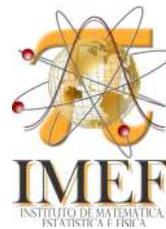




Universidade Federal do Rio Grande
Campus Carreiros
IMEF - Colegiado do Curso do
Programa de Pós-Graduação em Física



Lucas Bonifácio Selbach

**Desenvolvimento de uma plataforma multipropósito
programável microcontrolada para aquisição de dados e
controle de potência em fontes de energias renováveis.**

Dissertação de Mestrado

Rio Grande, RS.
12 de janeiro de 2025



DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA MULTIPROPÓSITO
PROGRAMÁVEL MICROCONTROLADA PARA AQUISIÇÃO DE DADOS E
CONTROLE DE POTÊNCIA EM FONTES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS.

Lucas Bonifácio Selbach

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Programa de Pósgraduação em Física, PPGFIS, da Universidade Federal do Rio Grande, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre no Programa de Pósgraduação em Física, PPGFIS.

Orientadores: Fabrício Ferrari
Edson M. Kakuno

Rio Grande
Janeiro de 2025

Ficha Catalográfica

S464d Selbach, Lucas Bonifácio.

Desenvolvimento de uma plataforma multipropósito programável microcontrolada para aquisição de dados e controle de potência em fontes de energias renováveis / Lucas Bonifácio Selbach. – 2025.
141 f.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande – FURG, Programa de Pós-Graduação em Física, Rio Grande/RS, 2025.

Orientador: Dr. Fabrício Ferrari.

Coorientador: Dr. Edson Massayuki Kakuno.

1. Sistema MPPT 2. Energia solar 3. Energias renováveis
I. Ferrari, Fabrício II. Kakuno, Edson Massayuki III. Título.

CDU 53:620.91

Catálogo na Fonte: Bibliotecário José Paulo dos Santos CRB 10/2344

Desenvolvimento de uma plataforma multipropósito programável microcontrolada para aquisição de dados e controle de potência em fontes de energias renováveis

Lucas Bonifácio Selbach

Orientador:

Prof. Dr. Fabricio Ferrari

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Física no Curso de Mestrado em Física, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Física.

Aprovada por:

Documento assinado digitalmente

 gov.br

FABRICIO FERRARI

Data: 22/11/2024 15:31:43-0300

Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Fabricio Ferrari

Documento assinado digitalmente

 gov.br

VINICIUS MENEZES DE OLIVEIRA

Data: 19/11/2024 08:35:43-0300

Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Vinícius Menezes de Oliveira

Documento assinado digitalmente

 gov.br

FABIO BATAGIN ARMELIN

Data: 13/11/2024 17:29:12-0300

Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Fábio Batagin Armelin

Rio Grande
Novembro de 2024

Aos meus pais, Júlio e Fermina.

Agradecimentos

Meu especial agradecimento ao meu amor, Glaucia, que pacientemente esteve ao meu lado durante a jornada desse trabalho. Agradeço pelo amor, carinho e todo apoio que sempre me fortalece. Sem tua companhia e inspiração eu jamais teria ido tão longe.

À minha família, Pai, Mãe, Guilherme e Gabriel, também deixo registrado meu agradecimento. Agradeço por todo apoio que sempre deram aos meus projetos mirabolantes.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Fabrício Ferrari, por ter sido um orientador paciente, pela confiança e liberdade que me deu. Sem dúvidas, aprendi muito contigo. Também agradeço pela colaboração e pelas dicas de eletrônica, Prof. Dr. Edson.

Não poderiam faltar os grandes amigos e amigas que me acompanharam durante o mestrado: Andrei, Leli, Yasmim, Baitolovsky, Bilaque, Denise, Fernanda, Henrique, Minari... E também os amigos de longa data, que estiveram ao meu lado durante alguns anos na FURG: Lucatelli, Thais, Dani, Taneo, Otávio e Marcos. Muito obrigado pelas risadas e boa companhia!

Também agradeço aos conselhos e contribuições dos professores João Prolo, Matheus Lazo e Juliano. Vocês sempre compartilharam seu conhecimento com entusiasmo.

Agradeço ao colegiado do PPPG-Física, a CAPES, ao CNPQ e à FURG pela oportunidade e pelo espaço.

Resumo da Dissertação apresentada à IMEF/FURG como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Física (M.Sc.)

DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA MULTIPROPÓSITO
PROGRAMÁVEL MICROCONTROLADA PARA AQUISIÇÃO DE DADOS E
CONTROLE DE POTÊNCIA EM FONTES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS.

Lucas Bonifácio Selbach

Janeiro/2025

Orientadores: Fabrício Ferrari
Edson M. Kakuno

Programa: Programa de Pósgraduação em Física, PPGFIS

Diante do eminente colapso ambiental provocado pelas mudanças climáticas, é inequívoca a necessidade de promover meios de vida sustentáveis. As fontes de energias renováveis, tais como a solar, tem sido uma das iniciativas mais visadas para desacelerar o ritmo de degradação da biosfera. Contudo, a energia solar produz corrente contínua e baixas tensões, além do fato da potência gerada responder bruscamente à variações de intensidade da radiação incidente, algo que, para possibilitar sua utilização efetiva, exige um controle ativo do fluxo de potência para a carga ou para a rede elétrica. Essas características acabam dificultando a ampla e urgente popularização de um importante e abundante recurso energético. Diante desses desafios, este trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema microcontrolado voltado para aplicações de rastreamento de máxima potência (MPPT) de fontes de energia fotovoltaicas. Para a implementação, revisamos alguns tópicos de sistemas de controle necessários para a otimização do sistema. Na sequência desenvolvemos o modelo do conversor *boost*, que será o atuador do sistema MPPT que será otimizado para a implementação das técnicas de otimização do algoritmo MPPT perturba e observa (P&O) revisadas e modeladas computacionalmente. Por fim, é projetado e construído a *hardware* da plataforma multipropósito baseada em um microcontrolador (μC) ATmega2560 para a implementação do algoritmo P&O. Após a calibração dos sensores, o sistema MPPT, bem como a placa desenvolvida como plataforma de testes foram submetidos a testes com módulos operando em condições ambientais reais, apresentando um comportamento próximo do esperado, apesar de algumas limitações de validação encontradas ao longo dos ensaios.

Abstract of Dissertation presented to IMEF/FURG as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Physics (M.Sc.)

DEVELOPMENT OF A MULTIPURPOSE PROGRAMMABLE
MICROCONTROLLED PLATFORM FOR DATA ACQUISITION AND POWER
CONTROL IN RENEWABLE ENERGY SOURCES.

Lucas Bonifácio Selbach

January/2025

Advisors: Fabrício Ferrari

Edson M. Kakuno

Department: Programa de Pósgraduação em Física

In view of the imminent environmental collapse caused by climate change, the need to promote sustainable ways of life is unequivocal. Renewable energy sources, such as solar energy, have been one of the most targeted initiatives to slow down the pace of manipulation of the biosphere. However, solar energy produces direct current and low intensities, in addition to the fact that the power generated responds abruptly to variations in the intensity of incident radiation, something that, in order to enable its effective use, requires active control of the power flow to the load or to an electrical grid. These characteristics end up hindering the widespread and urgent popularization of an important and abundant energy resource. In view of these challenges, this work proposes the development of a microcontrolled system aimed at maximum power tracking (MPPT) applications of photovoltaic energy sources. For implementation, we review some topics of control systems necessary for system optimization. Next, we develop the model of the *boost* converter, which will be the actuator of the MPPT system that will be optimized to improve the optimization techniques of the MPPT perturb-and-observe (P&O) algorithm reviewed and computationally modeled. Finally, the *hardware* of the multipurpose platform based on an ATmega2560 microcontroller (μC) for the implementation of the P&O algorithm is designed and built. After the sensors' instability, the MPPT system, as well as the board developed as a test platform, were subjected to tests with modules operating in real environmental conditions, presenting a behavior close to the expected, despite some validation limitations found during the tests.

Sumário

Lista de Figuras	i
Lista de Tabelas	r
1 Introdução	1
1.1 Sistemas de geração de energias renováveis	2
1.2 Radiação solar	4
1.3 Eletricidade fotovoltaica: aspectos gerais da tecnologia	7
1.4 Modelos matemáticos de células e módulos fotovoltaicos	10
1.4.1 Associação de células FV: módulos e arranjos fotovoltaicos	15
1.5 Sistemas para o rastreamento do ponto de máxima potência	18
I Referencial teórico	27
2 Modelagem do conversor Boost	28
2.1 Conversor <i>Boost</i>	28
2.1.1 Modelo no domínio do tempo: análise do ciclo ativo	32
2.1.2 Modelo no domínio do tempo: Análise do ciclo inativo	32
2.1.3 Ondulação da corrente do indutor	34
2.1.4 Ondulação da tensão de saída	35
2.1.5 Ganho e eficiência do circuito não ideal	36
2.2 Funções de transferência do conversor <i>Boost</i> a partir do modelo médio no espaço de estados	39
II Metodologia: dimensionamento do controle e montagens experimentais	50
3 Otimização da malha de controle do sistema MPPT	51
3.1 Análise da interação módulo FV/conversor em condições dinâmicas	51
3.1.1 Determinação de \mathcal{T}_p	57
3.1.2 Determinação de $\Delta\delta$	59

4	Sistema de aquisição e montagem experimental	67
4.1	Microcontrolador e recursos para processamento dos sinais	67
4.2	Sensores e tratamento de sinais	68
4.2.1	Sensor de tensão	68
4.2.2	Sensor de corrente	70
4.3	Condicionamento e conversão analógica para digital dos sinais	73
4.3.1	Condicionamento do sinal PWM	75
4.4	Fontes de alimentação	76
4.5	Desenho e construção da PCB	77
4.6	Calibração dos sensores	82
4.6.1	Teste dinâmico do sinal analógico e calibração do sensor de tensão	82
4.6.2	Calibração do sensor de corrente	84
4.7	Construção do conversor <i>boost</i>	85
4.8	Implementação do algoritmo e modulação PWM	91
4.9	Montagem experimental	93
III	Resultados e discussão	95
5	Resultados: séries temporais e condições climáticas	96
5.1	Dia 13/10/2024	96
5.2	Dia 14/10/2024	103
5.3	Análise e discussão	111
IV	Conclusões	114
6	Conclusão	115
	Referências Bibliográficas	117
A		123
A.1	Código do algoritmo MPPT	123
A.2	Tópicos de Teoria de Controle	130
A.3	Estratégias de controle	130
A.4	Modelagem e análise de sistemas de controle	132
A.4.1	Função de transferência em malha fechada	133
A.5	Análise da resposta transitória do sistema no domínio do tempo	135

Lista de Figuras

1.1	Radiação solar global (W/m^2) absorvida relativa à média dos primeiros 120 meses da série temporal do projeto CERES. O banco de dados CERES está disponível para consulta em http://ceres.larc.nasa.gov/order_data.php . Adaptado de HANSEN <i>et al.</i> (2023)	1
1.2	Oferta Interna de Energia Elétrica por Fonte: EPE (2023)	2
1.3	Exemplo da arquitetura de uma rede de geração <i>micro-grid</i> com barramento de distribuição CC. Fonte: DE CARVALHO NETO (2016)	3
1.4	Exemplo da arquitetura de uma rede de geração <i>micro-grid</i> com barramento de distribuição AC. Fonte: NGOC AN e TUAN (2018)	4
1.5	Características do espectro da luz solar. Fonte: SMERS <i>et al.</i> (2018)	5
1.6	Ângulo zenital de incidência da radiação solar na superfície da Terra. Vemos que a incidência é maior nas regiões próximas do equador, onde $\theta = 0$, e é quase nula em alguns períodos do ano para os polos, onde $\theta = \pi/2$. Fonte: RASHID (2014)	6
1.7	Padrões de irradiância para diferentes coberturas de nuvens obtidos na estação meteorológica da Universidade Federal do Rio Grande, na região de Rio Grande, RS, Brasil. Fonte: PISMEL (2023)	7
1.8	Aspecto típico de uma célula fotovoltaica de silício comercial. A ampliação em destaque mostra um corte da estrutura da célula, onde um dos eletrodos de prata frontais da célula é visível. No detalhe também podemos ver a rugosidade da superfície, construída para reduzir perdas por reflexão da luz. Fonte: KOSYACHENKO (2011)	8
1.9	Evolução da eficiência das tecnologias de células fotovoltaicas. Fonte: NREL (2024)	8
1.10	Na figura (a), temos o cristal de silício do tipo <i>n</i> com dopagem de fósforo e do tipo <i>p</i> . Na figura (b) vemos cristal de silício com dopagem de boro. Fonte: PIAZZA e VITALE (2013)	9

1.11	Ilustração do efeito fotoelétrico ocorrendo na junção np . Os elétrons da camada p são ejetados ao absorverem a energia carregada pelos fótons, ultrapassando o gap de energia da junção até a camada p . Esse deslocamento de elétrons é responsável pelo surgimento do campo elétrico que produz uma corrente quando as camadas são interligadas por algum condutor. Fonte: Adaptado de CHAKRABORTY <i>et al.</i> (2013)	10
1.12	Curva de resposta $I \times V$ de um diodo de junção pn ideal. Adaptado de: KOSYACHENKO (2011)	11
1.13	Modelo de único diodo de uma célula FV convencional. As resistências em série e paralelo representam as resistências intrínsecas presentes na célula. Adaptado de: WIRTH (2021)	12
1.14	Modelo de único diodo de uma célula fotovoltaica convencional. A resistência em paralelo R_p representa a resistência intrínseca da célula. Adaptado de: KOSYACHENKO (2011)	13
1.15	Curva de resposta $I \times V$ do circuito da figura (1.14). Vemos que a curva para o circuito sem a presença da fotocorrente I_{eq} se assemelha à curva de um diodo ideal. Adaptado de: KOSYACHENKO (2011)	13
1.16	Procedimento adotado para obtenção da curva $I \times V$ tipicamente apresentada nas especificações de células e módulos fotovoltaicos. Adaptado de: VILLALVA <i>et al.</i> (2009)	14
1.17	Variações da curva $P \times V$ de uma célula FV. Cada curva corresponde a um nível de irradiância diferente. O ponto máximo da curva de potência caracteriza o ponto de MPP da célula ou do módulo. Adaptado de: BLAABJERG <i>et al.</i> (2004)	14
1.18	Estrutura típica de um módulo fotovoltaico. Fonte: MACHADO e MIRANDA (2015)	15
1.19	Resultado da associação em série de duas células FV idênticas. A corrente I_{sc} permanece inalterada, enquanto a tensão V_{oc} dobra. Fonte: adaptado de COELHO (2008)	15
1.20	Resultado da associação em paralelo de duas células FV idênticas. A tensão V_{oc} permanece inalterada, enquanto a corrente I_{sc} dobra. Fonte: adaptado de COELHO (2008)	16
1.21	Efeitos da irradiância nas curvas $I \times V$. Fonte: adaptado de AMERESCO (2012)	16
1.22	Efeitos da temperatura sobre as curvas $I \times V$. Fonte: adaptado de AMERESCO (2012)	17

1.23	Curvas $P \times V$ de um pequeno módulo FV para diferentes condições de irradiância. Em vermelho temos destacados os pontos de máxima potência (MPP - <i>Maximum Power Point</i>) para cada ocasião. Adaptado de ELTAMALY e ABDELAZIZ (2020)	18
1.24	Carga resistiva pura acoplada ao módulo FV. Adaptado de COELHO (2008)	18
1.25	Linhas de carga relacionadas com diferentes resistências de carga para uma situação de irradiância e temperatura constantes no circuito da figura (1.24). Podemos variar a potência extraída do módulo simplesmente alterando o valor de R_{in} . Haverá uma determinada resistência onde a potência será máxima. Fonte: adaptado de RASHID (2014)	19
1.26	Curvas de $I \times V$ relacionadas com diferentes condições ambientais de irradiância. Mantendo a resistência de carga R_{in} fixa, o ponto de operação do módulo raramente será a condição de máxima potência possível. Fonte: adaptado de RASHID (2014)	19
1.27	Diagrama de um sistema MPPT. Adaptado de COELHO (2008)	20
1.28	Pontos de operação do módulo FV impostos pelo algoritmo MPPT. Os passos discretos determinam a distância entre os pontos de operação no plano $P \times V$, até que o ponto MPPT seja atingido. Fonte: adaptado de TAJUDDIN <i>et al.</i> (2015)	21
1.29	Fluxograma de operação do algoritmo MPPT P&O. Fonte: TAJUDDIN <i>et al.</i> (2015)	22
1.30	Representação da atuação do algoritmo MPPT da Condutância Incremental na curva de potência de um módulo fotovoltaico. Fonte: adaptado de TAJUDDIN <i>et al.</i> (2015)	23
1.31	Fluxograma de operação do algoritmo MPPT da Condutância Incremental. Fonte: TAJUDDIN <i>et al.</i> (2015)	24
1.32	Esquemas mostrando duas formas de implementar o algoritmo P&O. Fonte: adaptado de TAJUDDIN <i>et al.</i> (2015)	25
1.33	Diagrama do sistema necessário para manter os níveis de tensão reguladas no barramento de distribuição CC. Quando existe armazenamento de energia em baterias, geralmente são utilizados conversores CC/CC bidirecionais para permitir a inversão da corrente, conforme a variabilidade das cargas e da fonte de energia solar. Fonte: DE CARVALHO NETO (2016)	26
2.1	Diagrama do Conversor Boost. Fonte: o autor	28
2.2	Estados de operação em regime permanente do conversor <i>Boost</i> . Fonte: o autor	29
2.3	Formas de onda das principais grandezas dinâmicas do conversor <i>boost</i> . Fonte: adaptado de CHOI (2022)	30

2.4	Três modos de condução do conversor <i>Boost</i> . Fonte: Próprio autor . . .	31
2.5	Fonte: Próprio autor	35
2.6	Função de ganho do conversor <i>boost</i> não ideal. É possível notar que para R_L e R_D pequenos, a função de ganho tende para a função de ganho do conversor ideal, que apresentaria um ganho infinito em seu comportamento assintótico para $\delta = 1$. Fonte: adaptado de ERICKSON e MAKSIMOVIC' (2020)	37
2.7	Eficiência do conversor <i>boost</i> não ideal. Fonte: adaptado de ERICKSON e MAKSIMOVIC' (2020)	38
2.8	Estados de operação em regime permanente do conversor <i>Boost</i> . . .	39
2.9	Diagrama do circuito de controle do conversor. Fonte: adaptado de ERICKSON e MAKSIMOVIC' (2020)	46
3.1	Diagrama do módulo FV conectado ao conversor <i>boost</i> . Fonte: adaptado de FEMIA <i>et al.</i> (2013)	53
3.2	Perturbação do algoritmo MPPT e resposta do conversor <i>boost</i> . Fonte: adaptado de FEMIA <i>et al.</i> (2013)	54
3.3	Resposta ao degrau unitário da solução (3.25) para $\delta = 0$ com o módulo operando em MPP. O sinal contínuo em vermelho é o sinal de resposta da expressão (3.25). O sinal de linha tracejada em verde é a curva de potência normalizada em relação ao valor do MPP, obtida de (3.27). Fonte: próprio autor	57
3.4	Resposta ao degrau unitário da solução (3.25) sem a influencia do termo de segunda ordem. Fonte: próprio autor	58
3.5	. Fonte: adaptado de TAJUDDIN <i>et al.</i> (2015)	59
3.6	Ilustração das duas situações possíveis de variação da potência. Na situação (a), temos um caso ideal, onde $ \Delta P_\delta > \Delta P_W $. Na situação (b) o algoritmo é confundido, pois $ \Delta P_\delta < \Delta P_W $ Fonte: adaptado de FEMIA <i>et al.</i> (2013)	60
3.7	Resposta do sistema para perturbações de $\Delta\delta = 0.01$ em intervalos de tempo $\mathcal{T}_p = 0.01 = 10ms$. Fonte: próprio autor	65
3.8	Resposta do sistema para perturbações de $\Delta\delta = 0.0156$ em intervalos de tempo $\mathcal{T}_p = 0.0322 = 32.2ms$. Fonte: próprio autor	65
3.9	Curva de ganho em função do ciclo de trabalho. Fonte: próprio autor . . .	66
4.1	Ilustração que apresenta o padrão de pinos do microcontrolador ATmega2560 em um envelope TQFP100. Fonte: www.github.com/MCUdude/MegaCore	68
4.2	Características de um divisor resistivo. Fonte: próprio autor	69

4.3	Aspecto físico do sensor de tensão ACPL-C87. Esse dispositivo é do tipo SMD (<i>Surface-Mount Device</i>), possuindo pequenas dimensões. Fonte: ©BROADCOM (2017)	69
4.4	Diagrama esquemático, do circuito para medições da tensão. Fonte: o autor	70
4.5	Resposta da tensão de saída diferencial nos pinos 7 e 6 do sensor de tensão ACPL-C87B em função da tensão de entrada V_{in} , aplicada no pino 2. Fonte: ©BROADCOM (2017)	70
4.6	Aparência e configuração de montagem do sensor WCS1500. Fonte: ©WINSON (2020)	71
4.7	Diagrama esquemático do circuito para medições da corrente. Fonte: o Autor.	71
4.8	Resposta do sensor Hall WCS1500 para as tensões de alimentação de 3.3V e 5V.	72
4.9	Filtro passivo passa baixas do tipo <i>RC</i> . Fonte: adaptado de ©MICROCHIP e BAKER (1999)	73
4.10	Aspecto físico do conversor ADS1115. As dimensões estão em <i>mm</i> Fonte: INSTRUMENTS (2009)	74
4.11	Diagrama esquemático do circuito para a implementação do conversor ADS1115 na PCB. Fonte: o Autor	74
4.12	Diagrama de blocos da estrutura interna do conversor ADS1115. Fonte: INSTRUMENTS (2009)	74
4.13	Circuito lógico construído para gerar o tempo morto para acionamento de conversores CC/CC em meia ponte. Fonte: o autor	76
4.14	Diagrama do circuito de alimentação principal. Fonte: próprio autor.	77
4.15	Diagrama do circuito da fonte de alimentação secundária para a linha de +3.3V. Fonte: próprio autor.	77
4.16	Diagrama do circuito da fonte de alimentação secundária para a linha de +5V isolada. Essa fonte alimenta os sensores HCPL316. Fonte: próprio autor.	77
4.17	Vista superior da PCB construída para a implementação do projeto. Fonte: o autor	78
4.18	Vista inferior da PCB construída para a implementação do projeto. Fonte: o autor	78
4.19	Primeira tentativa de construção da PCB utilizando a técnica da máscara de litografia impressa em impressora laser. São destacadas a máscara com as trilhas (à esquerda) e placa de cobre virgem devidamente descontaminada (à direita). Fonte: o autor	79
4.20	Resultado da máscara de litografia já transferida para a placa virgem. Fonte: o autor	79

