a partir da tensão V_{PV} e corrente I_{PV} medidos [16].

$$R_{PV} = \frac{V_{PV}}{I_{PV}} \quad (1.8)$$

O referido método trata-se de uma curva de resistência que evita a queda brusca de potência em relação ao P&O definido a partir da tensão, e é eficaz, sobretudo, quando há uma queda acentuada de potência em relação à tensão próxima ao MPP. Em vez disso, traçar o parâmetro R evita problemas de instabilidade próxima ao MPP, pois tal parâmetro teria uma variação ΔR menor se comparado à variação da tensão (ΔV). No entanto, o método R também não é capaz de evitar recair em um máximo local de potência, na condição de sombreamento parcial [16].

2 Teoria do Projeto de Controle

Em essência, há uma infinidade de sistemas dinâmicos das mais diversas formas, estes podem ser naturais, como os de ordem meteorológica, ou resultados da ação humana, exemplificados pelas máquinas e circuitos em todos os seus aspectos. Não raramente, depara-se com uma colocação de que algo é estável ou pode desestabilizar-se diante de determinado evento, e conhecer o sistema é o primeiro passo para compreender e prever o seu comportamento.

Na teoria de controle, a primeira característica que se busca em um sistema é o seu modelo matemático, normalmente descrito por equações diferenciais no domínio do tempo. A modelagem, ou processo que leva à busca do modelo em uma métrica bem fundamentada, é o que possibilita conhecer a resposta esperada do sistema diante de uma determinada entrada [17].

Na literatura, a resposta mais usual é àquela ao degrau. Na prática, o degrau é a perturbação abrupta da entrada, é o ato de estabelecer uma referência que perturba o sistema, retira da inércia, acelera ou freia bruscamente. Entretanto, são descritos casos de resposta à rampa ou à parábola, em casos mais específicos [17].

No escopo deste trabalho, a discussão da entrada refere-se a um degrau nas condições de insolação, que por sua vez vai desencadear uma série de mecanismos afim de reagir a esse degrau nos seguintes critérios definidos em [17]:

- **Transitório rápido e suave** : Alguns sistemas dinâmicos reagem de forma abrupta ao degrau com oscilações significativas além da referência, são estes os subamortecidos. De outro lado, a resposta pode ser lenta demais para os critérios desejados, ainda que suave, são estes os superamortecidos. Na prática, objetiva-se um equilíbrio, o estado criticamente amortecido, ou até mesmo ligeiramente subamortecido, quando se prima pela velocidade da resposta transitória;
- **Minimizar o erro de regime permanente** : Ainda que a resposta de alguns sistemas seja rápida e suave o bastante, conforme o critério anterior, ela pode não atingir o valor de referência, ficando aquém ou além do desejado nos instantes pós-transitório. Em regra, erros acima de 5% já são um caso crítico, pois caracterizam imprecisão no controle das variáveis envolvidas no mesmo.

Necessariamente, características como as apresentadas acima versam sobre casos de estabilidade. Em condições nas quais o sistema amplifica progressivamente as oscilações naturais, configura-se a instabilidade, condição que leva à saturação dos agentes controladores, e, em casos mais extremos, ao colapso da estrutura do sistema [17].

Além destes, há um estado intermediário de estabilidade denominado marginalmente estável, em que o sistema oscila em regime permanente, sem atingir uma referência fixa. Porém, sem progressão das oscilações naturais [17].

Nos cenários apresentados na Figura 22 ⁽¹⁾ mostra-se os cinco tipos de resposta dos sistemas, classificadas conforme a estabilidade. A saber são os casos estáveis sub, super e criticamente amortecidos, o marginalmente estável, ou oscilante, e o instável.

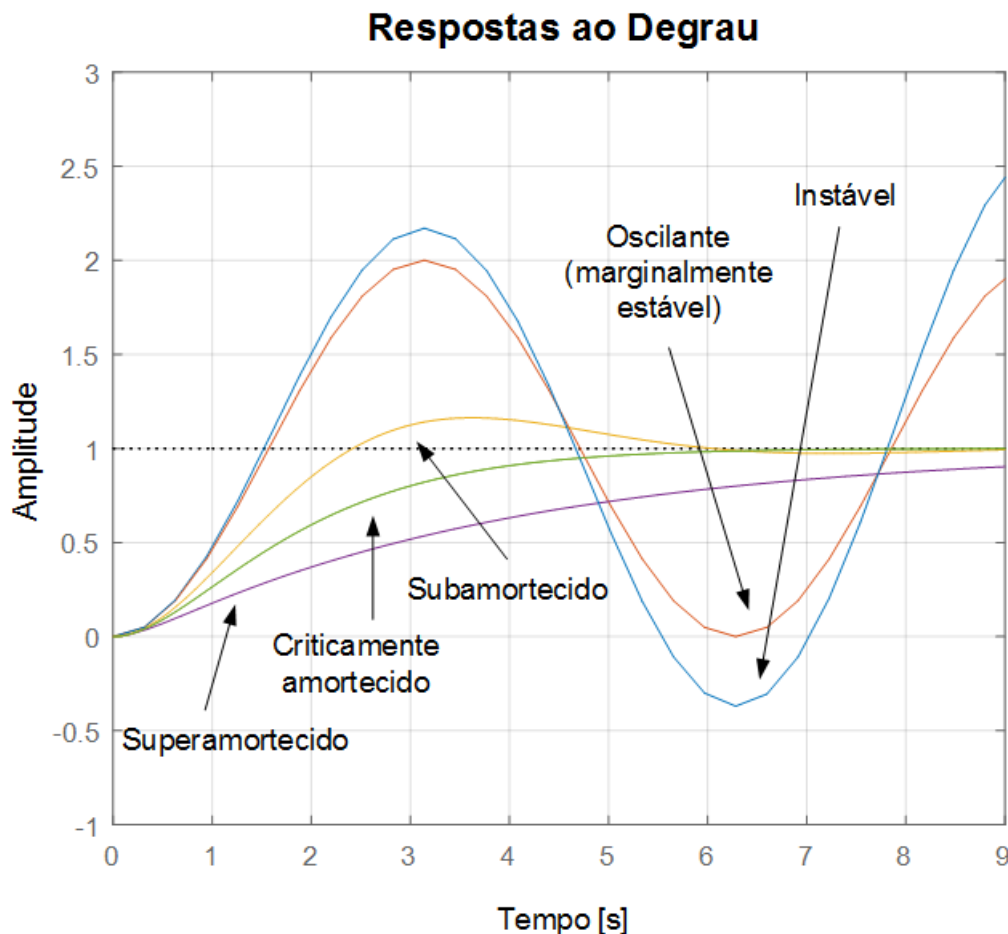


Figura 22 – Respostas típicas de um sistema.

A resposta de um sistema, aos moldes do que é mostrado na Figura 22, pode não ser o que se espera dentro da estabilidade ou ainda ser instável. Nesse ponto, os modos naturais de um sistema, que regem a sua resposta típica são considerados como aqueles de malha aberta.

Por definição, a malha aberta é o caminho que há entre o degrau (entrada) e a resposta (saída). Nesse percurso, há simplesmente a dinâmica do sistema, sem nenhum agente de controle explícito [17]. A Figura 23 ⁽²⁾ mostra essa representação.

¹ Figura 22 desenvolvida pelo autor no software MATLAB® adaptada de [17]

² Figuras 23 e 24 desenvolvida pelo autor no software Visio®



Figura 23 – Diagrama de malha aberta.

Em complemento aos sistemas de malha aberta, que possuem apenas o modelo do sistema, há os de malha fechada. Nos casos em que se insere um agente de controle, ou controlador, e um elo de realimentação, objetiva-se intervir na dinâmica natural do sistema a fim de obter uma resposta desejada ou, no mínimo, conveniente [17].

Desse modo, o controlador é um modelo matemático canônico que, ao ser inserido na malha de controle, modifica a sua dinâmica e objetiva levar os modos característicos para uma condição otimizada, relativamente melhor em relação ao modelo original, em malha aberta. A Figura 24 mostra essa topologia [17].

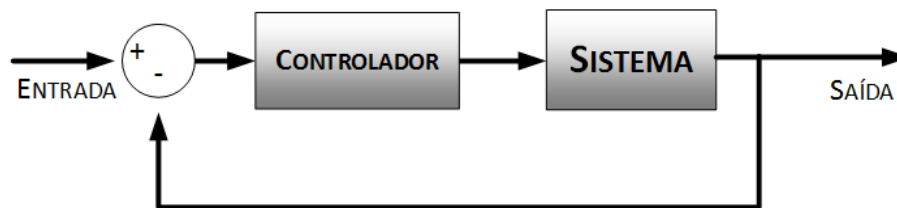


Figura 24 – Diagrama de malha fechada.

No presente trabalho, o modelo é o conversor *boost* adaptado ao sistema fotovoltaico, que possui na saída um barramento com características de fonte de tensão. O controlador é um hardware digital, que executa a nuance discretizada do controlador, com parâmetros obtidos pela sintonia de projeto.

Além disso, transdutores e atuadores estão presentes na interface entre o circuito de potência e o de controle, estes serão abordados com mais detalhes no capítulo 3.

2.1 Modelo das unidades fotovoltaicas

Inicialmente, o modelo do sistema fotovoltaico considera as unidades de conversão fotovoltaica. Nesse sentido, uma célula ideal é modelada por uma fonte de corrente em paralelo com um diodo. A Figura 25 ⁽³⁾ mostra o circuito representativo da célula fotovoltaica ideal. Entretanto, contatos, resistência do diodo real e sobretudo impurezas próximas a superfície da junção levam à circulação de corrente no interior da estrutura,

³ Figuras 25 a 27 desenvolvidas pelo autor no software Visio® adaptada de [6].

numa resistência parasita R_P e em série com uma resistência R_S . A Figura 26 mostra um diagrama do modelo da célula fotovoltaica real [6].

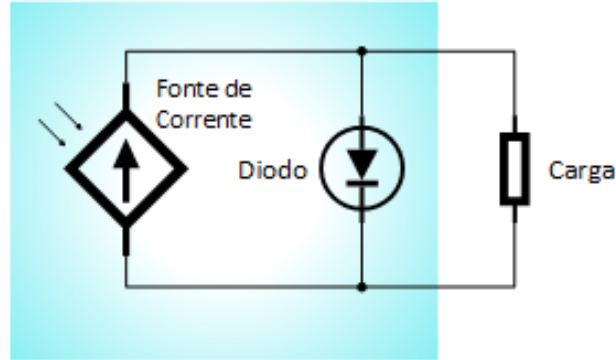


Figura 25 – Modelo da célula fotovoltaica ideal.

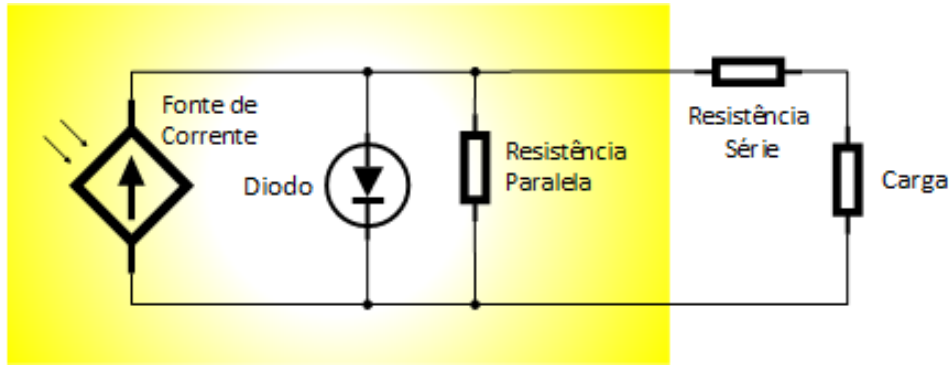


Figura 26 – Modelo da célula fotovoltaica real.

A corrente que circula pelo diodo I_D é dada pela equação de Shockley, mostrada em (2.1), em que I_0 é a corrente de saturação reversa, k é a constante de Boltzmann, q é a carga elementar do elétron, V_D é a tensão sobre o diodo, T_D é a temperatura da célula e η é um parâmetro que avalia o quão próximo das características ideais está a célula, sendo unitário no caso de um sistema ideal [6].

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qV_D}{\eta k T_D}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

O modelo da célula fotovoltaica apresentado nas Figuras 25 e 26 podem ser generalizados para um grupo de células - ou módulo fotovoltaico. A Figura 27 mostra a representação de um módulo fotovoltaico genérico, na qual ele é definido como o menor aglomerado comercial de células fotovoltaicas.

Nos módulos, as células podem ser associadas em série ou paralelo. A associação série estende horizontalmente a curva $V \times I$, conforme mostra a Figura 28, pois a tensão das células é somada. Além disso, a resistência equivalente da associação é a soma das

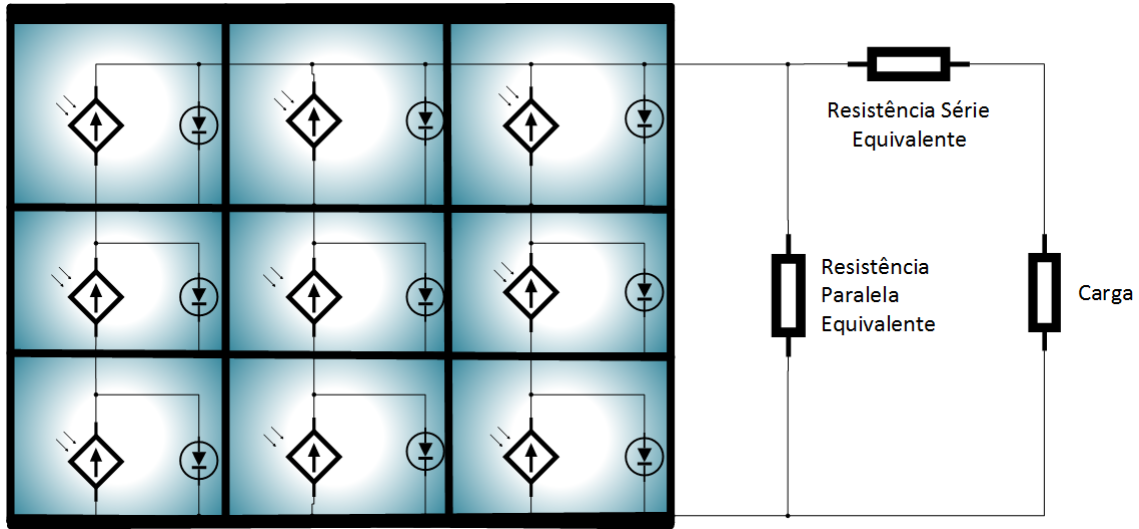


Figura 27 – Representação do módulo fotovoltaico.

resistências isoladas de cada célula. No caso de células idênticas, a resistência equivalente é o produto do número de células associadas em série pela resistência da célula [6].

A equação (2.2) mostra o cálculo das resistências série e paralela do módulo composto por uma associação série de células fotovoltaicas, onde $R_{S(celula)}$, $R_{P(celula)}$, $R_{S(modulo)}$ e $R_{P(modulo)}$ são, respectivamente, as resistências série e paralela das células isoladas e a equivalente do módulo e n_S é o número de células idênticas associadas em série.

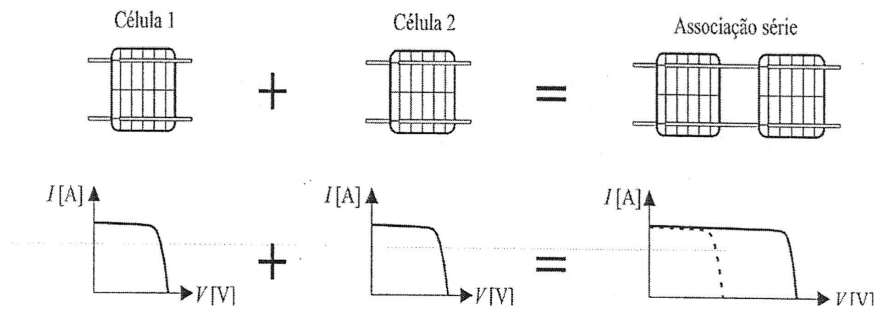


Figura 28 – Curva V x I de células em série [6].

$$\begin{cases} R_{S(modulo)} = n_S R_{S(celula)} \\ R_{P(modulo)} = n_S R_{P(celula)} \end{cases} \quad (2.2)$$

Analogamente à associação série, a paralela estende verticalmente a curva V x I, conforme a Figura 29, pois a corrente das células é somada. Nesse caso, a resistência equivalente é inversamente proporcional ao número de células idênticas paralelamente

associadas. A equação (2.3) mostra o cálculo das resistências série e paralela do módulo composto por uma associação paralela de células fotovoltaicas [6].

De forma similar à equação (2.2), $R_{S(celula)}$, $R_{P(celula)}$, $R_{S(modulo)}$ e $R_{P(modulo)}$ são, respectivamente, as resistências série e paralela das células isoladas e a equivalente do módulo, ao passo que n_P é o número de células idênticas associadas em paralelo.

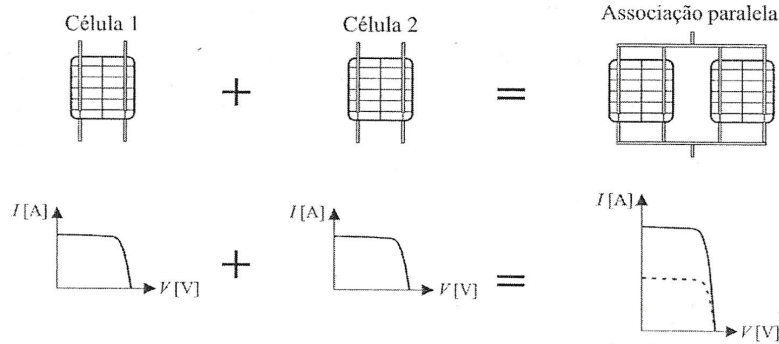


Figura 29 – Curva V x I de células em paralelo [6].

$$\begin{cases} R_{S(modulo)} = \frac{R_{S(celula)}}{n_P} \\ R_{P(modulo)} = \frac{R_{P(celula)}}{n_P} \end{cases} \quad (2.3)$$

A combinação das associações série e paralela resulta numa configuração mista. Nesse caso, as especificações do módulo são apresentadas na Tabela 2, que resume as características do módulo fotovoltaico visto como uma composição de células idênticas. No caso de módulos quadrados, os parâmetros de resistência são equivalentes aos de uma única célula [6].

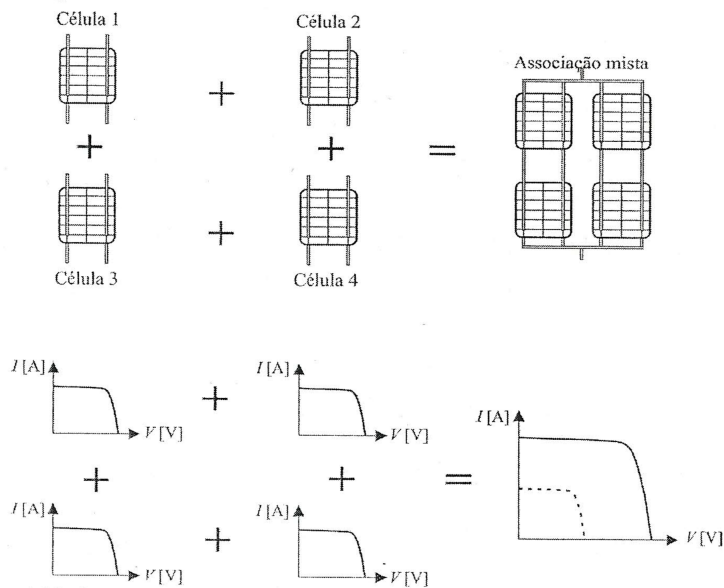
Porém, a potência gerada sofre um aumento proporcional ao número de células devido a uma ampliação da curva V x I característica de uma célula isolada, pois nesse caso a extensão ocorre de forma equânime em ambos os eixos. A Figura 30 mostra essa projeção.

A partir disso, assume-se que o módulo é descrito por uma fonte de corrente em paralelo com uma resistência característica $R_{PV} = \frac{1}{G_{PV}}$. Na prática, este é um parâmetro variável, devido à curva operacional do módulo, que implica uma relação particular entre tensão e corrente. Com o objetivo de dimensionamento em torno de um ponto de operação, considerou-se, neste trabalho, os seguintes critérios.

- **Determinação da condutância no MPP:** Inicialmente, toma-se $G_{PV} = G_{MPP} = \frac{I_{MPP}}{V_{MPP}}$, com valores nominais no STC (*Standart Thermal Conditions*), que equivalem à operação sob temperatura de 25°C e irradiância de 1 kW/m^2 .

Variável	Cálculo
Tensão de saída	$V_{modulo} = n_S V_{celula}$
Corrente de saída	$I_{modulo} = n_P I_{celula}$
Corrente foto gerada	$I_{ph(modulo)} = n_P I_{ph(celela)}$
Resistência série	$R_{S(modulo)} = \frac{n_S}{n_P} R_{S(celela)}$
Resistência paralela	$R_{P(modulo)} = \frac{n_S}{n_P} R_{P(celela)}$

Tabela 2 – Características do módulo fotovoltaico [6].

Figura 30 – Dilatação da curva $V \times I$ para um módulo quadrado [6].

- **Estimativa do ponto médio:** Estima-se uma relação percentual em um ponto médio, arbitrário, porém orientado pela depreciação térmica e de irradiância no local em relação ao STC, 70% nesse trabalho, entre a operacional média G_{PV} e a de máxima potência, G_{MPP} . Logo, $\frac{G_{PV}}{G_{MPP}} = 0,7$.
- **Análise de variação de G_{PV} :** Para critérios de projeto, fixa-se G_{PV} em um ponto, mas depois de estabelecido os parâmetros do controlador, analisa-se a resposta do sistema compensado diante de variações de G_{PV} .

2.2 Modelagem do sistema em espaço de estados

Em cascata, o conversor de corrente contínua, que no caso é o *boost*, está conectado entre a saída do painel fotovoltaico, após o capacitor de entrada, e o barramento de corrente contínua, sendo que nesse sistema a tensão de geração normalmente é menor que na carga.

Na literatura, se o barramento de corrente contínua somente absorver potência, como uma carga resistiva, isso gera limitações no rastreamento do ponto de máxima potência [6]. Por isso, o barramento é apresentado com características de fonte de tensão.

Com isso, o conversor possui nas características inerentes ao seu projeto, o propósito de manter a tensão de entrada na referência de máxima potência, modulando o ganho considerando uma tensão fixa na saída. A partir disso, o circuito que representa o sistema é apresentado na Figura 31 ⁽⁴⁾, onde se destaca a região do conversor, na malha central.

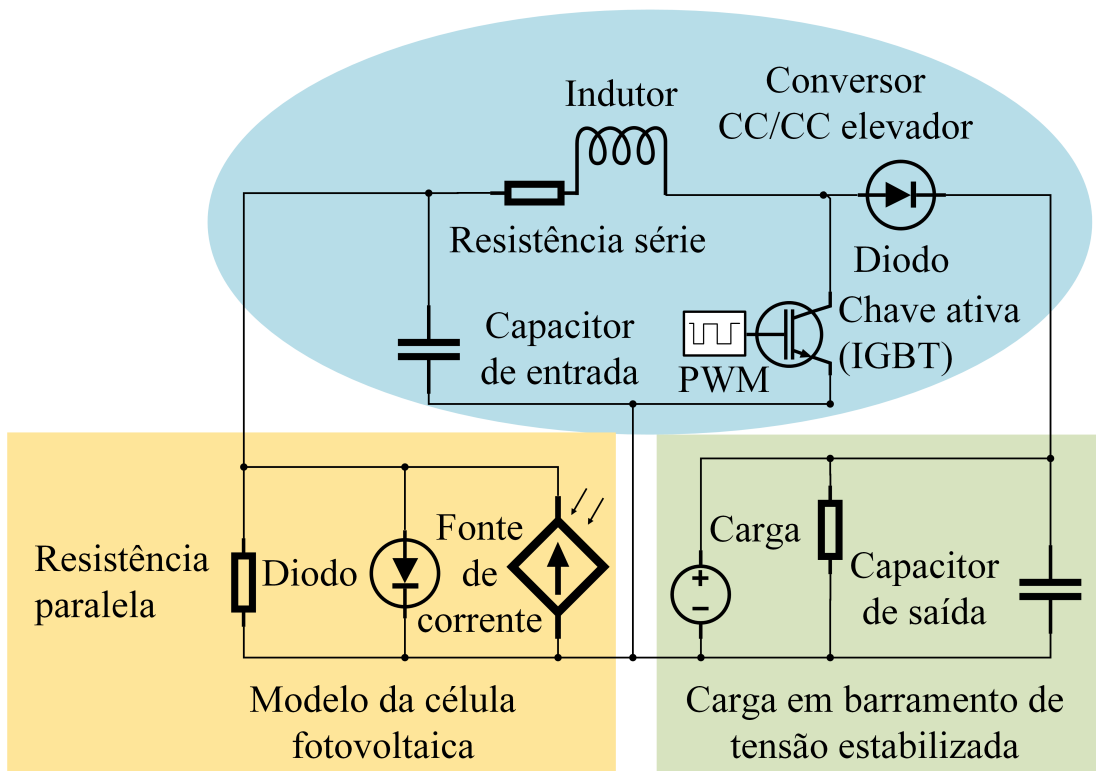


Figura 31 – Modelo do sistema fotovoltaico.

O circuito do conversor *boost*, mostrado na Figura 31, é um sistema não linear devido à curva de indutância e ao ganho estático $\frac{1}{1-D}$ do conversor, por essa razão seu modelo segue do equacionamento via espaço de estados considerando as duas condições da chave ativa, o período em que ela está aberta e aquele em que está fechada.

Como critérios de projeto, estão implícitos na modelagem a corrente do diodo, como a que circula pela condutância G_{PV} . Além disso, foram desconsiderados, para fins

⁴ Figuras 31 a 33 desenvolvidas pelo autor no software Visio®

de simplificação, a dinâmica do capacitor de saída e a carga, já que eles estão embutidos num barramento de tensão estabilizada em que predomina a ação da fonte.

No período de chave fechada, a Figura 32 mostra o circuito equivalente, a partir do qual se extraem as equações de nó apresentadas em (2.4), onde i_m , i_G , i_C e i_{PV} são respectivamente as correntes fotogerada, parasita, sobre o capacitor e a saída do painel, verifica-se também, i_L é a corrente no indutor, v_{PV} e v_O são, respectivamente, a tensão operacional do módulo e a de saída, G_{PV} , $C_{in} = C$, r_S e L são respectivamente os parâmetros condutância intrínseca, capacitância de entrada, resistência série e indutância do circuito do conversor. Além disso, E é a tensão operacional do barramento CC.

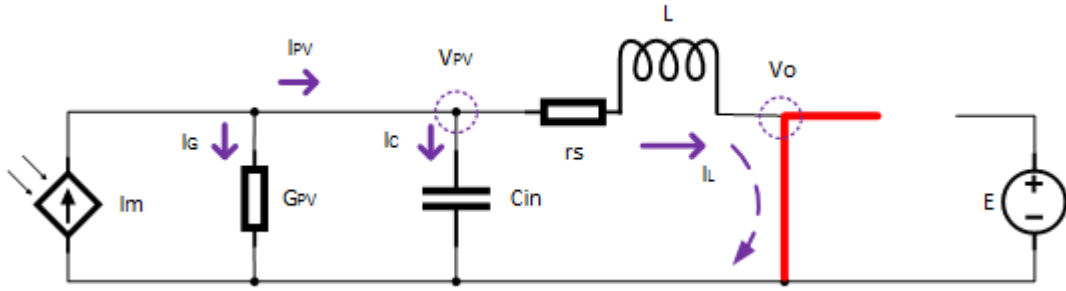


Figura 32 – Topologia de chave fechada do sistema fotovoltaico.

$$\begin{cases} i_m = i_G + i_{PV} \\ i_{PV} = i_C + i_L \\ i_G = G_{PV}v_{PV} \\ v_{PV} = r_S i_L - v_L \end{cases} \quad (2.4)$$

A manipulação de (2.4) conduz às equações que descrevem a dinâmica de chave fechada do sistema, tal resultado é apresentado em (2.5).

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{-r_S}{L}i_L + \frac{1}{L}v_C \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{C}i_L + \frac{-G_{PV}}{C}v_C + \frac{1}{C}i_m \end{cases} \quad (2.5)$$

Em complemento ao estado de chave fechada, mostrado na Figura 32 e destacado nas equações (2.4) e (2.5), a topologia representativa de chave aberta é mostrada na Figura 33, período em que a carga recebe a potência transferida do arranjo fotovoltaico. Matematicamente, a análise de malha do circuito referente à chave aberta é mostrada em (2.6) e difere apenas no que se refere ao acoplamento da fonte no barramento de saída.

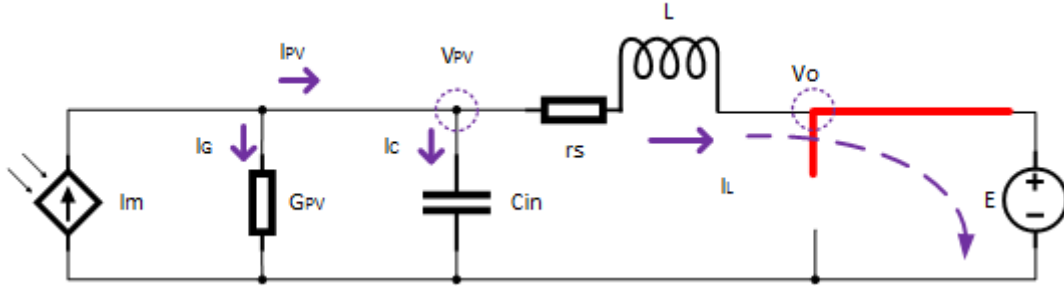


Figura 33 – Topologia de chave aberta do sistema fotovoltaico.