4.21	Detalhes da máscara de litografia transferida para a superfície de cobre da PCB. Fonte: o autor	80
4.22	Placas recebidas da empresa contratada. Fonte: o autor	80
4.23	Montagem final da PCB. Fonte: o autor	81
4.24	Montagem final da PCB. Fonte: o autor	81
4.25	Teste de resposta do sensor de tensão à um sinal quadrado de $100Hz$ e $1.78V$ de pico (canal CH1, em amarelo). O sinal de resposta do sensor é obtido no canal CH2. Fonte: próprio autor	82
4.26	Gráfico com os dados da última coluna da tabela (4.2) dos valores de referência. A linha em vermelho apenas liga os pontos para facilitar a visualização. Fonte: próprio autor.	84
4.27	Gráfico com os dados da última coluna da tabela (4.3) dos valores de referência. A linha em vermelho apenas liga os pontos para facilitar a visualização. Fonte: próprio autor.	85
4.28	Interface da ferramenta gratuita <i>Coil64</i> para o cálculo de indutores. Os parâmetros do núcleo de ferrite EE4215 estão destacados nos campos de entrada de dados, à esquerda. À direita, vemos a janela de resultados. Fonte: próprio autor.	86
4.29	Construção do indutor. Fonte: próprio autor.	87
4.30	Circuito construído para determinar a indutância por meio da frequência natural do tanque <i>LC</i> . Fonte: o autor	87
4.31	Sinal com a frequência de natural obtida do circuito <i>LC</i> da figura (4.30). O valor obtido da frequência natural foi $f_{nat} = 181,818kHz$. Fonte: próprio autor.	88
4.32	Montagem do conversor <i>boost</i> . Fonte: próprio autor.	90
4.33	Montagem do conversor <i>boost</i> . Fonte: próprio autor.	90
4.34	Vista inferior da placa do conversor <i>boost</i> . Fonte: próprio autor.	90
4.35	Diagrama esquemático exemplificando uma aplicação típica do <i>gate-driver</i> HCPL316J. Fonte: adaptado de AVAGO (2015).	92
4.36	Vista superior da PCB que contem dois <i>gate-drivers</i> HCPL316J. Fonte: China.	92
4.37	Disposição dos componentes e instrumentos utilizados para a implementação do algoritmo MPPT. Fonte: próprio autor.	93
4.38	Disposição dos componentes e instrumentos utilizados para a implementação do algoritmo MPPT. Fonte: próprio autor.	94
4.39	Par de módulos fotovoltaicos 490J da Fabricante Ameresco Solar instalados sobre a cobertura do laboratório. Fonte: próprio autor.	94

5.1	Imagem de satélite mostrando as condições de cobertura de nuvens no dia 13/10/2024. Fonte: https://www.windy.com/pt/-Sat%C3%A9lite-satellite?satellite,-32.162,-52.701,7	96
5.2	Previsão do modelo ECMWF para a incidência de irradiância ao nível do solo ao meio dia 13/10/2024. O modelo estimava um nível máximo de irradiância $W \approx 900W/m^2$ para a região de Rio Grande, RS, onde é situada a localização do experimento. Fonte: https://www.windy.com/pt/-Energia-solar-solarpower?solarpower,-30.368,-51.932,7	97
5.3	Gráfico com os dados obtidos via comunicação serial. A primeira linha, com o gráfico em azul, refere-se à porcentagem do ciclo de trabalho δ . A segunda e terceira linha referem-se às séries temporais da tensão e da corrente, respectivamente. Fonte: próprio autor.	98
5.4	Gráfico da potência ao longo do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	98
5.5	Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	99
5.6	Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	99
5.7	Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	100
5.8	Gráfico do ciclo de trabalho em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 13/10/2024. Os picos destacados em laranja, mais adiante ampliados na figura (5.30), são possíveis erros do algoritmo P&O. Fonte: próprio autor.	100
5.9	Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	101
5.10	Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	101
5.11	Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	102
5.12	Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	102
5.13	Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	103
5.14	Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	103
5.15	Imagem de satélite mostrando as condições de cobertura de nuvens no dia 14/10/2024. Fonte: https://www.windy.com/pt/-Sat%C3%A9lite-satellite?satellite,-32.162,-52.701,7	104

5.16	Gráfico com os dados obtidos via comunicação serial. A primeira linha, com o gráfico em azul, refere-se à porcentagem do ciclo de trabalho δ . A segunda e terceira linha referem-se às séries temporais da tensão e da corrente, respectivamente. Fonte: próprio autor.	104
5.17	Gráfico da potência ao longo do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	105
5.18	Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	105
5.19	Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	106
5.20	Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	106
5.21	Gráfico do ciclo de trabalho em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Os picos destacados em laranja, mais adiante ampliados na figura (5.31), são possíveis erros do algoritmo P&O. Fonte: próprio autor.	107
5.22	Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	107
5.23	Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	108
5.24	Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	108
5.25	Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.	109
5.26	Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor. . .	109
5.27	Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.	110
5.28	Perturbações na tensão de saída do módulo FV. Fonte: próprio autor. . .	111
5.29	Característica das perturbações do algoritmo P&O em um intervalo de 18,5 segundos do 13/10/2024. O primeiro gráfico, em azul, apresenta o ciclo de trabalho δ . O segundo e o terceiro, em vermelho e verde, são os gráfico de tensão e da corrente, respectivamente. Fonte: próprio autor.	112
5.30	Ampliação de dois dos picos encontrados no valor do ciclo de trabalho 13/10/2024. Fonte: próprio autor.	112
5.31	Ampliação de um dos picos encontrados no valor do ciclo de trabalho 14/10/2024. Fonte: próprio autor.	113
A.1	Diagrama de um sistema de controle. Fonte: BAZANELLA e SILVA (2005)	130

A.2	Diagramas das duas principais estratégias de controle Fonte: DORF e BISHOP (2001)	131
A.3	Diagrama de blocos de um sistema de controle. Fonte: adaptado de OGATA (2003)	133
A.4	Representação de uma operação de subtração dos sinais a e b . Fonte: adaptado de OGATA (2003)	133
A.5	Polos do sistema de segunda ordem em malha fechada. Fonte: adaptado de CHEN (2006)	136
A.6	Sistema de segunda ordem em malha fechada. Fonte: adaptado de OGATA (2003)	137
A.7	Resposta temporal de um sistema de segunda ordem. Fonte: adaptado de HOUPIS e LAMONT (1992)	138
A.8	Resposta temporal de um sistema de segunda ordem. Fonte: adaptado de OGATA (2003)	140

Lista de Tabelas

3.1	Tabela dos parâmetros do sistema utilizado como protótipo.	57
3.2	Tabela de parâmetros para um conjunto de dois módulos da marca Ameresco, modelo 490J, conectados em paralelo. Fonte dos dados: AMERESCO (2012)	64
4.1	Tabela de configurações do amplificador de ganho programável (sigla <i>PGA</i> em língua inglesa).	75
4.2	Tabela de comparação entre os valores medidos por dois multímetros comerciais com a média de dez leituras apresentadas no monitor serial da Arduino IDE.	83
4.3	Tabela de comparação entre medições do multímetro XDM1041 com a média de dez leituras apresentadas no monitor serial da Arduino IDE.	85
4.4	Principais parâmetros do transistor escolhido.	89
4.5	Principais parâmetros do diodo escolhido.	89

Capítulo 1

Introdução

Quanto mais avançamos no século XXI maiores são as evidências de que as atividades humanas estão induzindo profundas transformações nos ciclos climáticos. Frente aos cenários desanimadores, estudos como os de WILLIAMS *et al.* (2020) e HANSEN *et al.* (2023) sugerem que as mudanças climáticas podem ocorrer de forma mais acelerada do que era previsto nas duas décadas anteriores. Séries temporais alarmantes, como o gráfico da figura (1.1), evidenciam um rápido aumento da energia acumulada na atmosfera, algo que coloca em risco os padrões climáticos que sustentam nosso modo de vida a milênios.

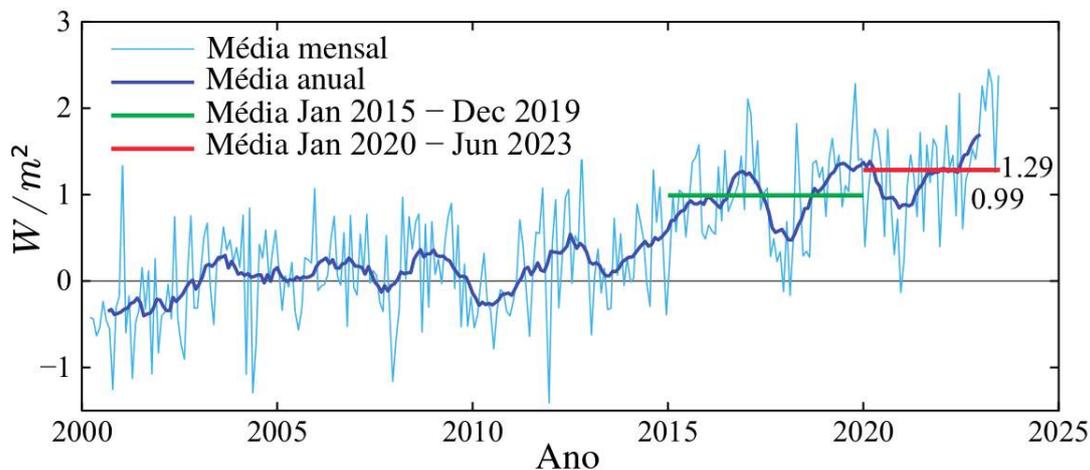


Figura 1.1: Radiação solar global (W/m^2) absorvida relativa à média dos primeiros 120 meses da série temporal do projeto CERES. O banco de dados CERES está disponível para consulta em http://ceres.larc.nasa.gov/order_data.php. Adaptado de HANSEN *et al.* (2023)

Diante da possibilidade de instabilidades climáticas cada vez mais recorrentes, é fundamental buscarmos soluções que não dependam de fontes de energia fósseis, apontadas como principais causadoras das mudanças na composição química da atmosfera. Como não há uma iniciativa consistente que busque amenizar os impactos de nossas atividade no planeta, julga-se necessário que a base energética de qualquer

País requer adaptações para resistir a um mundo mais instável e desafiador.

No contexto Brasileiro, as fontes de energia elétrica são majoritariamente hídricas, conforme aponta o levantamento anual [EPE \(2023\)](#). A figura (1.2) ilustra a contribuição de cada fonte de energia no setor de eletricidade. No entanto, de acordo com estudos socioeconômicos como o de [SILVEIRA \(2018\)](#), algo que nesse cenário parece ser uma vantagem para o Brasil, pode ser seriamente ameaçado pela mudança nos regimes de chuvas nas principais bacias hidrográficas.

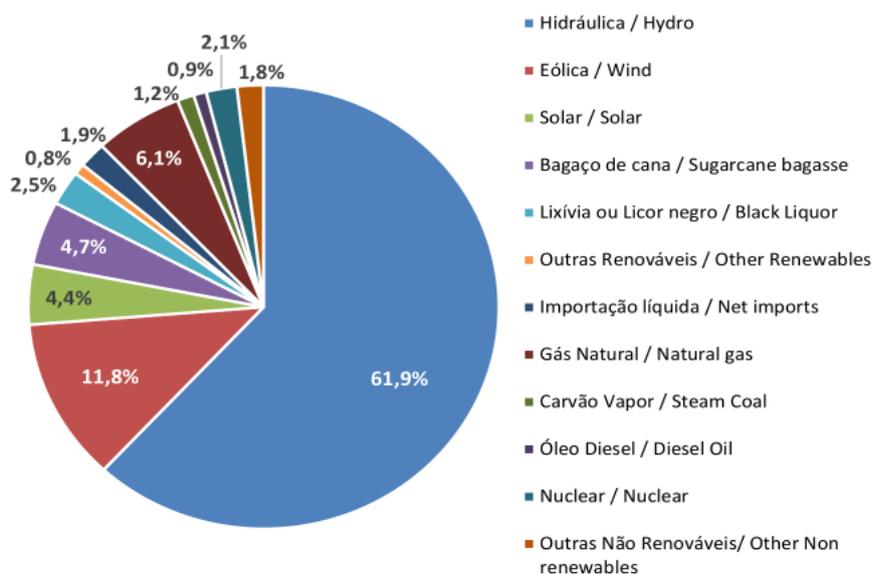


Figura 1.2: Oferta Interna de Energia Elétrica por Fonte: [EPE \(2023\)](#)

Uma das alternativas mais viáveis para reduzir a dependência de uma fonte quase exclusiva e potencialmente ameaçada, como sugere estudo de [PONTES \(2019\)](#), é a integração de outras fontes de energias renováveis, tais como eólica e solar, ao sistema elétrico do país. No entanto, essas fontes de energia apresentam grandes desafios tecnológicos para sua implantação, algo que encarece e limita seu uso.

1.1 Sistemas de geração de energias renováveis

Conforme [REKIOUA \(2020\)](#), a viabilização das energias renováveis exige a integração de sistemas fotovoltaicos, turbinas eólicas, usinas hidrelétricas, armazenamento de energia e cargas controláveis. Contudo, devido a dependência direta das condições climáticas, as fontes de energias renováveis oferecem desafios de regulação e distribuição. Dessa forma, de acordo com [DE CARVALHO NETO \(2016\)](#), é necessário algum tipo de monitoramento e controle dos principais parâmetros do sistema para evitar danos nos equipamentos e cargas conectados à rede que distribui a potência gerada por cada fonte.

Segundo definição de REKIOUA *et al.* (2013), sistemas de energia híbridos (HPS, sigla na língua inglesa *Hybrid power systems*) são aqueles que combinam duas ou mais fontes de energia renovável em uma ou mais fontes de energia convencionais. As fontes de energia renováveis, como fotovoltaica e eólica, não fornecem potência constante, mas devido às suas complementaridades, sua combinação fornece uma saída elétrica mais contínua. Os sistemas de energia híbridos são geralmente independentes de grandes redes interconectadas e são frequentemente instalados em áreas remotas. O objetivo de um sistema de energia híbrido é produzir o máximo de energia de fontes de energia renováveis para garantir a demanda das cargas. Além das fontes de energia, um sistema híbrido também pode incluir um sistema de distribuição em corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA), um sistema de armazenamento, conversores filtros e sistemas de controle para o gerenciamento das cargas.

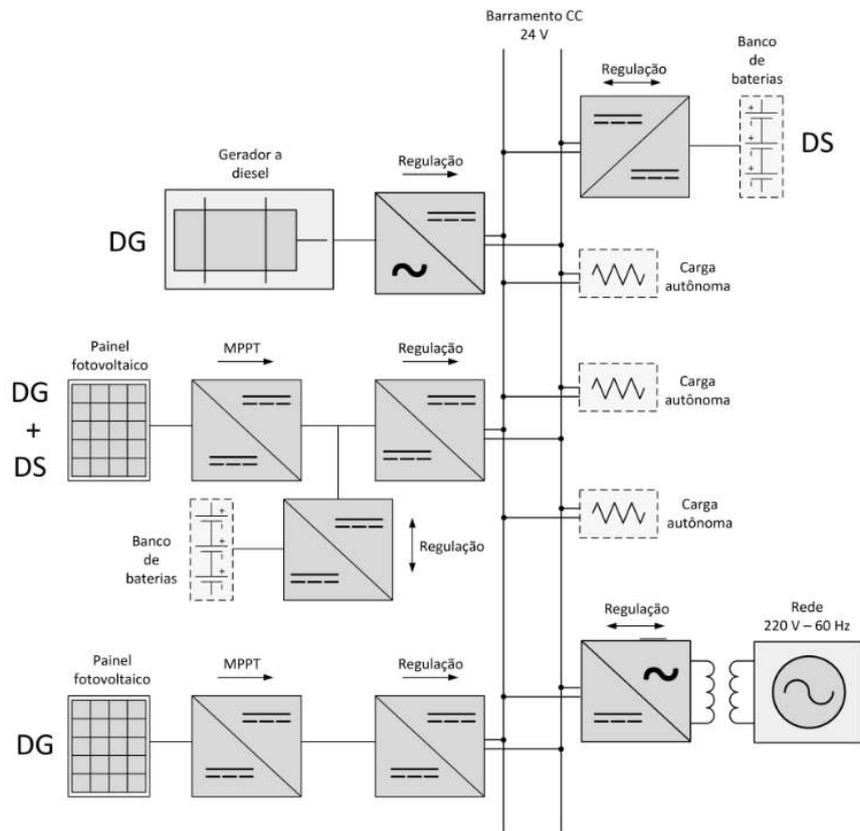


Figura 1.3: Exemplo da arquitetura de uma rede de geração *micro-grid* com barramento de distribuição CC. Fonte: DE CARVALHO NETO (2016)

Na figura (1.3) é apresentado o diagrama com um sistema híbrido proposto por DE CARVALHO NETO (2016). Nesse sistema, cuja arquitetura de distribuição é em barramento CC, podemos observar a presença de uma fonte de energia convencional, ilustrada pelo gerador a diesel, integrada aos sistemas de geração fotovoltaica e sistemas de armazenamento em bancos de baterias. O mesmo sistema também é conectado à rede de distribuição por meio de um conversor CC-CA.

Um outro tipo de configuração emprega o barramento de distribuição em corrente alternada. Nesse caso, as fontes de energia fornecem potência ao barramento por meio de inversores de frequência que devem operar em sincronia para garantir a estabilidade do barramento CA. Como exemplo, temos esse sistema representado no diagrama da figura (1.4), proposto por [NGOC AN e TUAN \(2018\)](#).

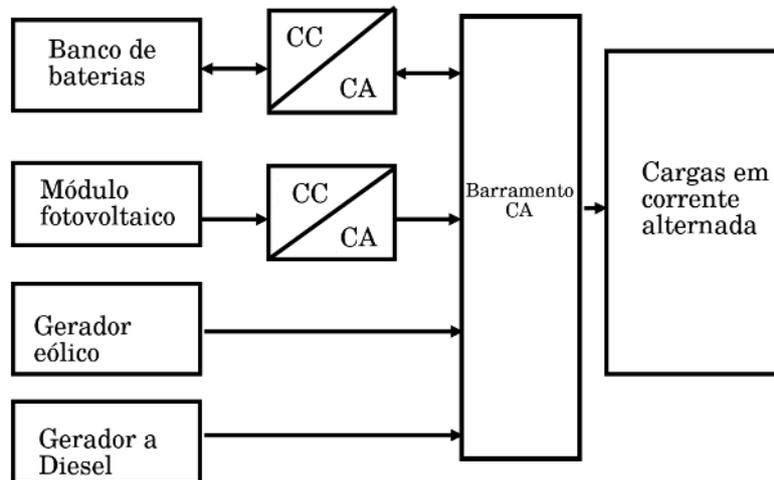


Figura 1.4: Exemplo da arquitetura de uma rede de geração *micro-grid* com barramento de distribuição AC. Fonte: [NGOC AN e TUAN \(2018\)](#)

Com os exemplos acima, podemos constatar que a eletrônica de potência, bem como técnicas de controle e monitoramento de parâmetros importantes para a estabilidade do sistema são fundamentais para a utilização de fontes de energias renováveis. Destacamos a necessidade constante de conversores CC/CC elevadores ou redutores de tensão em todos as arquiteturas propostas na literatura. Em geral, esses dispositivos cumprem a função de regulação das tensões e correntes, bem como garantem a otimização da potência fornecida pelas fontes conectadas ao sistema.

Antes de apresentarmos os detalhes dos componentes críticos do sistema, vamos analisar as características das fontes de energia fotovoltaicas. Essa análise é essencial para o projeto e o dimensionamento dos dispositivos que serão projetados nessa dissertação.

1.2 Radiação solar

O Sol, apesar de estar em média a uma distância de 150 milhões de quilômetros da Terra, provê energia suficiente para manter a atividade dos ciclos da atmosfera e dos oceanos em todo o planeta. Essa energia também sustenta os delicados ciclos da biosfera, viabilizando a existência de toda biodiversidade que conhecemos. Todo esse fluxo de energia, que chega na Terra em forma de radiação eletromagnética, é mantido pelos processos de fusão nuclear que ocorrem no núcleo denso e quente do

Sol. A figura (1.5) compara o espectro de corpo negro (que seria o espectro de um modelo ideal de emissão do Sol) com o espectro medido dentro e fora da atmosfera.

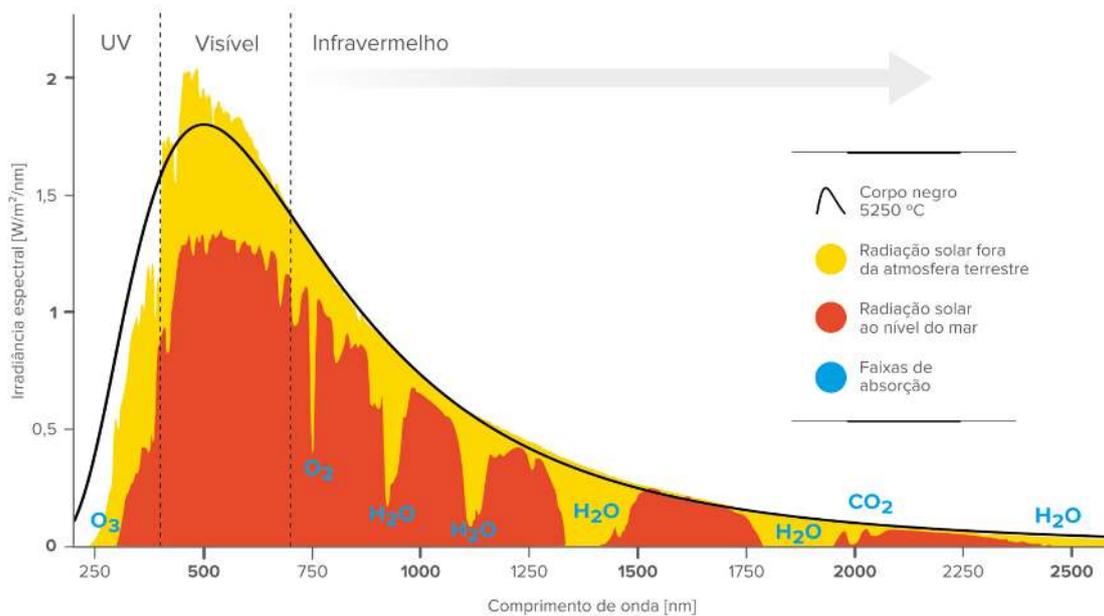


Figura 1.5: Características do espectro da luz solar. Fonte: SMERS *et al.* (2018)

Embora a faixa de frequências da radiação solar abranja um intervalo entre 200 nm e 3000 nm, observa-se que as frequências predominantes do espectro solar estão situadas na faixa da luz visível. Conforme CHAKRABORTY *et al.* (2013) a média anual de incidência da radiação solar fora da atmosfera terrestre, ρ_0 , pode chegar a cerca de $\rho_0 = 1372 \text{ W/m}^2$. No entanto, boa parte da radiação solar não chega ao nível dos mares, de tal forma que a radiação incidente na superfície da terra, ρ_{ir} , tem a média global situada por volta de $\rho_{ir} = 345 \text{ W/m}^2$. Essa diminuição na incidência de radiação ocorre devido aos efeitos de dispersão, reflexão e absorção, ocasionados pelos elementos presentes na atmosfera e pela presença massiva de vapor d'água. Esse efeito de absorção está ilustrado no espectro destacado em vermelho na figura (1.5). Podemos ver que os comprimentos de onda mais atenuados são aqueles que interagem com os elementos mais abundantes na atmosfera, tais como a banda de $\approx 750 \text{ nm}$ do O_2 e as várias faixas de absorção do vapor d'água. Outro efeito relevante, que também contribui para a diminuição da media global de ρ_{ir} , é o ângulo de projeção da luz solar, chamado de ângulo zenital θ , que está representado na figura (1.6).

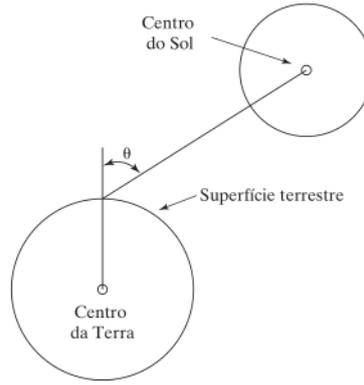


Figura 1.6: Ângulo zenital de incidência da radiação solar na superfície da Terra. Vemos que a incidência é maior nas regiões próximas do equador, onde $\theta = 0$, e é quase nula em alguns períodos do ano para os polos, onde $\theta = \pi/2$. Fonte: RASHID (2014)

De acordo com RASHID (2014), a densidade de energia solar que incide sobre a superfície da Terra, ρ_{ir} , pode ser determinada pelo seguinte modelo matemático empírico:

$$\rho_{ir} = \rho_0 \cos(\theta) (\gamma_{dt} - \mu_{wa}) \gamma_p \quad (1.1)$$

onde γ_{dt} é a transmitância direta dos gases, com exceção do vapor de água, γ_p é a transmitância de aerossol e μ_{wa} é a absorção de radiação pelo vapor d'água. Por aerossol são referidas as partículas suspensas na atmosfera, com tamanhos que variam entre $1nm$ e $1mm$, geralmente constituídas por sulfatos, nitratos, fuligem, entre outros.

Um outro fator de grande influência na incidência de radiação sobre a superfície da Terra são as nuvens. Essas estruturas, compostas por vapor d'água e cristais de gelo, são as causas mais comuns de sombreamento da radiação, podendo, também induzirem efeitos de reflexão a depender de certas circunstâncias. Podemos encontrar em detalhes a influência da cobertura de nuvens sobre a irradiância na monografia de PISMEL (2023), onde foi realizado um estudo que analisou dados meteorológicos na cidade de Rio Grande, no Estado brasileiro do Rio Grande do Sul. A figura (1.7) compara a irradiância em função das horas do dia em três dias do mês de dezembro de 2014. A curva de menor amplitude, em laranja, é referente a um dia nublado, com espessa cobertura de nuvens. Em contraste, a curva em azul é característica de um dia ensolarado com a presença de nuvens esparsas, apresentando um padrão com muitos picos e vales no valor da irradiância. Por fim, a curva mais uniforme em verde, foi obtida em um dia sem a presença de nuvens. Com isso, podemos observar a grande variação dos valores de irradiância para diferentes coberturas de nuvens.

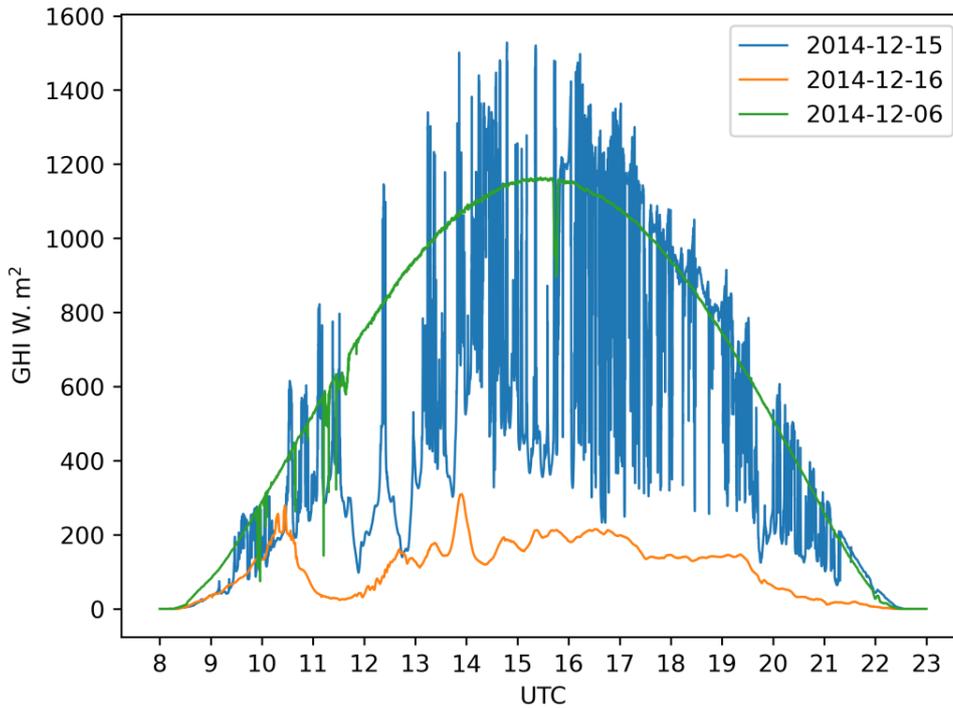


Figura 1.7: Padrões de irradiância para diferentes coberturas de nuvens obtidos na estação meteorológica da Universidade Federal do Rio Grande, na região de Rio Grande, RS, Brasil. Fonte: [PISMEL \(2023\)](#)

Podemos concluir que a atmosfera da Terra aumenta a quantidade de variáveis que tem influência sobre o fluxo de radiação solar que incide na superfície. Dado que a variabilidade da irradiância é um fator que limita seu aproveitamento como fonte de energia estável, essa dissertação busca implementar um sistema de otimização da potência gerada por fontes fotovoltaicas.

1.3 Eletricidade fotovoltaica: aspectos gerais da tecnologia

A produção de eletricidade a partir da luz solar foi descoberta a mais de um século pelo físico francês Edmond Becquerel, em 1839. Já na época, batizou o fenômeno de efeito *fotovoltaico*, sendo este, cunhado pela junção do termo grego *foto*, que significa luz, com o termo *volt*, que faz alusão ao físico italiano Alessandro Volta, inventor da pilha eletroquímica, atualmente sendo homenageado ao nomear a unidade de medida para potenciais elétricos. No entanto, foi somente em 1954, no Bell Labs, que a base das tecnologias empregadas nas últimas décadas para a geração de eletricidade em larga escala teve seu início. Nos anos de 1950, esse laboratório foi o responsável pela criação da primeira célula fotovoltaica de silício (célula FV). Desde então, este é o elemento que constitui a maior parte das tecnologias comercializadas no século XXI. [MACHADO e MIRANDA \(2015\)](#)

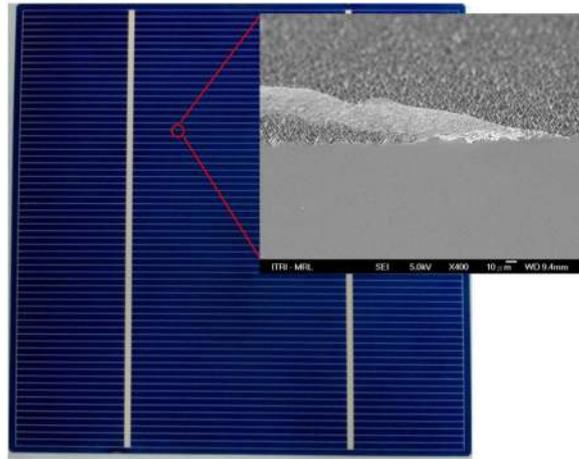


Figura 1.8: Aspecto típico de uma célula fotovoltaica de silício comercial. A ampliação em destaque mostra um corte da estrutura da célula, onde um dos eletrodos de prata frontais da célula é visível. No detalhe também podemos ver a rugosidade da superfície, construída para reduzir perdas por reflexão da luz. Fonte: [KOSYACHENKO \(2011\)](#)

Apesar de existirem pesquisas envolvendo materiais que não são semicondutores, em geral, a vasta maioria das células comerciais são constituídas por silício monocristalino ou policristalino. Esse material é purificado e cristalizado em processos de fundição, deposição de filmes finos, dentre outras técnicas típicas da indústria de semicondutores. Em levantamentos como [NREL \(2024\)](#), [PASTUSZAK e WEGIEREK \(2022\)](#) e [NAYAK *et al.* \(2019\)](#) podemos vislumbrar a existência de estudos ativos com diversos novos materiais e estruturas, algumas delas utilizando compostos orgânicos ou técnicas que integram as diferentes tecnologias já existentes. O gráfico da figura (1.9) mostra os avanços para as principais tecnologias em desenvolvimento. Podemos observar um considerável aumento na eficiência obtida em diferentes tecnologias até o ano de 2023.

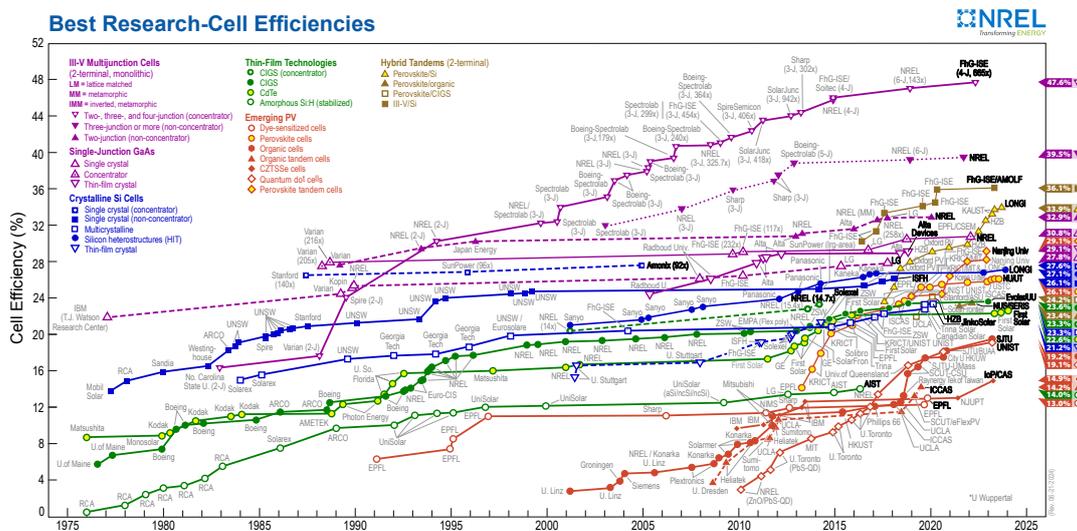


Figura 1.9: Evolução da eficiência das tecnologias de células fotovoltaicas. Fonte: [NREL \(2024\)](#)

De acordo com [PIAZZA e VITALE \(2013\)](#) o efeito fotoelétrico em células fotovoltaicas mais tradicionais, baseadas em silício mono-cristalino ou poli-cristalino, é o resultado da interação entre a radiação e a junção de camadas de silício com diferentes dopagens. Essa junção é chamada de *pn*. As dopagens mais típicas do silício cristalino, representada na figura (1.10), são feitas introduzindo, de maneira controlada, fosforo e boro. O material de tipo *n* é geralmente composto por silício cristalino dopado com fósforo, o que o torna "negativamente" carregado, devido aos elétrons livres introduzidos com a adição do fósforo. Já o material de tipo *p* é composto por silício dopado com boro, tornando-o "positivamente" carregado. Novamente, introdução do boro na estrutura gera o desequilíbrio de cargas, dessa vez criando um deficit de elétrons. A figura (1.11) ilustra como ficam dispostas as estruturas de ambos os materiais *pn*.

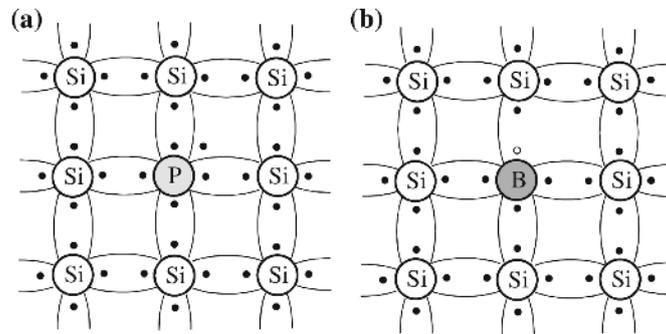


Figura 1.10: Na figura (a), temos o cristal de silício do tipo *n* com dopagem de fósforo e do tipo *p*. Na figura (b) vemos cristal de silício com dopagem de boro. Fonte: [PIAZZA e VITALE \(2013\)](#)

Os fótons provenientes do Sol carregam energia, esta sendo quantizada pela equação de Plank-Einstein

$$E = \frac{hc}{\lambda} \quad (1.2)$$

onde h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz no vácuo e λ é o comprimento de onda do fóton. Ao interagir com a camada *n* da junção, parte desses fótons transfere sua energia para os elétrons livres na estrutura. Certa quantidade desses elétrons terá energia suficiente para romper a barreira de potencial existente entre a junção *np* — também chamada de zona de depleção — e ocupará as lacunas existentes no silício dopado com boro. Esse fluxo de elétrons induz uma diferença de potencial entre as camadas, uma vez que a camada *n* fica ligeiramente positiva, devido à movimentação dos elétrons livres para as lacunas da camada *p*. Podemos ilustrar o fluxo de elétrons com a figura (1.11).

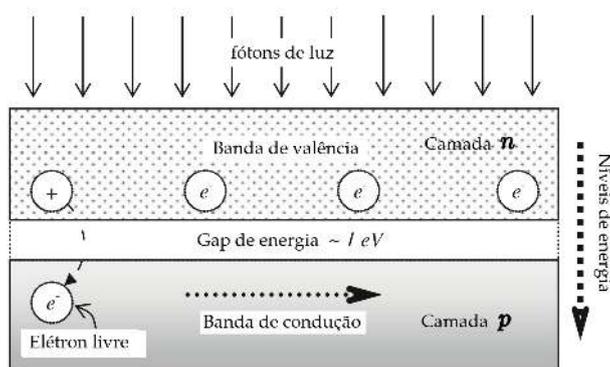


Figura 1.11: Ilustração do efeito fotoelétrico ocorrendo na junção np . Os elétrons da camada p são ejetados ao absorverem a energia carregada pelos fótons, ultrapassando o gap de energia da junção até a camada p . Esse deslocamento de elétrons é responsável pelo surgimento do campo elétrico que produz uma corrente quando as camadas são interligadas por algum condutor. Fonte: Adaptado de [CHAKRABORTY *et al.* \(2013\)](#)

Apesar de parecer uma tecnologia relativamente simples, na perspectiva da indústria de semicondutores, até aqui foram omitidos muitos detalhes construtivos que são essenciais para tornar uma célula fotovoltaica economicamente viável. O leitor poderá encontrar mais detalhes sobre o estado da arte dessas tecnologias em compêndios como [ROY *et al.* \(2021\)](#) e [SHARMA e ALI \(2020\)](#). Uma descrição mais apurada sobre células associadas em estruturas maiores, pode ser encontrada em [PIERRET \(1996\)](#), [SHAH \(2020\)](#) e [WIRTH \(2021\)](#).

1.4 Modelos matemáticos de células e módulos fotovoltaicos

Como o intuito desse estudo é a criação de dispositivos capazes de gerenciar a energia fotovoltaica, devemos construir um modelo que relacione a irradiância incidente na célula com grandezas como tensão e corrente elétrica. De acordo com [KOSYACHENKO \(2011\)](#), em geral, o modelo de um célula FV é proveniente da equação da curva $I \times V$ de um diodo, conhecida como equação de Shockley, pois a estrutura de ambos é fisicamente semelhante.

Considerando um diodo ideal, cuja junção pn não está exposta à radiação, a equação da corrente I que passa através desse diodo na condição de polarização direta ou reversa, em função da tensão V é dada por

$$I = I_0 (e^{qV/\kappa_B T} - 1) \quad (1.3)$$

onde I_0 é uma corrente de saturação de diodo bem conhecida na condição de polarização reversa, T é a temperatura absoluta em K , κ_B é a constante de Boltzmann ($1.3806503 \times 10^{-23} J/K$), $q = 1.60217646 \times 10^{-19} C$ é uma carga de elétron e V é

a tensão entre dois terminais do diodo ideal pn . Conforme [PIERRET \(1996\)](#), a corrente do diodo é controlada pelo projeto do parâmetro de corrente de saturação I_0 , que é determinada pela seguinte equação:

$$I_0 = qAn_i^2 \left(\frac{D_e}{N_A L_e} + \frac{D_h}{N_D L_h} \right) \quad (1.4)$$

onde A é a área da seção transversal do diodo, n_i é a concentração (em cm^{-3}) ou número de pares elétron-buraco intrínsecos na junção, D_e é o coeficiente de difusão da carga negativa (elétron), D_h é o coeficiente de difusão da carga positiva (buraco), N_A é a concentração do receptor extrínseco no lado do diodo p e N_D é a concentração do doador extrínseco no lado do diodo n . De acordo com [PIERRET \(1996\)](#) e [KOSYACHENKO \(2011\)](#), os termos L_e e L_h são comprimentos de difusão do portador minoritário sendo definidos por

$$L_e = \sqrt{D_e \tau_e} \quad (1.5)$$

$$L_h = \sqrt{D_h \tau_h} \quad (1.6)$$

onde τ_e e τ_h são constantes de tempo de vida dos portadores minoritários, que dependem dos tipos de materiais usados. Com isso, as equações (1.3), (1.4), (1.5) e (1.6) mostram que a corrente de saturação do diodo I_0 é intrinsecamente dependente da estrutura e dos materiais do diodo. A figura (1.12) mostra a curva $I \times V$ obtida de (1.3). Na mesma figura está representado o circuito equivalente que dá origem ao modelo.

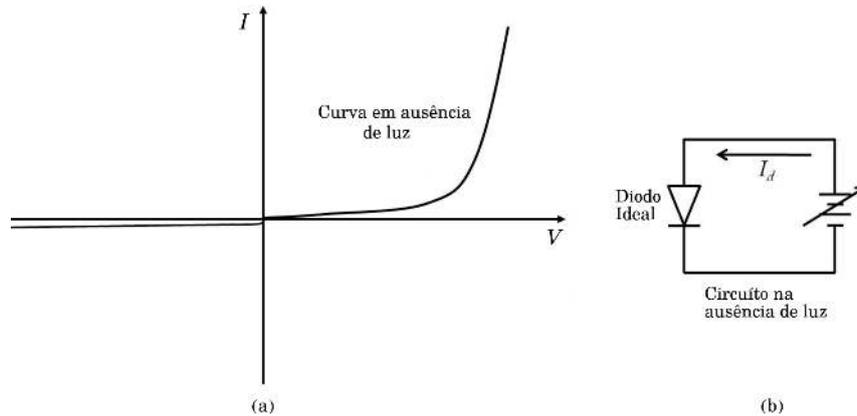


Figura 1.12: Curva de resposta $I \times V$ de um diodo de junção pn ideal. Adaptado de: [KOSYACHENKO \(2011\)](#)

Dessa forma, podemos obter a curva $I \times V$ de uma célula FV considerando o modelo do circuito representado na figura (1.13)

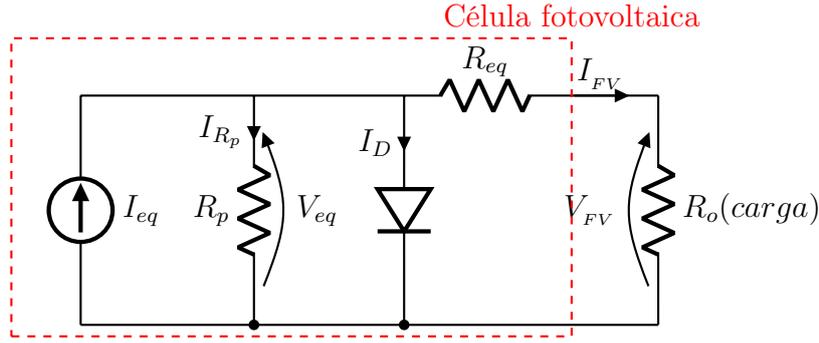


Figura 1.13: Modelo de único diodo de uma célula FV convencional. As resistências em série e paralelo representam as resistências intrínsecas presentes na célula. Adaptado de: WIRTH (2021)

Nesse modelo — conhecido na literatura como modelo de diodo único — a célula FV é constituída por uma fonte de corrente equivalente à corrente foto-gerada I_{eq} , intimamente relacionada ao fluxo de fótons incidente à célula; uma resistência paralela normalizada por área R_p ; um diodo que representa a junção pn da célula e, por fim, uma resistência série equivalente normalizada por área R_{eq} , emulando a resistência interna intrínseca da célula. De acordo com WIRTH (2021), os valores típicos de R_{eq} em células FV industrializadas são da ordem de $1\Omega \times cm^2$, enquanto R_p geralmente possui valores em torno de $10k\Omega \times cm^2$.