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{-r_S}{L}i_L + \frac{1}{L}v_C - \frac{1}{L}E \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{C}i_L + \frac{-G_{PV}}{C}v_C + \frac{1}{C}i_m \end{cases} \quad (2.6)$$

Alternativamente, o rearranjo das equações (2.5) e (2.6) retornam as respectivas matrizes de estados equivalentes da chave fechada e aberta, conforme o critério apresentado na equação (2.7), em que $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$ e $\bar{D}$ são matrizes constantes, $x(t)$ e $\dot{x}(t)$ são respectivamente o vetor das variáveis de entrada e as suas derivadas em relação ao tempo, $y(t)$ é o sinal de saída e $u(t)$ é a função forçante na entrada [17] [18].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \bar{A}x(t) + \bar{B}u(t) \\ y(t) = \bar{C}x(t) + \bar{D}u(t) \end{cases} \quad (2.7)$$

De (2.7), as equações (2.8) e (2.9) mostram as matrizes de estados na topologia de chave fechada e aberta, respectivamente. Nesse ponto, consolida-se a primeira etapa do processo de modelagem.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_S}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{G_{PV}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ E \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_S}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{G_{PV}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ E \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.3 Linearização do modelo

As representações mostradas nas equações (2.8) e (2.9) são estados de um circuito que se complementam e, em alguma proporção, contribuem para a resposta final. O critério de espaço de estados médios, cuja definição é apresentada na equação (2.10) é uma relação ponderada entre o período de um estado e a resposta desse respectivo estado. No caso, d é a razão cíclica, $\bar{r}$ é a resposta média e $r_{(1)}$ e $r_{(0)}$ são, respectivamente, as respostas dos modelos para os estados de chave fechada e aberta [18].

$$\bar{r} = dr_{(1)} + (1 - d)r_{(0)} \quad (2.10)$$

A aplicação das equações (2.8) e (2.9) conforme o critério visto em (2.10) resulta no modelo apresentado na equação (2.11).

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{-r_S}{L}i_L + \frac{1}{L}v_C + \frac{-(1-d)}{L}E \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{-1}{C}i_L + \frac{-G_{PV}}{C}v_C + \frac{1}{C}i_m \end{cases} \quad (2.11)$$

O critério de espaço de estados médios é uma aproximação da resposta do sistema não linear por um contorno linear. Entretanto, o modo como esse sistema reage a perturbações em suas variáveis de entrada é que define o seu comportamento dinâmico. Nesse ponto, segue o critério apresentado na equação (2.12), que consiste em representar o conjunto de variáveis como a soma de um valor médio a um pequeno sinal de perturbação.

$$\begin{cases} x = \bar{x} + \tilde{x} \\ x = \langle i_L, v_C, E, i_m, d, G_{PV} \rangle \end{cases} \quad (2.12)$$

A equação (2.13) mostra os passos da análise de pequenos sinais, como definido em (2.12). Na etapa (i), ocorre a substituição em (2.11), seguido em (ii) pelo desmembramento dos termos resultantes da multiplicação. Em (iii), considera-se que os termos de valor médio são iguais a zero na análise de equilíbrio estacionário, bem como em (iv) desconsidera-se os termos de perturbação de segunda ordem, ou produto de duas perturbações. Por serem assumidos como sinais pequenos, o seu produto tende a zero.

A partir dessas considerações, em (v) obtém-se o modelo do sistema corrigido para perturbação, que considera também as perturbações na razão cíclica e na condutância intrínseca além do modelo original.

$$\begin{aligned}
i \left\{ \begin{aligned} \frac{d(\bar{i}_L + \tilde{i}_L)}{dt} &= \frac{-r_S}{L}(\bar{i}_L + \tilde{i}_L) + \frac{1}{L}(\bar{v}_C + \tilde{v}_C) + \frac{-(1 - (\bar{d} + \tilde{d}))}{L}(\bar{E} + \tilde{E}) \\ \frac{d(\bar{v}_C + \tilde{v}_C)}{dt} &= \frac{-1}{C}(\bar{i}_L + \tilde{i}_L) + \frac{-(\bar{G}_{PV} + \tilde{G}_{PV})}{C}(\bar{v}_C + \tilde{v}_C) + \frac{1}{C}(\bar{i}_m + \tilde{i}_m) \end{aligned} \right. \\
ii \left\{ \begin{aligned} \frac{d\bar{i}_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L}{dt} &= \frac{-r_S}{L}\bar{i}_L + \frac{-r_S}{L}\tilde{i}_L + \frac{1}{L}\bar{v}_C + \frac{1}{L}\tilde{v}_C + \frac{-(1 - \bar{d})}{L}\bar{E} + \frac{\tilde{d}}{L}\tilde{E} + \\ &+ \frac{-(1 - \tilde{d})}{L}\tilde{E} + \frac{\tilde{d}}{L}\tilde{E} \\ \frac{d\bar{v}_C}{dt} + \frac{d\tilde{v}_C}{dt} &= \frac{-1}{C}\bar{i}_L + \frac{-1}{C}\tilde{i}_L + \frac{-\bar{G}_{PV}}{C}\bar{v}_C + \frac{-\tilde{G}_{PV}}{C}\tilde{v}_C + \frac{-\bar{G}_{PV}}{C}\tilde{v}_C + \frac{-\tilde{G}_{PV}}{C}\bar{v}_C + \\ &+ \frac{1}{C}\bar{i}_m + \frac{1}{C}\tilde{i}_m \end{aligned} \right. \\
iii \left\{ \begin{aligned} \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \frac{-r_S}{L}\bar{i}_L + \frac{1}{L}\bar{v}_C + \frac{-(1 - \bar{d})}{L}\bar{E} = 0 \\ \frac{d\bar{v}_C}{dt} &= \frac{-1}{C}\bar{i}_L + \frac{-\bar{G}_{PV}}{C}\bar{v}_C + \frac{1}{C}\bar{i}_m = 0 \end{aligned} \right. \\
iv \left\{ \begin{aligned} \frac{\tilde{d}}{L}\tilde{E} &\approx 0 \\ \frac{-\tilde{G}_{PV}}{C}\tilde{v}_C &\approx 0 \end{aligned} \right. \\
v \left\{ \begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} &= \frac{-r_S}{L}\tilde{i}_L + \frac{1}{L}\tilde{v}_C + \frac{\bar{E}}{L}\tilde{d} + \frac{-(1 - \bar{d})}{L}\tilde{E} \\ \frac{d\tilde{v}_C}{dt} &= \frac{-1}{C}\tilde{i}_L + \frac{-\bar{G}_{PV}}{C}\tilde{v}_C + \frac{-\bar{v}_C}{C}\tilde{G}_{PV} + \frac{1}{C}\tilde{i}_m \end{aligned} \right. \tag{2.13}
\end{aligned}$$

A equação (2.13) encerra a análise de pequenos sinais e o processo de linearização. No domínio do tempo, o sistema é descrito pelo modelo de estado apresentado em (2.14) na forma matricial.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_S}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{\bar{G}_{PV}}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\bar{d})}{L} & \frac{\bar{E}}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{\bar{v}_C}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_m \\ \tilde{E} \\ \tilde{d} \\ \tilde{G}_{PV} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.14}$$

2.4 Determinação da função de transferência

A linearização do modelo consolida a abordagem de espaço de estados no domínio do tempo. Contudo, o projeto do controlador ocorre no domínio da frequência e é necessário efetuar a conversão via transformada de Laplace, conforme o critério apresentado em (2.15), em que $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$ e $\bar{D}$ são as matrizes de estado com os parâmetros do modelo, I_J é a matriz identidade e $G_S = G(s)$ é a função de transferência resultante.

$$G_S = \bar{C}(sI_J - \bar{A})^{-1}\bar{B} + \bar{D} \tag{2.15}$$

Inicialmente, considera-se que a matriz $\bar{B} = \bar{B}_{\tilde{d}}$ e que apenas a perturbação na razão cíclica é a entrada, desconsiderando-se $\tilde{i}_m$, $\tilde{E}$ e $\tilde{G}_{PV}$. A partir disso, a saída pode envolver a corrente no indutor, a tensão no capacitor ou uma combinação linear das duas. Nesse caso, o objetivo é controlar a tensão $\tilde{v}_{PV} = \tilde{v}_C$. Logo, a matriz $\bar{C} = [0 \ 1]$.

Em (2.16), apresenta-se o cálculo para a obtenção da função de transferência.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} G_{\tilde{i}_L/\tilde{d}} \\ G_{\tilde{v}_C/\tilde{d}} \end{bmatrix} &= \frac{\frac{\bar{E}}{L} \begin{bmatrix} s + \frac{\bar{G}_{PV}}{C} \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix}}{\det(sI_J - \bar{A})} \\
G_{\tilde{v}_C/\tilde{d}} &= \frac{-\frac{\bar{E}}{LC}}{s^2 + \frac{r_S C + \bar{G}_{PV} L}{LC}s + \frac{r_S \bar{G}_{PV} + 1}{LC}}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

A equação (2.16) consolida a modelagem do sistema no domínio da frequência. Na sequência, é necessário conhecer os parâmetros do sistema. A Tabela 3 apresenta as

especificações dos componentes, em seus valores médios estimados. Notadamente, o cálculo da condutância média ocorreu conforme os dados da Tabela 6, no capítulo 3, e de acordo com os procedimentos apresentados anteriormente, na seção 2.1.

Parâmetro	Valor
E	24 V
L	1,28 mH
C	570 μF
r_S	0,5 Ω
G_{PV}	0,125 S

Tabela 3 – Parâmetros do sistema.

Dessa forma, a equação (2.17) encerra a função de transferência média do sistema. A partir desse modelo, segue a sua análise em malha aberta e o projeto do controlador. Com o sinal negativo, evidencia-se que a ação de controle retira a energia do sistema, descarregando o capacitor de entrada.

$$G_{\tilde{v}_C/\tilde{d}} = \frac{-3,289 \cdot 10^7}{s^2 + 609,9s + 1,456 \cdot 10^6} \quad (2.17)$$

2.5 Projeto do controlador

A modelagem do sistema e a obtenção da função de transferência propõem-se a conhecer os modos característicos. Como fração, os termos que zeram o ganho, anulando o numerador, são os zeros do sistema, ao passo que o ganho infinito, teoricamente obtido pelos zeros do denominador, são os polos.

Dentre várias estratégias de controle, foi considerada a Proporcional Integral (PI), cujo modelo canônico é apresentado na equação (2.18).

$$G_{PI} = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (2.18)$$

O controle PI considera a realimentação do erro iterativo (P) e acumulado (I) entre a referência e a saída. Contudo, estes erros são ponderados por constantes ajustadas de acordo com os critérios de desempenho [17]. Após alguns testes de sintonia e verificação da resposta em simulação, convergiu-se para os parâmetros apresentados na Tabela 4.

Parâmetro	Valor
K_P	− 0,005
K_I	− 10

Tabela 4 – Parâmetros do controlador.

A Figura 34 ⁽⁵⁾ mostra um panorama da sintonia do controlador. No primeiro gráfico, verifica-se a trajetória de polos no lugar geométrico das raízes com a variação do ganho de malha aberta $KG(s)H(s)$ do sistema compensado. Ao lado, situa-se a resposta em frequência e o diagrama de Bode para ganho e fase.

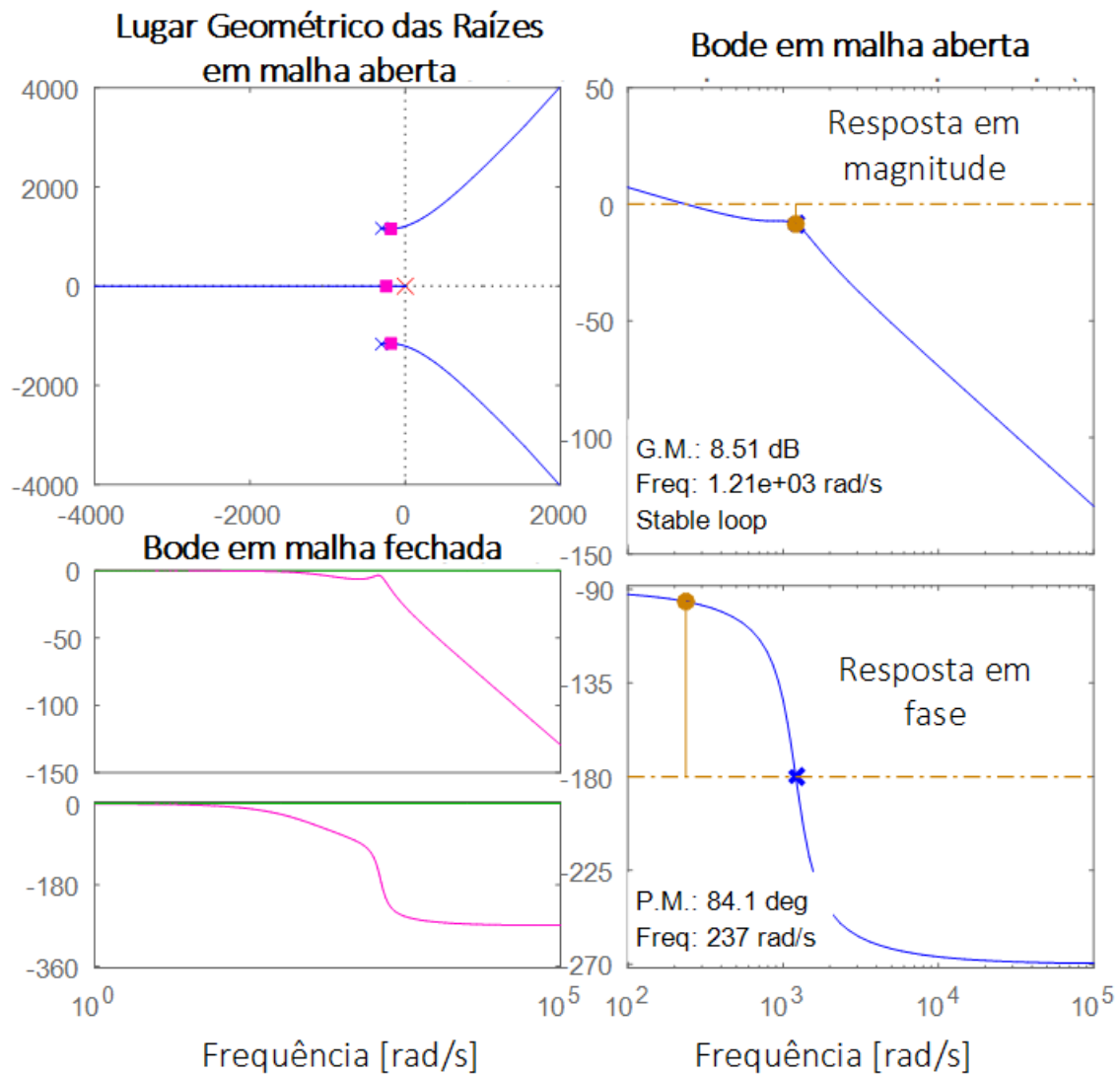


Figura 34 – Análise de sintonia dos parâmetros do PI.

Em relação à margem de ganho (G.M. - *Gain Margin*), observa-se que ela é de 8,51 dB, contada a partir do cruzamento da fase para um patamar inferior a -180° , ao passo que a margem de fase (P.M. - *Phase Margin*) é $84,1^\circ$, a partir do decaimento do ganho abaixo de 0 dB. Nessa análise, verifica-se, pelas margens, quanto a magnitude do ganho do sistema pode variar, ou a fase pode ser atrasada ou adiantada, sem comprometer a estabilidade.

Por definição, os critérios de Bode para estabilidade em malha aberta enunciam

⁵ Figuras 34 a 36 são vistas do software MATLAB® como parte da sintonia do controlador

que, simultaneamente, o sistema deve estar na região negativa do ganho em frequência, e, na fase, acima do patamar de -180° , resultando em valores positivos de G.M. e P.M. [17].

Adicionalmente, pelo lugar geométrico das raízes, verifica-se a proximidade dos polos, característicos da função de transferência, com o eixo $j\omega$ e ao SPD (Semi-Plano Direito), apresentando uma estreita margem de variação do ganho dentro da região de estabilidade - o SPE (Semi-Plano Esquerdo). A partir disso, constata-se que é unânime a relativa sensibilidade do sistema à variação do ganho até a região de instabilidade.

Contudo, o aumento da margem de estabilidade contrasta com o super amortecimento em escala exponencial, condição em que o sistema se torna lento para atingir os patamares da referência, que no caso é o MPP.

No caso de um ajuste dinâmico do MPP, a frequência máxima de alteração do mesmo deve ser bem menor que a resposta ao degrau. Para critérios de projeto, o tempo de transitório foi fixado num máximo de aproximadamente $1/3$ do ciclo de MPPT. Logo, pelo desempenho deste controlador apresentado na Figura 35, define-se que $f_{MPPT} \leq 20Hz$.

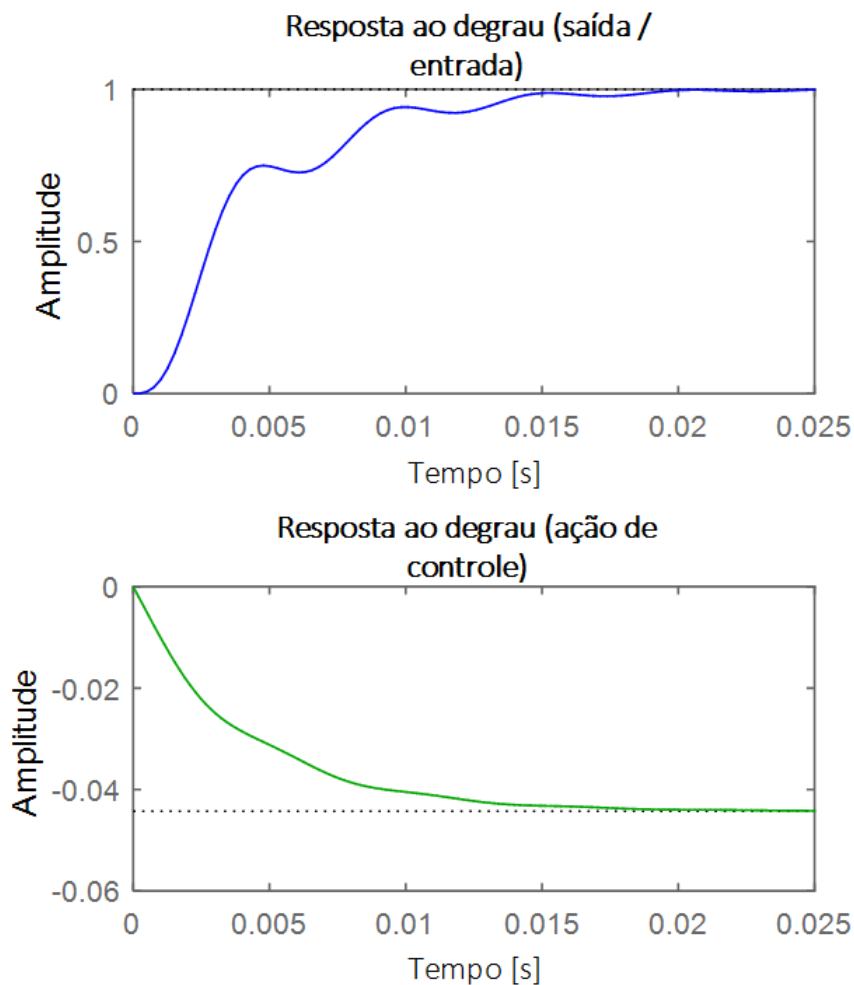


Figura 35 – Resposta do sistema controlado.

Na margem de variação da condutância intrínseca, que é um parâmetro particular dos módulos fotovoltaicos, a resposta é mostrada para diferentes valores. Como consequência, assumindo constantes os demais parâmetros, as respostas e os respectivos polos de malha aberta são mostrados na Figura 36, em que se verifica um desvio maior das especificações de projeto para valores elevados de condutância, quando o módulo drena uma alta corrente e assume uma característica superamortecida.

Adicionalmente, em malha fechada, o sistema controlado apenas se tornou ligeiramente mais lento e com menos oscilação transitória, mas relativamente robusto diante de alterações em G_{PV} .

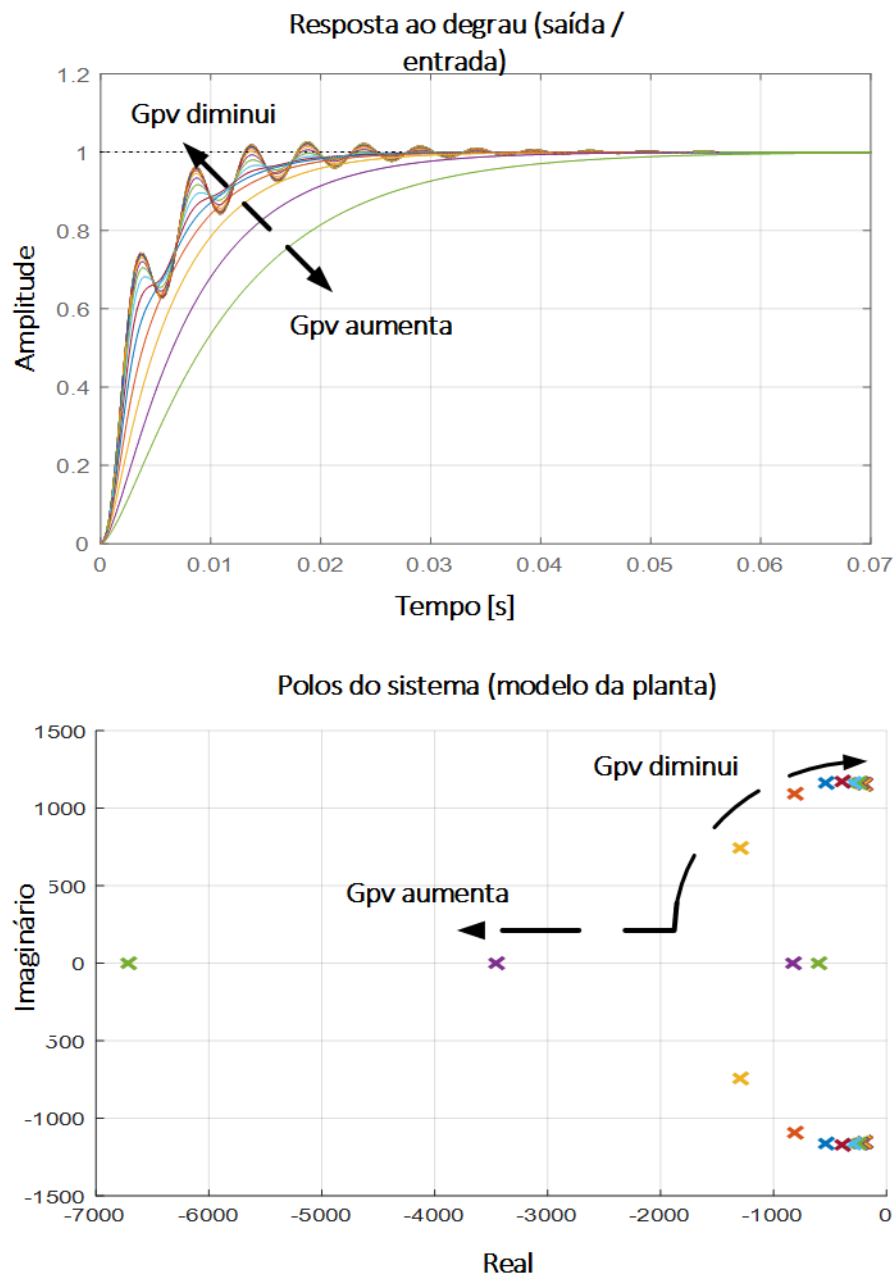


Figura 36 – Resposta ao desvio da condutância G_{PV} .

2.6 Discretização do controlador

O projeto do controlador elaborado no domínio da frequência segundo a estrutura proporcional integral do sinal de erro em s é analógico e a partir do qual podem ser tomadas duas ações. Primeiramente, pode-se dimensionar parâmetros de componentes passivos em modelos com Amplificador Operacional (AO) segundo os ganhos do PI, ou, como apresentado neste trabalho, discretizar a função de transferência e embarcar em uma unidade de controle digital.

Nas propriedades e limitações do controlador discreto, considera-se uma frequência base de amostragem, a maior possível dentro das capacidades de processamento da unidade de controle digital. Além disso, utiliza-se um método para discretização do controlador, que no caso foi o de Tustin [17], cuja definição é apresentada em (2.19), e converte a resposta do domínio s para z .

$$s = 2f_{smp} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.19)$$

A aplicação do critério (2.19) na função analógica do controlador, em (2.18), resulta na equação (2.20).

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{PI}(z) = K_P + 0,5K_I f_{smp}^{-1} \frac{z + 1}{z - 1} \\ G_{PI}(z) = \frac{K_P(z - 1) + 0,5K_I f_{smp}^{-1}(z + 1)}{z - 1} \end{array} \right.$$

$$G_{PI}(z) = \frac{(K_P + 0,5K_I f_{smp}^{-1})z + (-K_P + 0,5K_I f_{smp}^{-1})}{z - 1} \quad (2.20)$$

Sobre a escolha de f_{smp} , se for utilizado um valor muito alto, a resposta teórica aproxima-se da ideal. Contudo, recai-se em problemas práticos no tempo de execução da rotina de controle, que deve ser menor que o de amostragem. Contudo, intervalos longos entre as amostras tornam o sinal subamostrado, o que compromete a eficiência do controle. No sistema, adotando $f_{smp} = 2,5kHz$ para a amostragem do sinal de erro e controle, verifica-se a sua resposta teórica na Figura 37 ⁽⁶⁾ e a proximidade entre as formas discreta e contínua.

⁶ Figura 37 obtida no software MATLAB® como uma visão da sintonia do controlador

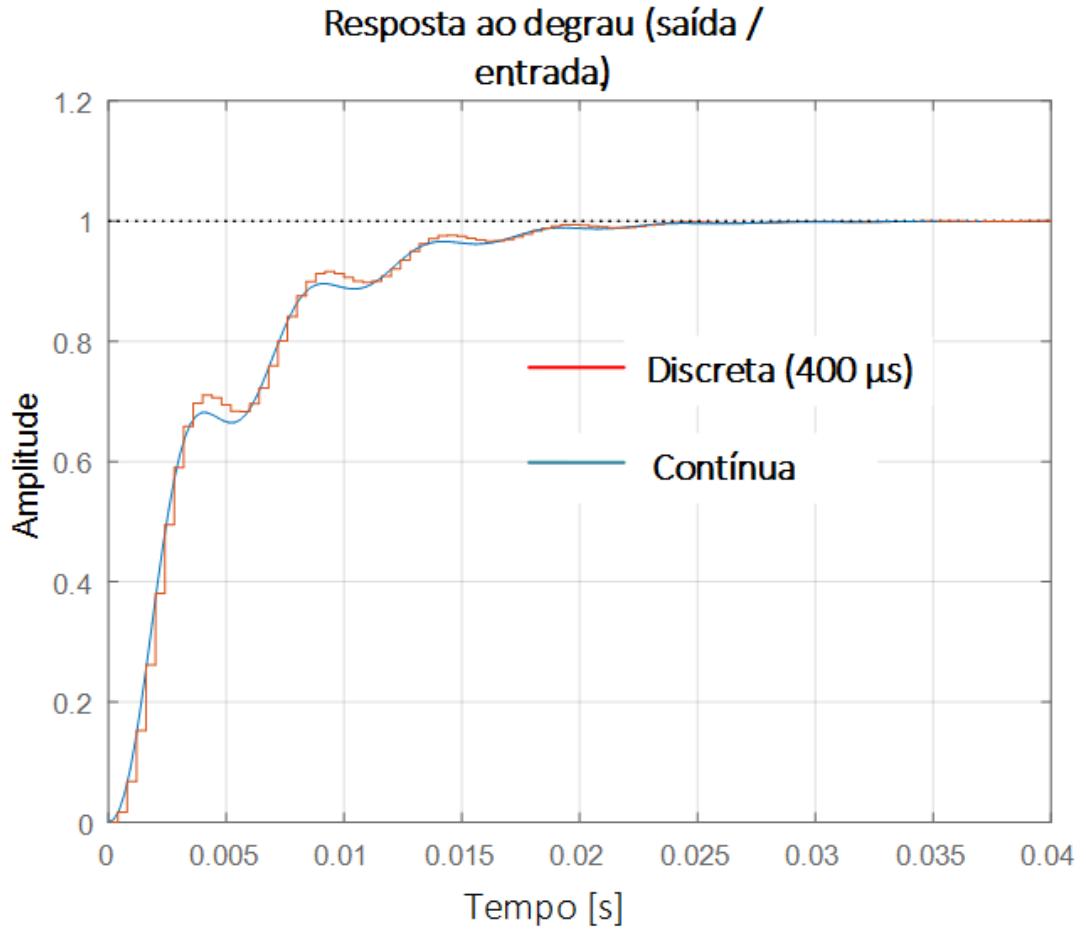


Figura 37 – Resposta do sistema discreto.

A função de transferência discreta do controlador culmina na equação de diferenças, uma expressão recursiva de somas correlatas aos sinais de erro e atuação.

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{PI}(z) = \frac{x}{u} = \frac{(K_P + 0,5K_I f_{samp}^{-1}) + (-K_P + 0,5K_I f_{samp}^{-1})z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\ u(-0,007 + 0,003z^{-1}) = x(1 - z^{-1}) \\ -0,007u[n] + 0,003u[n-1] = x[n] - x[n-1] \end{array} \right.$$

$$x[n] = x[n-1] - 0,007u[n] + 0,003u[n-1] \quad (2.21)$$

Com base nisso, define-se $u[n] = e[n]$ como o vetor de erro entre a referência em degrau e a resposta real (saída), ao passo que $x[n] = d[n]$ é a saída do controlador, identificada pela largura de pulso. A Figura 38 mostra a estrutura geral do controlador, na qual a saída é realimentada pela amostra anterior e somada ao sinal de erro ponderado pelos parâmetros do filtro.