A corrente I_{eq} é determinada pela seguinte expressão

$$I_{eq} = qAG(L_e + W + L_h) \quad (1.7)$$

onde A é a seção transversal da área iluminada, G é a taxa de geração de pares elétron-buraco do diodo e W é a largura da região de depleção do diodo da célula solar. Esses parâmetros também são estruturais, uma vez que o valor de G depende dos tipos de materiais usados no dispositivo, do espectro e da intensidade da radiação; o parâmetro A é a seção transversal da área iluminada; o valor de W depende das técnicas de construção do dispositivo.

Aplicando a lei das malhas de Kirchhoff no circuito da figura (1.13), podemos determinar a corrente fotovoltaica I_{FV} entregue à resistência de carga R_o . Assim, temos

$$I_{FV} = I_{eq} - I_D - I_{R_p} \quad (1.8)$$

$$I_{FV} = I_{eq} - I_0 \left(e^{\frac{q(V_{FV} + I_{FV}R_{eq})}{\kappa_B T}} - 1 \right) - \frac{V_{FV} + I_{FV}R_{eq}}{R_p} \quad (1.9)$$

A equação (1.9) determina as principais características da curva de resposta $I \times V$ de uma célula FV padrão. Além dos parâmetros construtivos, a equação (1.9) torna

evidente a influência da temperatura sobre a corrente que passa através da junção.

Para fins de comparação entre a curva $I \times V$ de um diodo ideal, determinada pela equação de Shockley em (1.3), com a curva obtida pelo modelo de uma célula fotovoltaica, KOSYACHENKO (2011) propõe o circuito da figura (1.14), que considera $R_{eq} = 0$ e substitui a resistência de carga por uma fonte de tensão variável, conforme o digrama da figura (1.14).

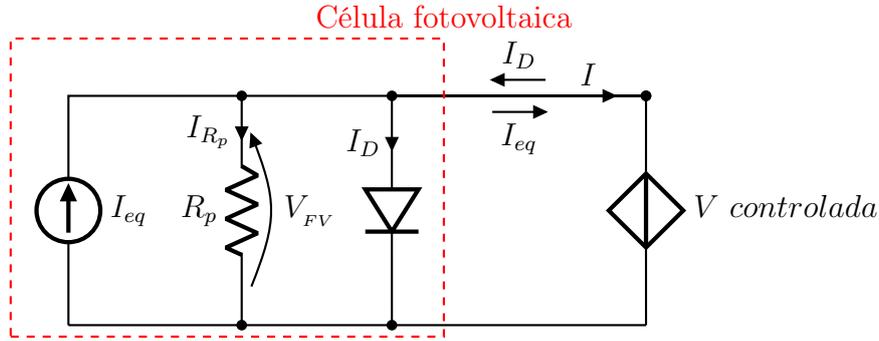


Figura 1.14: Modelo de único diodo de uma célula fotovoltaica convencional. A resistência em paralelo R_p representa a resistência intrínseca da célula. Adaptado de: KOSYACHENKO (2011)

Mantendo a irradiância constante, ao variarmos a tensão da fonte ajustável, é obtido o gráfico da figura (1.15). Vemos que a curva do modelo da célula FV é muito semelhante à curva para um diodo ideal. No entanto, na presença de radiação haverá uma corrente negativa I_{eq} — considerando o sentido anti-horário como positivo — quando a fonte de tensão variável assume valores negativos. A célula se comporta como fonte de corrente quase constante até um valor crítico positivo da tensão V_{mp} , quando passa a decrescer até ficar nula. O ponto onde a corrente nula ocorre é quando a tensão é equivalente à tensão de circuito aberto V_{oc} . A partir desse ponto, a corrente inverte o sentido e passa a fluir através do diodo, crescendo exponencialmente com o aumento da tensão.

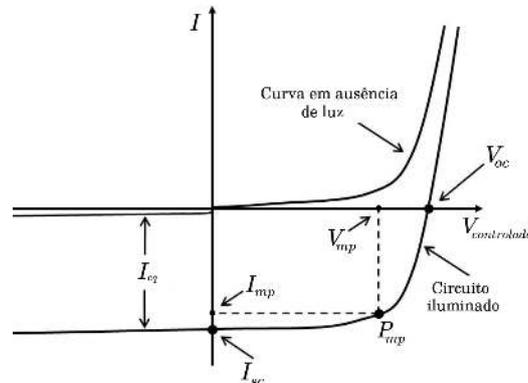


Figura 1.15: Curva de resposta $I \times V$ do circuito da figura (1.14). Vemos que a curva para o circuito sem a presença da fotocorrente I_{eq} se assemelha à curva de um diodo ideal. Adaptado de: KOSYACHENKO (2011)

Do gráfico da figura (1.15), também são extraídos quatro importantes parâmetros para determinar as características de operação das células FV: a corrente de curto circuito I_{sc} ($I_{sc} = I_{eq}$), a tensão de circuito aberto V_{oc} , bem como o ponto de máxima potência (MPP), determinado pela corrente I_{mp} e pela tensão V_{mp} . Como as características mais relevantes de células FV ocorrem devido aos efeitos da radiação, é conveniente reescalar as grandezas em termos dos três principais pontos de operação. Por esse motivo, o resultado da equação (1.9) é graficamente modelado de acordo com o procedimento explicitado na figura (1.16), que tem a forma das curvas tipicamente apresentadas nas folhas de dados das células e módulos comerciais.

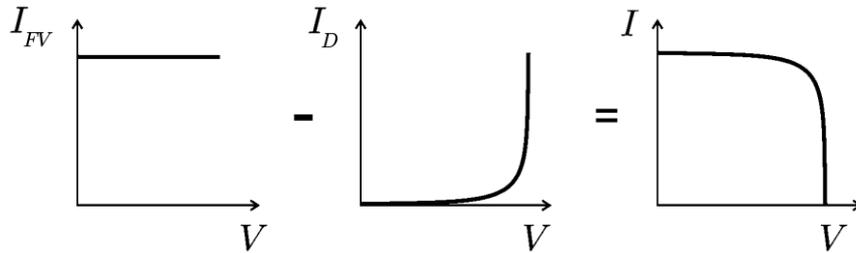


Figura 1.16: Procedimento adotado para obtenção da curva $I \times V$ tipicamente apresentada nas especificações de células e módulos fotovoltaicos. Adaptado de: [VILLALVA *et al.* \(2009\)](#)

A curva $P \times V$ também pode ser obtida da expressão (1.9). Essa curva facilita a visualização do MPP, uma vez que ele é determinado formalmente pela expressão

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (1.10)$$

A figura (1.17) apresenta o gráfico dessa curva de potência típica para uma célula FV.

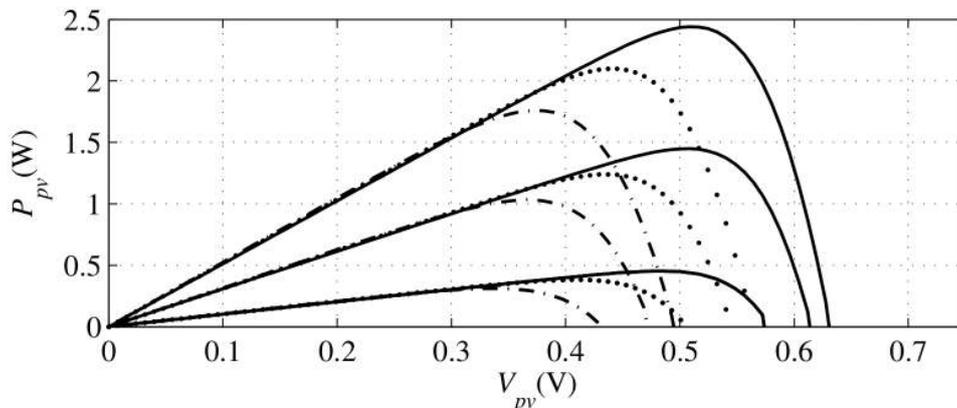


Figura 1.17: Variações da curva $P \times V$ de uma célula FV. Cada curva corresponde a um nível de irradiação diferente. O ponto máximo da curva de potência caracteriza o ponto de MPP da célula ou do módulo. Adaptado de: [BLAABJERG *et al.* \(2004\)](#)

1.4.1 Associação de células FV: módulos e arranjos fotovoltaicos

Com as tecnologias atuais, células fotovoltaicas de silício (células FV), como as da figura (1.8), tipicamente possuem pequenas dimensões, não passando de algumas dezenas de cm^2 . Por esse motivo, conforme podemos ver na escala $P \times V$ da figura (1.17), a potência média de uma célula comercial raramente supera $10W$, com tensões da ordem de $1V$ a $6V$. Além disso, são extremamente frágeis, podendo ser destruídas por pequenos esforços mecânicos — características que inviabilizam a utilização de células individuais para a geração de eletricidade. Essa limitação é compensada pelo arranjo entre várias células conectadas em série ou paralelo. Para proteger as células das intempéries, esses arranjos, conhecidos como módulos fotovoltaicos (módulos FV), são encapsulados entre camadas de vidro e polímeros, como EVA (Etileno Acetato de Vinila) e Tedlar (Fluoreto de Polivinila). Além disso, essas camadas são emolduradas com estruturas metálicas, o que aumenta a resistência mecânica. A figura (1.18) apresenta as principais características de um módulo FV.

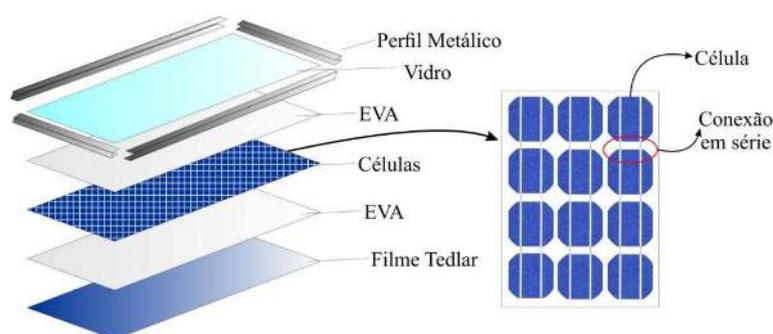


Figura 1.18: Estrutura típica de um módulo fotovoltaico. Fonte: MACHADO e MIRANDA (2015)

Ao serem associadas em série, as tensões geradas em cada célula se somam, resultando em uma curva $I \times V$ como a ilustrada na figura (1.19).

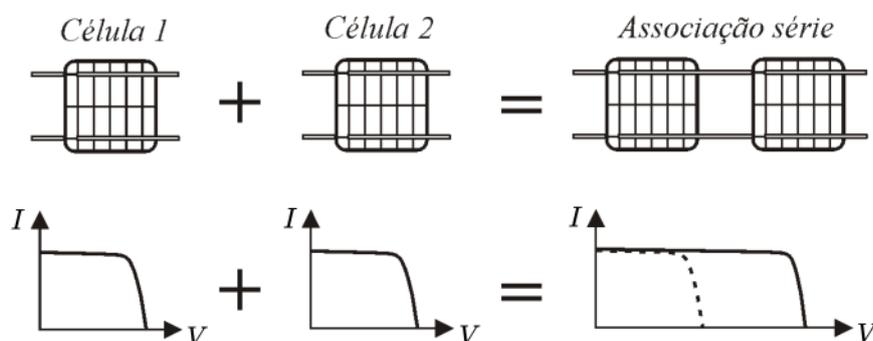


Figura 1.19: Resultado da associação em série de duas células FV idênticas. A corrente I_{sc} permanece inalterada, enquanto a tensão V_{oc} dobra. Fonte: adaptado de COELHO (2008)

Quando as células FV ão associadas em paralelo é a corrente que passa a ser somada, enquanto a tensão permanece aproximadamente a mesma de uma célula singular. Nesse caso, a curva $I \times V$ resultante se comporta como a representação da figura (1.20).

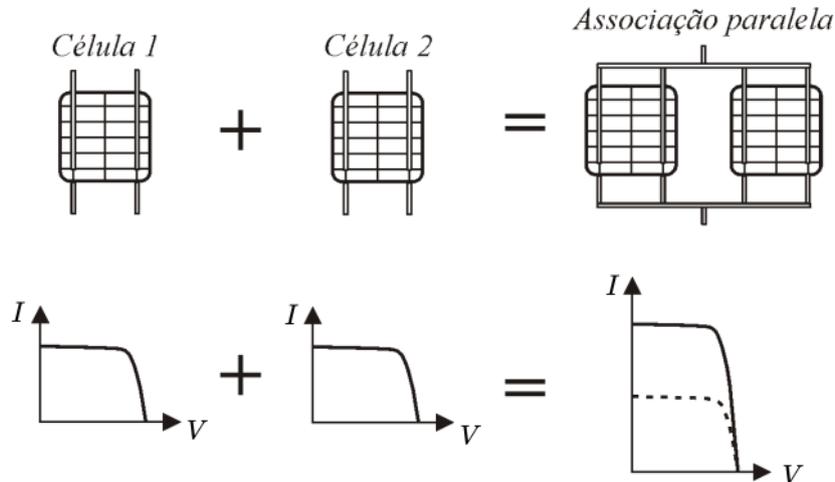


Figura 1.20: Resultado da associação em paralelo de duas células FV idênticas. A tensão V_{oc} permanece inalterada, enquanto a corrente I_{sc} dobra. Fonte: adaptado de [COELHO \(2008\)](#)

Por isso, apesar dos módulos serem constituídos por conjuntos de várias células conectadas em série ou paralelo, as curvas características $I \times V$ preservam as mesmas propriedades das curvas de células individuais. No entanto, existe um ganho considerável nos valores de tensão e corrente, o que facilita a utilização de fontes fotovoltaicas na geração de eletricidade.

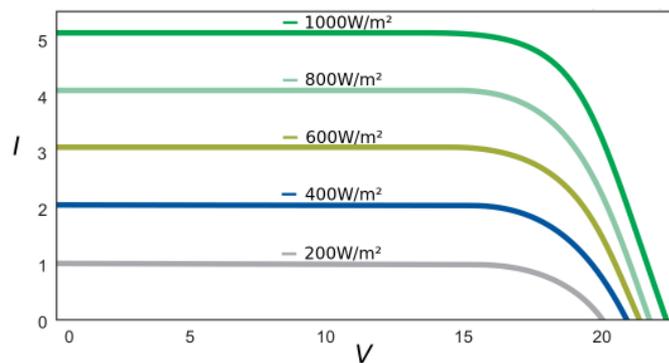


Figura 1.21: Efeitos da irradiância nas curvas $I \times V$. Fonte: adaptado de [AMERESCO \(2012\)](#)

As figuras (1.21) e (1.22) são exemplos típicos de curvas encontradas em manuais de módulos comerciais que apresentam potências na ordem de algumas centenas de Watts. Nesse caso, os gráficos das figuras (1.21) e (1.22) são provenientes dos módulos FV 490J da fabricante Ameresco Solar. As curvas de $I \times V$ em função da

irradiância permitem analisar a produção de potência do módulo em condições de teste padrão (CTP) com diferentes níveis de irradiância.

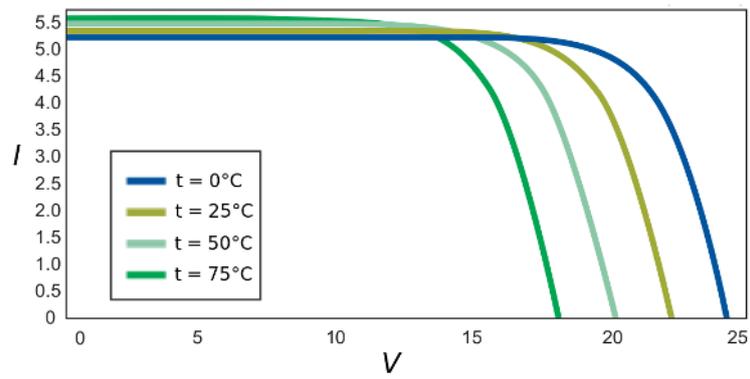


Figura 1.22: Efeitos da temperatura sobre as curvas $I \times V$. Fonte: adaptado de AMERESCO (2012)

1.5 Sistemas para o rastreamento do ponto de máxima potência

No capítulo (1.4) apresentamos uma análise dos principais aspectos envolvendo as tensões e correntes das células FV. Fica evidente, portanto, que fatores incontrolláveis exógenos, tais como temperatura, variação da irradiância e degradação dos módulos, tem grande influência na geração de energia solar. Isso é ilustrado na figura (1.23), onde diferentes as curvas de $P \times V$ retratam as variações do ponto de máxima potência (MPP - *Maximum Power Point*) para um determinado módulo FV em diferentes condições de operação.

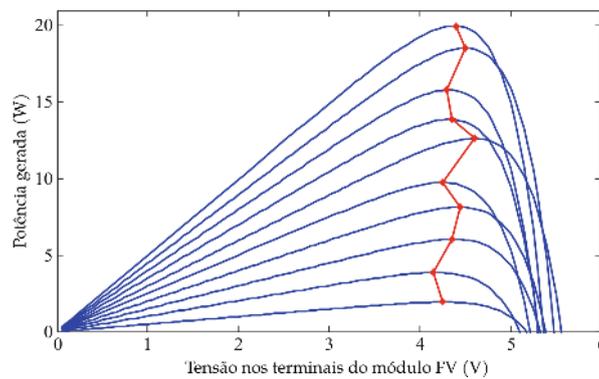


Figura 1.23: Curvas $P \times V$ de um pequeno módulo FV para diferentes condições de irradiância. Em vermelho temos destacados os pontos de máxima potência (MPP - *Maximum Power Point*) para cada ocasião. Adaptado de [ELTAMALY e ABDELAZIZ \(2020\)](#)

De acordo com [REKIOUA \(2020\)](#) e [FEMIA *et al.* \(2013\)](#), essa variabilidade impossibilita uma conexão direta entre um módulo FV e a carga útil que desejamos acionar, uma vez que a maioria das necessidades de carga exigem estabilidade de tensão ou corrente. Além disso, se mantivermos uma carga constante, raramente essa carga estará consumindo a máxima potência capaz de ser fornecida pelo módulo, o que acabaria reduzindo ainda mais a eficiência do sistema. Isso justifica a complexidade e necessidade dos vários componentes que integram os sistemas apresentados na seção (1.1). Para compreender melhor esse problema, podemos imaginar o circuito da figura (1.24), onde uma resistência de carga R_{in} é conectada à saída do módulo FV.

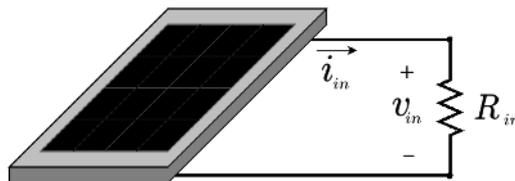


Figura 1.24: Carga resistiva pura acoplada ao módulo FV. Adaptado de [COELHO \(2008\)](#)

Nessa configuração, quando as condições ambientais são estáticas, ou seja, na ausência variações de irradiância e temperatura, o ponto de operação do módulo (i_{in} e v_{in}) é determinado unicamente pelo valor de R_{in} . Podemos encontrar esse ponto fazendo a intersecção da linha de carga, dada por

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} \quad (1.11)$$

com a curva característica do módulo FV, conforme explícito na figura (1.25).

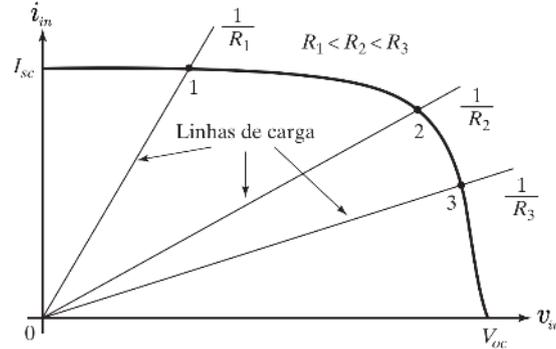


Figura 1.25: Linhas de carga relacionadas com diferentes resistências de carga para uma situação de irradiância e temperatura constantes no circuito da figura (1.24). Podemos variar a potência extraída do módulo simplesmente alterando o valor de R_{in} . Haverá uma determinada resistência onde a potência será máxima. Fonte: adaptado de RASHID (2014)

Dadas as condições ambientais, discutidas anteriormente, podemos representá-las por meio da variação da irradiância. Isso é feito considerando a resistência de carga R_{in} constante. Vemos que nesse caso a linha de carga irá intersecionar a curva $I \times V$ em diferentes pontos para cada condição de irradiância, como pode ser visualizado na figura (1.26).

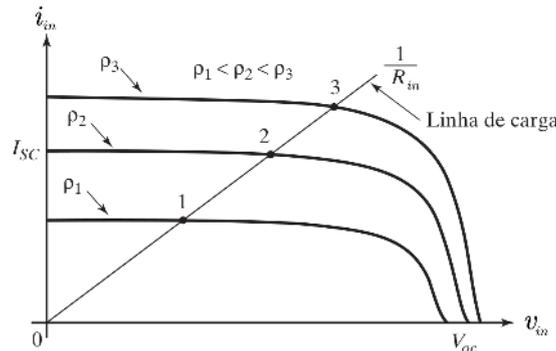


Figura 1.26: Curvas de $I \times V$ relacionadas com diferentes condições ambientais de irradiância. Mantendo a resistência de carga R_{in} fixa, o ponto de operação do módulo raramente será a condição de máxima potência possível. Fonte: adaptado de RASHID (2014)

Portanto, além dos fatores externos, o ponto de operação do módulo FV dependerá da potência demandada pela carga. Para solucionar esse problema e forçar a operação

do módulo no ponto de máxima potência (MPP) são utilizados sistemas capazes de modificar o ponto de operação do módulo em qualquer circunstância ambiental, de forma a rastrear e garantir máxima transferência de potência para a carga. Esses sistemas, na literatura chamados de **rastreadores do ponto de máxima potência** (MPPT - *Maximum Power Point Tracker*), são constituídos por um controlador e um conversor CC/CC que é inserido entre o módulo e a carga, conforme o esquema exposto na figura (1.27). REKIOUA (2020)

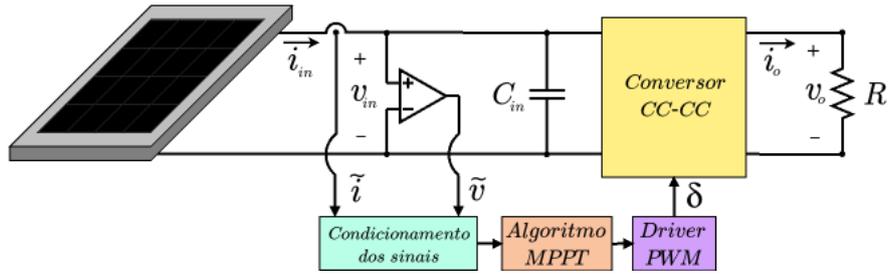


Figura 1.27: Diagrama de um sistema MPPT. Adaptado de COELHO (2008)

Conforme BARBI (2015) e REKIOUA (2020), podemos empregar vários tipos de conversores CC/CC em aplicações de MPPT, sendo os mais comuns: *buck*, *boost*, *buck-boost*, *sepic*, *zeta* e *cúk*. Contudo, podemos resumir a atuação dos conversores CC/CC em suas duas topologias mais elementares: o abaixador de tensão *buck*; e o elevador de tensão, do tipo *boost*. O primeiro possibilita variar a tensão de saída em intervalos $v_o \leq v_{in}$, enquanto o conversor *boost* atua em intervalos de $v_o \geq v_{in}$. As demais topologias tem a mesma função, sendo diferentes apenas em estrutura, eficiência ou ganhos de tensão.

Supondo que a razão de conversão, ou ganho, de tensão de um conversor CC/CC genérico em função do ciclo de trabalho é dada por

$$\mathcal{G}(\delta) = \frac{v_o}{v_{in}} \quad (1.12)$$

e a tensão na carga, independentemente do conversor utilizado, seja determinada por

$$v_o = R_o i_o, \quad (1.13)$$

então a resistência equivalente "sentida" pelo módulo pode ser expressa por

$$R_{in}(\delta) = \frac{R_o}{[\mathcal{G}(\delta)]^2} \quad (1.14)$$

Essas relações nos indicam que, de fato, podemos alterar o ponto de operação do módulo FV ajustando o **ciclo de trabalho** δ . No capítulo (2), é realizada uma revisão do conversor *boost* onde se detalha seu funcionamento, bem como a

implementação em aplicações MPPT.

Antes de examinar o conversor CC/CC iremos explorar os algoritmos construídos para rastrear o ponto de máxima potência. Na prática, um microcontrolador (μC) monitora a tensão, corrente ou temperatura do módulo, utilizando essas grandezas para manipular a potência entregue à carga por meio do conversor CC/CC até que o MPP seja atingido.

Na literatura, em geral, os métodos mais empregados são o **Perturba e Observa** (P&O) e o **Condutância Incremental** (INC - *Incremental Conductance*). Esses dois métodos são considerados perturbativos, uma vez que a atuação do algoritmo exige a perturbação de alguma variável. Criado e implementado desde os anos 1970, o método P&O apresenta boa eficiência. Além disso, a implementação desse algoritmo é bastante simples em sistemas digitais, exigindo poucos recursos computacionais para ser executado. Por esse motivo, nesse trabalho iremos desenvolver o sistema MPPT considerando o algoritmo P&O.

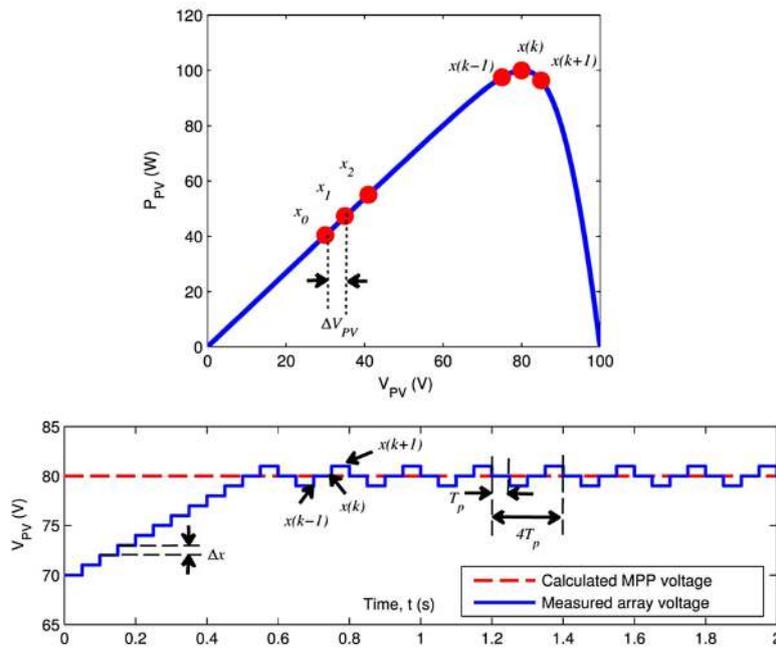


Figura 1.28: Pontos de operação do módulo FV impostos pelo algoritmo MPPT. Os passos discretos determinam a distância entre os pontos de operação no plano $P \times V$, até que o ponto MPP seja atingido. Fonte: adaptado de [TAJUDDIN *et al.* \(2015\)](#)

O método P&O é baseado no seguinte algoritmo: por meio do ciclo de trabalho δ do conversor CC/CC, o ponto de operação do módulo FV é perturbado periodicamente, conforme ilustra os gráficos da figura (1.28). Após cada perturbação, o algoritmo de controle compara os valores da potência do k -ésimo estado com a potência no estado $k - 1$. Se após a perturbação $P_{(k+1)}$ aumentou, isso significa que o ponto de operação foi movido em direção ao MPP; conseqüentemente, a perturbação subsequente imposta à tensão terá o mesmo sinal da anterior. No entanto, se após

uma perturbação de tensão a potência extraída do módulo diminuir, isso significa que o ponto de operação foi afastado do MPP. Nessa ocasião o sinal da perturbação de tensão é invertido e repetido até que o MPP seja atingido novamente. Essa sequência em direção ao MPP pode ser observada na curva de potência ilustrada na figura (1.28).

De acordo com [FEMIA et al. \(2013\)](#), se considerarmos a grandeza x como variável perturbada, e a potência P como variável observada, podemos sintetizar o parágrafo anterior com a seguinte equação:

$$x_{(k+1)\tau_p} = x_{k\tau_p} + (x_{k\tau_p} - x_{(k-1)\tau_p}) \times \text{sign}(P_{k\tau_p} - P_{(k-1)\tau_p}) \quad (1.15)$$

ou seja:

$$x_{(k+1)\tau_p} = x_{k\tau_p} + \Delta x_{\tau_p} \times \text{sign}(\Delta P_{\tau_p}) \quad (1.16)$$

onde Δx_{τ_p} é o valor fixo da perturbação da variável a ser perturbada x em cada ciclo (geralmente x é o ciclo de trabalho δ ou uma tensão de referência); ΔP_{τ_p} é a variação medida $\text{sign}()$ é a função sinal, que retorna apenas o sinal do argumento e τ_p é o período amostral que determina o intervalo de tempo entre duas perturbações. O fluxograma do algoritmo P&O, que é geralmente programado em algum μC , está representado na figura (1.29)

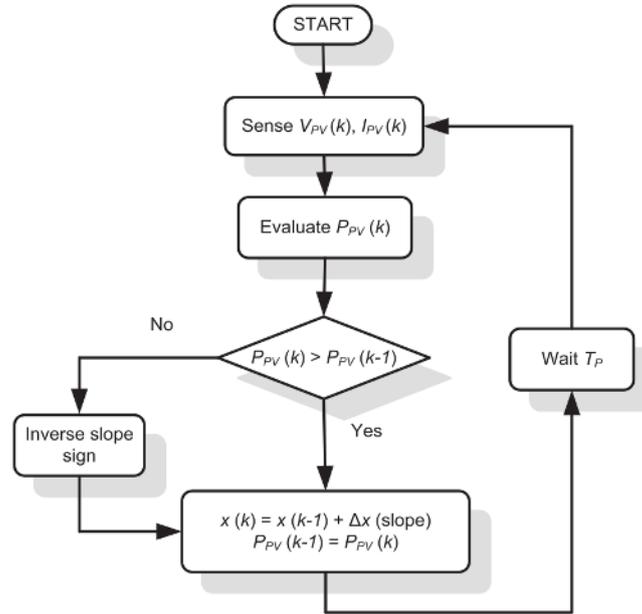


Figura 1.29: Fluxograma de operação do algoritmo MPPT P&O. Fonte: [TAJUDDIN et al. \(2015\)](#)

De acordo com [COELHO \(2008\)](#) e [ELTAMALY e ABDELAZIZ \(2020\)](#), o método da Condutância Incremental (INC) é uma solução mais eficiente para o rastreamento do MPP, pois combina velocidade de rastreamento com baixa oscilação em regime permanente. No entanto, como desvantagens esse método é mais sensível a ruídos e

erros de leitura dos sinais, além exigir mais etapas de processamento, o que pode ser limitante em aplicações com baixa capacidade computacional.

O método INC funciona de forma semelhante ao método P&O, diferindo apenas na tomada de decisão a respeito do passo seguinte, que é decidida em relação à variação da razão

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{dP}{dV} = \frac{d(I \times V)}{dV} = 0 \quad (1.17)$$

que pode ser reescrita como

$$I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (1.18)$$

Por fim, temos

$$\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \quad (1.19)$$

A equação (1.19) é a condição básica para o método INC em que o valor da condutância deve ser igual ao valor da condutância incremental no MPP. Usando (1.18) e (1.19), a seguinte relação pode ser escrita:

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{1}{V} \frac{dI}{dV} = G + dG \quad (1.20)$$

onde G e dG são a condutância (I/V) e a condutância incremental (dI/dV), respectivamente. Com base em (1.20) e na curva de potência representada na figura (1.30), as regras do algoritmo INC podem ser expressas como

- $G + dG = 0$ no MPP;
- $G + dG > 0$ no lado esquerdo do MPP;
- $G + dG < 0$ no lado direito do MPP.

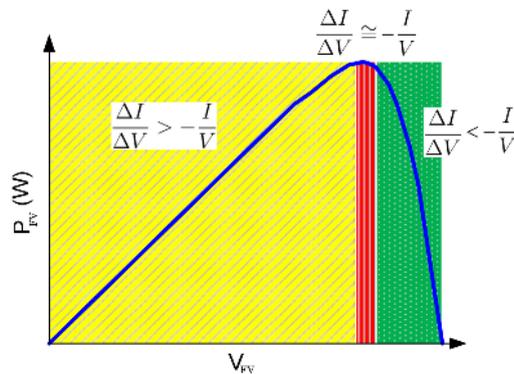


Figura 1.30: Representação da atuação do algoritmo MPPT da Condutância Incremental na curva de potência de um módulo fotovoltaico. Fonte: adaptado de [TAJUDDIN et al. \(2015\)](#)

Semelhante ao método P&O, a perturbação periódica da variável de controle (referência de tensão ou ciclo de trabalho) deve ser realizada para verificar a condição (1.19) por meio de cálculos repetidos da condutância em dois pontos diferentes. A avaliação contínua de (1.19) dará uma visão importante sobre a localização do ponto de operação no instante atual com relação ao MPP real. Esta informação é uma das vantagens importantes do método INC sobre o método P&O. Na busca pelo MPP real, a seguinte fórmula é usada iterativamente para avaliar a condição (1.19):

$$x_{(k+1)\mathcal{T}_p} = x_{k\mathcal{T}_p} + \text{sign}(G + dG) \times \Delta x \quad (1.21)$$

Onde x é a variável de controle (referência de tensão ou ciclo de trabalho), \mathcal{T}_p é o período de perturbação e Δx é a amplitude da perturbação. A natureza perturbativa do método INC pode ser vista claramente no fluxograma da figura (1.31).

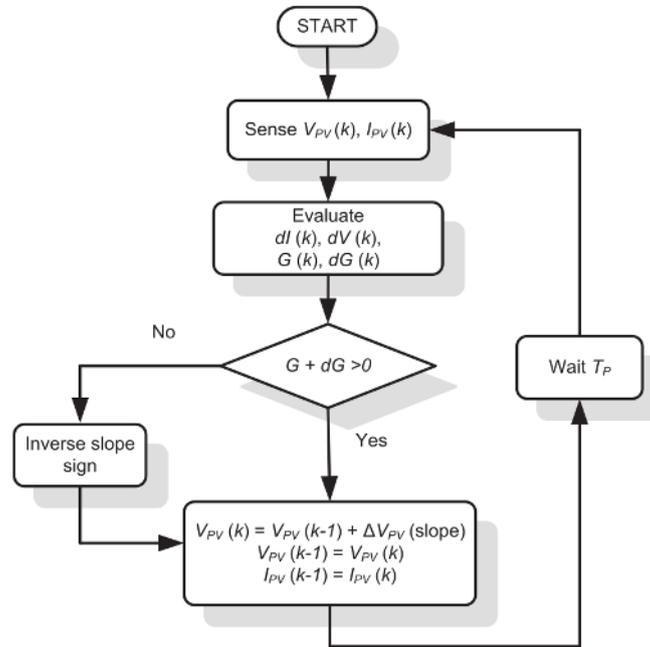


Figura 1.31: Fluxograma de operação do algoritmo MPPT da Condutância Incremental. Fonte: [TAJUDDIN et al. \(2015\)](#)

Infelizmente, na implementação prática do algoritmo INC, a condição (1.19) nunca será alcançada devido ao efeito de quantização e ruídos relacionados ao sinal processado pelo microcontrolador. Como resultado, a condição (1.19) será verificada continuamente, mesmo que a irradiância tenha atingido uma condição de estado estável. Portanto, ainda existe oscilação em regime estacionário neste método, como é o caso do algoritmo P&O básico. Por esse motivo, nesse estudo optamos por utilizar o algoritmo P&O clássico, o que é interessante em condições onde o sistema de *hardware* está sendo validado.

Entretanto, conforme veremos nos capítulos (2) e (3), a dinâmica do conversor

boost impõe limites na atuação desse dispositivo como atuador no rastreamento do MPP, pois as não idealidades impõem um atraso entre a perturbação Δx aplicada no conversor e a tensão na saída do módulo FV em regime permanente. Por isso, no capítulo (3) apresentamos a metodologia encontrada na literatura especializada para definir o tempo de acomodação \mathcal{T}_ε das oscilações típicas do regime transitório do conversor *boost*.

De acordo com TAJUDDIN *et al.* (2015), existem dois métodos convencionais para a implementação prática do algoritmo P&O (o que também vale para o INC), conhecidos como o método da **perturbação direta do ciclo de trabalho** e o método da **perturbação da tensão/corrente de referência**. O primeiro método, ilustrado na figura (1.32)(a), é mais simples, pois a perturbação é aplicada diretamente em δ , com o conversor operando em malha aberta após cada ciclo. No segundo método (figura (1.32)(b)), a perturbação é aplicada à tensão de referência de um somador que gera um sinal de erro. O sinal de erro, que no exemplo da figura é $e(t) = v_{in} - v_{ref}(t)$, gera a perturbação de δ . Apesar de ser um pouco mais complexa, essa segunda abordagem tem a vantagem de possibilitar o controle em malha fechada, o que ajuda na atenuação de oscilações entre as perturbações.

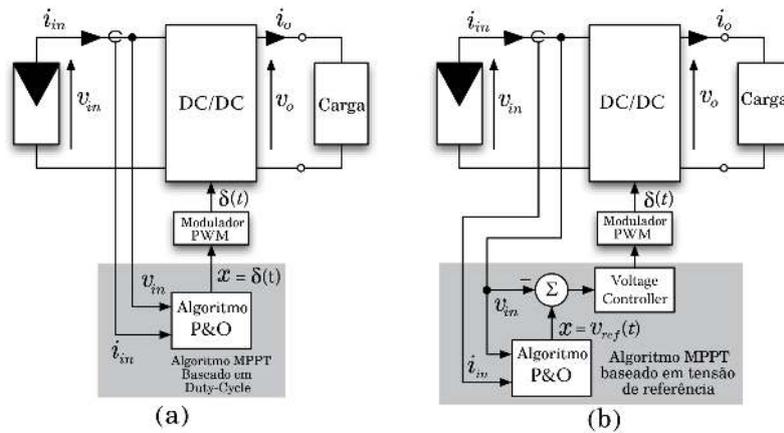


Figura 1.32: Esquemas mostrando duas formas de implementar o algoritmo P&O. Fonte: adaptado de TAJUDDIN *et al.* (2015)

Com essa estrutura, conforme elabora SAHOO *et al.* (2018), uma vez que se estabeleçam valores adequados de \mathcal{T}_p e Δx , o algoritmo P&O torna-se independente do conhecimento das características do gerador fotovoltaico. Dessa forma, o MPP é rastreado independentemente do nível de irradiância, temperatura, degradação ou envelhecimento, garantindo assim elevada robustez e fiabilidade.

No capítulo (4) apresentamos os materiais e métodos para a implementação do algoritmo P&O pelo método da perturbação direta do ciclo de trabalho. Para cumprir com os objetivos de experimentação dos estudos realizados nessa dissertação, bem como desenvolver um sistema de aquisição e prototipagem útil em outros projetos, foi

construída uma placa de circuito impresso (PCB) que integra os sensores de tensão e corrente, bem como todos os circuitos auxiliares necessários para o funcionamento do sistema. Dada a popularidade das placas de prototipagem da família Arduino em aplicações acadêmicas de ensino, pesquisa e extensão, decidimos basear o projeto da PCB voltada para o microcontrolador ATmega2560 que é suportado pelas plataformas de programação Arduino.

Apesar do algoritmo MPPT garantir a operação do módulo FV ao redor do ponto de máxima potência, o conversor CC/CC gerenciado por este algoritmo não é capaz de manter a tensão constante sobre uma carga. Ou seja: sem a regulação da tensão na saída do conversor MPPT, variações de carga ou irradiância provocam grandes flutuações da tensão no barramento CC. De acordo com [DE CARVALHO NETO \(2016\)](#), esse problema pode ser resolvido inserindo conversores CC/CC intermediários entre as cargas úteis e o conversor CC/CC responsável pela implementação do MPPT. A figura (1.33) ilustra os componentes necessários para manter uma tensão constante sobre as cargas.

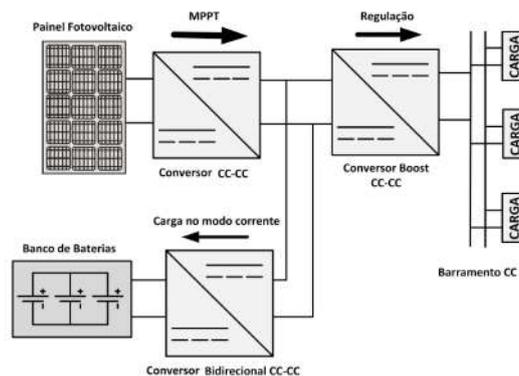


Figura 1.33: Diagrama do sistema necessário para manter os níveis de tensão reguladas no barramento de distribuição CC. Quando existe armazenamento de energia em baterias, geralmente são utilizados conversores CC/CC bidirecionais para permitir a inversão da corrente, conforme a variabilidade das cargas e da fonte de energia solar. Fonte: [DE CARVALHO NETO \(2016\)](#)

No capítulo (4) utilizamos uma fonte de bancada com tensão regulada como solução para manter uma tensão constante sobre a carga. Assim foi possível evitar que o nível de tensão nos módulos fosse perturbada por variações de impedância na carga.

Parte I

Referencial teórico

Capítulo 2

Modelagem do conversor Boost

Para projetar um controle que seja eficiente e estável é necessário uma análise criteriosa dos dispositivos que atuarão para variar o fluxo de energia transferida dos módulos para as cargas úteis que desejamos acionar. Em eletrônica de potência existe uma família de dispositivos, comumente chamados de conversores CC-CC, que são capazes de controlar o fluxo da energia transferida de uma fonte CC para uma carga. Neste estudo o dispositivo atuador escolhido para a implementação do algoritmo MPPT é um conversor CC-CC elevador de tensão não-isolado do tipo *Boost*. Esse conversor tem a grande vantagem de ser simples, tendo poucos componentes em sua estrutura. Isso diminui os custos de construção, bem como facilita a implementação do controle, uma vez que a chave, que geralmente é um transistor MOSFET ou IGBT, é o único componente ativo do circuito.

2.1 Conversor *Boost*

De acordo com MOHAN *et al.* (2002), o conversor *Boost* é um conversor chaveado. Segundo o autor, esse dispositivo sempre aumentará a tensão de saída em relação à tensão de entrada por meio da comutação periódica de uma chave eletrônica S . O diagrama do circuito com os componentes básicos que constituem o conversor *Boost* estão representados na figura (2.1).