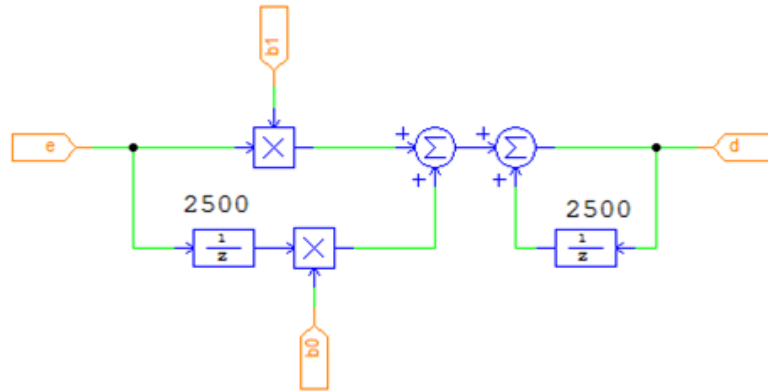


Figura 38 – Estrutura geral do controlador discreto.

Nesse caso, se a resposta do controlador extrapolar a capacidade de atuação, entre 10 e 90 % do período de chaveamento, verifica-se um estado de saturação - que limita a ação de controle. A Figura 39 mostra a relação entre o sinal de atuação oriundo da equação de diferenças e a largura de pulso no disparo da chave ativa.

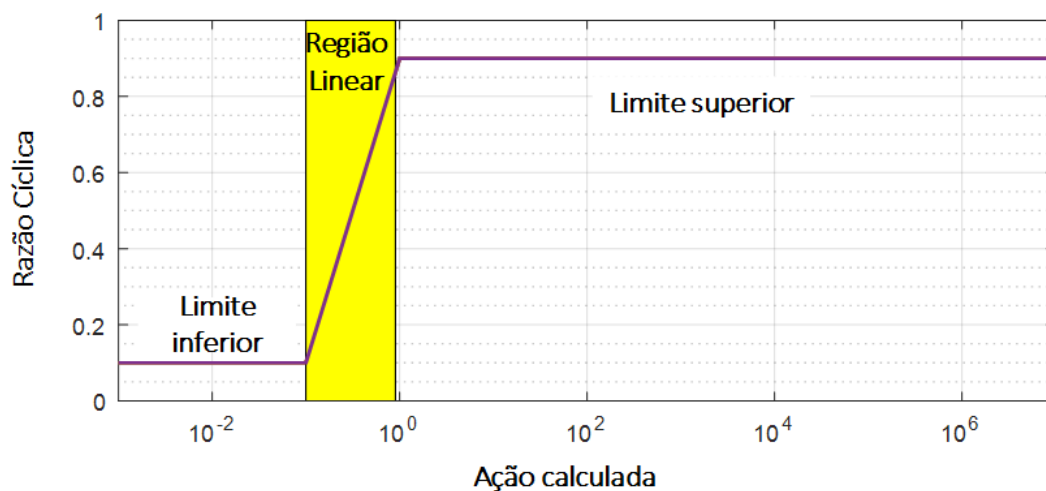


Figura 39 – Curva de atuação do controlador

3 Elementos do Trabalho Experimental

Na visão do projeto experimental, um circuito real possui algumas características que são ressaltadas em relação aos componentes utilizados e suas limitações, bem como estas características físicas afetam o projeto do controle.

Inicialmente, e após a discretização do controlador, utilizou-se uma plataforma computacional, mais especificamente, uma unidade de controle micro (MCU) digital, que é o centro de comando do conversor e do circuito de controle.

Contudo, destaca-se que o circuito de potência caracteriza-se por altas correntes e níveis de tensão além do MCU. Nesse sentido, o controle requer elementos de interface, ou condicionadores de sinais, como os sensores e atuadores.

Os sensores estão inseridos numa unidade de aquisição de sinais, e sua abordagem inclui os procedimentos de calibração, envolvido nas conversões entre escalas analógica, digital e real, da leitura dos sinais. Por outro lado, os circuitos de disparo tratam sucintamente dos denominados *drivers*, que amplificam o sinal de comando aos parâmetros de acionamento do transistor de potência.

Nesse trabalho, fontes auxiliares são requeridas no circuito de controle, para suprir os condicionadores de sinais, e também no circuito de potência, no barramento CC, para alimentar a carga quando a geração fotovoltaica é insuficiente.

Além disso, o módulo fotovoltaico e o resistor de carga compõem os terminais do circuito, e, juntamente à plataforma do conversor de corrente contínua, completam o trabalho experimental.

3.1 Unidade de controle

Em termos de aplicação, o presente trabalho apresenta um controlador digital, da família Arduino[®], apresentado na Figura 40⁽¹⁾ cujas principais especificações são apresentadas na Tabela 5⁽²⁾. As entradas analógicas recebem a leitura dos sinais dos sensores em níveis condicionados de tensão, ao passo que as portas digitais incluem aquelas com saída modulada por largura de pulso - ou PWM (*Pulse Width Modulation*) - que emitem o sinal de comando.

¹ Figura 40 disponível em <<http://www.embarcados.com.br/arduino-leonardo/>> acessado em 03 de fevereiro de 2016.

² Informações disponíveis em <<https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardLeonardo>> acessado em 03 de fevereiro de 2016.

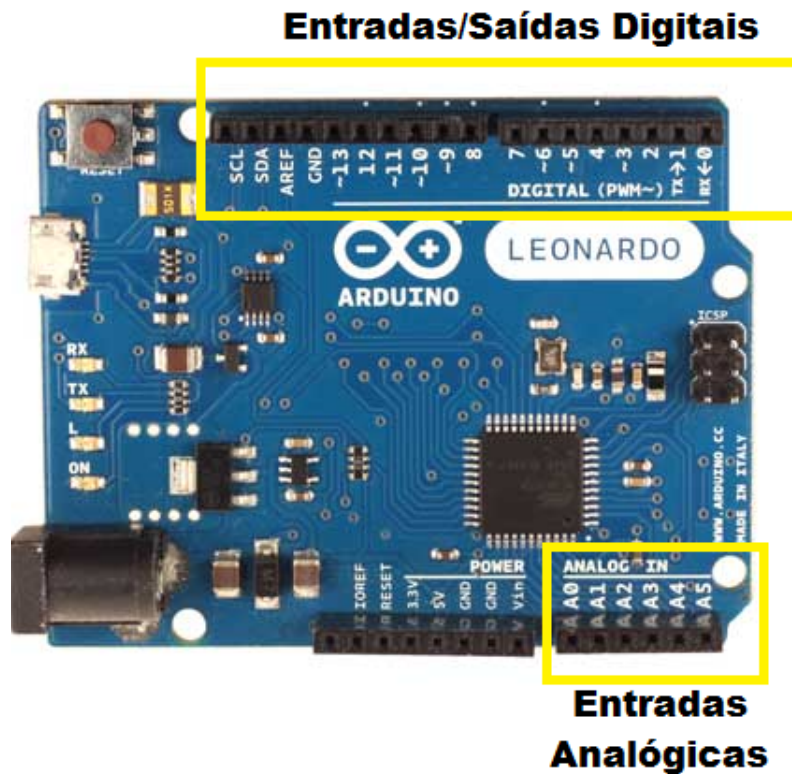


Figura 40 – Arduino Leonardo R3®

Modelo	Leonardo R3
Microcontrolador	ATmega32u4
Tensão de operação	5 V
Tensão de entrada (nominal)	7 - 12 V
Tensão de entrada (limites)	6 - 20 V
Pinos digitais I/O	20
Canais PWM	7
Canais de entrada analógica	12
Corrente CC por pino I/O	40 mA
Corrente CC por pino 3,3 V	50 mA
Frequência de <i>clock</i>	16 MHz

Tabela 5 – Parâmetros de *hardware*.

3.2 Módulo de sensores

Na prática, em que se precisa determinar com relativa precisão tensão e corrente na entrada do conversor, necessita-se de um módulo de sensores, como o apresentado na Figura 41 ⁽³⁾, em que o sinal de corrente é adquirido por meio de um *hall* sensibilizado magneticamente, ao passo que a tensão capta-se em um sensor *shunt* via resistor que

³ Figura 41 reproduzida do manual de uso do módulo desenvolvido pelo NUPEP - UFU e descrições inseridas pelo autor

regula o *range*, ou faixa de medição, e a sensibilidade. Dentre os vários filtros condicionadores de sinais e o elaborado projeto do módulo, discute-se nesse escopo apenas os seus procedimentos de calibração.

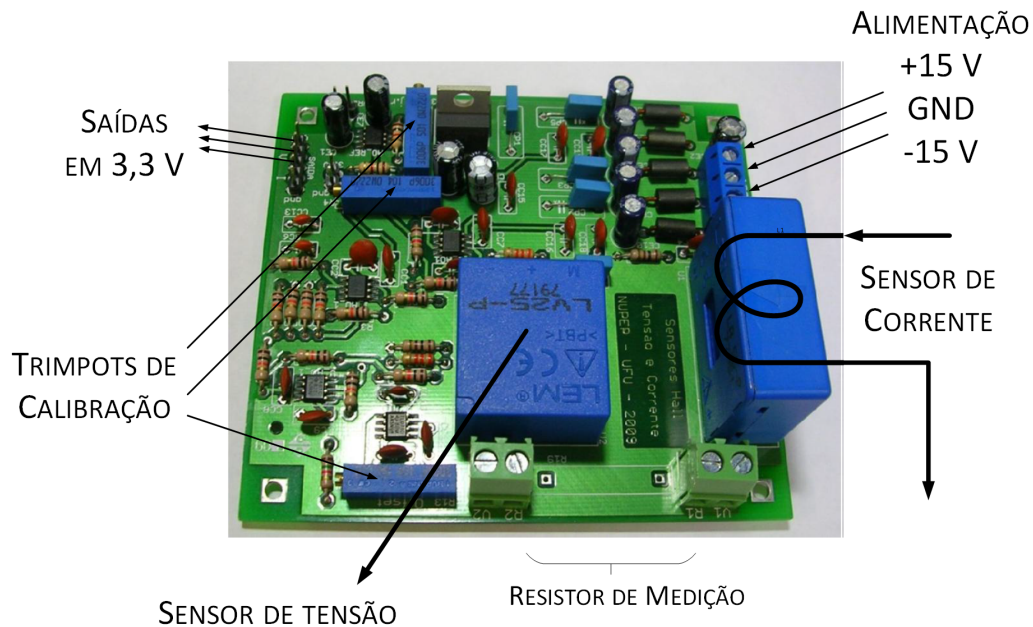


Figura 41 – Módulo de sensores.

Inicialmente, a leitura do módulo era traduzida num sinal analógico de 3,3 V na saída para o controlador. Contudo, a entrada analógica do Arduino[®] opera em 5 V, representando nesse ponto perda de resolução. A Figura 42⁽⁴⁾ resume a conversão Analógico - Digital (A/D), e mostra a região de sensibilidade do controlador e sua resolução da medida de 1024 para cerca de 620 níveis de tensão.

Da sensibilidade, o zero (*offset*) inicialmente situava-se em 310, pois abaixo disso há a região negativa da medição para sinais alternados. Contudo, o sistema em corrente contínua permitiu reduzir o zero em seu valor mínimo, que é 220 na escala binária. Em níveis analógicos, a sensibilidade varia entre cerca de 1 e 3 V. A escala de resolução binária é mostrada na Figura 42.

No caso da corrente, utilizou-se o módulo como sensor de um circuito resistivo em que a corrente era conhecida e verificada em um amperímetro, como mostrado no diagrama da Figura 43⁽⁵⁾. Nesse caso, a entrada analógica mostrava em escala binária, que era confrontado com a amperimétrica e, após alguns testes, convergiu-se para a aproximação de 35 níveis/A, contados a partir do zero em 220. A equação (3.1) mostra o cálculo de resolução e da faixa de medição da corrente.

⁴ Figura 42 desenvolvida pelo autor nos softwares MATLAB[®] e Visio[®]

⁵ Figuras 43, 44 e 54 desenvolvidas pelo autor no software Visio[®]

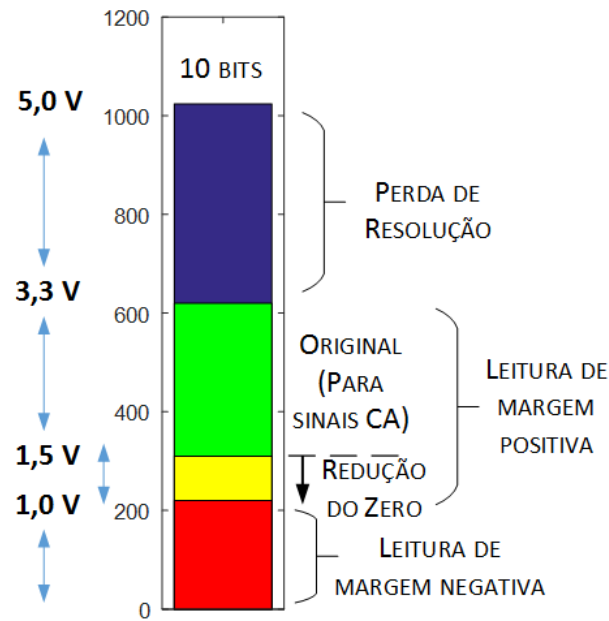


Figura 42 – Escala de conversão A/D.

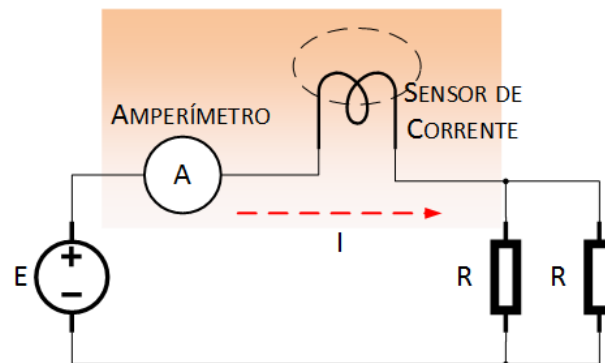


Figura 43 – Diagrama do circuito de calibração de corrente.

$$\left\{ \begin{array}{l} RES = \frac{1}{35} \approx 0,03A \\ I_{(A)} = \frac{I_{(bin)} - 220}{35} \left\{ \begin{array}{l} \frac{0 - 220}{35} \leq I_{(A)} \leq \frac{620 - 220}{35} \\ -6,29 \leq I_{(A)} \leq 11,42 \end{array} \right. \end{array} \right.$$

(3.1)

De forma similar ao que foi feito para a corrente, a calibração da tensão teve como base também um circuito resistivo similar ao apresentado na Figura 43, porém com a aplicação de uma tensão conhecida e verificada por um voltímetro, como apresentado na Figura 44, que levou ao resultado de 1,5 níveis/ V. A equação (3.2) confirma esse resultado.

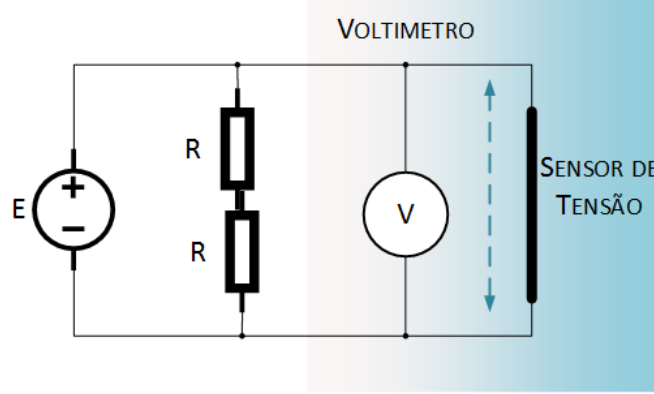


Figura 44 – Diagrama do circuito de calibração de tensão.

$$\left\{ \begin{array}{l} RES = \frac{1}{1,5} \approx 0,67V \\ E_{(V)} = \frac{E_{(bin)} - 220}{1,5} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \frac{0 - 220}{1,5} \leq E_{(V)} \leq \frac{620 - 220}{1,5} \\ -147 \leq E_{(V)} \leq 267 \end{array} \right.$$

(3.2)

A equação (3.2) mostra que a faixa de tensão é relativamente ampla para a aplicação, acarretando baixa sensibilidade, o que se deve em partes ao resistor paralelo (*shunt*) de 10 kΩ. Alternativamente, se esta resistência for reduzida, a faixa de tensão sensibilizada passa a ser menor, com mais níveis/V. Na presente aplicação, o resistor de medição é de alta precisão (não indutivo), do modelo BPC 10 (W) 103 J (10³ Ω), como mostrado na Figura 45 ⁽⁶⁾.

⁶ Figuras 45, 46, 48, 49 e 55 são fotos do experimento captadas pelo autor

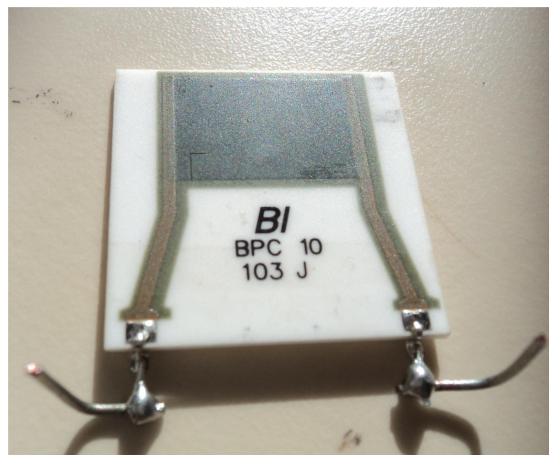


Figura 45 – Resistor de medição.

3.3 Circuito de disparo

Em complemento aos sensores, os atuadores são circuitos que tem na entrada o pulso PWM dos controladores em 5 V e amplificam aos padrões da chave eletrônica, em torno de 40 V pico a pico, isolando eletricamente o circuito de controle da parte de potência por meio de um transformador de pulso. O *driver* usado é o do modelo DRO100S25A, com a fonte do tipo DS320-08A, ambos da família *supplier*[®], como mostrado na Figura 46.

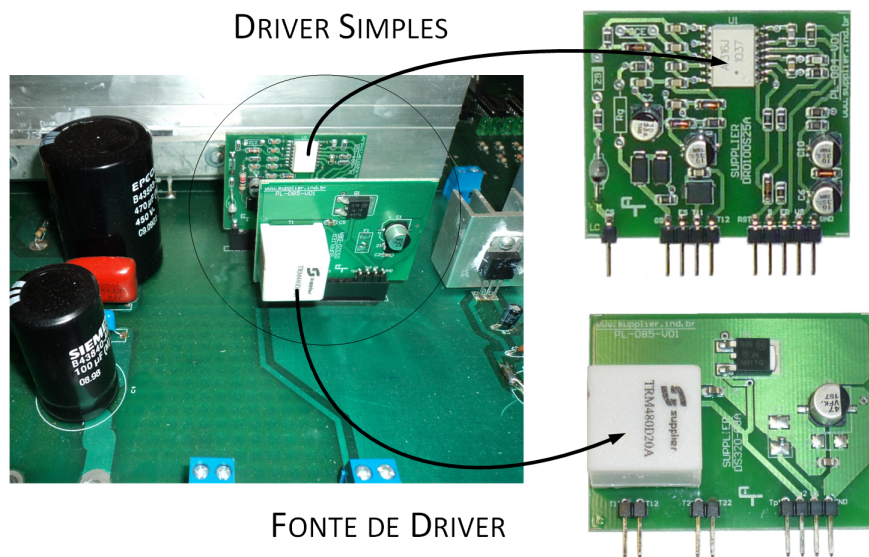


Figura 46 – Condicionador do sinal de atuação.

Na placa, tanto os sensores, como o *driver* e periféricos gerais necessitam de um suprimento de tensão em faixas de +15 / -15 V, estes são alimentados por uma fonte linear cujo projeto é apresentado na Figura 47 ⁽⁷⁾.

⁷ Figura 47 desenvolvida pelo autor nos softwares Proteus / ARES[®] e Visio[®]

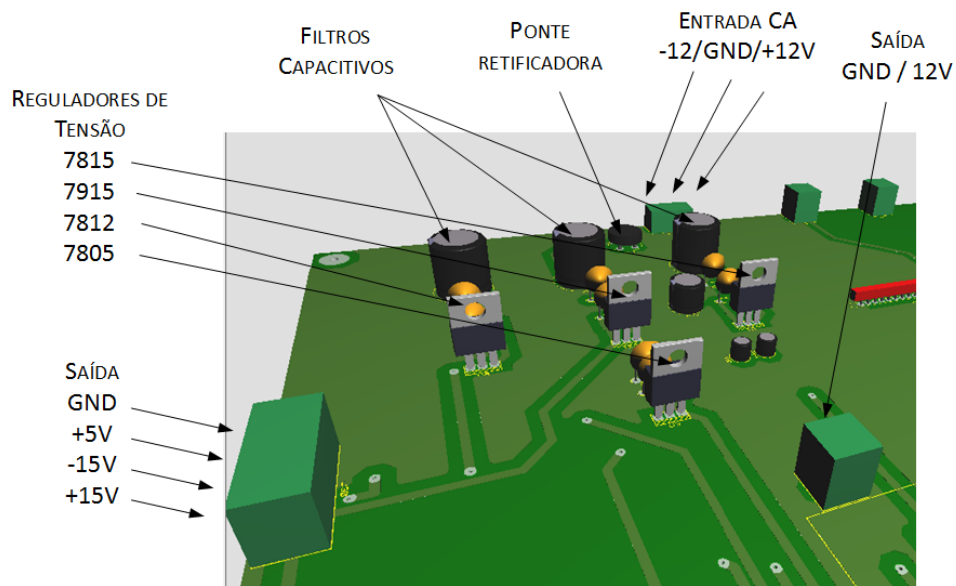


Figura 47 – Projeto da fonte auxiliar.

3.4 Periféricos do circuito de potência

No circuito de potência, destaca-se inicialmente os componentes externos ao conversor, como a fonte CC no barramento de saída, o módulo fotovoltaico e a carga. A respeito da fonte CC, utilizou-se uma de 24 V / 10 A, chaveada, mostrada na Figura 48. Nesse caso, a fonte atua suprimindo a carga quando o módulo fotovoltaico não consegue fornecer a potência nominal.

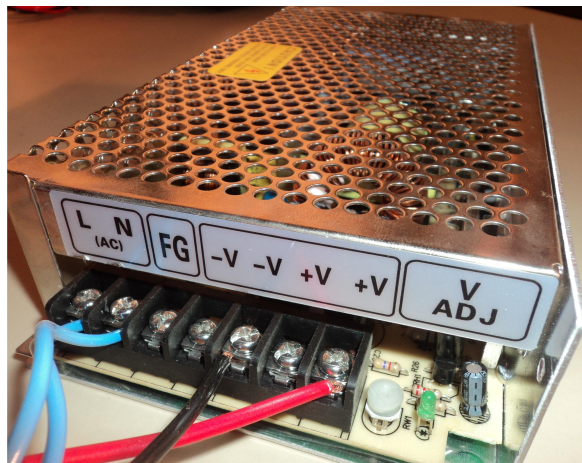


Figura 48 – Fonte do barramento CC.

Sobre o módulo fotovoltaico, utilizou-se o modelo KC50T Kyocera[®], de 54 W_P apresentado na Figura 49, juntamente com as especificações apresentadas na Tabela 6 ⁽⁸⁾.

⁸ Informações da Tabela 6 disponíveis em <<http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5166.pdf>> acessado em 03 de fevereiro de 2016.

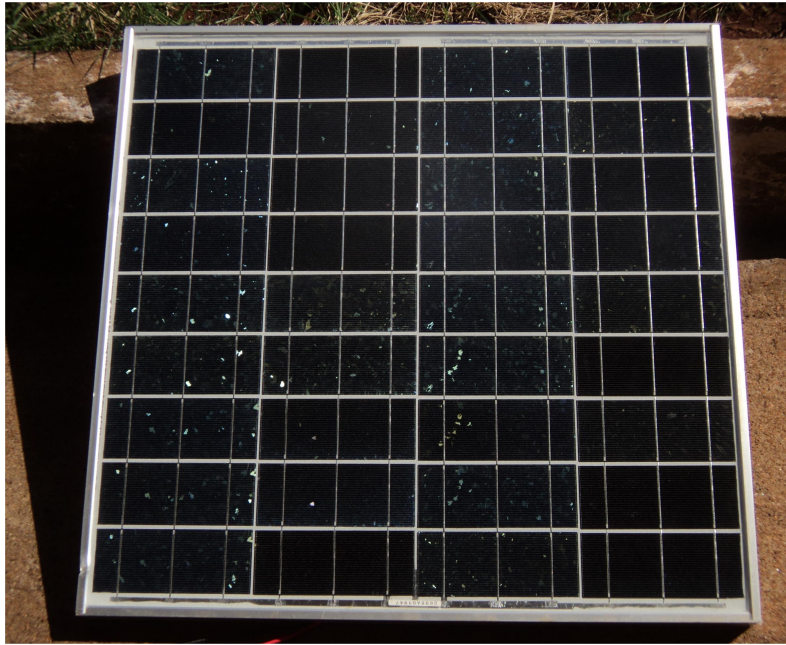


Figura 49 – Módulo KC50T Kyocera®.

Parâmetro	Valor STC
P_{max}	54 W (+10% / - 5%)
V_{MPP}	17,4 V
I_{MPP}	3,11 A
V_{OC}	21,7 V
I_{SC}	3,31 A
$N_{celulas}$	36 / modulo

Tabela 6 – Especificações do módulo KC50T.

Na função de drenar a potência, como carga utilizou-se uma associação mista de resistores de potência 20 W / 6,8 Ω num arranjo série paralelo 4 x 2, resultando numa carga equivalente de 160 W / 13,6 Ω . Contudo, essa característica é sob a tensão máxima de 48 V. No barramento de 24 V, a carga possui a potência nominal de 40 W, que se equipara aos 50 W_P do módulo fotovoltaico. A Figura 50 mostra o resistor utilizado.



Figura 50 – Resistor de carga.

3.5 Considerações na concepção do indutor

Sobre o indutor, utilizou-se um modelo previamente concebido, mas segue uma breve descrição para a construção do indutor conforme descrito na literatura, quando for conveniência do projeto. Nesse caso, em função de limitações práticas acerca dos componentes, optou-se por fixar a indutância e ajustar a frequência de chaveamento, conforme a equação do *ripple* de corrente apresentada em (3.3), em que ΔI_L é o *ripple* de corrente, V_I é a tensão da fonte, D é a razão cíclica operacional, f_{sw} é a frequência de chaveamento e L é a indutância. Para o modo de condução contínua (CCM), deve ser válido que $\frac{\Delta I_L}{I_{L(MAX)}} < 1$.

$$\Delta I_L = \frac{V_I D}{f_{sw} L} \quad (3.3)$$

Em linhas gerais, um indutor real possui agregado à sua estrutura variáveis limitadoras de seu desempenho como a resistência do fio, a capacitância parasita, uma densidade de campo magnético (B) saturável, bem como correntes de dispersão e magnetização.

Do ponto de vista da saturação, o ideal seria um núcleo de ar, entretanto isso requer alto número de espiras, por vezes com um fio fino, o que acarretaria acentuado efeito dos elementos parasitas [19].

Em contrapartida, os materiais ferromagnéticos possibilitam uma redução do número de espiras, e menor fluxo disperso, mas deve ser observada sua utilização em conversores que operam em altas frequências, já que o ciclo de histerese é um fator de influência nas perdas. A Figura 51 mostra uma curva típica de magnetização do ferrite, material mais propício a núcleo de indutores em conversores de corrente contínua e fontes chaveadas [19].

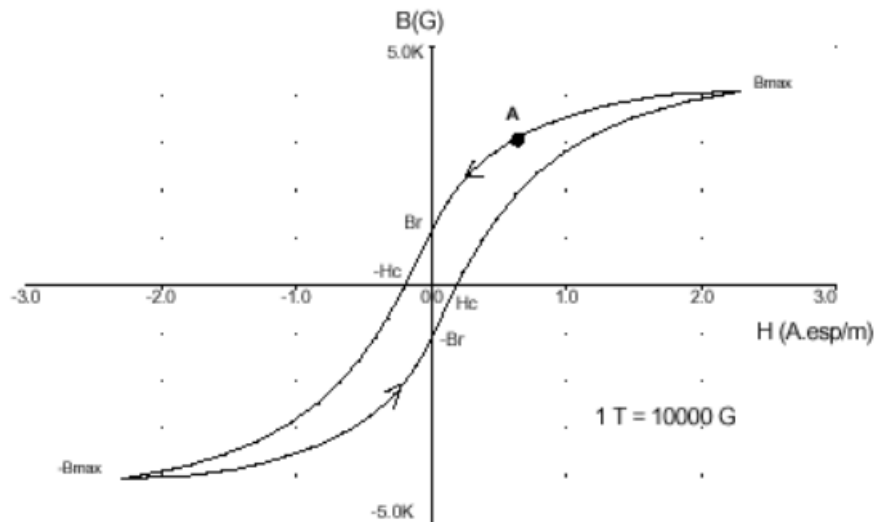


Figura 51 – Curva de histerese do ferrite [19].

A respeito do ferro laminado, trata-se de um material preferível em baixas frequências por possuir um laço de histerese com maior área interna. Sobre o núcleo, utilizou-se um do tipo EE , que possuem valores mais elevados de B_{MAX} , trabalham com potências mais elevadas, mas possuem maior fluxo disperso. A Figura 52 mostra um diagrama do núcleo como o utilizado [19].