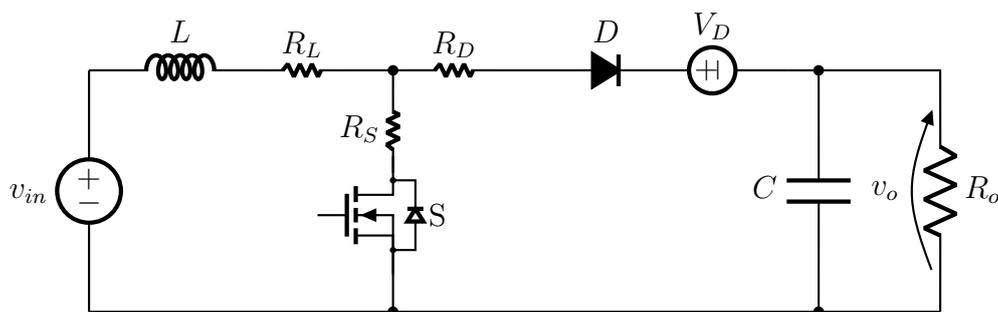


Figura 2.1: Diagrama do Conversor Boost. Fonte: o autor

Os componentes da figura (2.1) são: a fonte corrente contínua (v_{in}) o indutor (L); a chave (S), o diodo (D), o capacitor (C) e a carga representada por uma resistência (R). Para considerar um modelo onde os componentes não são ideais, devem ser incluídas as resistências parasitas representadas pela resistência do indutor (R_L), a resistência R_S da chave S e a queda de tensão V_D e resistência R_D do diodo D . Convencionamos representar as grandezas dinâmicas com letras latinas minúsculas, tais como $i_L(t)$, i_C , $i_S(t)$, v_o , etc, para diferencia-las das grandezas constantes como período T , capacitância C e a indutância L .

De forma resumida o circuito da figura (2.1) funciona em duas etapas, representadas na figura (2.2): (1) O transistor S conduz (circuito fechado), fazendo com que o indutor "carregue" com polaridade (+) para a esquerda e (-) para a direita. Considerando o sentido convencional da corrente, a corrente circula na malha ($v_{in} + L + R_L + R_S + S$) no sentido horário, "entrando" no indutor L . (2) Transistor S corta (circuito aberto), o indutor L , através da lei de Lenz, inverte a polaridade (campo magnético colapsando) com (-) para a esquerda e (+) para a direita, e a corrente "saindo" do indutor. Dessa forma, a tensão do indutor soma-se a tensão da fonte sendo, então, transferida à carga (R_o e ao capacitor C) através de ($R_L + R_D + D$). A corrente circula no sentido horário pela malha ($v_{in} + L + R_L + R_D + D + R_o$), também carrega o capacitor C em paralelo à R_o .

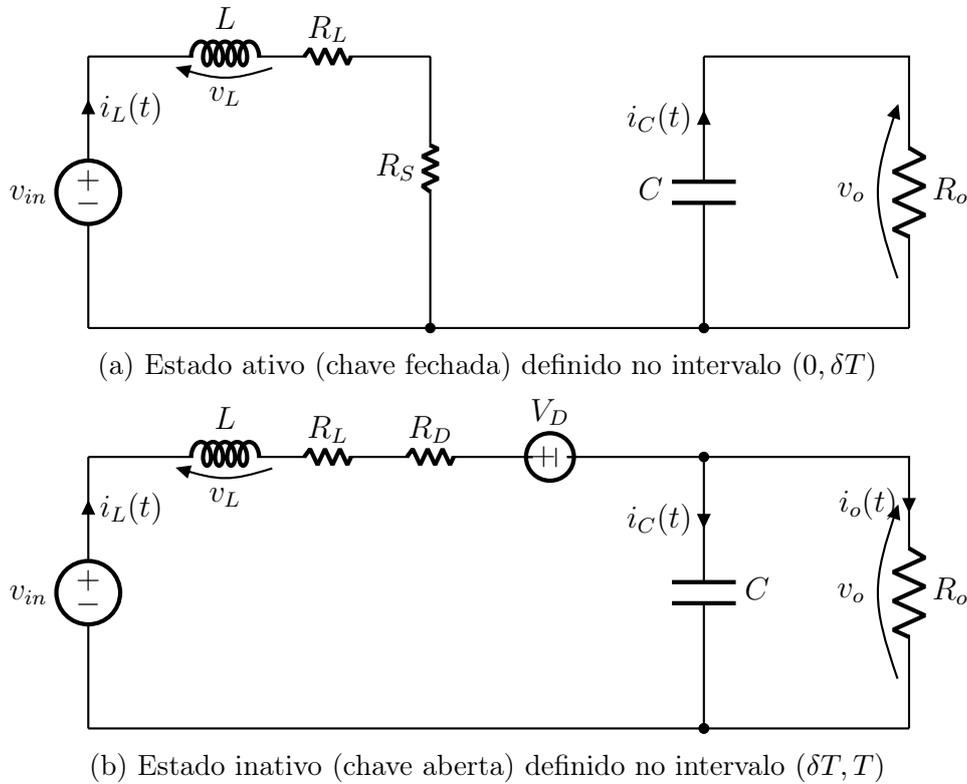


Figura 2.2: Estados de operação em regime permanente do conversor *Boost*. Fonte: o autor

A chave é o único componente ativo do circuito, sendo portanto, a responsável pela alternância entre os dois estados possíveis do sistema: estado ativo e inativo. Na figura (2.2) esses dois estados são representados pelos intervalos de tempo $(0, \delta T)$ e $(\delta T, T)$, respectivamente, onde T é o período em que ocorrem os dois estados e $\delta \in [0, 1]$ é o ciclo ativo de trabalho, também chamado de *duty cycle*. Essa topologia eleva a tensão de entrada por meio da comutação da chave ligada em série com o indutor. Dessa forma, durante o estado ativo o diodo entra em bloqueio devido à tensão acumulada no capacitor e o indutor passa a armazenar energia na forma de um campo magnético que aumenta ao longo do tempo até a abertura da chave ou a saturação do núcleo.

No estado inativo, quando a chave é "desligada", o campo presente no indutor passa a decrescer, induzindo uma corrente que flui diretamente pelo diodo, passando através da carga e recarregando o capacitor. É no ciclo inativo da chave que ocorre a elevação da tensão sobre a carga, pois a energia armazenada no indutor cria uma tensão sobre este, que enfim soma-se à tensão da fonte.

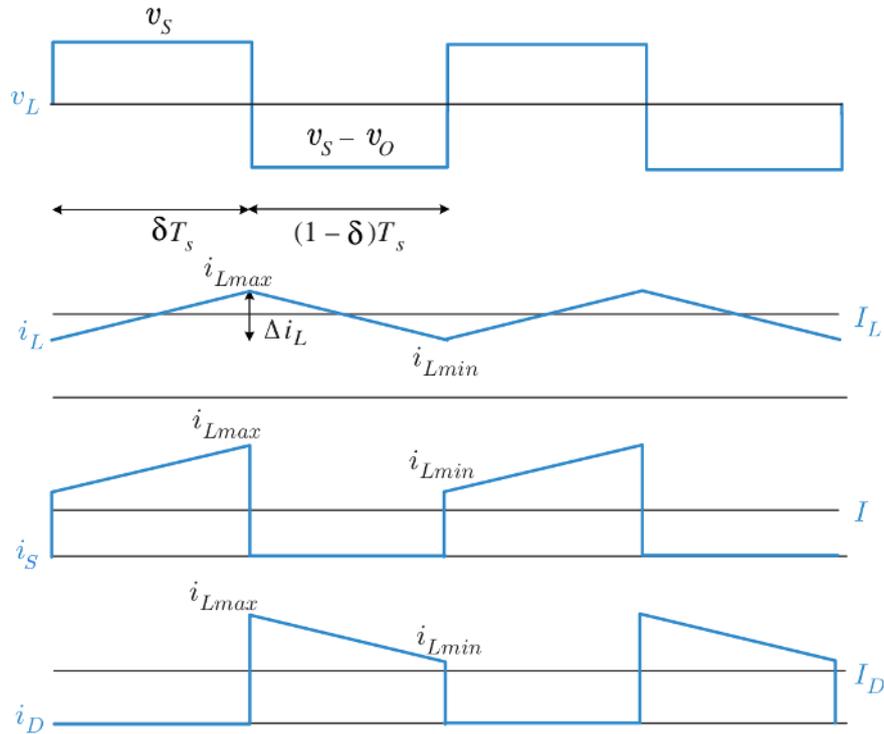
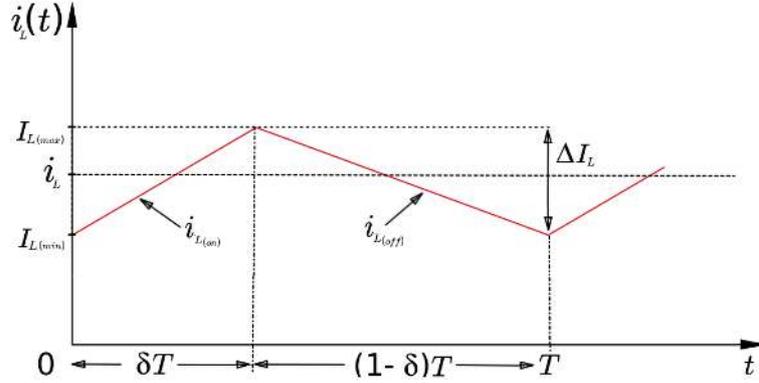


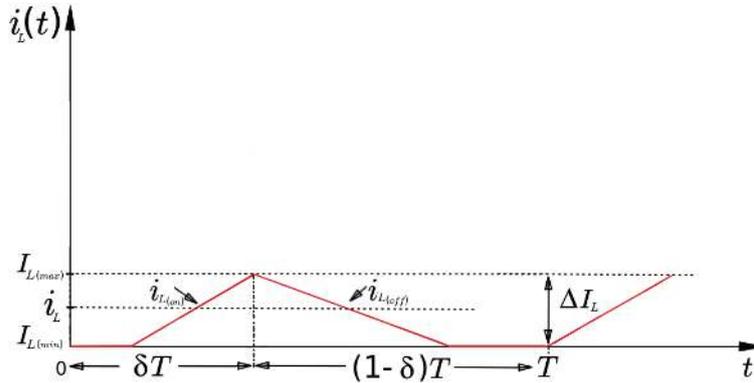
Figura 2.3: Formas de onda das principais grandezas dinâmicas do conversor *boost*. Fonte: adaptado de [CHOI \(2022\)](#)

Na figura (2.4) temos a corrente que passa pelo indutor em função do tempo $i_L(t)$. Quando o indutor é suficientemente grande para sustentar as correntes nos períodos em que a chave está aberta, ou a frequência de chaveamento é maior que os tempos de saturação do núcleo, a corrente $i_L(t)$ nunca é nula. Essa é a situação exemplificada na figura (2.4a). Segundo [BASSO \(2014\)](#), nesse caso dizemos que o

conversor está operando em modo de condução contínua (MCC). Na figura (2.4b) temos o segundo modo de operação: se a frequência de chaveamento diminui, ou a corrente exigida pela carga aumenta e passa a descarregar completamente o capacitor e a energia armazenada no indutor, então o conversor pode operar em modo de condução descontínua (MCD). Nesses casos a corrente mínima do indutor é nula por um tempo.



(a) Operação em modo de condução contínua (MCC). A corrente mínima no indutor I_{Lmin} nunca é nula.



(b) Operação em modo de condução descontínua (MCD). A corrente dinâmica $i_{L(on)}$ no intervalo ativo δT é nula durante um intervalo para cada ciclo de período T .

Figura 2.4: Três modos de condução do conversor *Boost*. Fonte: Próprio autor

No presente trabalho iremos projetar o conversor para que este sempre opere em modo de condução contínua, dimensionando o indutor e escolhendo uma frequência adequada para garantir esse modo de operação. Essa escolha se justifica, pois torna o controle da tensão de saída mais simples. Portanto, ao presumir que o conversor esteja operando MCC a variação líquida da corrente do indutor deve ser nula:

$$\Delta i_{L(on)} + \Delta i_{L(off)} = 0 \quad (2.1)$$

onde $i_{L(on)}$ e $i_{L(off)}$ é a variação da corrente no estado ligado e desligado, respectivamente. Da figura (2.4) também podemos constatar que em frequências de chaveamento altas e pequenos valores de ΔI_L , é possível assumir que a corrente no

indutor oscila entre um valor i_L que é a média entre as correntes mínima $I_{L_{min}}$ e máxima $I_{L_{max}}$. Portanto, em casos onde o sistema atingiu o equilíbrio esse procedimento é uma boa aproximação, pois grandezas variam pouco ao redor de um valor médio.

2.1.1 Modelo no domínio do tempo: análise do ciclo ativo

Com essas considerações, iniciamos a análise no ciclo ativo, ou seja, o estado que ocorre no intervalo $[0, \delta T]$. Para tanto, basta empregar as leis de Kirchof na malha esquerda da figura (2.2a). Considerando as resistências parasitas, a tensão sobre o indutor é dada por

$$v_L = v_{in} - i_L R_L - i_L R_S \quad (2.2)$$

Para um modelo de conversor *Boost* ideal, basta desprezarmos as resistências parasitas R_L e R_S . Dessa forma, a equação (2.2) torna-se

$$v_L = v_{in} = L \frac{di_S}{dt} \quad (2.3)$$

onde i_S é a corrente dinâmica que passa através da chave. Portanto, obtemos a relação

$$\frac{v_{in}}{L} = \frac{di_S}{dt} \quad (2.4)$$

A corrente no indutor terá aumento exponencial durante o estado em que a chave é fechada. No entanto, podemos considerar a variação da corrente no intervalo δT como a seguinte relação linear:

$$\Delta i_{L(on)} = \frac{v_{in} \delta T}{L} \quad (2.5)$$

Já a corrente que flui através da malha direita enquanto a chave permanece desligada é sustentada pelo capacitor. Nesse caso, as leis de Kirchoff fornecem

$$i_C = -\frac{v_o}{R} \quad (2.6)$$

2.1.2 Modelo no domínio do tempo: Análise do ciclo inativo

Nessa seção será analisado o circuito operando no ciclo inativo, tal como representado na figura (2.2b). Quando a chave é desligada a corrente passa a fluir através do diodo. Por esse motivo, devemos incluir a resistência parasita e a queda de tensão do diodo na malha que representa o estado que ocorre no intervalo $[\delta T, (1 - \delta)T]$.

No instante em que ocorre a comutação da chave a energia armazenada no indutor em forma de campo é transferida para o capacitor, passando através do diodo.

Empregando a lei de Kirchoff na malha da figura (2.2b) para obter a tensão sobre o indutor, temos

$$v_L = v_{in} - i_L R_L - i_L R_D - V_D - v_o \quad (2.7)$$

Extrapolando para um caso em que os componentes são ideais, obtemos

$$v_L = v_{in} - v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

ou seja, para o ciclo inativo a taxa de variação da corrente no indutor é dada por

$$\frac{v_{in} - v_o}{L} = \frac{di_L}{dt} \quad (2.9)$$

Para frequências suficientemente altas essa relação nos permite considerar a variação total da corrente no intervalo do ciclo inativo $(1 - \delta)T = \Delta t$ como uma variação linear que ocorre em um intervalo tempo muito pequeno ($\Delta t \approx dt$; $di_L \approx \Delta i_{L(off)}$). Portanto:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L(off)}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L(off)}}{(1 - \delta)T} \quad (2.10)$$

Substituindo a expressão (2.9) na expressão (2.10), obtemos

$$\frac{\Delta i_{L(off)}}{(1 - \delta)T} = \frac{v_{in} - v_o}{L} \quad (2.11)$$

Dessa forma, a variação da corrente no indutor durante o ciclo inativo é dada por

$$\Delta i_{L(off)} = \frac{(v_{in} - v_o)(1 - \delta)T}{L} = \frac{(v_{in} - v_o)(1 - \delta)}{Lf_S} \quad (2.12)$$

onde $f_S = 1/T$ é a frequência de comutação da chave do circuito.

Substituindo a equação (2.12) e a equação (2.5) na condição que determina o MCC, expressa em (2.1), podemos determinar a tensão de saída em qualquer instante de tempo, ou seja

$$\frac{v_{in}\delta T}{L} + \frac{(v_{in} - v_o)(1 - \delta)T}{L} = 0 \quad (2.13)$$

Reescrevendo a expressão (2.13) em termos de v_o , obtemos

$$v_o = \frac{v_{in}}{(1 - \delta)} \quad (2.14)$$

ou, podemos escrever simplesmente:

$$v_o = \mathcal{G}(\delta)v_{in} \quad (2.15)$$

onde o coeficiente escalar $1/(1 - \delta)$ que permanece no lado direito é conhecido como o ganho $\mathcal{G}(\delta)$ do conversor *Boost* ideal. Portanto, podemos constatar que a tensão de saída v_o é função unicamente do ciclo de trabalho δ e sempre assumirá um valor igual ou maior do que a tensão de entrada v_{in} .

2.1.3 Ondulação da corrente do indutor

Para um circuito ideal a potência de entrada é igual à potência de saída. Portanto

$$P_{in} = P_o \quad (2.16)$$

ou seja,

$$v_{in}i_L = v_o i_o \quad (2.17)$$

Sabemos que a lei de Ohm nos permite escrever a potência dissipada na carga resistiva como $P_o = v_o^2/R$. Dessa forma, temos

$$v_{in}i_L = \frac{v_o^2}{R} \quad (2.18)$$

Explicitando em termos da corrente média no indutor, obtemos

$$i_L = \frac{v_o^2}{Rv_{in}} \quad (2.19)$$

Substituindo a equação (2.14) na equação (2.19), podemos escrever a corrente média no indutor em função do ciclo de trabalho δ :

$$i_L = \frac{v_{in}}{(1 - \delta)^2 R} \quad (2.20)$$

Analisando a figura (2.4a), podemos inferir que a corrente no indutor oscila entre dois uma corrente máxima $I_{L(max)}$ e uma corrente mínima $I_{L(min)}$. Portanto, podemos determinar que

$$I_{L(max)} = i_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{v_{in}}{(1 - \delta)^2 R} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.21)$$

$$I_{L(min)} = i_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{v_{in}}{(1 - \delta)^2 R} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.22)$$

Para obter a indutância mínima para manter o conversor em MCC devemos considerar o limite crítico em que ocorre a transição entre os dois modos. Isso deve

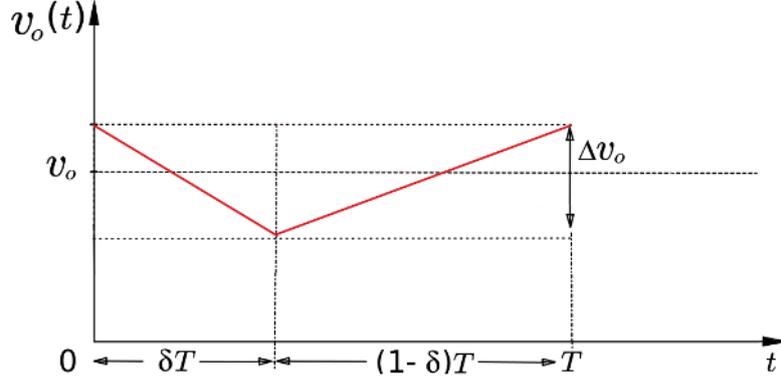


Figura 2.5: Fonte: Próprio autor

acontecer quando a corrente mínima no indutor é nula $I_{L(min)} = 0$. Portanto, temos

$$\frac{v_{in}}{(1-\delta)^2 R} - \frac{\Delta I_L}{2} = 0 \quad (2.23)$$

A equação (2.5) nos permite escrever ΔI_L como

$$\Delta I_L = \frac{v_{in} \delta T}{L} \quad (2.24)$$

Substituindo (2.24) em (2.23), obtemos

$$\frac{v_{in}}{(1-\delta)^2 R} - \frac{v_{in} \delta T}{2L} = 0 \quad (2.25)$$

Dessa forma, a última expressão nos permite obter a indutância crítica $L = L_{(cr)}$ para uma dada frequência para que o conversor opere em MCC. Reescrevendo (2.25), obtemos

$$L_{(cr)} = \frac{\delta(1-\delta)^2 R}{2f_S} \quad (2.26)$$

Portanto, com os resultados obtidos nas expressões (2.24) e (2.26), podemos determinar um valor de indutância mínimo $L_{(min)}$ que garanta o MCC e ao mesmo tempo mantenha a ondulação da corrente dentro de um valor exigido no projeto. Reescrevendo (2.24), temos

$$L_{(min)} = \frac{v_{in} \delta}{\Delta I_L f_S}, \quad L_{(min)} > L_{(cr)} \quad (2.27)$$

2.1.4 Ondulação da tensão de saída

A flutuação da tensão de saída Δv_o é dependente da capacitância C do capacitor localizado na malha direita do circuito (2.1). A figura (2.5) exemplifica o comportamento da tensão de saída ao longo de um período completo.

Considerando uma variação linear, a flutuação da tensão de saída é dada por

$$C\Delta v_o = \frac{v_o\delta T}{R} \quad (2.28)$$

Portanto, temos

$$C = \frac{\delta v_o}{\Delta v_o R f_s} \quad (2.29)$$

que determina a capacitância exigida para uma dada oscilação da tensão de saída Δv_o .

2.1.5 Ganho e eficiência do circuito não ideal

Para obter um modelo simplificado omitimos as não-idealidades dos componentes do circuito. No entanto, sabemos que essas não-idealidades modificam consideravelmente a dinâmica do circuito, bem como permitem mensurar as perdas que ocorrem nos componentes. Para construir o modelo considerando as resistências parasitas podemos assumir a conservação da energia, ou seja, a potência de entrada fornecida pela fonte P_{in} deve ser igual a soma da potência de saída consumida pela carga P_o com a potência dissipada nos componentes do circuito. Portanto, temos

$$P_{in} = P_o + P_L + P_D \quad (2.30)$$

onde P_L e P_D são a potência dissipada pela resistência do indutor e pela resistência do diodo, respectivamente. Se reescrevermos a equação (2.30) em termos das correntes e resistências, obtemos

$$v_{in}i_L = v_o i_o + i_L^2 R_L + i_D^2 R_D \quad (2.31)$$

Como a corrente que passa através da carga i_o é igual a corrente que passa pelo diodo i_D , podemos escrever $P_o = v_o i_D$. Portanto

$$v_{in}i_L = v_o i_D + i_L^2 R_L + i_D^2 R_D \quad (2.32)$$

Agora devemos considerar que a potência dissipada no indutor e no diodo depende do ciclo em que eles estão em operação. Analisando o diagrama da figura (2.2b), vemos que a corrente flui por esses componentes durante o ciclo inativo $1-\delta$. Portanto, podemos escrever o tempo de condução da corrente média no diodo como

$$i_D = i_L(1 - \delta) \quad (2.33)$$

Substituindo a equação (2.33) na equação (2.32), temos

$$v_{in}i_L = v_o i_L(1 - \delta) + i_L^2 R_L + i_L^2(1 - \delta)^2 R_D \quad (2.34)$$

$$v_{in} = v_o(1 - \delta) + i_L [R_L + (1 - \delta)^2 R_D] \quad (2.35)$$

Como a corrente no indutor deve ser a mesma fornecida à carga durante o ciclo inativo, sabemos que

$$i_L(1 - \delta) = i_o = \frac{v_o}{R} \quad (2.36)$$

ou seja

$$i_L = \frac{v_o}{R(1 - \delta)} \quad (2.37)$$

Dessa forma, ao substituir a equação (2.37) na equação (2.35), obtemos

$$v_{in} = v_o \left\{ (1 - \delta) + \frac{1}{R(1 - \delta)} [R_L + (1 - \delta)^2 R_D] \right\} \quad (2.38)$$

$$\mathcal{G}(\delta) = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{1}{(1 - \delta) + \frac{R_L + (1 - \delta)^2 R_D}{R(1 - \delta)}} \quad (2.39)$$

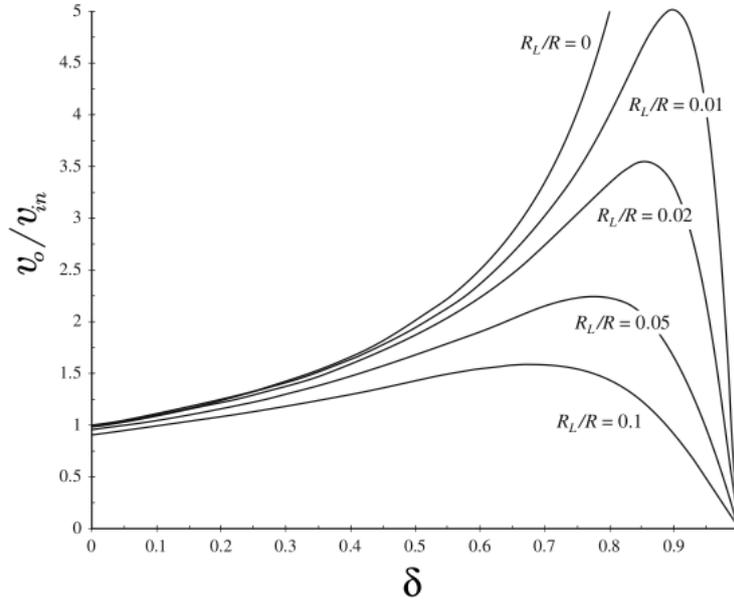


Figura 2.6: Função de ganho do conversor *boost* não ideal. É possível notar que para R_L e R_D pequenos, a função de ganho tende para a função de ganho do conversor ideal, que apresentaria um ganho infinito em seu comportamento assintótico para $\delta = 1$. Fonte: adaptado de [ERICKSON e MAKSIMOVIC \(2020\)](#)

A equação (2.39) determina o ganho real do conversor *boost*. A figura (2.6) apresenta as curvas da função de ganho do conversor *boost* para diversos valores de R_L/R . O ganho previsto por esta função condiz perfeitamente com os resultados obtidos em ensaios práticos do circuito.

A eficiência da transferência de potência do circuito é dada pela razão entre as potências de saída e entrada, juntamente com as potências dissipadas pelos componentes. Ou seja:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in} + P_L + P_D} \quad (2.40)$$

Assim como fizemos na equação (2.31), podemos escrever η como

$$\eta = \frac{\frac{v_o}{R}}{\frac{v_{in}^2}{R} + i_L^2 R_L + i_D^2 R_D} \quad (2.41)$$

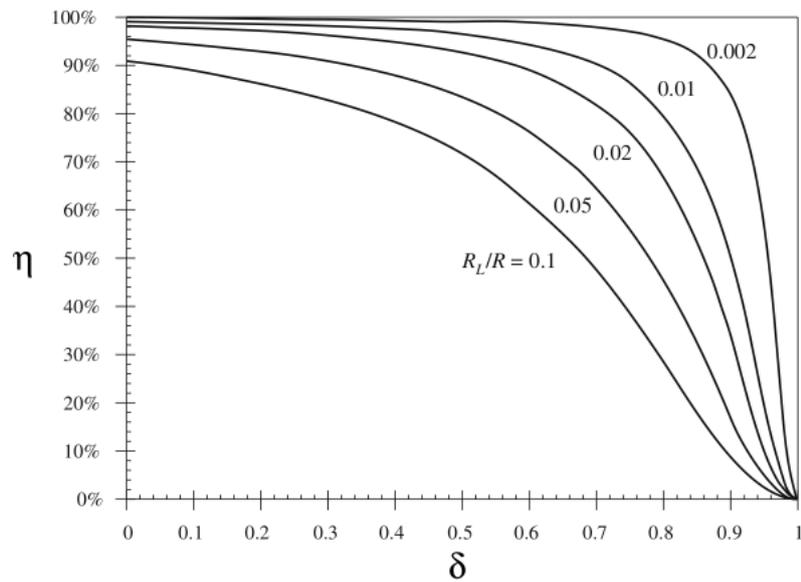


Figura 2.7: Eficiência do conversor *boost* não ideal. Fonte: adaptado de [ERICKSON e MAKSIMOVIĆ \(2020\)](#)

2.2 Funções de transferência do conversor *Boost* a partir do modelo médio no espaço de estados

O modelo do conversor *boost* no domínio do tempo, obtido anteriormente, permite uma análise preliminar das principais características esperadas para essa topologia de conversor. No entanto, essa descrição não fornece um modelo conveniente para desenvolver o controle do conversor durante regimes de transição, uma vez que existem dois estados distintos no intervalo de um ciclo completo de operação. Para obter um modelo que nos forneça a função de transferência, que considere os dois estados, podemos utilizar a técnica do modelo médio em espaço de estados. Seguiremos a metodologia empregada por [BARBI \(2015\)](#) e [CHOI \(2022\)](#).

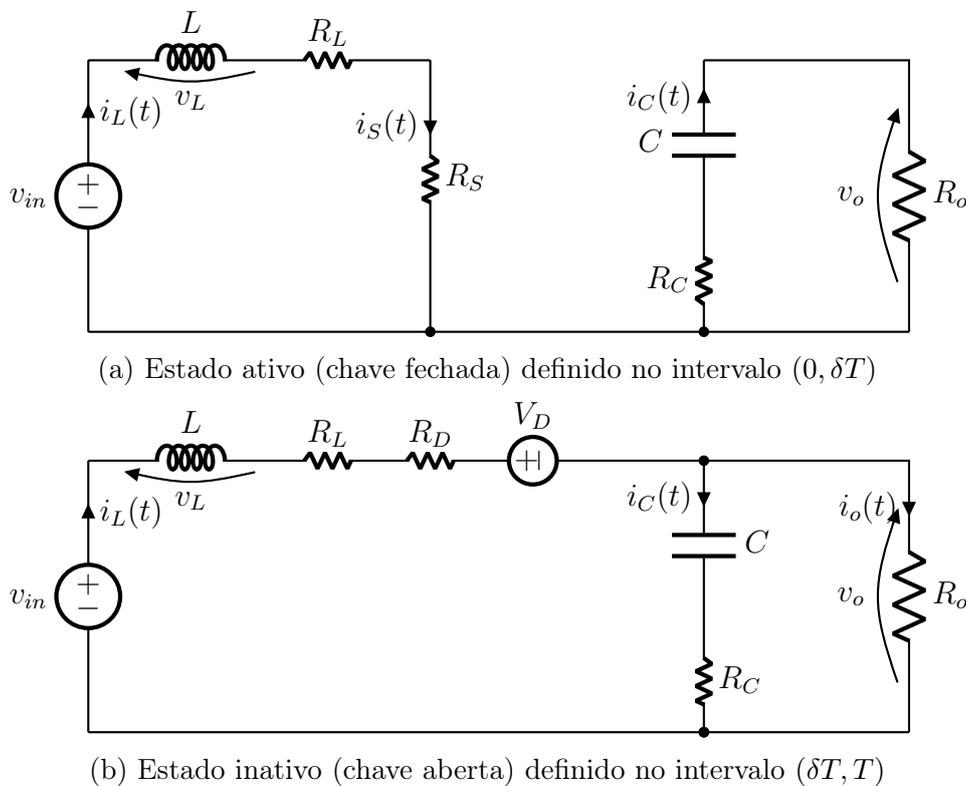


Figura 2.8: Estados de operação em regime permanente do conversor *Boost*

Para construir o modelo do conversor *boost* no espaço de estados precisamos determinar as matrizes de estado das equações (A.11) e (A.12). O modelo levará em conta as resistências parasitas do indutor, do diodo, do capacitor e da chave. Incluindo a resistência parasita do capacitor no dos diagramas da figura (2.2), os estados do circuito podem ser representados pelos diagramas da figura (2.8). As formas de onda das principais grandezas físicas do circuito estão representadas na figura (2.3).

Se considerarmos as equações de estado separadamente, para cada ciclo de operação, temos

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{on}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{on}\mathbf{u}(t) \quad (2.42)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_{on}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{on}\mathbf{u}(t) \quad (2.43)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{off}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{off}\mathbf{u}(t) \quad (2.44)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_{off}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{off}\mathbf{u}(t) \quad (2.45)$$

onde definimos os vetores de estado em termos da corrente no indutor, da tensão no capacitor e da tensão de saída

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} v_{in}(t) & 0 \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

As matrizes \mathbf{A}_{on} , \mathbf{B}_{on} , \mathbf{C}_{on} e \mathbf{D}_{on} são as matrizes para o estado do ciclo ativo e \mathbf{A}_{off} , \mathbf{B}_{off} , \mathbf{C}_{off} e \mathbf{D}_{off} são as matrizes para o estado do ciclo inativo.

Modelo do ciclo ativo:

Aplicando as leis de Kirchoff nas equações que descrevem a dinâmica do ramo esquerdo circuito para o primeiro intervalo de tempo, representado na Figura (2.2a), obtemos

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{i_L(R_L + R_S)}{L}. \quad (2.49)$$

e, da mesma forma, para o ramo direito do circuito da figura (2.2a), temos

$$C \frac{dv_C}{dt} = Cv_C = -i_o = i_C, \quad (2.50)$$

onde a tensão do capacitor é dada por

$$v_C = -i_C(R_o + R_C). \quad (2.51)$$

Portanto, a variação da tensão do capacitor é dada por

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{C(R_o + R_C)} \quad (2.52)$$

Agora podemos determinar o vetor de estado $\mathbf{x}(t)$, uma vez que $i_L = x_1$, $v_C = x_2$ e $v_{in} = u_1$. Escrevendo as expressões (2.49) e (2.52) na forma vetorial, temos

$$\dot{x}_1 = -\frac{(R_L + R_S)}{L}x_1 + \frac{u_1}{L} \quad (2.53)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_2}{C(R_o + R_C)} \quad (2.54)$$

A tensão de saída é dada por

$$v_o = v_c + R_C i_C. \quad (2.55)$$

Com isso, podemos constatar que a tensão de saída independe da entrada do sistema. Isso determina que a matriz de alimentação cruzada \mathbf{D}_{on} deve ser nula. Substituindo a equação (2.51) na equação (2.55), obtemos

$$y_1 = \frac{R_o}{(R_o + R_C)}x_2, \quad (2.56)$$

Reescrevendo as equações (2.51), (2.55) e (2.56) na forma matricial, o vetor de estados é escrito como

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\gamma}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u_1, \quad (2.57)$$

e o sinal de saída do sistema como

$$y_1 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R_o}{\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}. \quad (2.58)$$

onde, $\beta = (R_o + R_C)$ e $\gamma = (R_L + R_S)$.

Modelo do ciclo inativo:

Obtemos as tensões e correntes para o ciclo inativo aplicando, novamente, as leis de Kirchoff no circuito representado pelo diagrama da figura (2.8b). Com isso, a tensão de saída v_o e a corrente do capacitor i_C são, respectivamente,

$$v_o = v_C + R_C i_C \quad (2.59)$$

$$i_C = i_L - \frac{v_o}{R_o} \quad (2.60)$$

Reescrevendo v_o em termos de i_C , obtemos

$$v_o = v_C + R_C i_L - \frac{v_o}{R_o} \quad (2.61)$$

Finalmente, rearranjando a equação (2.61), temos

$$v_o = \frac{R_o R_C i_L + R_o v_C}{R_o + R_C} \quad (2.62)$$

Dessa forma, o estado topológico do circuito da figura (2.8b) pode ser descrito pelas equações (2.63) e (2.64)

$$v_{in} = L \frac{di_L}{dt} + (R_L + R_D) i_L + v_o, \quad (2.63)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R_o i_L}{R_o + R_C} - \frac{v_C}{R_o + R_C} \quad (2.64)$$

As componentes do vetor de estados $\dot{\mathbf{x}}$ podem ser obtidas substituindo a equação (2.62) na equação (2.63). Portanto

$$v_{in} = L \frac{di_L}{dt} + (R_L + R_D) i_L + \frac{R_o R_C i_L + R_o v_C}{R_o + R_C}. \quad (2.65)$$

Explicitando em termos da variação da corrente do indutor, temos

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - (R_L + R_D) i_L - \frac{R_o R_C i_L + R_o v_C}{R_o + R_C}, \quad (2.66)$$

que resulta em

$$\frac{di_L}{dt} = - \frac{(R_o R_C + R_o R_L + R_C R_L + R_D R_o + R_D R_C) i_L}{L(R_o + R_C)} - \frac{R_o v_C}{L(R_o + R_C)} + \frac{v_{in}}{L}. \quad (2.67)$$

Conforme a representação vetorial, definida por (2.46) e (2.47), podemos reescrever as equações (2.67), (2.63) e (2.62) como

$$\dot{x}_1 = - \frac{\alpha}{L\beta} x_1 - \frac{R_o}{L\beta} x_2 + \frac{v_{in}}{L} \quad (2.68)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{C\beta} x_1 - \frac{1}{C\beta} x_2 \quad (2.69)$$

$$y_1 = v_o = \frac{R_o R_C}{\beta} x_1 + \frac{R_o}{\beta} x_2. \quad (2.70)$$

onde, por simplicidade definimos as constantes α e β como

$$\begin{aligned} \alpha &= R_o R_C + R_o R_L + R_C R_L + R_D R_o + R_D R_C \\ \beta &= R_o + R_C \end{aligned}$$

Reescrevendo o sistema na forma matricial, temos

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\alpha}{L\beta} & -\frac{R_o}{L\beta} \\ \frac{R_o}{C\beta} & -\frac{1}{C\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u_1. \quad (2.71)$$

que é a equação de estados do sistema para o ciclo inativo.

Modelo do ciclo completo:

A equação (2.62) demonstra, de forma análoga ao resultado obtido da análise para o ciclo inativo, que a saída não possui qualquer termo que dependa da entrada. Isso significa que esse sistema também possui uma matriz de realimentação cruzada nula para o ciclo inativo ($\mathbf{D}_{off} = 0$). Desse modo, podemos garantir que o sistema do conversor *boost* tem a sua forma determinada por:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{on}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{on}v_{in}(t) \quad (2.72)$$

$$v_o(t) = \mathbf{C}_{on}\mathbf{x}(t) \quad (2.73)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{off}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{off}v_{in}(t) \quad (2.74)$$

$$v_o(t) = \mathbf{C}_{off}\mathbf{x}(t) \quad (2.75)$$

De acordo com [CHOI \(2022\)](#), podemos combinar as equações da dinâmica do conversor *boost* (2.72), (2.73), (2.74) e (2.75) para obtermos um sistema na forma das equações (A.11) e (A.12). Isso é possível incluindo o ciclo de trabalho δ no sistema, pois essa grandeza determina como ocorre a combinação linear entre as equações do ciclo ativo e inativo. Analisando a figura (2.3) e as equações de estado, é possível inferir que as matrizes que representam o ciclo ativo atuam quando a chave S está ativa, ou seja, sua atuação é presente por um intervalo de tempo $\delta(t)$ durante o ciclo.

O raciocínio é análogo para as matrizes que representam o ciclo inativo da chave. Nesse caso as matrizes do ciclo inativo tem sua atuação limitada pelo tempo restante $[1 - \delta(t)]$ dentro do período T . A partir dessas considerações, temos

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \left[\delta(t)\mathbf{A}_{on} + (1 - \delta(t))\mathbf{A}_{off} \right] \mathbf{x}(t) + \left[\delta(t)\mathbf{B}_{on} + (1 - \delta(t))\mathbf{B}_{off} \right] \mathbf{u}(t), \quad (2.76)$$

$$\mathbf{y}(t) = \left[\delta(t)\mathbf{C}_{on} + (1 - \delta(t))\mathbf{C}_{off} \right] \mathbf{x}(t) \quad (2.77)$$

A partir das equações (2.57) e (2.71) podemos determinar as matrizes do sistema

$$\mathbf{A}_{on} = \begin{pmatrix} -\frac{\gamma}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C\beta} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_{off} = \begin{pmatrix} -\frac{\alpha}{L\beta} & -\frac{R_o}{L\beta} \\ \frac{R_o}{C\beta} & -\frac{1}{C\beta} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{on} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_{off} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{on} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R_o}{\beta} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{C}_{off} = \begin{pmatrix} \frac{R_o R_C}{\beta} & \frac{R_o}{\beta} \end{pmatrix}$$

Tendo definido as matrizes do sistema podemos obter o modelo médio no espaço de estados por meio das equações (2.76) e (2.77). Reescrevendo as matrizes de (2.76) e (2.77) como

$$\mathbf{A} = \delta(t)\mathbf{A}_{on} + [1 - \delta(t)]\mathbf{A}_{off} \quad (2.78)$$

$$\mathbf{B} = \delta(t)\mathbf{B}_{on} + [1 - \delta(t)]\mathbf{B}_{off} \quad (2.79)$$

$$\mathbf{C} = \delta(t)\mathbf{C}_{on} + [1 - \delta(t)]\mathbf{C}_{off} \quad (2.80)$$

$$\mathbf{D} = \delta(t)\mathbf{D}_{on} + [1 - \delta(t)]\mathbf{D}_{off} \quad (2.81)$$

Dessa forma, obtemos as matrizes do modelo do sistema em função do ciclo de trabalho δ :

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} \left[\gamma\delta + \frac{\alpha(1 - \delta)}{\beta} \right] & -\frac{R_o(1 - \delta)}{\beta} \\ \frac{R_o R_C(1 - \delta)}{C\beta} & -\frac{1}{C\beta} \end{pmatrix} \quad (2.82)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.83)$$

$$\mathbf{C} = \left(\frac{R_o R_C (1 - \delta)}{\beta} \quad \frac{R_o}{\beta} \right) \quad (2.84)$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} 0 \end{pmatrix} \quad (2.85)$$

Desse modo, de forma sucinta e elegante, esse procedimento nos permite escrever todo modelo da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}v_{in}(t) \quad (2.86)$$

$$v_o(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (2.87)$$

Conforme as discussões do capítulo 3, que definiram um modelo geral a partir das equações (A.11) e (A.12), foi possível construir o modelo do conversor *boost* na forma adequada para a construção da função de transferência, tal como demonstram as equações (2.86) e (2.87).

Função de transferência para pequenos sinais

Para obter a função de transferência do sistema, devemos considerar o modelo quando esse sistema for submetido a perturbações de pequenos sinais. Essas perturbações podem ser introduzidas na forma de oscilações de pequena amplitude ao redor dos valores médios das grandezas \mathbf{x} , v_o e δ . Assim, temos:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (2.88)$$

$$v_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (2.89)$$

$$\delta(t) = D + \tilde{\delta}(t) \quad (2.90)$$

onde \mathbf{X} , V_o e D são os valores médios em regime permanente do vetor de estado, da tensão de saída e do ciclo de trabalho, respectivamente. As perturbações periódicas $\tilde{\mathbf{x}}(t)$, $\tilde{v}_o(t)$ e $\tilde{\delta}(t)$ são oscilações de pequena amplitude ao redor dos valores médios. Consideramos os valores médios como constantes em regime permanente, uma vez que a escala de tempo em que essas grandezas tornam-se variáveis é muito maior do que a escala de tempo em que ocorrem os eventos de perturbação relevantes para o controle do sistema. Por fim, definimos a tensão de entrada v_{in} como constante, ou

seja, $v_{in} = V_i$, pois, como o intuito é obter a função de transferência entre v_o e δ , a tensão de entrada pode ser mantida sem perturbação.