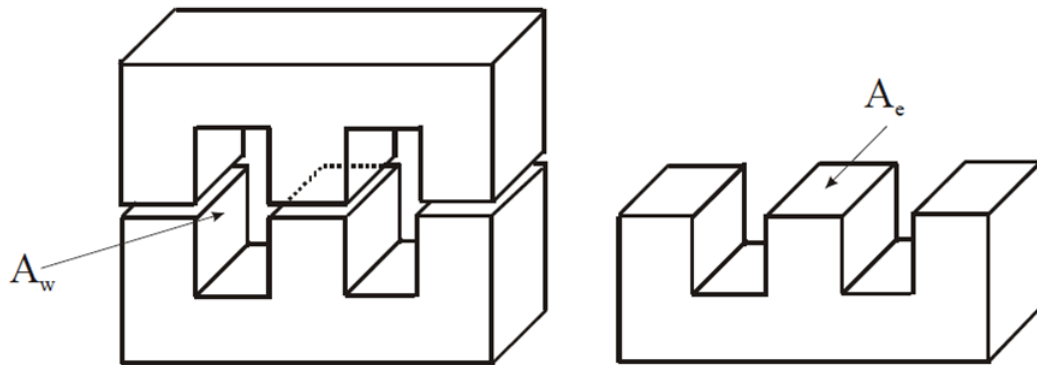


Figura 52 – Estrutura do núcleo tipo EE.

Na curva de histerese, a medida em que a intensidade de campo magnético (H) aumenta numa taxa desproporcional ao aumento da densidade de campo (B) caracteriza a parte não linear, que deve ser a maior possível e estar além da corrente operacional. Alternativamente, pode ser incluído um espaçamento milimétrico entre as metades do núcleo, ou entreferro, que lineariza o parâmetro indutância (L), porém às custas de reduzir o seu valor. A Figura 53 mostra um ciclo de histerese do ferrite com entreferro [19].

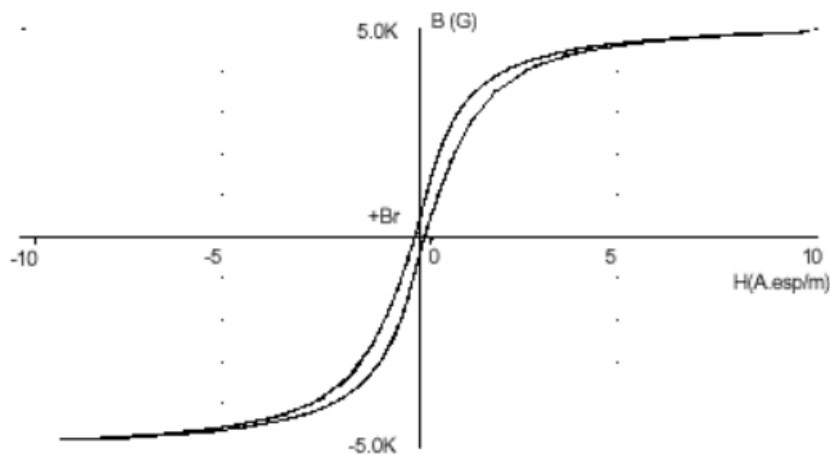


Figura 53 – Curva de histerese do ferrite com entreferro.

Na seção transversal (bitola) do fio que compõe o núcleo deve-se considerar a corrente operacional eficaz e o material, conforme descrito em [19].

3.6 Estrutura geral do conversor

No centro do experimento, o conversor possui como chave eletrônica um IGBT IRG4PC50UDPbF e um diodo ultrarrápido do modelo 30EPH06PbF e os capacitores são diversos. A frequência de chaveamento é $f_{sw} = 25kHz$, selecionada numa faixa espectral dentro das capacidades do MCU, suficientemente alta para uma oscilação menor, conforme (3.3) e acima da banda audível, entre 2 e 20 kHz .

A respeito da comunicação serial, a sua função trata de coleta os dados do microcontrolador e armazena no PC via porta USB. Nesse aspecto, altas taxas de requisição da serial podem comprometer outras funções do controle. Nesse caso, ensaios mostraram que amostragens em 250 Hz ou acima já tem efeito direto sobre os ciclos de controle. Além disso, tal comunicação também permite a reposição de códigos e o recarregamento, sobretudo quando a rotina embarcada entra numa condição inoperante, seja por falha no código ou saturação do controle.

A Figura 54 mostra uma visão esquemática do projeto, com ênfase nas conexões e relação do controlador com o circuito de potência, ao passo que a Figura 55 mostra uma visão do conversor na bancada e resume os principais componentes.

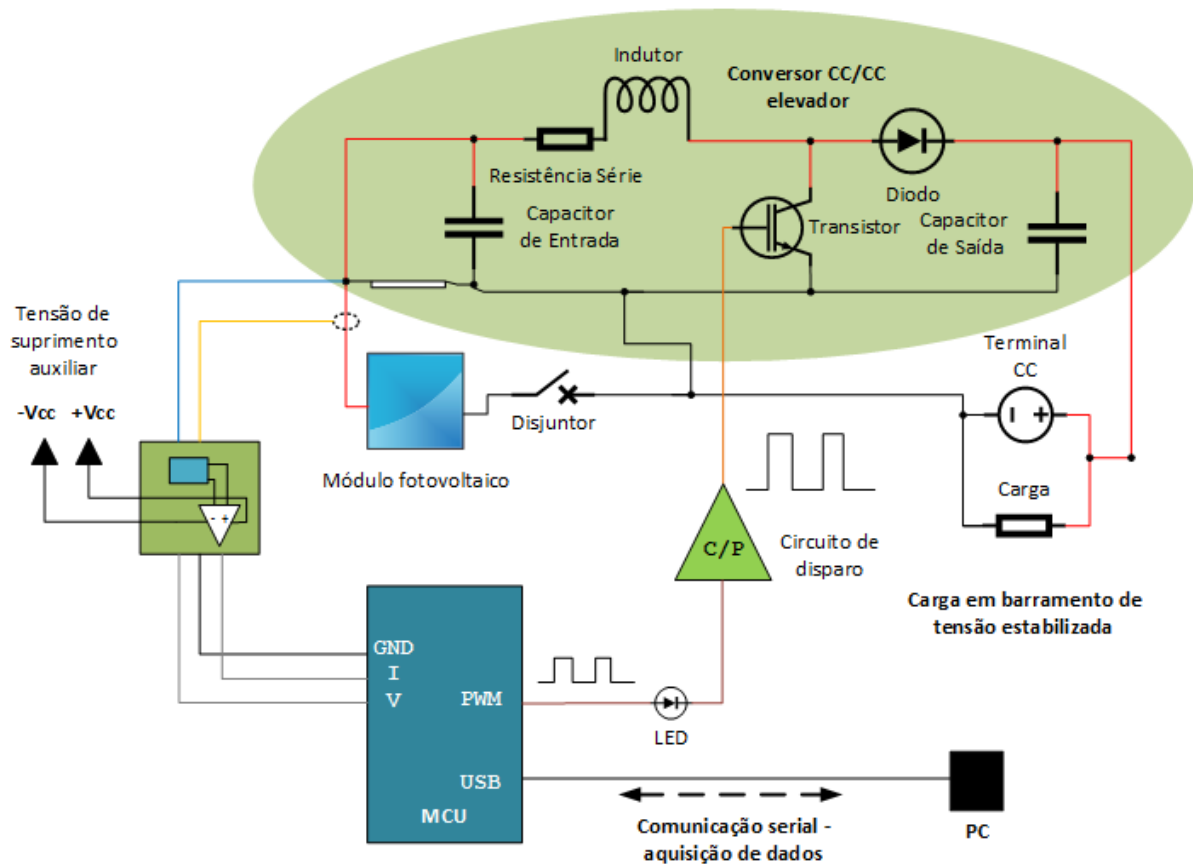


Figura 54 – Diagrama esquemático do conversor.

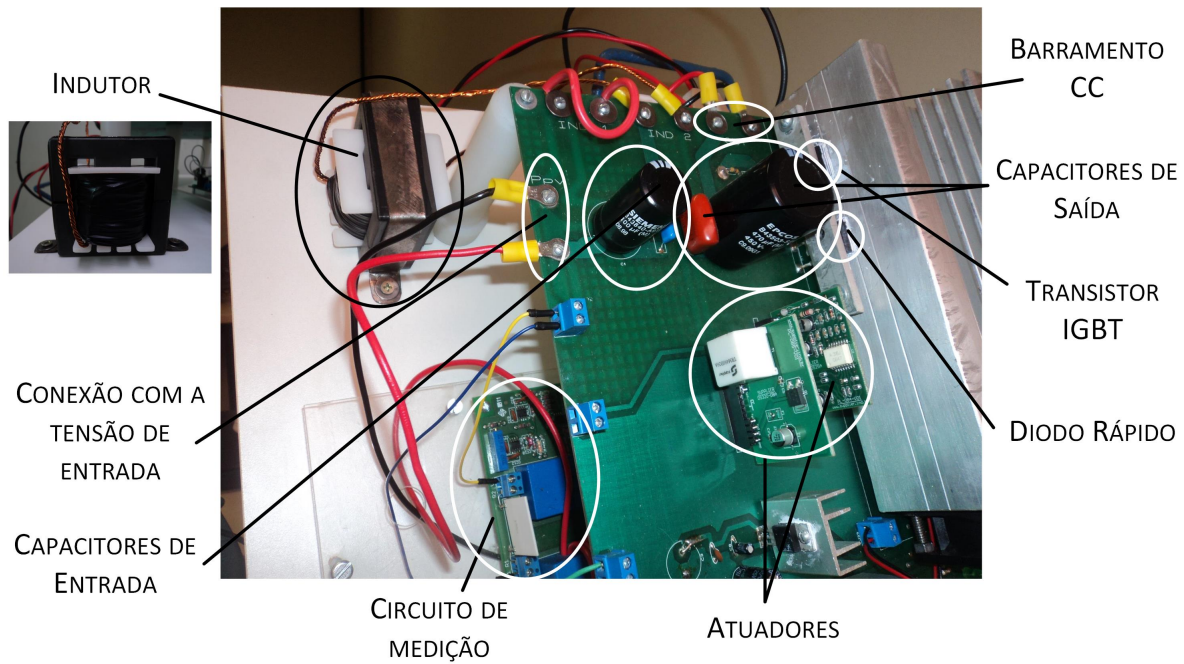


Figura 55 – Plataforma experimental.

Após a discretização do controlador, obtenção da equação de diferenças e seus parâmetros que tem como propósito controlar a tensão no capacitor de entrada, que é a mesma operacional do módulo, segue o enlace externo que rege o ajuste da tensão de referência, que está nos contornos da máxima potência.

4 Análise das Técnicas de MPPT

Sobre as técnicas de MPPT, são apresentadas o P&O, inicialmente no modo de tensão, com ação e controle sobre a tensão de entrada, em malha fechada. Posteriormente, é apresentado o P&O no modo da razão cíclica, com ação direta sobre a mesma, em malha aberta.

Os algoritmos de P&O em questão são de passo fixo, e comparados com o C.Inc., de passo variável, apresentado na sequência. Nesse caso, o passo é regulado pela função da derivada de potência em relação à tensão. Entretanto, há uma série de problemas de contorno que limitam a ação do C.Inc. e desconstroem, de certa forma, a proposta do método. Entre essas limitações, os excessos na modulação do passo, o ajuste de uma referência de tensão não factível e a acomodação numa região fora do MPP não favorecem a sua operação.

A respeito das técnicas de MPPT apresentadas, é mostrado o diagrama de simulação, e os respectivos resultados, incluindo aqueles obtidos experimentalmente. Ao final, mostra-se os resultados de potência, considerando o emprego de um algoritmo distinto a cada teste e o registro de potência, tensão e corrente, observados em intervalos de aproximadamente 5 horas, entre 11 : 00 e 16 : 00.

Além disso, o código implementado na prática, para cada método apresentado, e embarcado na plataforma do MCU, segue no Anexo A. Sobre o circuito simulado, a Figura 56 ⁽¹⁾ mostra o perfil de irradiância e temperatura, com os tempos dos degraus, que modelam variações bruscas nas condições que levam ao MPP. O circuito de potência simulado é comum e mostrado na Figura 57. A respeito da frequência de execução da rotina de MPPT, ela é $2Hz$, ou 1 em cada 1250 chamadas do controle interno da tensão.

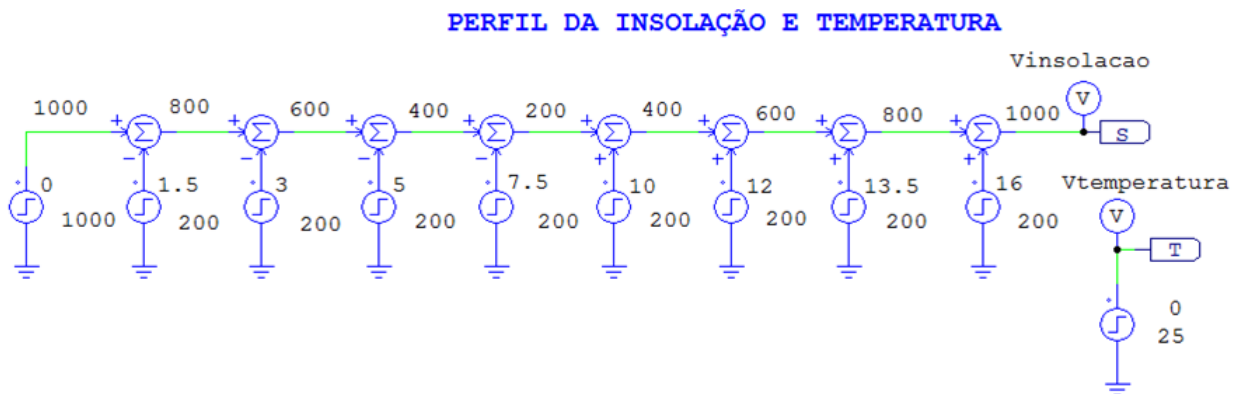


Figura 56 – Degraus de irradiância e temperatura.

¹ Figuras 56 a 58 desenvolvidas originalmente pelo autor no software PSIM®

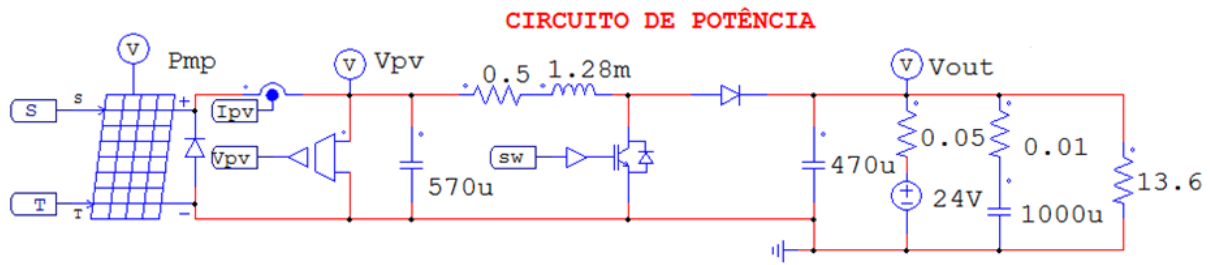


Figura 57 – Diagrama do circuito de potência.

4.1 P&O no modo de tensão

Inicialmente, apresenta-se o P&O que age modificando a tensão de referência na entrada. A rotina de MPPT necessariamente precisa ser lenta para permitir a atuação do controle PI. Inicialmente, declara-se um vetor de amostras que se atualizam iterativamente. Nesse caso, é necessário registrar a potência anterior como a atual, e depois modificar o valor da atual como o produto das leituras de tensão e corrente.

A partir de dois estados de potência, verifica-se comparativamente se a amostra atual levou a um aumento, diminuição ou se está igual o anterior. A partir disso, toma-se a ação de registrar a tensão de referência atual como a passada e perturbá-la em sentido direto (aumentando) ou revertendo (diminuindo), conforme a variação de potência.

Dessa forma, ao atualizar a referência de tensão com base nas variações de potência, o controlador retoma o controle da tensão sobre o módulo por meio da equação de diferenças apresentada em (2.21). A Figura 58 mostra o diagrama de controle do P&O no modo de tensão.

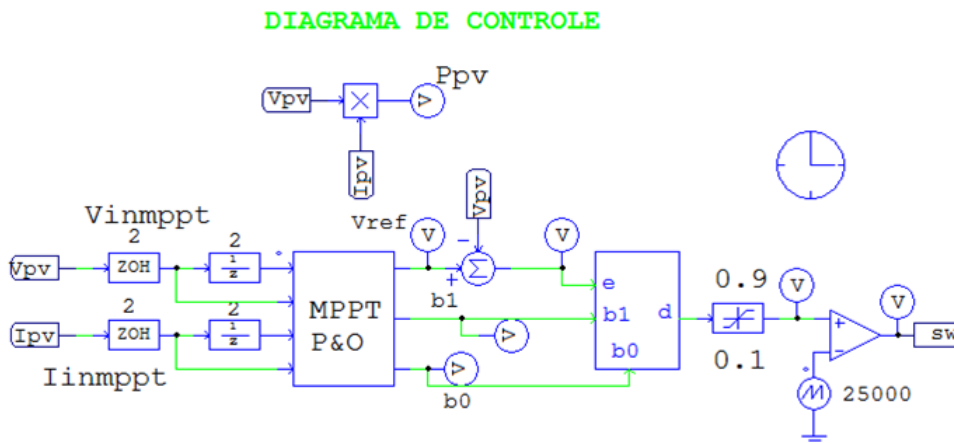


Figura 58 – Diagrama de controle do P&O no modo de tensão.

No caso desse P&O, foram adotados dois tamanhos de passos de dV , um em cada teste. No primeiro, utilizou-se $dV = 0,8V$, e, posteriormente, $dV = 1,8V$.

Com base nisso, o primeiro resultado trata de uma análise a um incremento de tensão dV igual a $0,8\text{ V}$. A Figura 59 mostra esse resultado obtido em simulação no software PSIM[®].

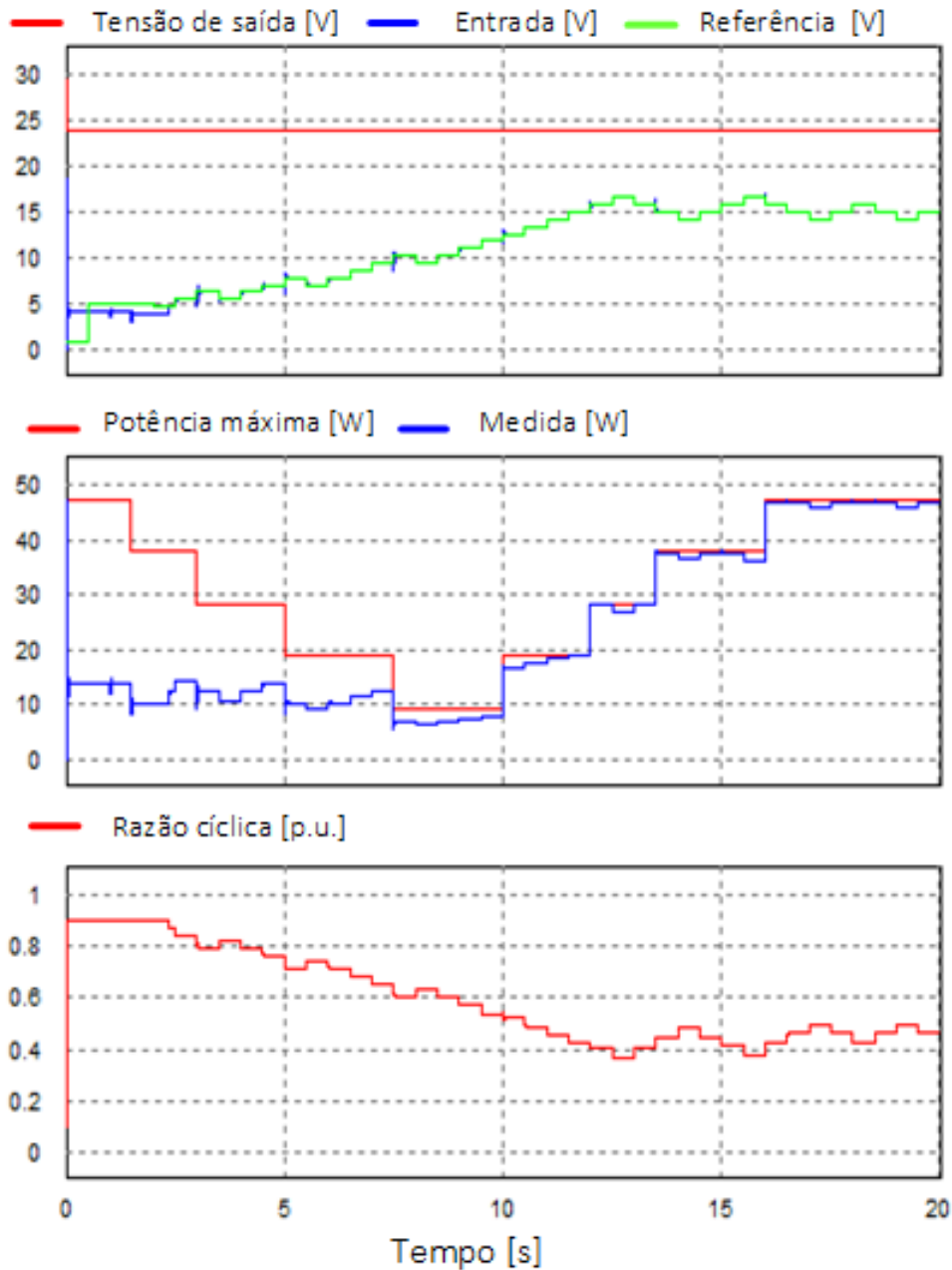


Figura 59 – Simulação a $dV = 0,8\text{ V}$.

Apesar do transitório lento, em torno de 10 s , verifica-se que a tensão de entrada atracou com a referência, enquanto a potência obtida atinge a máxima disponível, atestando a localização do MPP em teoria.

Na prática, a Figura 60 mostra os resultados do controle da tensão de entrada, com o sinal medido, a referência de tensão e o respectivo erro, que nesse caso também

ocorre em função da resolução característica da conversão A/D e a consequente imprecisão na medição da tensão.

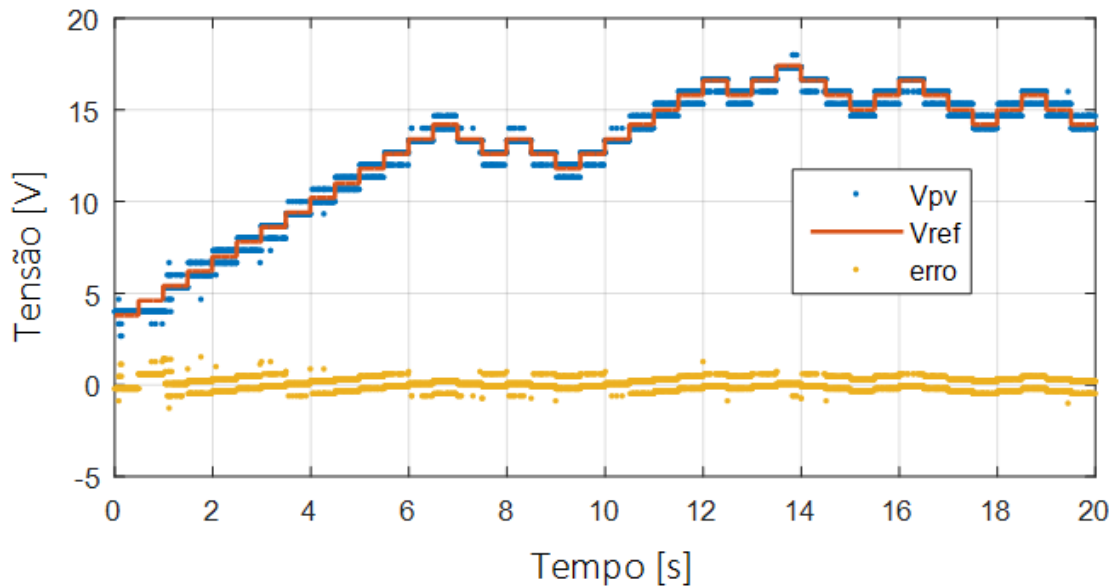


Figura 60 – Ensaio a $dV=0,8$ V.

De forma complementar, a Figura 61 mostra a leitura do osciloscópio referente à tensão de entrada nas condições apresentadas, destacando o transitório lento até o MPP.



Figura 61 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $dV = 0,8$ V ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).

Em um segundo teste, considerou-se o passo da tensão $dV = 1,8 \text{ V}$. Primeiramente, o resultado de simulação é mostrado na Figura 62, em que se verifica uma lacuna maior na potência explorada em relação ao apresentado na Figura 59. Nessa análise, as quedas acentuadas de potência devem-se à proximidade entre o MPP e o ponto de potência nula na tensão de circuito aberto, considerando que na margem estreita à direita do MPP há uma alteração brusca da potência para pequenas variações da tensão, como mostrado nas curvas de potência típicas do módulo fotovoltaico.

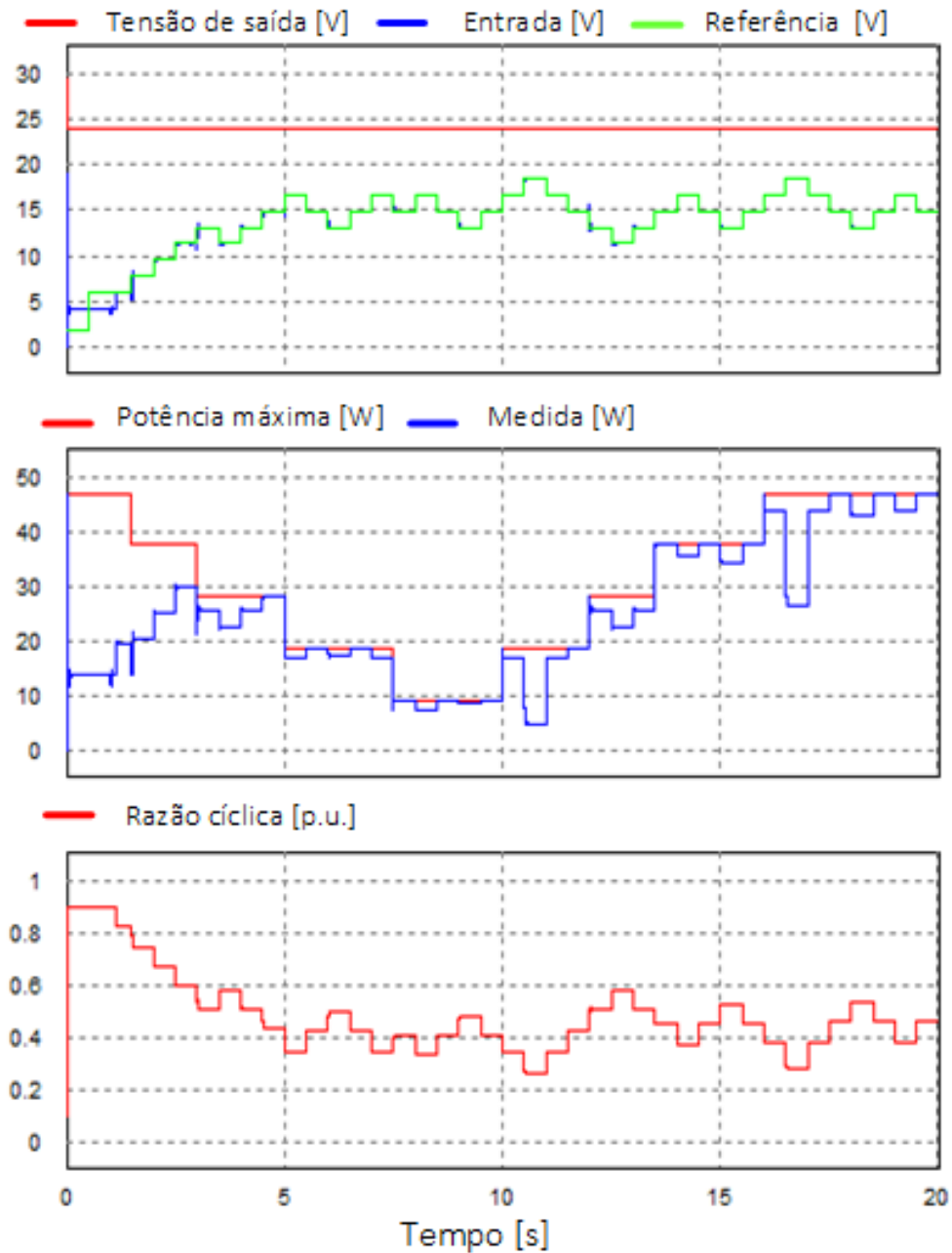


Figura 62 – Simulação a $dV = 1,8 \text{ V}$.

No trabalho experimental, a Figura 63 mostra os resultados do controle de tensão e da razão cíclica com $dV = 1,8 \text{ V}$, com os sinais de entrada, referência e erro. Nesse ponto, destaca-se a redução do tempo transitório de aproximadamente 7 para 3 s, enquanto a oscilação em regime permanente aumentou de 1,6 para 3,6 V, comparativamente ao passo menor de 0,8 V.

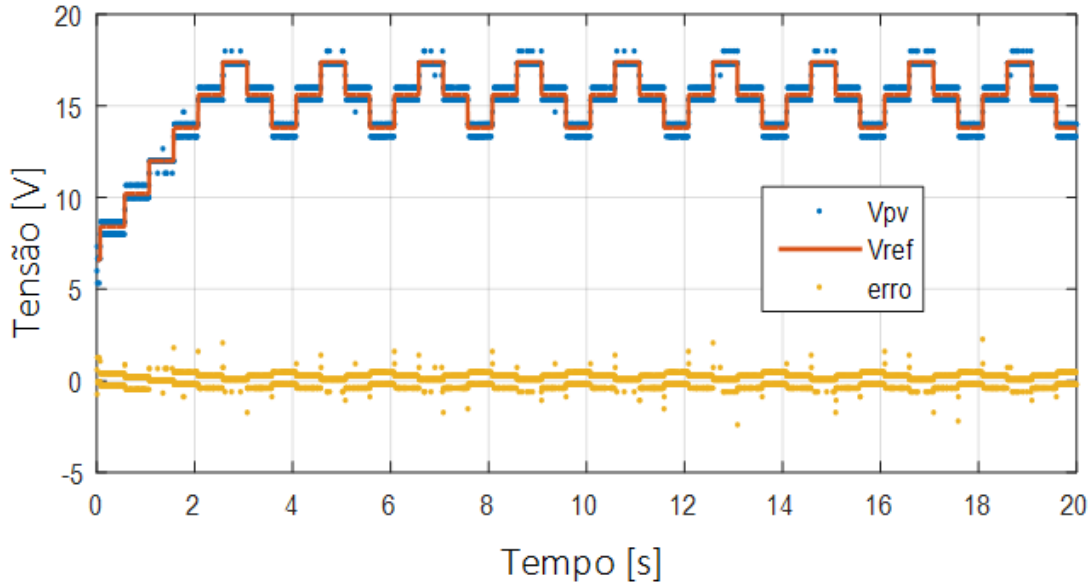


Figura 63 – Ensaio a $dV=1,8 \text{ V}$.

Além disso, o resultado do osciloscópio para a tensão de entrada é mostrado na Figura 64, destacando-se o transitório mais rápido e a maior oscilação em regime permanente na referência do MPP.

Dessa forma, pontua-se algumas particularidades da operação do P&O em malha fechada. Primeiramente, é observado um ruído intrínseco, devido à dinâmica do controlador, e a característica do passo fixo implica uma oscilação constante, o que contribui também para tornar o método relativamente robusto, porém saturável.

No caso da saturação, isso significa que a ação de controle imposta afim de atingir a tensão de referência pode se perder e o MPPT deixar de operar. Sobre as causas de falhas, as principais são o sombreamento parcial, que implica tensões muito baixas como referência, e passos desmedidos. Em geral, recomenda-se para um sistema de 24 a 30 V, valores entre 1 e 2 V para dV , mas outros casos devem observar um valor menor que a metade da diferença entre o MPP típico e a tensão de circuito aberto no STC.

Além disso, o algoritmo de MPPT e o controle PI devem partir com o sistema conectado e uma tensão maior que 25% da saída do barramento CC. No caso de 24 V, a partida mínima deve ocorrer a 6 V, tomando como caso mais próximo do MPP, preferencialmente deve começar da metade da tensão de saída (12 V) - com o *boost*.

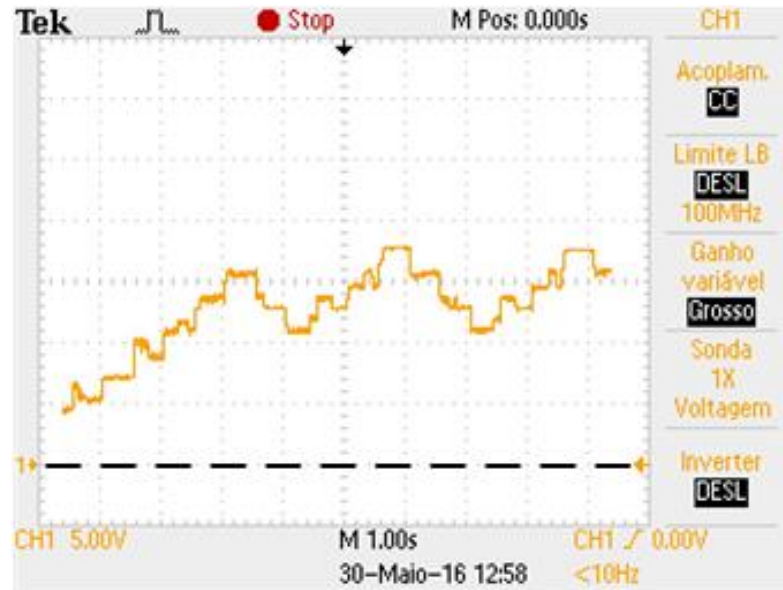


Figura 64 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $dV = 1,8 \text{ V}$ ($X = 1,00\text{s/div}$, $Y = 5\text{V/div}$, tracejado situa o *offset*).

4.2 P&O no modo da razão cíclica

Alternativamente, foi implementada a técnica do P&O com ação na razão cíclica, em malha aberta. A Figura 65 mostra o diagrama do circuito de controle. Nessa estrutura, destaca-se a ausência do controle interno da tensão e a imposição da razão cíclica numa relação direta com a potência.

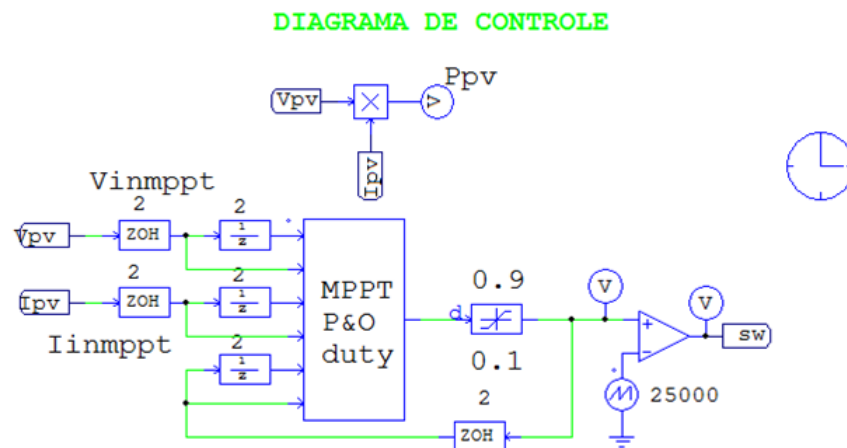


Figura 65 – Diagrama geral do circuito do P&O no modo da razão cíclica

Nesse sentido, a máxima potência era adquirida pela convergência via perturbação da razão cíclica, a um passo percentual δ , e comparação da potência obtida com o estado anterior. Em outras palavras, independentemente da condição inicial, se aumentar ou diminuir a razão cíclica aumenta a potência, o sentido de perturbação é mantido. Ao

contrário, ele é revertido.

No caso do P&O de malha fechada, a perturbação também incide sobre a razão cíclica, uma vez que esta é a única variável de atuação. Contudo, os controladores PI estão no intermédio, e, ao promoverem uma ação indireta sobre a variável controlada, modificam antes a razão cíclica.

Sobre o P&O de malha aberta, a Figura 66 mostra esse resultado em simulação no software PSIM®, em que se destacam o transitório lento ao MPP, devido ao passo de 3%, e a não linearidade em relação à tensão de entrada.

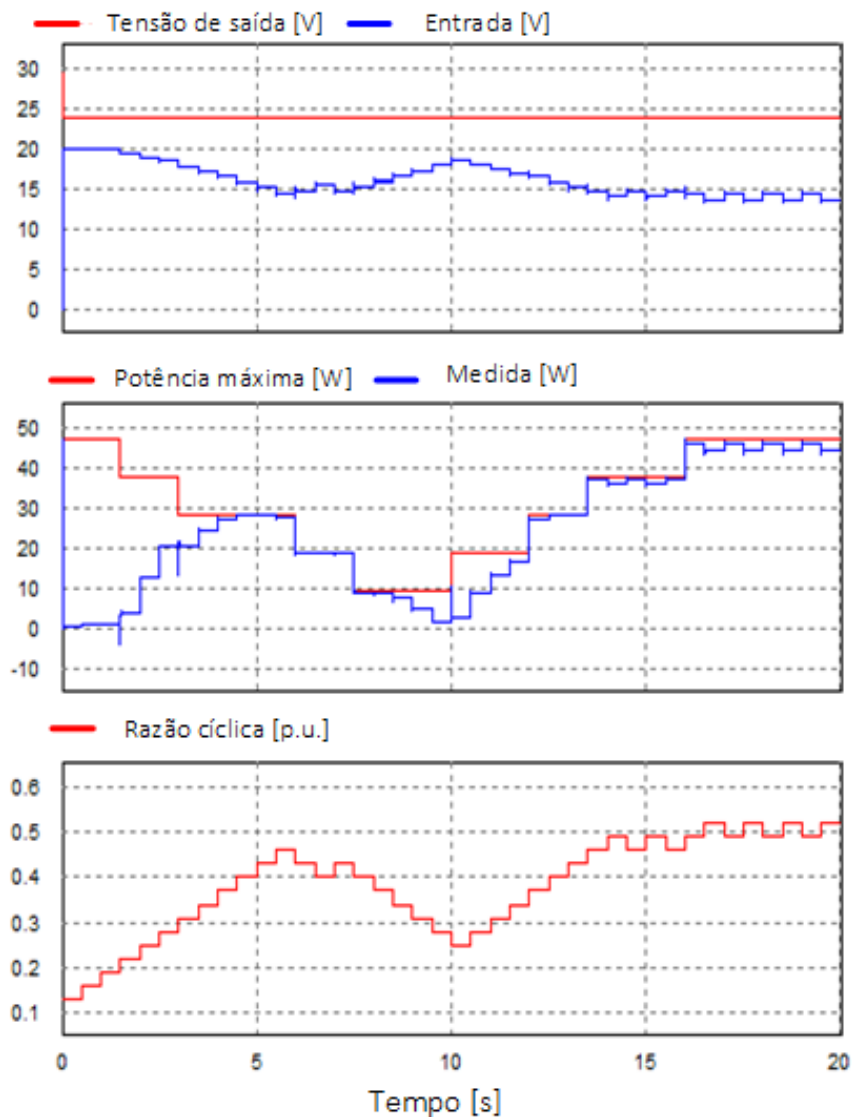


Figura 66 – Simulação a $\delta = 3\%$.

Paralelamente à simulação, a Figura 67 mostra a resposta do teste prático, em que se verifica um resultado similar ao da Figura 66 e da Figura 68, esta mostra a leitura do osciloscópio relativa à tensão de entrada.

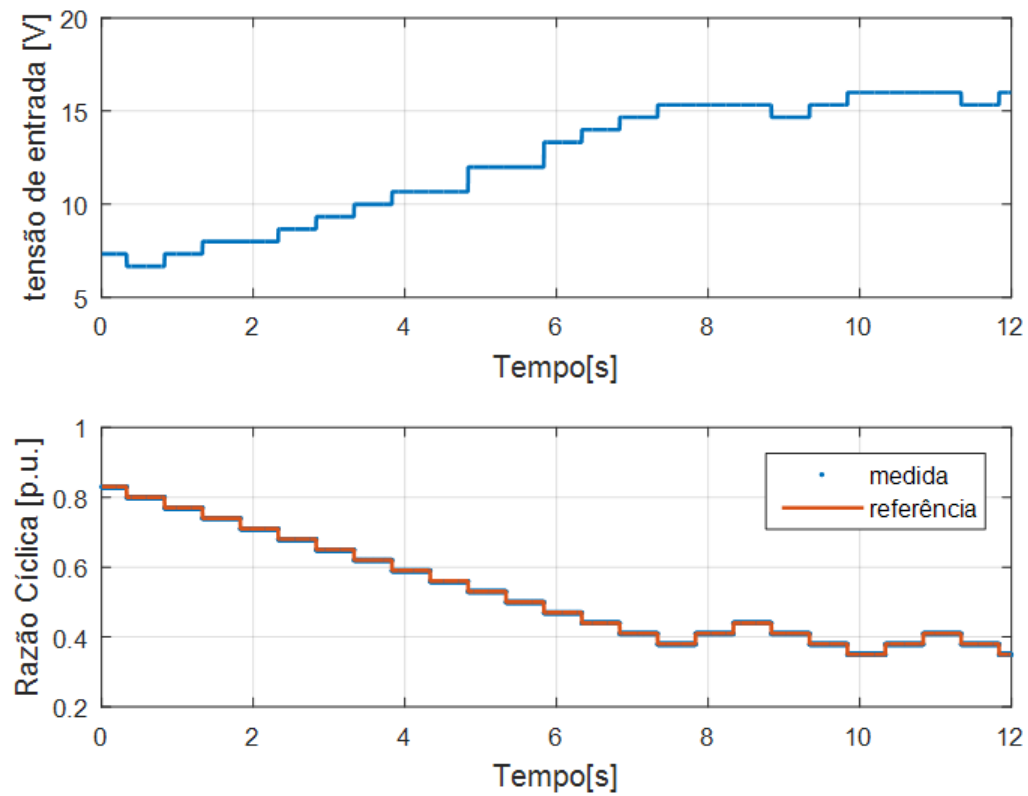


Figura 67 – Ensaio a $\delta = 3\%$.



Figura 68 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $\delta = 3\%$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).

Além disso, extrai-se a tensão de entrada V_{PV} e o valor dinâmico da razão cíclica d . Nessa técnica, apesar da simplicidade de implementação, destaca-se as falhas de potência, uma vez que pequenas perturbações além do MPP geram efeitos acentuados sobre a potência, sobretudo se δ for aumentado para 5%, como pode ser verificado no resultado de simulação da Figura 69.

No caso de $\delta = 5\%$, seu resultado experimental é mostrado na Figura 70, e, de forma semelhante ao que ocorre na Figura 69, verifica-se as variações bruscas na tensão de entrada.

A leitura do osciloscópio, na Figura 71, demonstra, de modo convergente, como o P&O de malha aberta influencia na tensão de entrada, de modo a refletir não linearmente as variações da razão cíclica.

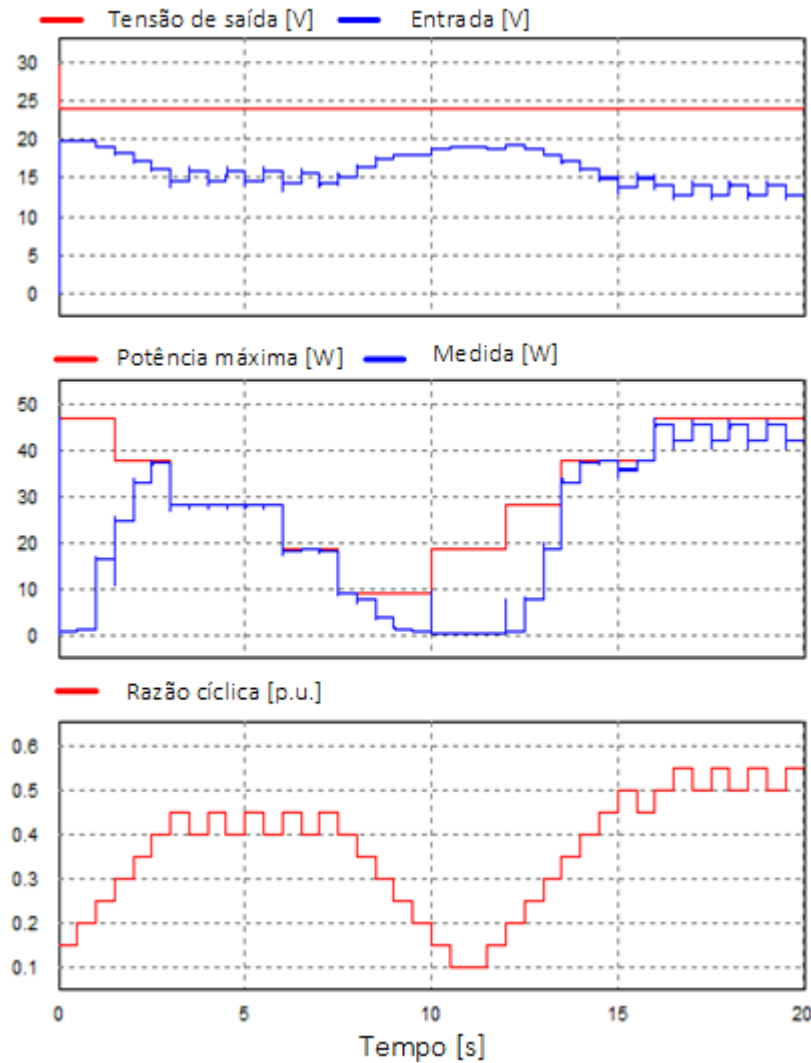
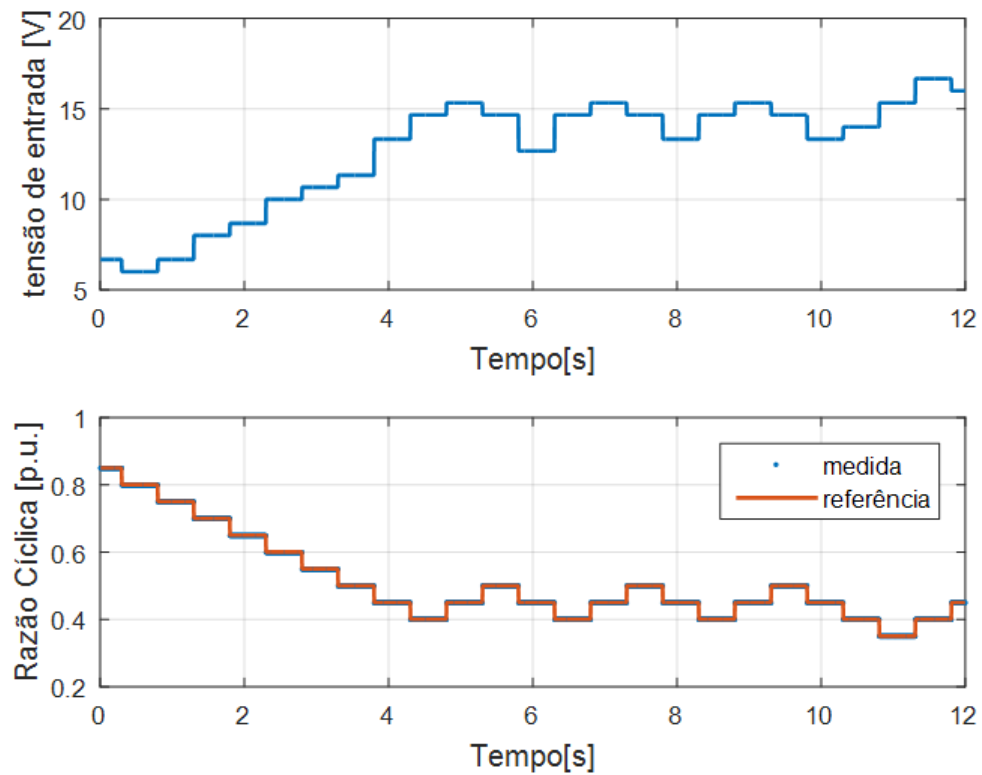
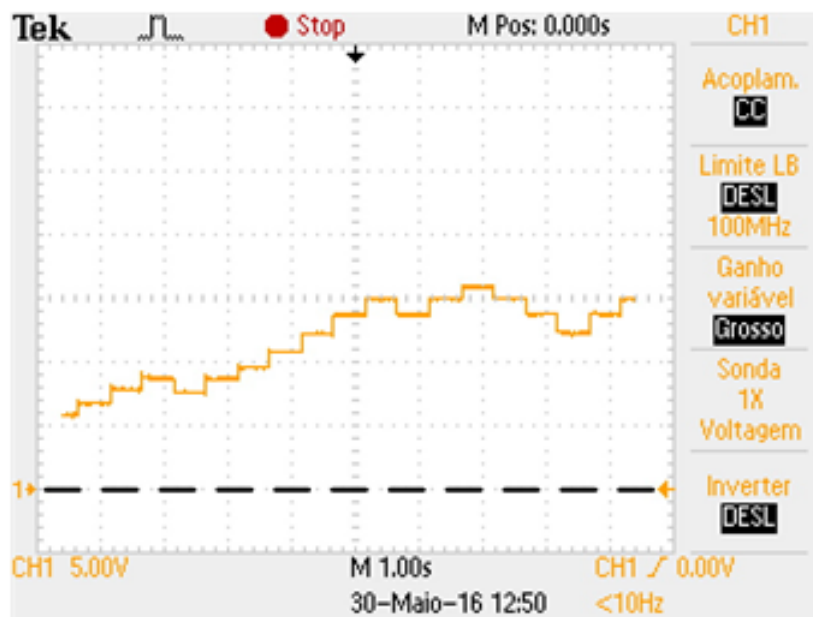


Figura 69 – Simulação a $\delta = 5\%$.

Figura 70 – Ensaio a $\delta = 5\%$.Figura 71 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada a $\delta = 5\%$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).

4.3 Condutância Incremental

Os algoritmos apresentados à base de perturbação e observação, seja na razão cíclica ou na tensão de entrada, de forma direta ou indireta, respectivamente, todos eles apresentados até então incrementam a variável de atuação a um passo fixo, com a problemática de definir um valor que equilibre as medidas de transitório rápido e pouca oscilação em regime permanente.

Alternativamente, o método condutância incremental progride conforme a derivada da curva de potência em relação à tensão, num cálculo diretamente relacionado a um parâmetro de modulação, que varia dinamicamente.

Matematicamente, apresenta-se as características da implementação do método C.Inc. na equação (4.1), sobre ele destaca-se previamente que o incremento da tensão deve ser uma medida da derivada da potência em relação à tensão $\frac{\partial P}{\partial V}$. Entretanto, esse cálculo diferencial é realizado tomando duas amostras de P e V nas amostragens atual kT e anterior $(k-1)T$, que compõem o parâmetro modulante do passo de tensão g .

Adicionalmente, α é um parâmetro arbitrário, ajustado por conveniência, à resposta e às especificações do sistema. Na prática, é uma medida para forçar ou não a convergência. Se α é demasiadamente alto, recorre-se constantemente em uma tensão não realizável. Ao contrário, valores muito pequenos não favorecem a evolução da tensão.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta V \propto \frac{\partial P}{\partial V} \\ \Delta V \propto \frac{P_{kT} - P_{(k-1)T}}{V_{kT} - V_{(k-1)T}} \\ \Delta V = \alpha \frac{P_{kT} - P_{(k-1)T}}{V_{kT} - V_{(k-1)T}} \\ \Delta V = gV \\ g = \alpha \frac{P_{kT} - P_{(k-1)T}}{V_{kT} - V_{(k-1)T}} \end{array} \right.$$

(4.1)

A partir de resultados práticos, observou-se que α deve ser menor quando a potência é maior, pois normalmente tem-se pouca variação de tensão para grandes diferenças de potência. Por outro lado, valores maiores de α são preferíveis sob baixa potência.

A respeito de algumas condições de contorno, a primeira delas trata da variação de tensão, a partir de um raio mínimo $|V_{kT} - V_{(k-1)T}| \geq r$ ou $-r \not\leq V_{kT} - V_{(k-1)T} \leq r$. No caso, esse parâmetro foi considerado $r = 0,67$, definido pela resolução da tensão calculada em (3.2). Experimentalmente, isso significa embutir uma margem de erro entre as amostragens de tensão do ciclo de MPPT (a 2 Hz), para não extrapolar no cálculo do parâmetro g .

Com base nisso, é sobre a limitação de g a segunda condição de contorno. Previamente, define-se uma faixa de tensão de operação, com excursão entre V_{MIN} e V_{MAX} definidos em projeto. Os valores desses limites na referência de tensão podem ser até coincidentes com os do sistema fotovoltaico, desde a tensão nula (curto-circuito) até a máxima (circuito-aberto). Todavia, outras limitações já estão inseridas no controle interno da tensão, na razão cíclica, e também há uma faixa conhecida de tensão que gera maior potência sob versáteis condições ambientais, mesmo que não seja o MPP.

A partir da faixa de excursão da tensão, entre V_{MIN} e V_{MAX} , a equação (4.2) desenvolve o princípio de que a modificação da referência também deve estar contida nessa faixa e que o parâmetro g varia numa escala dinâmica, ajustada conforme a tensão de operação.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{MIN} \leq V \leq V_{MAX} \\ V_{MIN} \leq V + dV \leq V_{MAX} \\ V_{MIN} - V \leq dV \leq V_{MAX} - V \\ V_{MIN} - V \leq gV \leq V_{MAX} - V \\ \frac{V_{MIN} - V}{V} \leq g \leq \frac{V_{MAX} - V}{V} \\ \frac{V_{MIN}}{V} - 1 \leq g \leq \frac{V_{MAX}}{V} - 1 \end{array} \right.$$

(4.2)

Em outras palavras, se a referência está no limite máximo ($V = V_{MAX}$), prima-se pela sua redução, tornando cada vez mais improvável o seu aumento progressivo, como mostrado na equação (4.3), e considerando que $\frac{V_{MIN}}{V_{MAX}} < 1$, o decremento da tensão torna-se tendencioso.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{MIN}}{V_{MAX}} - 1 \leq g \leq \frac{V_{MAX}}{V_{MAX}} - 1 \\ \frac{V_{MIN}}{V_{MAX}} - 1 \leq g \leq 1 - 1 \\ \frac{V_{MIN}}{V_{MAX}} - 1 \leq g \leq 0 \end{array} \right. \quad (4.3)$$

Analogamente, se a referência está no limite mínimo ($V = V_{MIN}$), prima-se pelo seu aumento, tornando cada vez mais improvável a sua redução progressiva, como mostrado na equação (4.4), e considerando que $\frac{V_{MAX}}{V_{MIN}} > 1$, ocorre que nesse caso é o incremento da tensão a tendência.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{MIN}}{V_{MIN}} - 1 \leq g \leq \frac{V_{MAX}}{V_{MIN}} - 1 \\ 1 - 1 \leq g \leq \frac{V_{MAX}}{V_{MIN}} - 1 \\ 0 \leq g \leq \frac{V_{MAX}}{V_{MIN}} - 1 \end{array} \right. \quad (4.4)$$

Além dos extremos, outro caso específico é o ponto médio da escala ($V = \frac{V_{MIN}+V_{MAX}}{2}$), quando o parâmetro g torna-se neutro no seu sentido de variação. Sobre essa condição, a equação (4.5) faz o detalhamento matemático.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{MIN}}{(\frac{V_{MIN}+V_{MAX}}{2})} - 1 \leq g \leq \frac{V_{MAX}}{(\frac{V_{MIN}+V_{MAX}}{2})} - 1 \\ \frac{2 V_{MIN}}{V_{MIN} + V_{MAX}} - 1 \leq g \leq \frac{2 V_{MAX}}{V_{MIN} + V_{MAX}} - 1 \\ \frac{2 V_{MIN} - (V_{MIN} + V_{MAX})}{V_{MIN} + V_{MAX}} \leq g \leq \frac{2 V_{MAX} - (V_{MIN} + V_{MAX})}{V_{MIN} + V_{MAX}} \\ \frac{V_{MIN} - V_{MAX}}{V_{MIN} + V_{MAX}} \leq g \leq \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{MIN} + V_{MAX}} \\ -\frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{MAX} + V_{MIN}} \leq g \leq \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{MAX} + V_{MIN}} \\ -\bar{L} \leq g \leq \bar{L} \\ \bar{L} = \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{MAX} + V_{MIN}} \end{array} \right. \quad (4.5)$$

As equações (4.3) a (4.5) estão inseridas numa formulação matemática que limita a modulação do passo de tensão g . Contudo, esses limites podem extrapolar e outra condição de contorno trata do ajuste forçado atribuindo um parâmetro ϵ , constante, apenas para o valor de g sair da região de saturação e retomar o modo normal. Logo, se $g > L_{MAX}$ ou $g < L_{MIN}$, recai-se sobre essa condição.

No caso, atribuir $g = \epsilon$ para quando extrapola o limite inferior ou $g = -\epsilon$ para além do valor máximo é um mecanismo de retaguarda para conter variações bruscas na referência, sobretudo quando estas variações ocorrem num sentido não desejado. A Figura 72 mostra um fluxograma que resume as condições de contorno apresentadas, no qual independentemente dos rumos do parâmetro g , a referência sempre será limitada entre V_{MIN} e V_{MAX} .

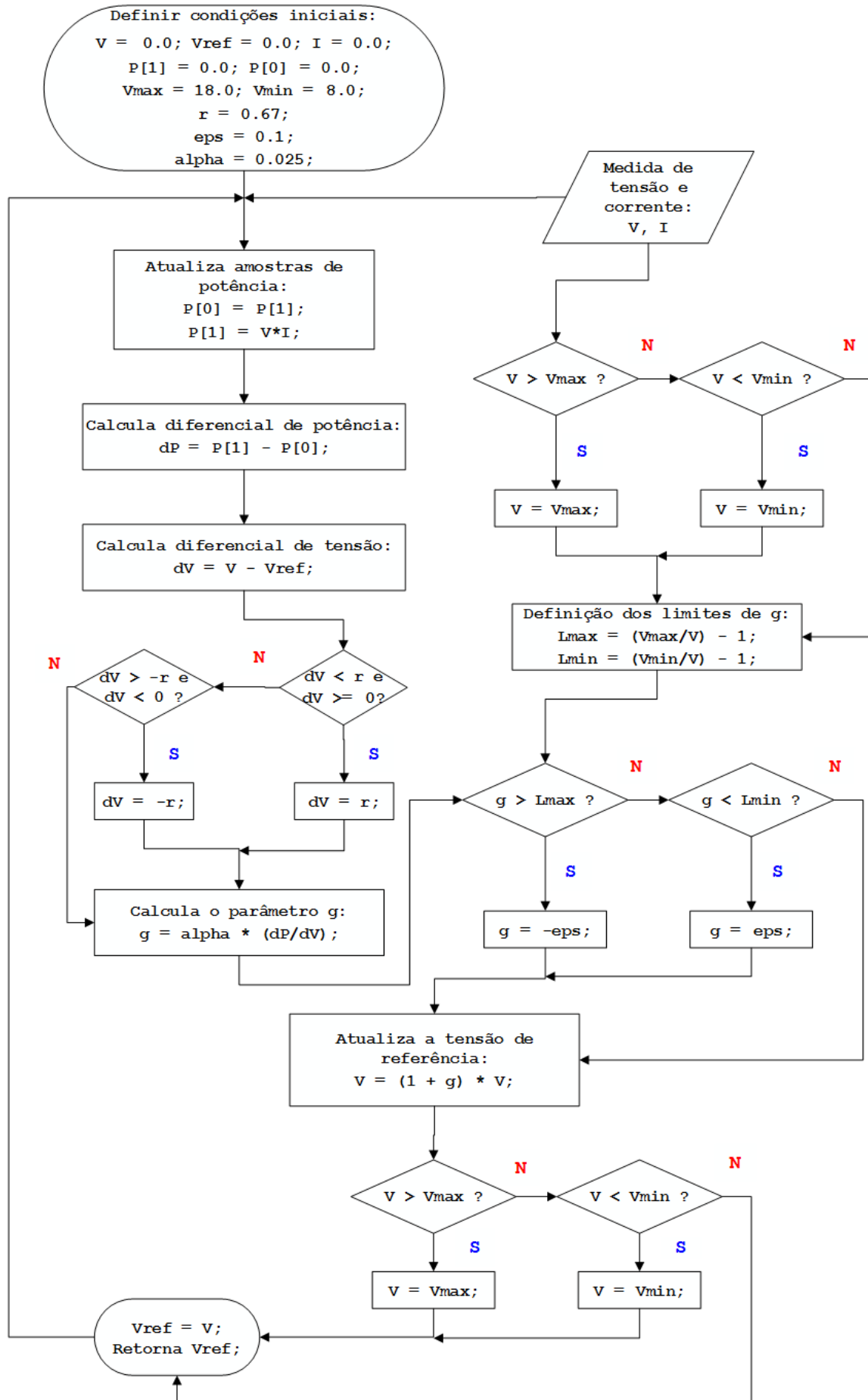


Figura 72 – Fluxograma do C.Inc.

No sistema analisado, a tabela 7 mostra os valores de V_{MIN} e V_{MAX} , definidos de acordo com a faixa de tensão do arranjo, r , ou magnitude mínima da variação de tensão, vem da resolução na medição. Sobre ϵ , é um valor arbitrário, definido de acordo com a análise da resposta do sistema.

Parâmetro	Valor
V_{MIN}	8 V ($D = 2/3$)
V_{MAX}	18 V ($D = 1/4$)
r	0,67 V (RES)
ϵ	0,1 (10 %)

Tabela 7 – Condições de contorno do C.Inc.

A Figura 73 mostra como o parâmetro dV é filtrado antes de compor o cálculo da derivada, a área em vermelho, entre $-r$ e r , é uma região proibida devido aos altos valores que pode resultar o parâmetro g , sobretudo quando $dV \approx 0$. Nesse caso, $|r| = 0,67$.

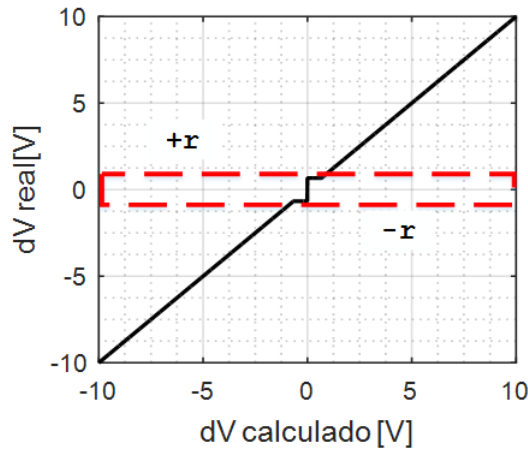


Figura 73 – Saída do parâmetro dV em função do valor calculado.

A Figura 74 apresenta a faixa de variação do parâmetro g , e os limites L_{MIN} e L_{MAX} em função da tensão de referência na faixa de excursão V_{MIN} a V_{MAX} , a partir dos dados do sistema mostrados na tabela 7. A partir desses limites, a Figura 75 mostra como o parâmetro g é filtrado antes de compor a nova tensão de referência.

A Figura 76 mostra o diagrama do circuito de controle em simulação do método C.Inc., com destaque para a malha interna de controle da tensão, mostrando os parâmetros da equação de diferenças, b_1 e b_0 . Além disso, são mostrados os pontos de medição do parâmetro $g = \frac{dV}{V}$, assim como os seus limitantes L_{MAX} e L_{MIN} .

Sobre a simulação, serão apresentados os resultados típicos para alguns valores de $\alpha = \{0, 1 \ 0,025 \ 0,04 \ 0,08\}$, afim de comparar o desempenho do método e justificar a escolha de α . O primeiro resultado de simulação é apresentado na Figura 77 com o valor mínimo de $\alpha = 0,01$, o qual é bem inferior ao de projeto e reflete baixa velocidade de

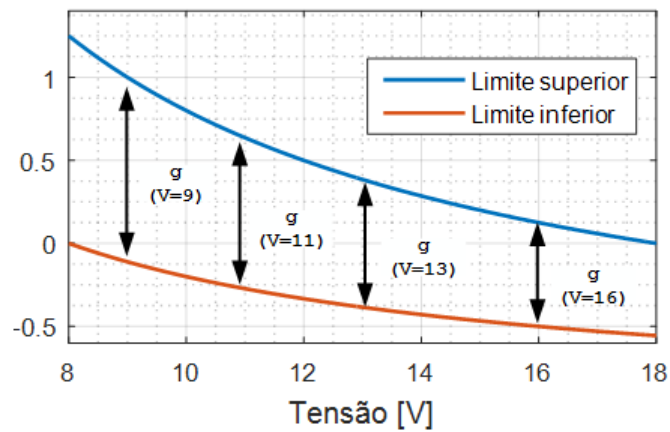


Figura 74 – Limitantes do parâmetro g em função da tensão no C.Inc.

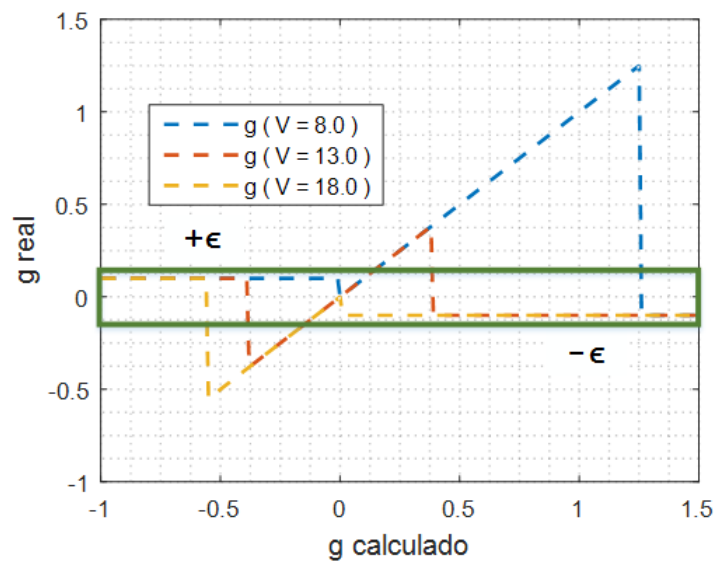


Figura 75 – Saída do parâmetro g em função do valor calculado.

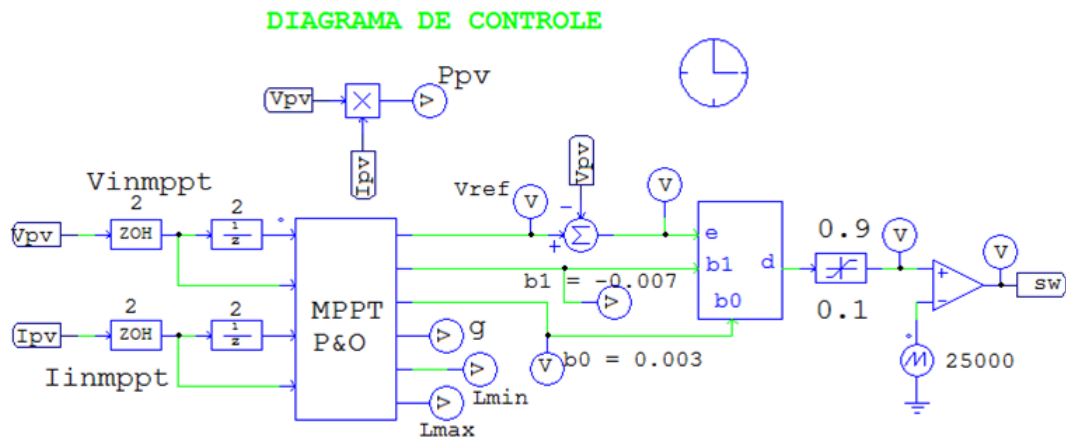


Figura 76 – Diagrama geral do circuito do C.Inc.

convergência. Em alguns casos, remete-se até à acomodação da solução num ponto aquém do MPP. Sobre sua resposta, ela foi ligeiramente satisfatória na baixa potência.

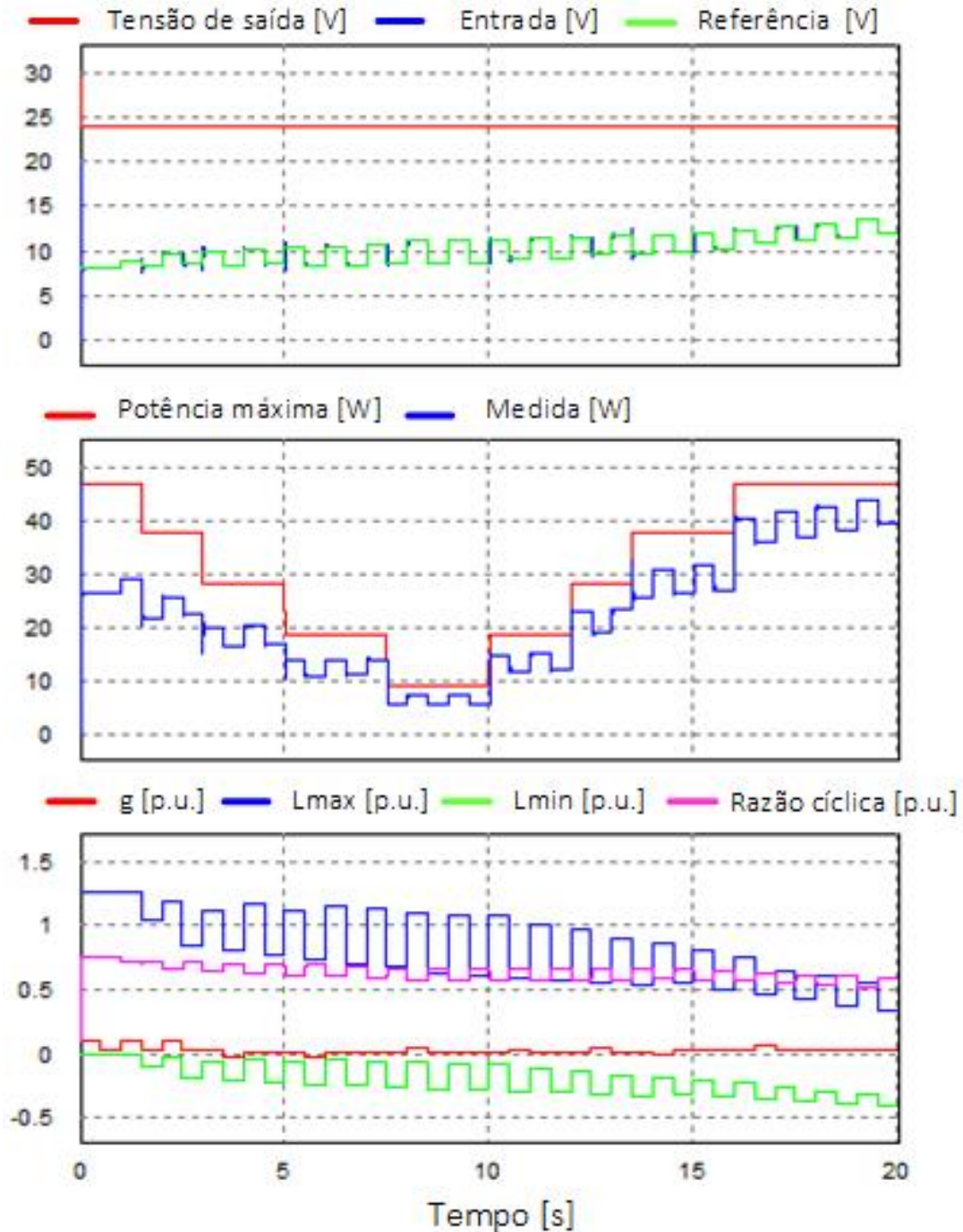


Figura 77 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,01$.

Comparativamente, a Figura 78 mostra uma resposta com $\alpha = 0,025$, com a redução da oscilação na potência com o tempo, num desempenho melhor ao caso anterior. Nessas simulações, evidencia-se que o parâmetro g esteve contido na faixa de limitação e,

em regra, apresentou variações mínimas.

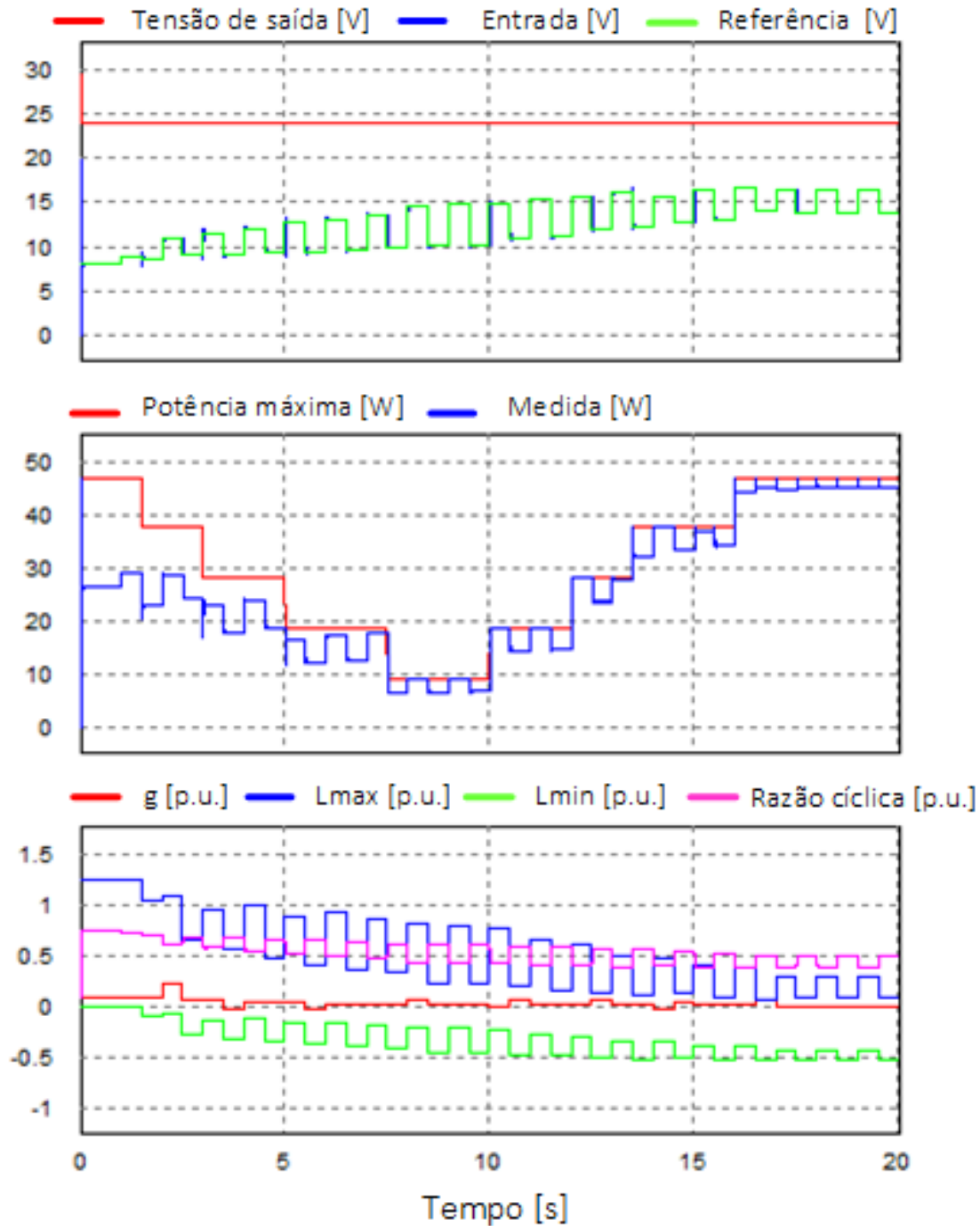


Figura 78 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,025$.

No ajuste de α , outro caso foi verificar a resposta diante de um aumento desse parâmetro, tomando $\alpha = 0,04$. Nesse caso, o algoritmo responde de forma melhor em vários aspectos, com uma oscilação mínima na potência de saída, remetendo a uma atuação predominante na faixa linear dos parâmetros. A Figura 79 mostra esse resultado.

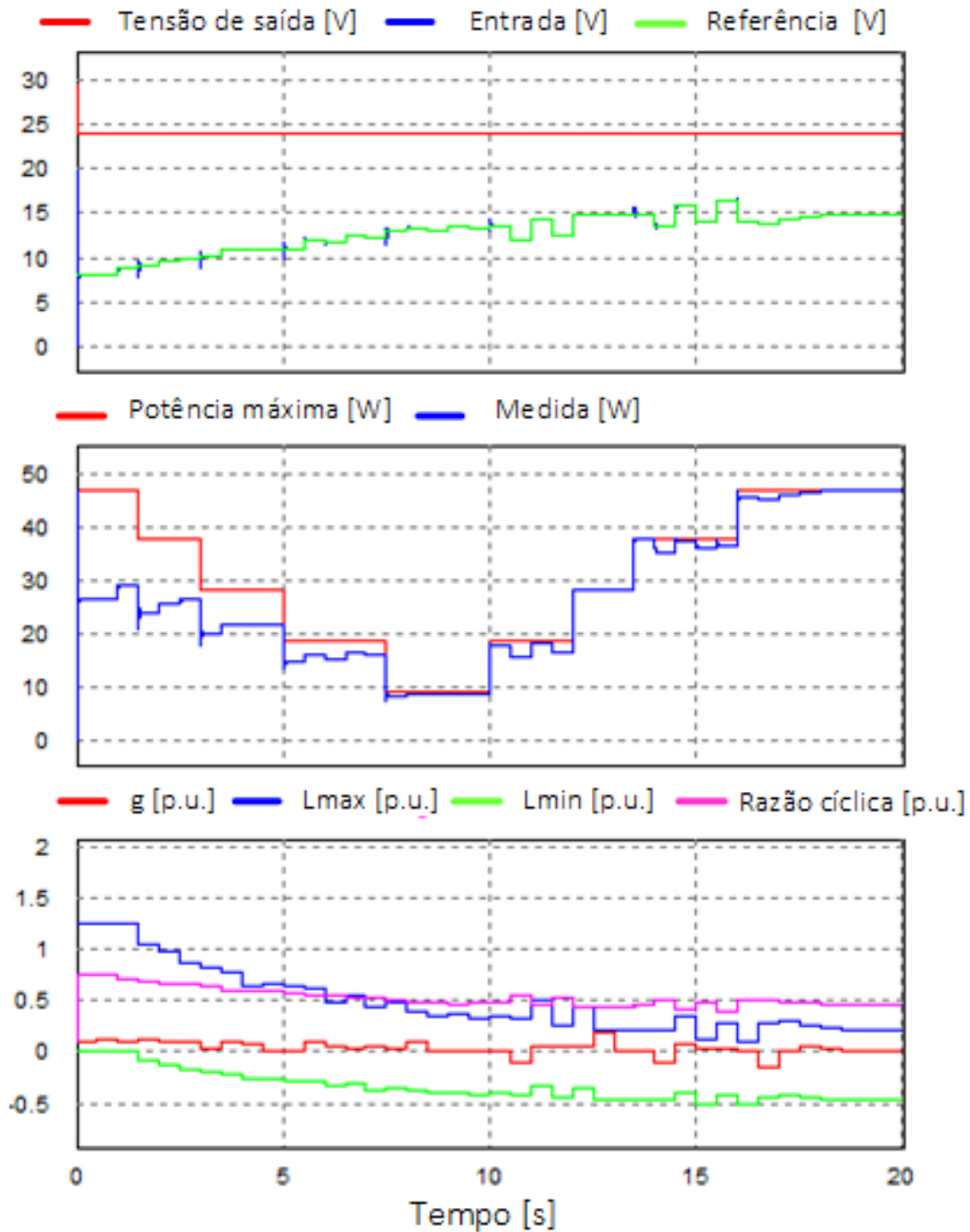


Figura 79 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,04$.

Por último, a Figura 80 mostra um resultado tomando $\alpha = 0,08$. Nesse teste, a modulação do passo de tensão excede os limites e a oscilação é evidente, sendo este o pior caso apresentado desde a Figura 77.

A partir dos resultados de simulação apresentados, foram realizados testes com os respectivos valores de α simulados. Nesses ensaios, foram verificados aspectos como o

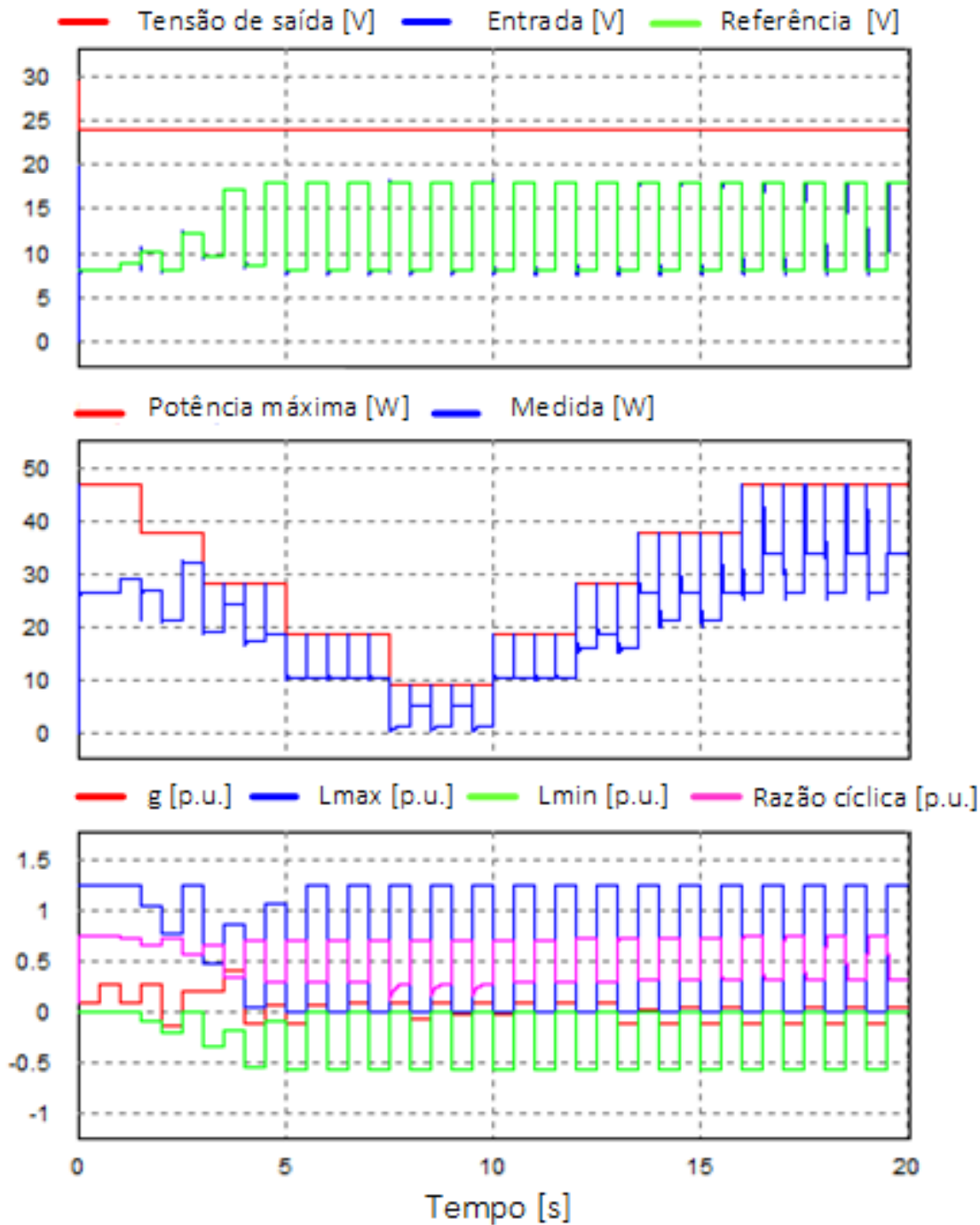


Figura 80 – Simulação do C.Inc a $\alpha = 0,08$.

controle interno da tensão e a dinâmica em relação ao rastreamento do ponto de máxima potência, bem como a oscilação das variáveis.

O primeiro caso, com $\alpha = 0,01$ é ineficiente, pois o parâmetro g quase não varia e, por consequência, a referência de tensão fica condicionada nas adjacências do seu valor mínimo (8 V). A Figura 81 mostra esse resultado e evidencia o baixo desempenho.

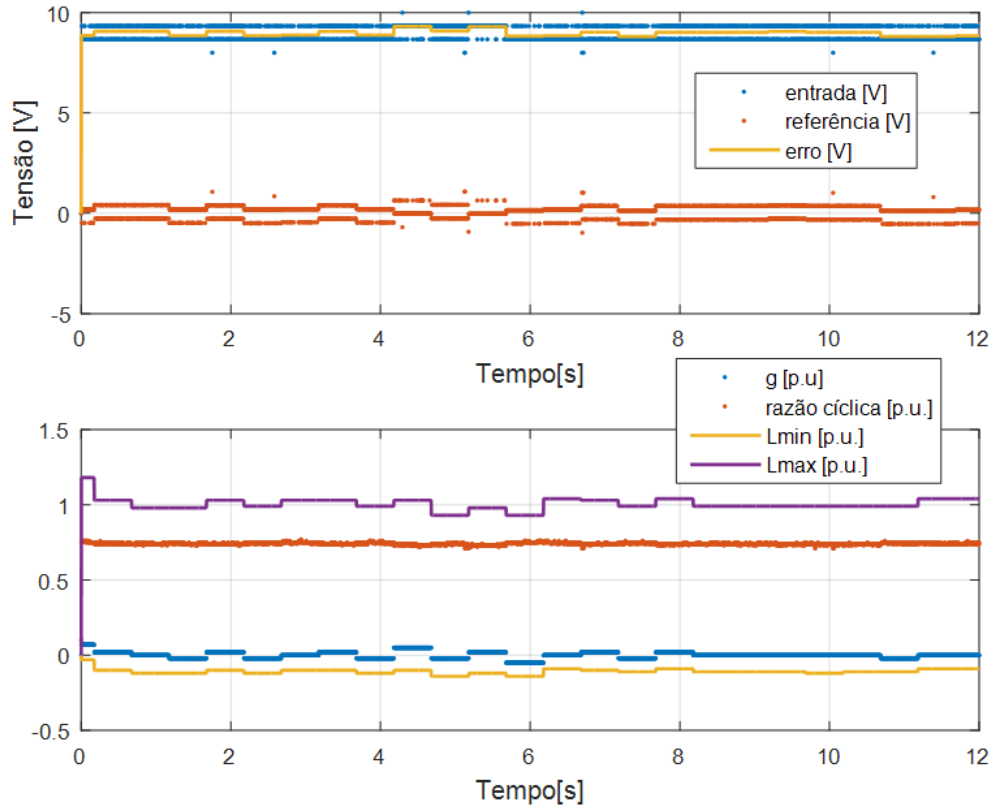


Figura 81 – Ensaio do C.Inc a $\alpha = 0,01$.

A partir disso, tomando $\alpha = 0,025$ mostra-se dois resultados similares, as Figuras 82 e 83, que descrevem uma dinâmica satisfatória, com um transitório de 2 s e uma oscilação de regime permanente em torno de 3 V. Além disso, o parâmetro g variou na região linear do algoritmo, mas sem estacionar fora do MPP, relativamente melhor ao que foi apresentado na Figura 81.

Assim como em $\alpha = 0,025$, o terceiro caso, em que $\alpha = 0,04$, também mostra dois resultados similares, as Figuras 84 e 85, que por sua vez já sinalizam uma dinâmica mais intensa, com mais oscilação de regime permanente. Dessa vez, o parâmetro g variou mais na região linear do algoritmo, mas sem comprometer muito o desempenho em potência.

A repetição dos ensaios do C.Inc., o último resultado trata do valor de $\alpha=0,08$. Na simulação, mostrada na Figura 80 o estado de saturação é evidente, assim como a oscilação da tensão de entrada. Comparativamente, a Figura 86 mostra um desempenho mais favorável, com uma dinâmica intensa do algoritmo, sobretudo do parâmetro g , e uma resposta em tensão que satisfaz a condição de transitório rápido e baixo erro de regime permanente.

Do ponto de vista experimental, as diferenças no ajuste de α com a simulação devem-se às não idealidades paramétricas consideradas no modelo, que exigem mais do controle nesse caso.

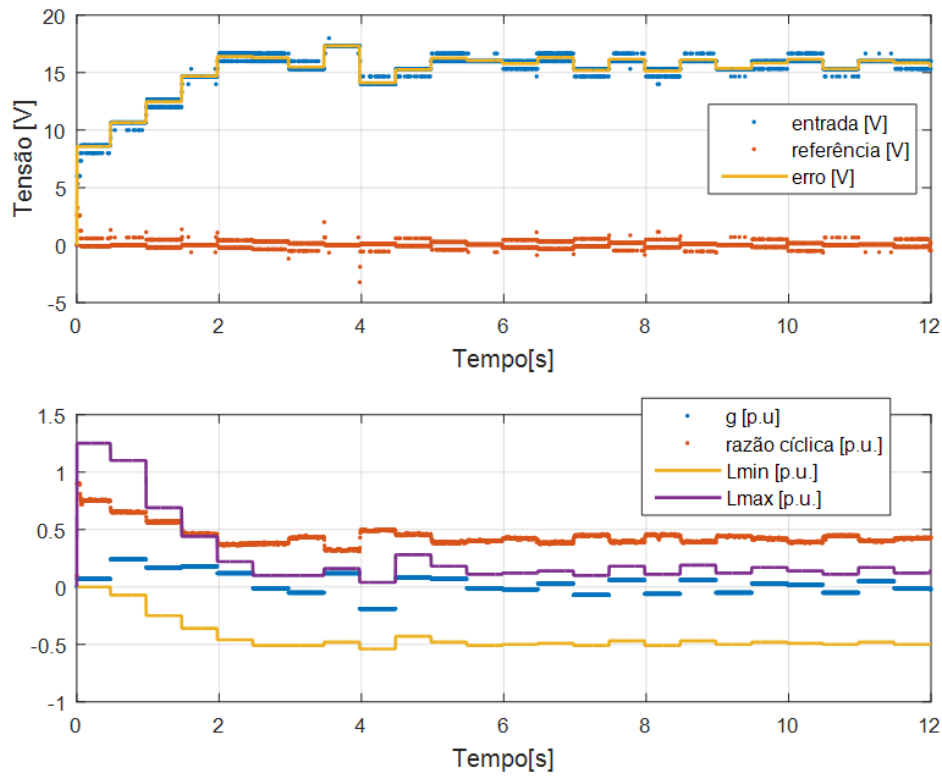


Figura 82 – Ensaio I do C.Inc a $\alpha = 0,025$.

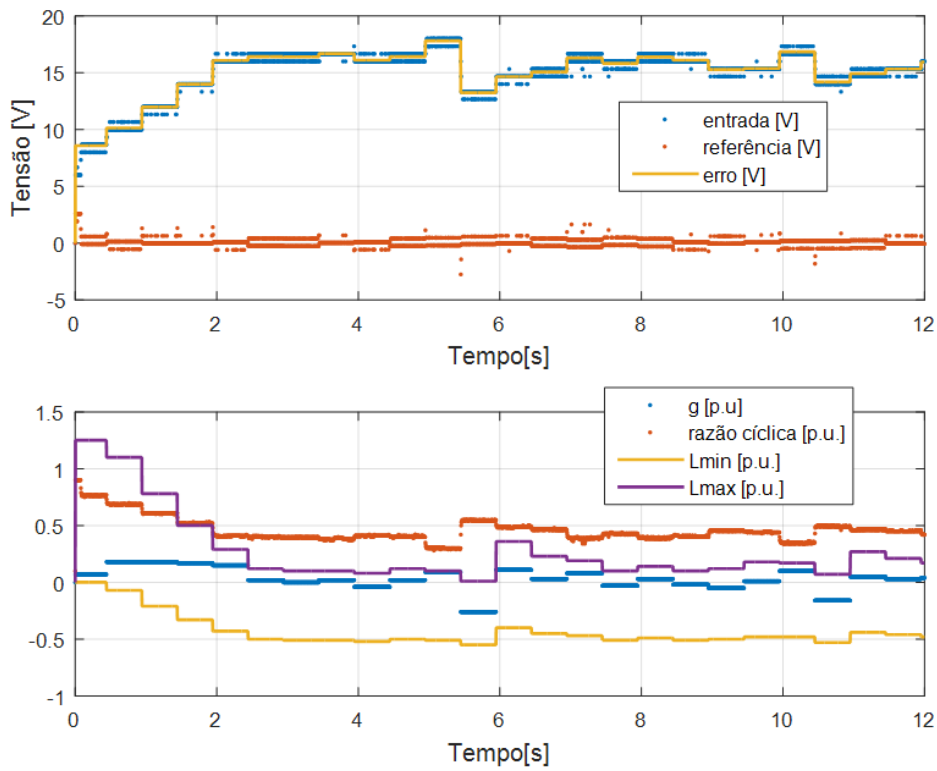
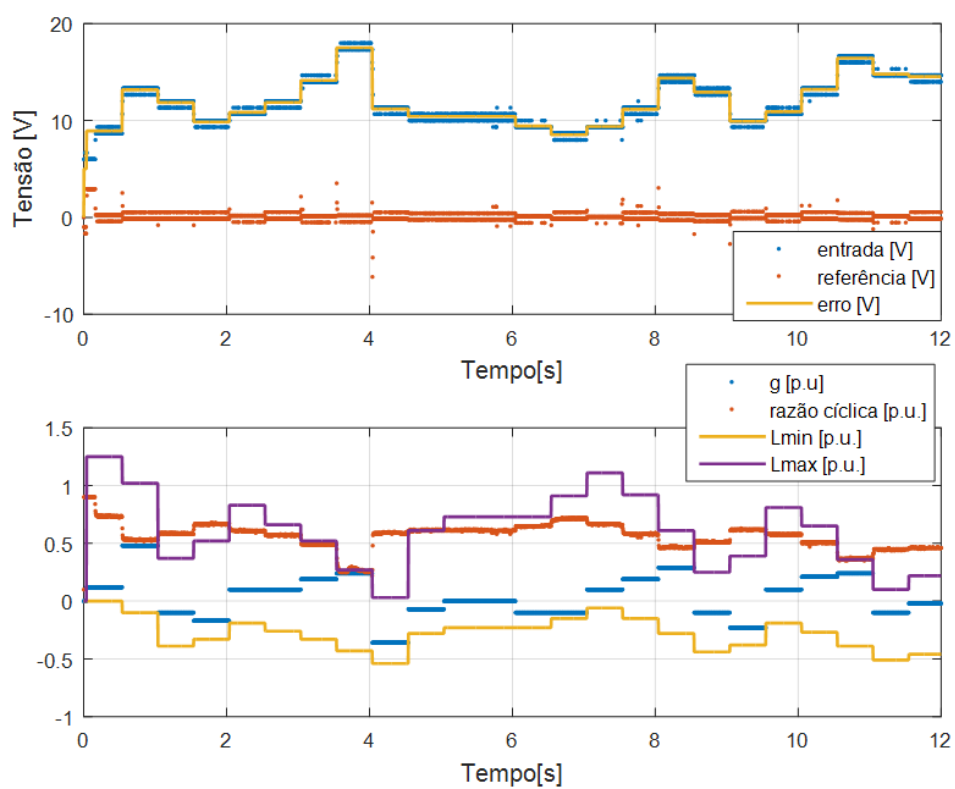
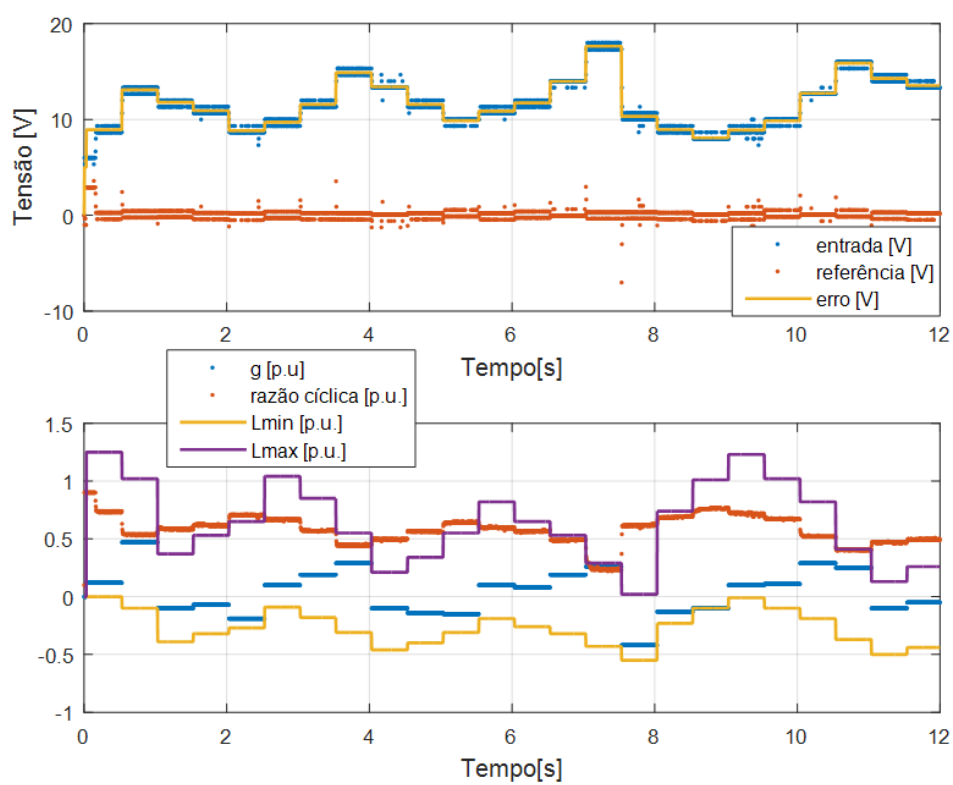


Figura 83 – Ensaio II do C.Inc a $\alpha = 0,025$.

Figura 84 – Ensaio I do C.Inc a $\alpha = 0,04$.Figura 85 – Ensaio II do C.Inc a $\alpha = 0,04$.

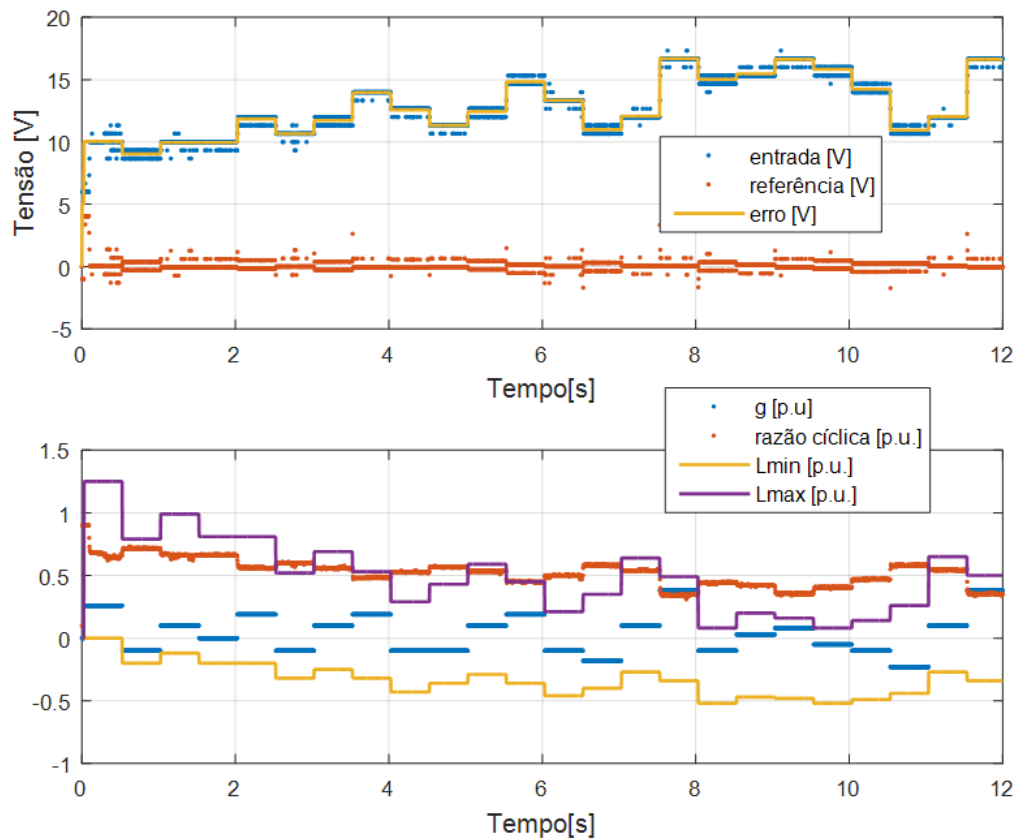


Figura 86 – Ensaio do C.Inc a $\alpha = 0,08$.

A respeito do que foi observado no osciloscópio, é mostrado o resultado do C.Inc. sobre a tensão de entrada, em que se verifica o característico passo de tamanho variável, diminuindo próximo ao MPP. A Figura 87 mostra o resultado para $\alpha = 0,01$, consolidando a sua ineficiência operacional, uma vez que nesse caso a tensão conservou-se na baixa e o algoritmo não atracou.

Por outro lado, as Figuras 88 e 89 mostram os transitórios rápidos na tensão e o baixo erro de regime permanente, tal como propõe-se a técnica. Mais especificamente, a Figura 89 sinaliza pequenos deslizes no final da leitura com uma redução brusca da tensão, a qual ocorre pela natureza sensível do método. Nesses casos, $\alpha = 0,025$.

O reajuste do valor de α , no sentido de elevá-lo, reflete em uma dinâmica ainda mais sensível, sobretudo passível de saturação do controle interno (PI). A Figura 90 já mostra uma acomodação da tensão no final da leitura, próximo ao valor de circuito aberto, enquanto a Figura 91 já alerta para a saturação por meio dos degraus mais espaçados na tensão e de uma oscilação mais significativa. Nessa condição, $\alpha = 0,04$.

Enfim, encerrando a análise do C.Inc., apresenta-se o último resultado tomando $\alpha = 0,08$, cujo desempenho só reflete a dinâmica mais sensível e oscilante em relação aos demais casos. A Figura 92 mostra esse resultado, destacando os degraus súbitos de tensão.



Figura 87 – Leitura do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,01$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).



Figura 88 – Leitura I do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,025$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).



Figura 89 – Leitura II do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,025$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).



Figura 90 – Leitura I do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,04$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).



Figura 91 – Leitura II do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,04$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).



Figura 92 – Leitura I do osciloscópio da tensão de entrada no C.Inc. a $\alpha = 0,08$ ($X = 1,00s/div$, $Y = 5V/div$, tracejado situa o *offset*).

4.4 Resultados de Potência

Previamente, apresentou-se alguns resultados obtidos sob diferentes técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, desde uma simples perturbação na razão cíclica, em malha aberta, até métodos mais avançados, que envolvem o controle da tensão e a estimativa do passo pelos critérios que regem o Condutância Incremental.

No que se refere à potência, por ordem cronológica, o primeiro resultado é apresentado na Figura 93 e refere-se ao P&O com ação e controle sobre a tensão de entrada (modo v_{PV}), amostrado entre 11 : 00 e 16 : 00 no dia 01/05/2016 ⁽²⁾.

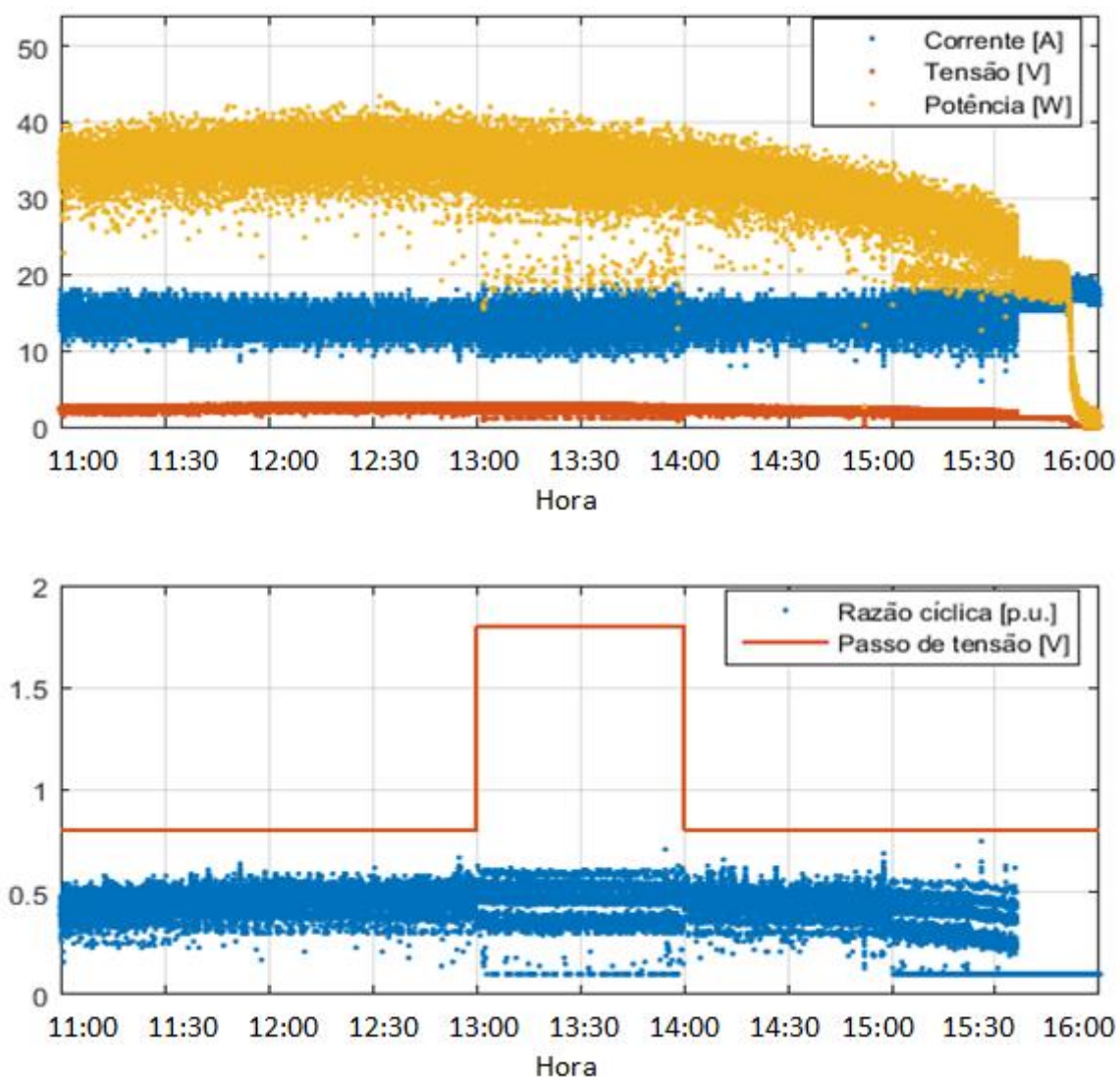


Figura 93 – Resposta da potência fotogerada com P&O atuando na tensão de entrada.

A partir da Figura 93, destaca-se aspectos como a uniformidade da potência por um longo período e o efeito mais acentuado sobre a oscilação das variáveis (tensão, corrente,

² Horário de Brasília GMT -03:00

potência e razão cíclica) quando há um degrau no passo de perturbação dV , entre 13 : 00 e 14 : 00, no sentido de aumentá-lo. Além disso, é evidente a queda de potência após 15 : 40, período no qual o controlador PI saturou, implicando a inatividade do MPPT nessa técnica, uma vez que a referência de tensão não era efetivamente atingida.

Na sequência, a Figura 94 mostra o resultado de potência para o P&O com ação na razão cíclica (modo d), amostrado entre 11 : 15 e 16 : 00 no dia 07/05/2016.

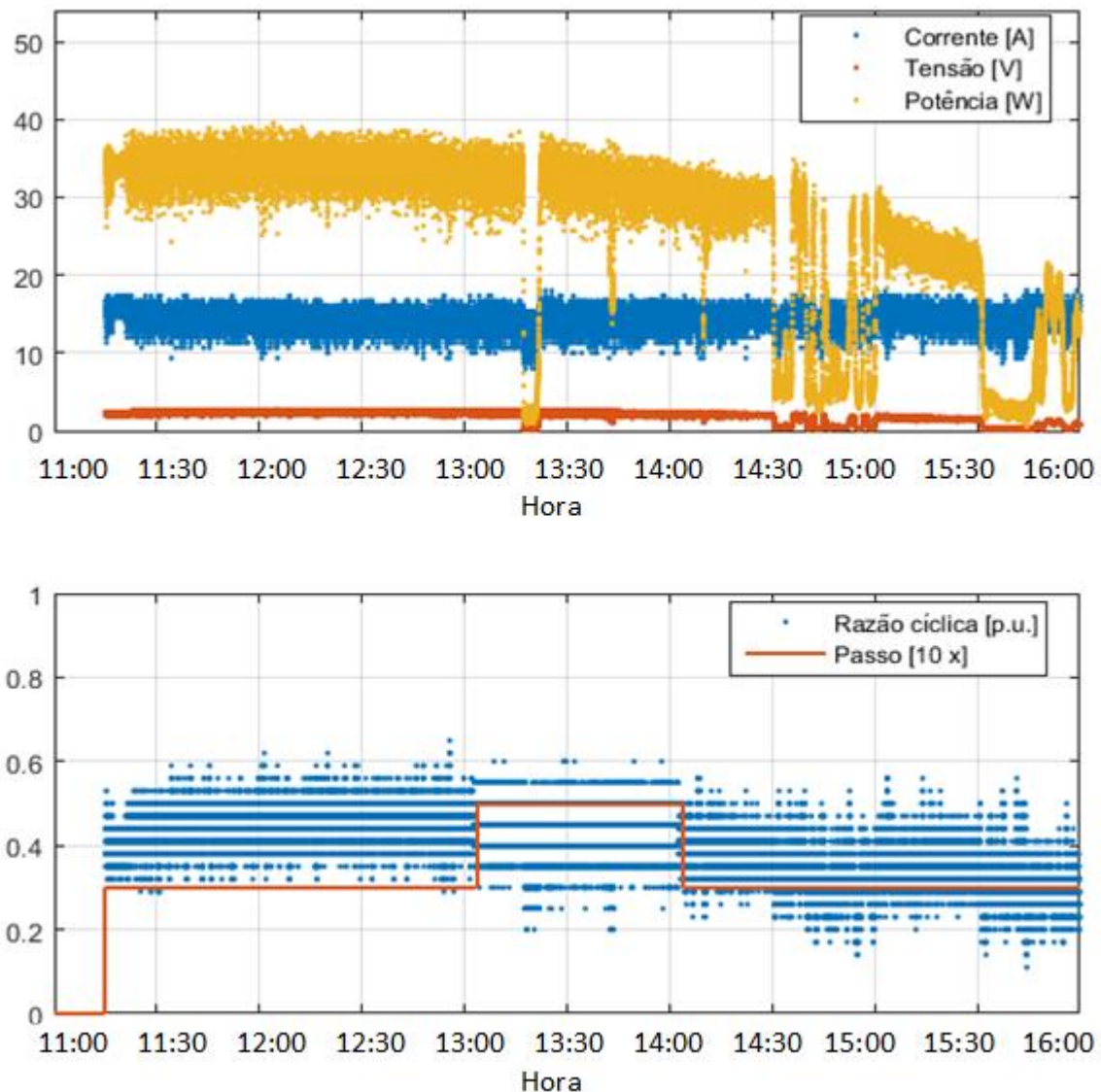


Figura 94 – Resposta da potência fotogerada com P&O atuando na razão cíclica.

Sobre o resultado da Figura 94, a característica marcante é a robustez da técnica, uma vez que o MPPT não depende de um controlador interno, e por consequência não é saturável. Pela resposta em potência, verifica-se que as quedas são exclusivas de sombreamento, uma vez que afetaram sobretudo a corrente, enquanto a tensão se mantém praticamente constante durante o período de medição. A respeito do degrau no passo de

perturbação, verificou-se o reflexo sobre a razão cíclica apenas com regiões mais espaçadas entre os valores observados, mas sem interferência aparente sobre as demais variáveis.

Entretanto, destaca-se que há uma não linearidade entre a razão cíclica e a tensão de entrada no conversor *boost*, assim como entre esta tensão e a potência gerada. Logo, passos de valor mais elevado podem acarretar grande oscilação de potência, por, segundo as curvas típicas, forçarem a operação do arranjo fotovoltaico na região de baixa potência.

Posteriormente, dois testes são dedicados ao C.Inc. O primeiro foi entre 11 : 00 e 16 : 00 no dia 09/05/2016, mas devido ao decaimento da irradiância, em função da nebulosidade, a técnica C.Inc foi novamente verificada em relação à potência e energia num dia de sol pleno, entre 11 : 15 e 16 : 15 no dia 11/05/2016 . A Figuras 95 e 96 mostram esse resultado, em que se destaca a grande oscilação da potência.

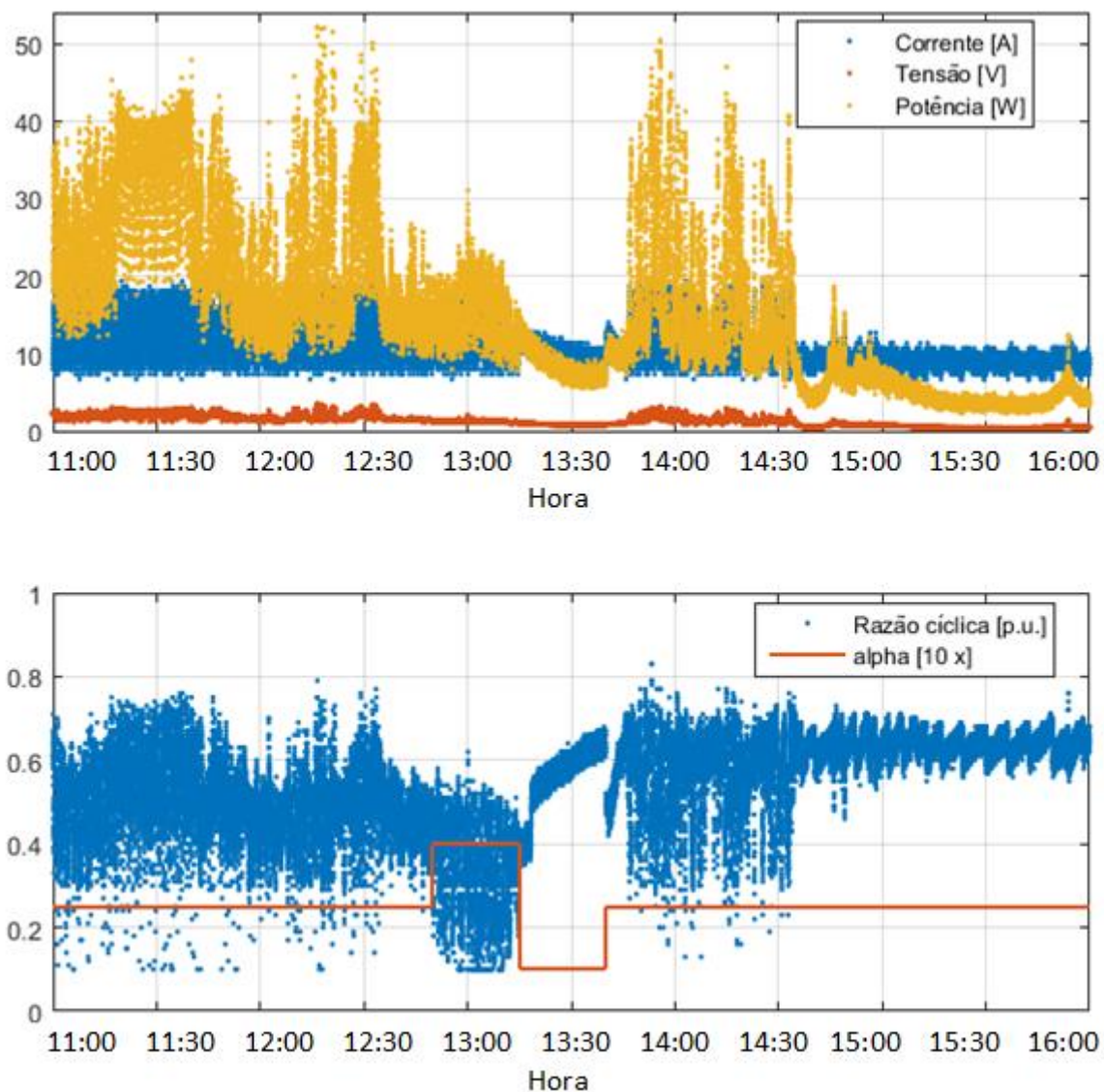


Figura 95 – Resposta da potência fotogerada com C.Inc. (09/05).

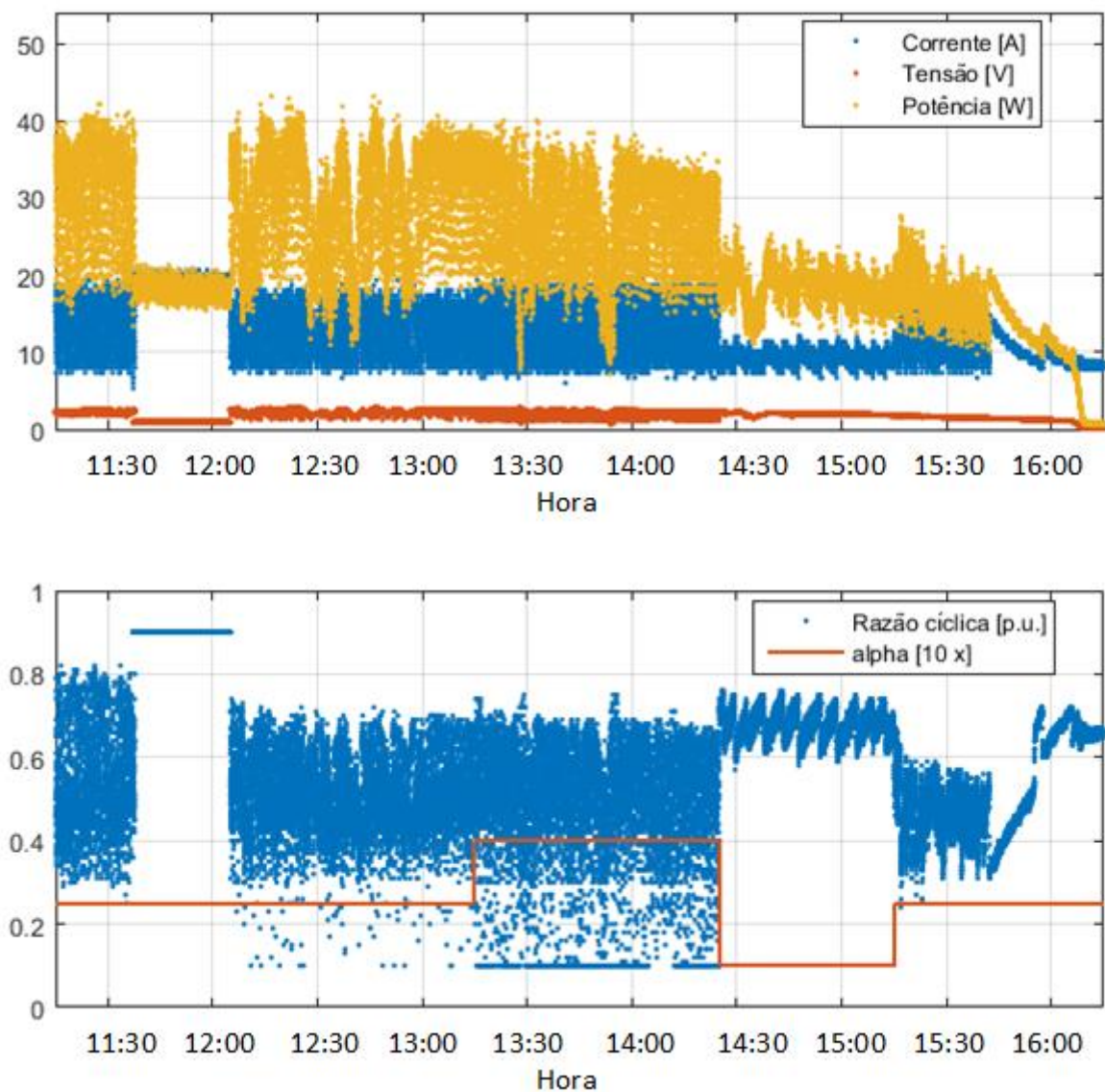


Figura 96 – Resposta da potência fotogerada com C.Inc. (11/05).

Sobre os resultados do C.Inc., a Figura 95 mostra uma geração favorável no início da medição, embora altamente oscilante, mas sobretudo depois de 12 : 35 até 13 : 40, a geração está aquém do esperado para esse período. Antes do degrau no parâmetro modulante do passo α , até 12 : 50, essa queda é exclusiva do sombreamento.

Entre 12 : 50 e 13 : 14, há uma intensificação da ação do C.Inc., e o algoritmo reflete ainda mais oscilação nas variáveis, fato observado sobretudo na razão cíclica. Por outro lado, entre 13 : 15 e 13 : 39, é observado o efeito oposto, e a redução do valor de α freia a ação do C.Inc., deixando a tensão e a potência à margem de reduções bruscas. Nesse caso, o algoritmo perde parcialmente a capacidade de retomar os patamares de alta potência e se acomoda num estado de ineficiência, aquém do MPP.

Após 13 : 40, e até 14 : 30, a geração ocorre normalmente, mas após esse período,

uma frente de nuvens reduziu a irradiância incidente sobre o módulo, e a potência fotogerada novamente registrou uma queda que perdurou até o fim do teste. Por essa razão, atribui-se que no domínio da potência, a modulação do passo deve intensificar a ação do C.Inc. na região de baixa, quando há sombreamento, e frear na alta, sob sol pleno.

De forma similar, a Figura 96 demarca alguns eventos críticos. Inicialmente, entre 11 : 40 e 12 : 10, o controlador PI saturou e a geração ficou à margem das condições ambientais sem ação do MPPT, implicando a queda pela metade da potência captada, com operação na tensão próxima ao ponto de circuito aberto. Após essa fase, e durante boa parte do tempo, até 13 : 14, a geração manteve-se estável, apesar das grandes oscilações.

Entre 13 : 15 e 14 : 24, a intensificação na modulação do passo acarretou uma difusão maior da razão cíclica, assim como a redução de α , entre 14 : 25 e 15 : 14, que acomodou o algoritmo num ponto aquém do MPP e sinalizou perda de potência. Ao final, após 15 : 40, a potência cai novamente e ressalta a ineficiência na modulação do passo sob essa condição de geração.

Em termos de energia, os testes que foram realizados constatarem o estado da geração no período de avaliação juntamente ao qual a respectiva técnica foi analisada. A Tabela 8 mostra os resultados de potência e energia obtidos nos testes, em que E_{PV} é a energia acumulada, μ_{PPV} é a potência média, σ_{PPV} é o desvio padrão da potência, e $\min(P_{PV})$ e $\max(P_{PV})$ são, respectivamente, os valores de potência mínimo e máximo verificados.

Método	P&O (v_{PV})	P&O (d)	C.Inc. (09)	C.Inc. (11)
Horário	11:00 - 16:00	11:15 - 16:00	11:00 - 16:00	11:15 - 16:15
E_{PV} [Wh]	158,25	126,16	75,16	112,35
μ_{PPV} [W]	31,65	26,32	15,03	22,47
σ_{PPV} [W]	7,06	10,79	10,10	8,20
$\min(P_{PV})$ [W]	0	0,52	2,27	0,48
$\max(P_{PV})$ [W]	43,38	39,51	54,84	43,15

Tabela 8 – Dados de Potência.

Com base no exposto, verifica-se que a técnica mais favorável à geração fotovoltaica foi o P&O no modo v_{PV} , em malha fechada, o que se deve sobretudo à sua operação uniforme e estável. Contudo, os registros de sombreamento nas demais técnicas, e a sua atuação no período de baixa irradiância também são quesitos de influência na avaliação dos métodos. Por exemplo, o C.Inc. ensaiado no dia 09/05, sob nebulosidade, apresentou peculiaridades como alto desvio de potência relativamente à media, e um pico acima do valor nominal no STC, o que se deve a uma baixa da temperatura ambiente conjugada com um degrau de irradiância e a uma pequena margem de imprecisão na medição.

Sobre a energia acumulada, os desvios e sombreamentos traçam contornos específicos além do padrão linear esperado para uma condição uniforme. A Figura 97 ressalta a evolução da energia acumulada nas diferentes técnicas de MPPT e condições ambientais,

em que o P&O de tensão evolui quase que como uma reta, o da razão cíclica apresenta pequenas rupturas na continuidade linear devido aos instantes de sombreamento. Em oposição, no primeiro ensaio do C.Inc., quase toda a energia acumulada no dia foi captada na primeira metade do ensaio, ao passo que a segunda medição, num dia mais ensolarado, reflete uma curvatura mais suave e próxima do perfil linear.

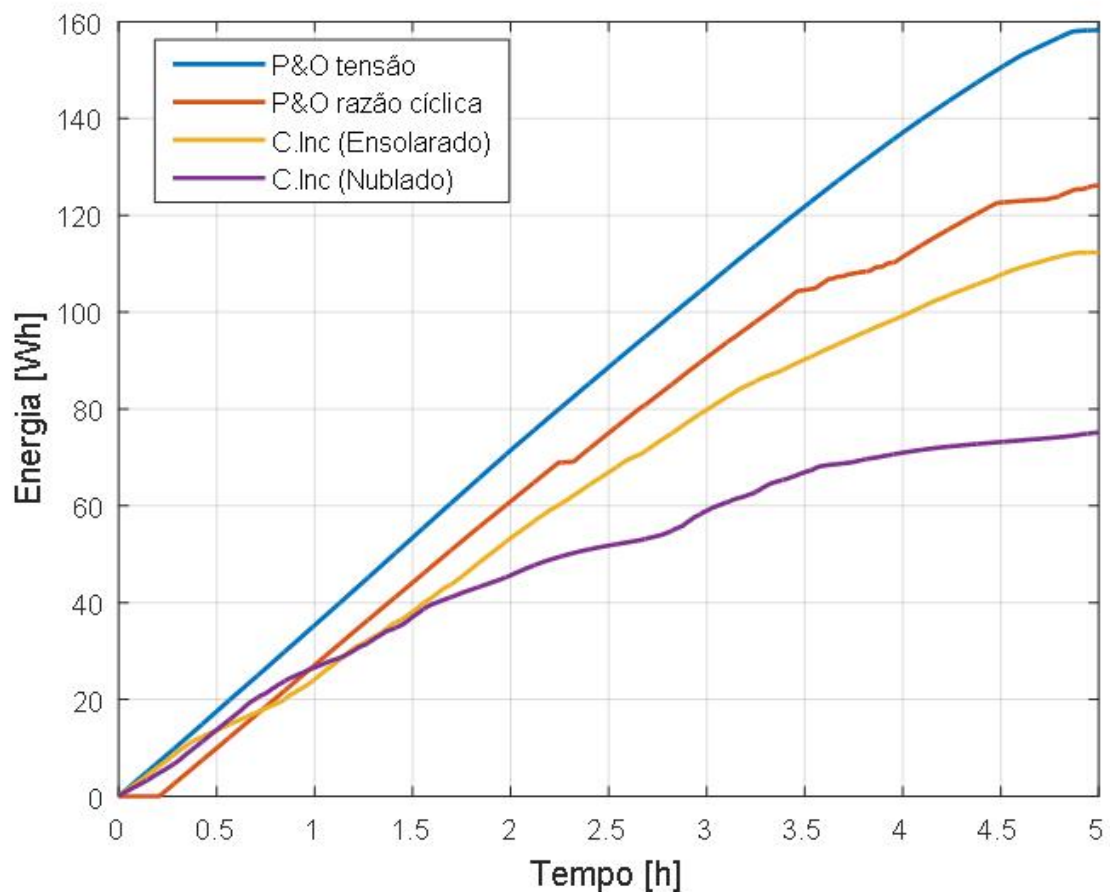


Figura 97 – Energia acumulada nas técnicas de MPPT.

Conclusão

Em conclusão, o presente trabalho apresentou um pouco sobre os sistemas fotovoltaicos, considerando o potencial de exploração do recurso solar. Nesse sentido, várias são as variáveis de influência no desempenho, como irradiância, temperatura, posição no espaço e, sobretudo, o meio material em que se dá a conversão fotovoltaica.

No âmbito dos conversores CC/CC, foram abordados os mais usuais da literatura, como o *buck*, que reduz a tensão, o *boost*, que eleva e o *buck-boost*, que possui função dupla no ganho estático. Dentre estes, uma versão modificada do conversor *boost* inserida no sistema fotovoltaico juntamente ao modelo equivalente do barramento CC e do módulo fotovoltaico.

A partir da definição da topologia do sistema, foi determinado o seu modelo dinâmico desde o domínio do tempo, em espaço de estados médios, passando pela análise de pequenos sinais até a obtenção da função de transferência desejada, e esta por sua vez deu base para o projeto do controlador que segue o modelo PI (proporcional integral) e foi ajustado para operar com margem de estabilidade e atender os critérios de desempenho, vistos como transitório rápido e suave sem erro em regime permanente.

No projeto do controlador, a sua função foi discretizada e culminou na equação de diferenças, que assim como as diversas rotinas de MPPT, cada uma a seu modo, compõem o controle, embarcado no controlador digital, que faz interface com o circuito de potência por meio de um módulo de sensores, que são transdutores de tensão e corrente, e por envolverem sinais analógicos, a conversão para valores digitais acarreta uma faixa de imprecisão, também determinada por processos de calibração.

Ao final, e como uma resposta ao baixo rendimento dos sistemas fotovoltaicos, foram apresentadas várias técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), e implementada o P&O de passo fixo no modo de tensão ou razão cíclica e o C.Inc., todas elas baseadas no efeito de perturbação e observação.

As técnicas de MPPT foram simuladas, ensaiadas experimentalmente e observadas as leituras do osciloscópio, e dentre todos os resultados observados, o efeito de intervir em malha aberta no P&O da razão cíclica favorece do ponto de vista da robustez operacional, embora pouco preciso e por vezes lento, sendo ideal para condições mais uniformes de radiação, ao passo que o condutância incremental atuando sobre a tensão de entrada, uma vez que devidamente modulado, possui uma sensibilidade que se sobressai em condições ambientais mais variáveis.

Em geral, o caráter estável na perturbação da tensão e o desempenho mais linear da potência, o P&O de tensão sobressaiu-se nos testes analisados, equilibrando a sensibilidade com a robustez na medida certa para lidar com as variações de potência.

Dessa forma, o presente trabalho se encerra com testes em simulação e apresenta resultados experimentais que corroboram a atuação do P&O como descrito na literatura, com destaque para as respostas transitória e de regime, bem como abre margem para discussões acerca do tamanho do passo e até mesmo sobre a variável de perturbação.

No que tange a trabalhos futuros, segue, dentre as várias possibilidades, a implementação de outras técnicas de MPPT, equivalentes ou até mais avançadas, além do ensaio e controle sobre outras variáveis de influência no rendimento como temperatura e inclinação do módulo. Além destes, cabe investigações envolvendo outras topologias de conversores CC/CC, outros modelos de controlador e, cita-se também a investigação sobre sistemas com baterias e procedimentos de inversão e conexão com a rede.

Referências

- [1] Agência Nacional de Energia Elétrica. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 3. ed. – Brasília : Aneel, 2008. ISBN: 978-85-87491-10-7.
- [2] Empresa de Pesquisas Energéticas. **Nota técnica DEA 19/14 - Inserção da Geração Fotovoltaica Distribuída no Brasil - Condicionantes e Impactos**. Rio de Janeiro : EPE, outubro de 2014.
- [3] Empresa de Pesquisas Energéticas. **Nota técnica EPE - Análise da Inserção da Geração Solar na Matriz Elétrica Brasileira**. Rio de Janeiro : EPE, maio de 2012.
- [4] Agência Nacional de Energia Elétrica. **Resolução Normativa nº 687**. Revisão da REN 482, 24 de novembro de 2015.
- [5] PINHO, J.T., GALDINO, M.A.. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro : CEPREL - CRESESB, março de 2014.
- [6] MARTINS, D. C., COELHO, F. R., SANTOS, W. M.. **Minicurso - Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas**. XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), setembro de 2011.
- [7] FALCÃO, V.D.. **Fabricação das Células Solares CdS/CdTe**. Rio de Janeiro : IME, 2005 - Dissertação de Mestrado.
- [8] TREVELIN, F.C.. **Estudo Comparativo Entre Métodos de Rastreamento Solar Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos**. São Carlos : USP, junho de 2014 - Trabalho de Conclusão de Curso.
- [9] REIS, A.L., VIANNA, J.T., MELO, L.M, VIEIRA, L.P., SANTOS, R.V.. **Teoria Geral das Fontes de Alimentação Lineares**. UFJF, setembro de 2011.
- [10] CZARKOWSKI, D., RASHID, M.H. *et. al.*. **Power Electronics Handbook/ Chapter 13 - DC/DC Converters**. 3.ed. - EUA, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5.
- [11] POMÍLIO, J.A.. **Fontes Chaveadas/ Cap.1 - Topologias Básicas de Conversores CC/CC não-isolados**. Faculdade de Engenharia Elétrica, Unicamp. Campinas, julho de 2014.
- [12] TAHERI, H., SALAM, Z., ISHAQUE, K. *and* SYAFARUDDIN. **A Novel Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic System Under**

- Partial and Rapidly Fluctuating Shadow Conditions Using Differential Evolution. Industrial Electronics & Applications (ISIEA), 2010 IEEE Symposium on.*
- [13] EL CHAAR, L., RASHID, M.H. *et. al.* **Power Electronics Handbook/ Chapter 27 - Photovoltaic System Conversion.** 3.ed. - EUA, 2011.
- [14] SOBREIRA JR., P. A., VILLALVA, M.G., BARBOSA, P.G. *et. al.* **Comparative Analysis of Current and Voltage-Controlled Photovoltaic Maximum Power Point Tracking.** UFJF, 2011.
- [15] LIU, C., WU. B, CHEUNG R.. **Advanced Algorithm for MPPT Control of Photovoltaic Systems.** *Canadian Solar Buildings Conference*, Montreal, agosto de 2004.
- [16] JIANG, L., ZHANG, W., DONG, D., CVETKOVIC, I. *et. al.* **R-Based MPPT Method for Smart Converter PV System.** *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 2072-2079.
- [17] NISE, N. S. **Engenharia de sistemas de controle.** 6. ed. - Rio de Janeiro: LTC, 2012.
- [18] BARBI, Ivo. **Modelagem de Conversores CC/CC empregando modelo médio em espaço de estados.** Florianópolis, 2015.
- [19] SEIDEL, A. R. BOTTERÓN, F., BISOGNO, F. E.. **Projeto de Circuitos Magnéticos e Eletrônicos.** PPGEE - Mestrado, UFSM, 2001.

ANEXO A – Códigos dos Algoritmos de MPPT

I. P&O no modo de tensão

```

#include <TimerOne.h>                                     // biblioteca de gerenciamento da frequência de pwm
long double microsampling=40.0;                          // período de chaveamento em microssegundos (us)
long double b[2], Ps=0.005, Is=10;                      // parâmetros de controle
int pin=9;                                                // pino de pwm
int mppcontrol=0, uin=10, umpp = 1250;                  // contadores do MPPT
int sampcontrol=0, usamp=10;                             // amostragem do controle interno
unsigned long clk[2]={0,0};                             // registro de clock
volatile long duty=150;                                  // largura de pulso em 10 bits - 0 a 1023
volatile long ressampling=uin*microsampling;             // período de interrupção e controle em us
volatile double v[2]={0.0,0.0};                         // registro de tensão
volatile double i[2]={0.0,0.0};                         // registro de corrente
volatile double d[2]={0.0,0.0};                         // registro da razão cíclica
volatile double ev[2]={0.0,0.0};                       // registro do erro de tensão Vref - vpv
volatile double p[2]={0.0,0.0};                         // registro da potência
volatile double V=6.0, dV=0.8, Vrec=0.0;               // variáveis do MPPT

void setup() {
  pinMode(pin,OUTPUT);                                  // saída pwm
  pinMode(A0,INPUT);                                    // entrada de tensão
  pinMode(A1,INPUT);                                    // entrada de corrente
  Serial.begin(9600);                                    // habilitação da serial
  Timer1.initialize(microsampling);                     // habilitação do timer 1 em T = microsampling
  Timer1.setPeriod(microsampling);
  Timer1.attachInterrupt(vpvcontrol,ressampling);        // habilitação da interrupção em T = ressampling

  b[1] = -Ps - (0.5*Is*ressampling/1000000);           // parâmetro b[1]= -0.005625 (8kHz) do PI;
  b[0] = Ps - (0.5*Is*ressampling/1000000);           // parâmetro b[0]= 0.004375 (8kHz) do PI;
}

void vpvcontrol(){
  clk[1] = micros();                                    // marcador de tempo da interrupção atual

  if ((clk[1]-clk[0]) >= ressampling){                 // habilitação em tempo da amostragem (contador de retaguarda)
    clk[0]=clk[1];                                     // marcador da interrupção passada
    v[0]=v[1];                                          // registro da amostra passada de tensão
    v[1]=(analogRead(A0) - 220)/1.5;                  // registro da amostra atual de tensão

    ev[0] = ev[1];                                     // registro da amostra passada de erro
    ev[1] = (V - v[1]);                                // registro da amostra atual de erro
    d[0] = d[1];                                       // registro da ação de controle passada
    d[1] = d[0] + (b[1]*ev[1]) + (b[0]*ev[0]);         // controle interno da tensão de entrada

    duty=d[1]*1023;                                    // conversão da ação de controle em 10 bits
    if(duty>=900)                                       // limitação da ação de controle
      duty=900;
    else if(duty<100)
      duty=100;
  }
}

```

```

if(sampcontrol>=usamp){
    Serial.print( clk[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( v[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( V ); Serial.print(" ");
    Serial.print( ev[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( d[1] ); Serial.println(" ");
    sampcontrol=0;
}

if(mppcontrol>umpp){
    i[0]=i[1];
    i[1]=-(analogRead(A1) - 220)/35.0;
    p[0]=p[1];
    p[1]=v[1]*i[1];

    if(p[1]>=p[0]){
        if(V >= Vrec){ Vrec=V;
        V = V + dV;}
        else if(V < Vrec){ Vrec=V;
        V = V - dV;}
    }

    else if(p[1]<p[0]){
        if(V > Vrec){Vrec=V;
        V = V - dV; }
        else if(V < Vrec){Vrec=V;
        V = V + dV;}
    }

    Serial.print( clk[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( d[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( v[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( i[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( p[1] ); Serial.println(" ");

    mppcontrol=0;

    mppcontrol++;
    sampcontrol++;
    Timer1.pwm(pin, duty, microsampling);

}

void loop(){

```

// rotina de amostragem do controle interno
// imprime contador de tempo
// imprime tensão medida
// imprime tensão de referência
// imprime erro de tensão
// imprime razão cíclica

// rotina de mppt como uma medida de ciclos do controle da tensão
// registro da amostra passada de corrente
// registro da amostra atual de corrente
// registro do estado anterior da potência fotogerada
// determinação do estado atual da potência fotogerada

// mppt da tensão se a potência aumentou

// mppt da tensão se a potência diminuiu

// imprime contador de tempo
// imprime razão cíclica
// imprime tensão de entrada
// imprime corrente de entrada
// imprime potência fotogerada

// reinicia o contador de mppt

// incrementa o contador de mppt
// incrementa o contador de amostragem interna
// impõe a ação de controle da tensão no pwm

II. P&O no modo da razão cíclica

```

#include <TimerOne.h>
long double microsampling=40.0;
int pin=9;
int mppcontrol=0, uin=10, umpp = 1250;
int sampcontrol=0, usamp=10;
unsigned long clk[2]={0,0};
volatile long duty=150;
volatile long resampling=uin*microsampling;
volatile double v[2]={0.0,0.0};
volatile double i[2]={0.0,0.0};
volatile double p[2]={0.0,0.0};
volatile double D=0.8, delta=0.03, Drec=0.0;

```

// biblioteca de gerenciamento da frequência de pwm
// período de chaveamento em us
// pino de pwm
// contadores do MPPT
// amostragem do controle interno
// registro de clock
// largura de pulso em 10 bits - 0 a 1023
// período de interrupção e controle em us
// registro de tensão
// registro de corrente
// registro da potência
// variáveis do MPPT

```

void setup() {
    pinMode(pin,OUTPUT);           // saída pwm
    pinMode(A0,INPUT);             // entrada de tensão
    pinMode(A1,INPUT);             // entrada de corrente
    Serial.begin(9600);            // habilitação da serial
    Timer1.initialize(microsampling); // habilitação do timer 1 em T = microsampling
    Timer1.setPeriod(microsampling);
    Timer1.attachInterrupt(dutycontrol,ressampling); // habilitação da interrupção em T = resampling
}

void dutycontrol(){               // chamada de dutycontrol
    clk[1] = micros();            // marcador de tempo da interrupção atual

    if ((clk[1]-clk[0]) >= resampling){ // habilitação em tempo da amostragem (contador de retaguarda)
        clk[0]=clk[1];           // marcador da interrupção passada

        duty=D*1023;             // conversão da ação de controle em 10 bits
        if(duty>=900)             // limitação da ação de controle
            duty=900;
        else if(duty<100)
            duty=100;

        if(sampcontrol>=usamp){
            Serial.print( clk[1] ); Serial.print(" "); // imprime contador de tempo
            Serial.print( duty );Serial.print(" ");   // imprime razão cíclica de atuação
            Serial.print( D ); Serial.print(" ");      // imprime razão cíclica de referência
            Serial.print( v[1] ); Serial.print(" ");   // imprime tensão de entrada
            sampcontrol=0;
        }

        if(mppcontrol>umpp){      // rotina de mppt como uma medida de ciclos internos
            v[0]=v[1];             // registro da amostra passada de tensão
            v[1]=(analogRead(A0) - 220)/1.5; // registro da amostra atual de tensão
            i[0]=i[1];             // registro da amostra passada de corrente
            i[1]=-(analogRead(A1) - 220)/35.0; // registro da amostra atual de corrente
            p[0]=p[1];             // registro do estado anterior da potência fotogerada
            p[1]=v[1]*i[1];        // determinação do estado atual da potência fotogerada

            if(p[1]>=p[0]){         // mppt da razão cíclica se a potência aumentou
                if(D >= Drec){Drec=D;
                    D = D + delta;}
                else if(D < Drec){ Drec=D;
                    D = D - delta;}
            }

            else if(p[1]<p[0]){     // mppt da razão cíclica se a potência diminuiu
                if(D > Drec){Drec=D;
                    D = D - delta;}
                else if(D < Drec){Drec=D;
                    D = D + delta;}
            }

            Serial.print( clk[1] ); Serial.print(" "); // imprime contador de tempo
            Serial.print( D ); Serial.print(" ");      // imprime razão cíclica
            Serial.print( v[1] ); Serial.print(" ");   // imprime tensão de entrada
            Serial.print( i[1] ); Serial.print(" ");   // imprime corrente de entrada
            Serial.print( p[1] ); Serial.println(" "); // imprime potência fotogerada
            mppcontrol=0;          // reinicia o contador de mppt
        }
    }
}

```

```

mppcontrol++; // incrementa o contador de mppt
sampcontrol++; // incrementa o contador de amostragem interna
Timer1.pwm(pin, duty, microsampling); // impõe a ação de controle da tensão no pwm
}
}

void loop(){
}

```

III. Condutância Incremental

```

#include <TimerOne.h> // biblioteca de gerenciamento da frequência de pwm
long double microsampling=40.0; // período de chaveamento em us
long double b[2], Ps=0.005, Is=10; // parâmetros de control
long double r=0.67, eps=0.1, Vmax=18.0, Vmin=8.0; // parâmetros do C.Inc.
long double alpha=0.08;
int pin=9; // pino de pwm
int mppcontrol=0, uin=10, umpp = 1250; // contadores do MPPT
int sampcontrol=0, usamp=10; // amostragem do controle interno
unsigned long clk[2]={0,0}; // registro de clock
volatile long duty=150; // largura de pulso em 10 bits - 0 a 1023
volatile long resampling=uin*microsampling; // período de interrupção e controle em us
volatile double v[2]={0.0,0.0}; // registro de tensão
volatile double i[2]={0.0,0.0}; // registro de corrente
volatile double d[2]={0.0,0.0}; // registro da razão cíclica
volatile double ev[2]={0.0,0.0}; // registro do erro de tensão Vref - vpv
volatile double p[2]={0.0,0.0}; // registro da potência
volatile double V=5.0, dV, Vrec=0.0; // variáveis do MPPT
volatile double g, Lmax, Lmin;

void setup() {
pinMode(pin,OUTPUT); // saída pwm
pinMode(A0,INPUT); // entrada de tensão
pinMode(A1,INPUT); // entrada de corrente
Serial.begin(9600); // habilitação da serial
Timer1.initialize(microsampling); // habilitação do timer 1 em T = microsampling
Timer1.setPeriod(microsampling);
Timer1.attachInterrupt(vpvcontrol,resampling); // habilitação da interrupção em T = resampling

b[1] = -Ps - (0.5*Is*resampling/1000000); // parâmetro b[1]= -0.005625 (8kHz) do PI;
b[0] = Ps - (0.5*Is*resampling/1000000); // parâmetro b[0]= 0.004375 (8kHz) do PI;
}

void vpvcontrol(){ // chamada de vpvcontrol
clk[1] = micros(); // marcador de tempo da interrupção atual

if ((clk[1]-clk[0]) >= resampling){ // habilitação em tempo da amostragem (contador de retaguarda)
clk[0]=clk[1]; // marcador da interrupção passada
v[0]=v[1]; // registro da amostra passada de tensão
v[1]=(analogRead(A0) - 220)/1.5; // registro da amostra atual de tensão

ev[0] = ev[1]; // registro da amostra passada de erro
ev[1] = (V - v[1]); // registro da amostra atual de erro
d[0] = d[1]; // registro da ação de controle passada
d[1] = d[0] + (b[1]*ev[1]) + (b[0]*ev[0]); // controle interno da tensão de entrada

duty=d[1]*1023; // conversão da ação de controle em 10 bits
if(duty>=900) // limitação da ação de controle
duty=900;
}
}

```

```

else if(duty<100)
duty=100;

if(sampcontrol>=usamp){
    Serial.print( clk[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( v[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( V ); Serial.print(" ");
    Serial.print( ev[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( d[1] ); Serial.println(" ");
    Serial.print( g ); Serial.print(" ");
    Serial.print( Lmax ); Serial.print(" ");
    Serial.print( Lmin ); Serial.println(" ");
    sampcontrol=0;
}

if(mppcontrol>umpp){
    i[0]=i[1];
    i[1]=-(analogRead(A1) - 220)/35.0;
    p[0]=p[1];
    p[1]=v[1]*i[1];

    dV=V-Vrec;
    if(dV>-r && dV<0){ dV= -r; }
    else if(dV<r && dV>=0){ dV= r; }

    g=alpha*(p[1] - p[0])/dV;

    if(V>Vmax){ V=Vmax; }
    else if(V<Vmin){ V= Vmin;}

    Lmax=(Vmax/V)-1;
    Lmin=(Vmin/V)-1;

    if(g>=Lmax){ g= -eps; }
    else if(g<=Lmin){ g= eps;}

    Vrec=V;
    V=(1+g)*V;

    if(V>Vmax){ V=Vmax; }
    else if(V<Vmin){ V= Vmin;}

    Serial.print( clk[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( d[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( v[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( i[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( p[1] ); Serial.print(" ");
    Serial.print( g ); Serial.print(" ");
    Serial.print( Lmin ); Serial.print(" ");
    Serial.print( Lmax ); Serial.print(" ");
    Serial.print( V ); Serial.println(" ");
    mppcontrol=0;
}

mppcontrol++;
sampcontrol++;
Timer1.pwm(pin, duty, microsampling);
}

void loop(){
}

```