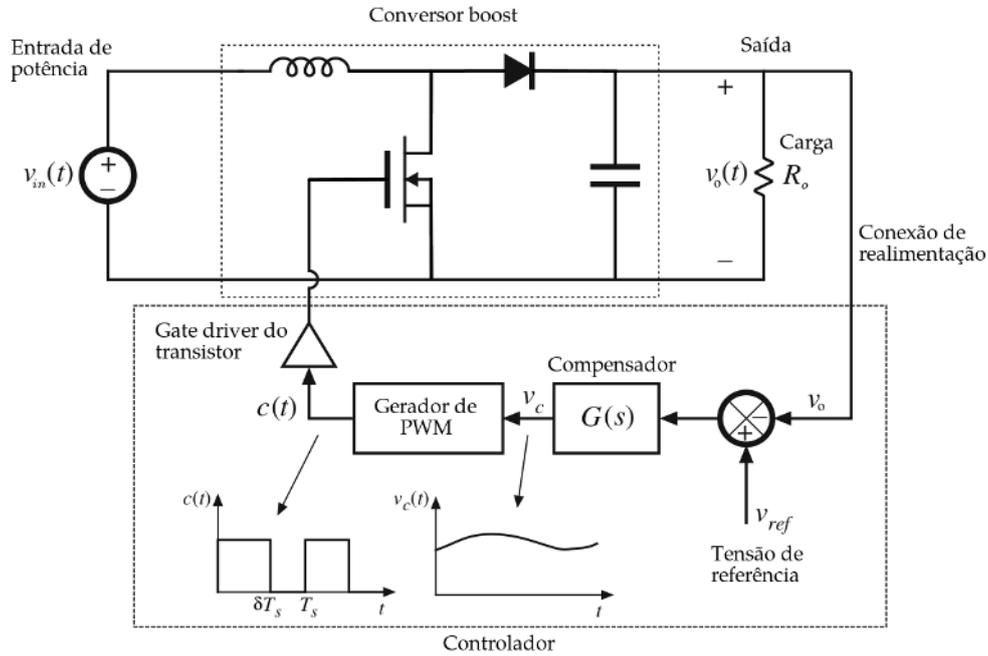


Figura 2.9: Diagrama do circuito de controle do conversor. Fonte: adaptado de ERICKSON e MAKSIMOVIC (2020)

Como buscamos o controle da tensão do conversor *boost* a função de transferência deve relacionar a tensão de saída v_o com o ciclo de trabalho δ . Portanto deve ser definida como

$$\mathcal{G}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{\delta}(s)} \quad (2.91)$$

Para obter a função de transferência $\mathcal{G}(s)$, em termos das perturbações das grandezas v_o e $\delta(t)$, devemos introduzir as variáveis modificadas nas equações de estado (2.76) e (2.77). Do vetor de estado com o sinal de perturbação, dado pela equação (2.88), temos que

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) \quad (2.92)$$

Iniciando a substituição pela equação (2.76), temos

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = & \underbrace{\left[\mathbf{A}_{on}(D + \tilde{\delta}) + \mathbf{A}_{off}(1 - D - \tilde{\delta}) \right]}_{\Gamma_1} (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \\ & + \underbrace{\left[\mathbf{B}_{on}(D + \tilde{\delta}) + \mathbf{B}_{off}(1 - D - \tilde{\delta}) \right]}_{\Gamma_2} V_{in} \end{aligned} \quad (2.93)$$

Resolvendo o primeiro termo do lado direito da equação (2.93), Γ_1 obtemos

$$\Gamma_1 = \left[\mathbf{A}_{on}D + \mathbf{A}_{on}\tilde{\delta} + \mathbf{A}_{off} - \mathbf{A}_{off}D - \mathbf{A}_{off}\tilde{\delta} \right] (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) \quad (2.94)$$

$$\begin{aligned} \Gamma_1 = & \left[\mathbf{A}_{on}D + \mathbf{A}_{on}(1-D) \right] \mathbf{X} + \left(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off} \right) \tilde{\delta} \mathbf{X} + \\ & + \left[\mathbf{A}_{on}D + \mathbf{A}_{on}(1-D) \right] \tilde{\mathbf{x}} + \left(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off} \right) \underbrace{\tilde{\delta} \tilde{\mathbf{x}}}_{\approx 0} \end{aligned} \quad (2.95)$$

Consideramos que a amplitude das perturbações é muito pequena, ou seja: $\|\tilde{\delta}\| \ll 1$, $\|\tilde{\mathbf{x}}\| \ll 1$. Dessa forma, podemos o produto $\tilde{\delta} \tilde{\mathbf{x}} \approx 0$, o que anula o termo $(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\tilde{\delta} \tilde{\mathbf{x}}$. Portanto, temos

$$\Gamma_1 = \left[\mathbf{A}_{on}D + \mathbf{A}_{on}(1-D) \right] \mathbf{X} + \left(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off} \right) \tilde{\delta} \mathbf{X} + \left[\mathbf{A}_{on}D + \mathbf{A}_{on}(1-D) \right] \tilde{\mathbf{x}} \quad (2.96)$$

O termo Γ_2 da equação (2.93) pode ser escrito como

$$\Gamma_2 = \left[\mathbf{B}_{on}D + \mathbf{B}_{off}(1-D) \right] V_{in} + \left(\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off} \right) \tilde{\delta} V_{in} \quad (2.97)$$

Substituindo Γ_1 e Γ_2 na equação (2.93), obtemos

$$\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}V_{in} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \left[\left(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off} \right) \mathbf{X} + \left(\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off} \right) V_{in} \right] \tilde{\delta} \quad (2.98)$$

onde as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} , assim como as equações (2.78) e (2.79), são definidas por

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_{on}D + \mathbf{A}_{on} \left[1 - D \right] \quad (2.99)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_{on}D + \mathbf{B}_{on} \left[1 - D \right] \quad (2.100)$$

Como \mathbf{X} é praticamente constante na escala de tempo das perturbações, podemos considerar $\dot{\mathbf{X}} = 0$, que implica em $\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \dot{\tilde{\mathbf{x}}}$. Dessa forma, a equação (2.98) torna-se:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}V_{in} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \left[\left(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off} \right) \mathbf{X} + \left(\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off} \right) V_{in} \right] \tilde{\delta} \quad (2.101)$$

Se considerarmos as grandezas de valor médio nulas e desprezarmos os termos que dependem das perturbações na equação (2.101), podemos obter comportamento do sistema em regime permanente, ou seja

$$\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}V_{in} = 0 \quad (2.102)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}V_{in} \quad (2.103)$$

Dessa forma, ao considerarmos apenas as componentes alternadas da equação (2.101), temos

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \left[(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_{in} \right] \tilde{\delta} \quad (2.104)$$

Agora devemos incluir as perturbações na equação (2.77). Seguindo os mesmos procedimentos que culminaram na equação (2.104), obtemos

$$V_o + \tilde{v}_o(t) = \mathbf{C}(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off})\mathbf{X}\tilde{\delta} \quad (2.105)$$

onde a matriz \mathbf{C} é definida como

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_{on}D + \mathbf{C}_{on}[1 - D] \quad (2.106)$$

Separando as componentes da equação (2.105) em regime permanente, temos

$$V_o = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (2.107)$$

$$\tilde{v}_o(t) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off})\mathbf{X}\tilde{\delta} \quad (2.108)$$

Substituindo a equação (2.103) na equação (2.107), obtemos

$$V_o = -\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}V_{in} \quad (2.109)$$

Da equação (2.109) obtém-se a relação entre a entrada V_{in} e a saída para o regime permanente. Ou seja

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \quad (2.110)$$

Uma vez que encontramos as equações (2.104) e (2.108), que são as equações de estado modificadas para incluir as perturbações, podemos obter a função de transferência aplicando a transformada de Laplace. Portanto

$$\mathcal{L}(\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t)) = \mathcal{L}(\mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(t) + [(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_{in}]\tilde{\delta}(t)) \quad (2.111)$$

$$s\tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(s) + \left[(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_{in} \right] \tilde{\delta}(s) \quad (2.112)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \left[(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_{in} \right] \tilde{\delta}(s) \quad (2.113)$$

De forma análoga obtemos a transformada de Laplace da equação (2.108):

$$\mathcal{L}(\tilde{v}_o(t)) = \mathcal{L}(\mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t) + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off})\mathbf{X}\tilde{\delta}(t)) \quad (2.114)$$

$$\tilde{v}_o(s) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(s) + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off})\mathbf{X}\tilde{\delta}(s) \quad (2.115)$$

Substituindo $\tilde{\mathbf{x}}(s)$, definido em (2.113), na equação (2.115), obtemos

$$\tilde{v}_o(s) = \mathbf{C} [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \left[(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_{in} \right] + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off})\mathbf{X}\tilde{\delta}(s) \quad (2.116)$$

Por fim, vemos que a equação (2.116) determina a função de transferência para o controle da tensão do conversor *boost*, conforme estabelecemos na equação (2.91). Assim, temos

$$\mathcal{G}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \mathbf{C} [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \left[(\mathbf{A}_{on} - \mathbf{A}_{off})\mathbf{X} + (\mathbf{B}_{on} - \mathbf{B}_{off})V_{in} \right] + (\mathbf{C}_{on} - \mathbf{C}_{off})\mathbf{X} \quad (2.117)$$

A função de transferência definida em (2.117) exige conhecermos as matrizes de estado \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} , bem como o vetor de estados \mathbf{X} que corresponde os valores médios em regime permanente das variáveis de estado.

Parte II

Metodologia: dimensionamento do controle e montagens experimentais

Capítulo 3

Otimização da malha de controle do sistema MPPT

O modelo do conversor *boost* em regime permanente, revisado no capítulo (2), permite uma análise preliminar das principais características esperadas para essa topologia de conversor. No entanto, ainda precisamos de detalhes do comportamento desse conversor em situações de perturbação, em regime transitório, para que seja possível implementar o algoritmo MPPT corretamente. Nessa seção, vamos apresentar uma metodologia de otimização para aplicações MPPT, proposta por [FEMIA et al. \(2013\)](#). Esses autores definem os parâmetros de operação do algoritmo MPPT a partir de análise da função de transferência (FT) no domínio do tempo. Utilizaremos a linguagem de programação *Python*, que dispõe da biblioteca de modelagem de sistemas de controle *Python Control Systems Library* para analisar a resposta temporal da FT e determinar os parâmetros importantes para o funcionamento adequado do sistema de controle com foco na perturbação da tensão na entrada do conversor.

3.1 Análise da interação módulo FV/conversor em condições dinâmicas

Vimos na seção (1.5) que a cada ciclo de atualização do sistema MPPT, representado no diagrama da Figura (1.27), o algoritmo P&O perturba a tensão v_{in}^* na entrada do conversor, repetindo a perturbação até obter a leitura de potência máxima. Portanto, o algoritmo perturba o ciclo de trabalho δ em intervalos de tempo preestabelecidos \mathcal{T}_p . Entretanto, a natureza dinâmica intrínseca dos conversores CC/CC introduz um atraso de propagação entre o estímulo $\Delta\delta$ e as variáveis medidas para estimar a potência FV . Se o tempo de acomodação das oscilações \mathcal{T}_e for maior que \mathcal{T}_p , o algoritmo P&O não terá informações corretas para decidir o sinal da próxima

perturbação. Dessa forma, precisamos identificar o valor mínimo a ser atribuído a \mathcal{T}_p analisando o comportamento do sistema por meio de seu modelo de pequenos sinais, avaliado em torno do ponto de máxima potência (MPP).

Para tornar viável o estudo das funções de transferência do sistema, primeiro é conveniente simplificar o modelo do módulo fotovoltaico, reduzindo ao máximo a quantidade de parâmetros que podem influenciar a dinâmica do sistema. Vamos iniciar esse procedimento pelo modelo de pequenas perturbações dos parâmetros (v_{FV}, i_{FV}) ao redor do MPP. Essas perturbações são consideradas pequenas em comparação aos valores (V_{MPP}, I_{MPP}) . Portanto, a relação entre i_{FV}, v_{FV} com a irradiância \mathcal{W} , e a temperatura T pode ser linearizada da seguinte forma:

$$\tilde{i}_{FV} = \tilde{v}_{FV} \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} + \tilde{\mathcal{W}} \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial \mathcal{W}} \right|_{MPP} + \tilde{T} \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial T} \right|_{MPP} \quad (3.1)$$

onde as grandezas sob "~" são as variações de pequeno sinal ao redor dos valores de estado estacionário das grandezas correspondentes. Uma vez que as variações de temperatura e irradiância costumam ser mais lentas do que as flutuações de tensão e corrente devido à escala condições ambientais, podemos simplificar o modelo considerando a irradiância \mathcal{W} e a temperatura T constantes. Dessa forma, temos $\tilde{\mathcal{W}} = 0$ e $\tilde{T} = 0$. Com isso, a equação (3.1) se reduz a

$$\tilde{i}_{FV} = \tilde{v}_{FV} \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} \quad (3.2)$$

onde, a partir da equação (1.9), a derivada em (3.2) é

$$\left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} = -R_{eq} \left[\frac{I_0 q}{\kappa_B T} e^{\frac{q(v_{FV} + i_{FV} R_{eq})}{\kappa_B T}} + \frac{1}{R_p} \right] \quad (3.3)$$

Mesmo supondo as flutuações de irradiância e temperatura nulas, a equação (3.3) ainda é dependente de parâmetros intrínsecos dos módulos FV. Contudo, podemos reduzir essa quantidade de parâmetros estabelecendo que, para qualquer ponto de operação do módulo FV próximo ao MPP, teremos

$$v_{FV} = V_{MPP} + \tilde{v}_{FV} \quad (3.4)$$

$$i_{FV} = I_{MPP} + \tilde{i}_{FV} \quad (3.5)$$

que, por sua vez, determinam a potência nesse ponto de operação

$$p_{FV} = v_{FV} i_{FV} = V_{MPP} I_{MPP} + V_{MPP} \tilde{i}_{FV} + I_{MPP} \tilde{v}_{FV} + \tilde{v}_{FV} \tilde{i}_{FV} \quad (3.6)$$

Conforme discutimos na introdução, também podemos definir o MPP quando a taxa de variação da potência em relação à tensão é nula. Portanto

$$\left. \frac{\partial p_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} = 0 \quad (3.7)$$

Sabendo que $p_{FV} = v_{FV} i_{FV}$, a equação (3.7) pode ser escrita como

$$\left. \frac{\partial(v_{FV} i_{FV})}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} = \left(i_{FV} + v_{FV} \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right) \Big|_{MPP} = 0 \quad (3.8)$$

Nesse caso, considerando a lei de Ohm, é conveniente definirmos o termo diferencial remanescente na equação (3.8) como uma resistência, a qual chamaremos de resistência de máxima potência R_{MPP} , definida como

$$\frac{1}{R_{MPP}} = - \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} \quad (3.9)$$

Substituindo a definição (3.9) na equação (3.8), temos

$$\frac{1}{R_{MPP}} = \left. \frac{i_{FV}}{v_{FV}} \right|_{MPP} = \frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \quad (3.10)$$

que, de acordo com a equação (3.2), também nos permite escrever

$$\tilde{i}_{FV} = - \frac{\tilde{v}_{FV}}{R_{MPP}} \quad (3.11)$$

$$\tilde{p}_{FV} = \tilde{i}_{FV} \tilde{v}_{FV} = - \frac{(\tilde{v}_{FV})^2}{R_{MPP}} \quad (3.12)$$

Podemos observar que esse procedimento nos permite obter um modelo simplificado do comportamento do MPP, que independe dos parâmetros intrínsecos da estrutura dos módulos FV, bem como da topologia do conversor CC/CC empregado para a implementação do algoritmo MPPT.

Agora podemos incorporar a equação (3.12), que passa a representar o módulo FV, no modelo do conversor *boost*. O diagrama da figura (3.1) fornece a topologia do circuito resultante.

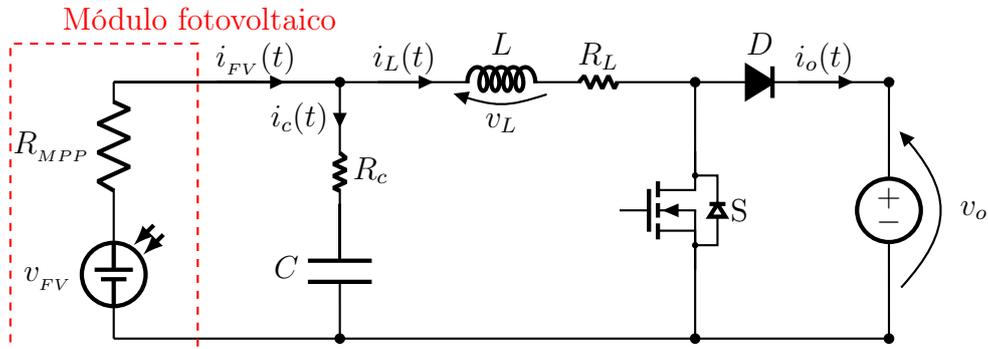


Figura 3.1: Diagrama do módulo FV conectado ao conversor *boost*. Fonte: adaptado de FEMIA *et al.* (2013)

Em um primeiro momento vamos assumir que as condições ambientais são estáticas. Nesse caso, a única perturbação do sistema composto pelo módulo FV, conversor CC/CC e carga será induzida pelo algoritmo P&O: $\Delta\delta$. Dessa forma será possível avaliar a os transientes de tensão e potência do módulo FV por meio da análise da resposta temporal das funções de transferência para o controle da tensão v_{FV} em função de δ . Por comodidade, não iremos desenvolver os procedimentos analíticos para obter as FTs do circuito, pois os autores [BARBI \(2015\)](#), [CHOI \(2022\)](#) e [ERICKSON e MAKSIMOVIĆ \(2020\)](#) fornecem um estudo completo dos modelos do conversor *boost*, entre outros. Nos restringiremos apenas em comparar três FTs que possuem pequenas diferenças entre seus parâmetros. Faremos isso com o intuito de comparar a resposta desses modelos.

Uma vez que temos em mãos as FTs do sistema, para determinar corretamente um valor de \mathcal{T}_p devemos considerar a acomodação da resposta dinâmica do conversor, caso contrário, o μC receberá sinais com interferência dos efeitos transitórios provocados pelas perturbações. Conforme ressalta [FEMIA *et al.* \(2013\)](#), devido as não-linearidades do sistema MPPT, a abordagem no domínio do tempo é a análise mais viável para investigar a acomodação dos sinais do conversor, pois possibilita observar a resposta do sistema em malha aberta após cada perturbação do ciclo de trabalho. Esse procedimento é ilustrado pela figura (3.2).

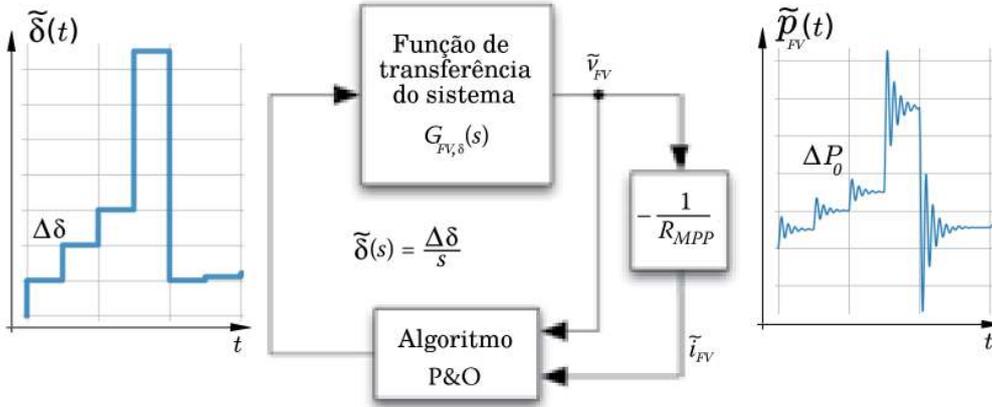


Figura 3.2: Perturbação do algoritmo MPPT e resposta do conversor *boost*. Fonte: adaptado de [FEMIA *et al.* \(2013\)](#)

Em geral, conversores *boost* são modelados por FTs de segunda ordem com as mesmas características da FT que discutimos no apêndice (A.2). De acordo com os autores supracitados e a metodologia apresentada no capítulo (2.2), a função de transferência $G_{v_{fv}\delta}(s)$ que descreve o comportamento dinâmico do circuito da figura (3.1) é uma típica FT de sistemas de segundo grau, definida como

$$G_{v_{fv}\delta}(s) = \frac{\tilde{v}_{FV}(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \mathcal{G}(\delta) \frac{\omega_0^2 \left(1 - \frac{s}{\omega_{rhp}}\right)}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.13)$$

onde os termos $\mathcal{G}(\delta)$, ω_0 , ω_{esr} e ζ dependem dos valores dos componentes considerados no modelo do sistema. De acordo com [DORF e BISHOP \(2001\)](#), ω_0 é a frequência natural não amortecida e ζ é o coeficiente de amortecimento. Por fim, $\mathcal{G}(\delta)$ é a constante que determina a magnitude do valor do sinal em regime permanente. No caso dos conversores CC/CC *boost*, $\mathcal{G}(\delta)$ trata-se do ganho estático:

$$\mathcal{G}(\delta) = \frac{1}{D \left(1 + \frac{R_L}{R_{MPP} D^2} \right)} \approx \frac{1}{D} \quad (3.14)$$

com D sendo definido em termos do ciclo de trabalho δ

$$D = 1 - \delta \quad (3.15)$$

Na prática, vemos que $\mathcal{G}(\delta)$ é simplesmente o ganho estático definido em [\(2.39\)](#), com a resistência do diodo $R_D = 0$. Uma particularidade do uso do conversor *boost* em aplicações MPPT é que estamos interessados no sinal da tensão na entrada do conversor. Isso significa que a relação de tensão que determina o ganho do conversor nessa aplicação inverte a referência de tensão da entrada pela saída. Portanto, a definição de ganho dada pela equação [\(2.38\)](#) torna-se:

$$\frac{v_{FV}}{v_o} = \mathcal{G}(\delta) \quad (3.16)$$

Os demais termos podem assumir valores diferentes, a depender das considerações feitas por cada autor na modelagem de pequenos sinais. Em geral, essas diferenças residem apenas na quantidade de efeitos parasitas dos componentes que são incluídos no modelo. Em [CHOI \(2022\)](#), os coeficientes são determinados como

$$\omega_{esr} = \frac{1}{CR_c} \quad (3.17)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_{MPP} D^2 + R_L}{LC(R_{MPP} + R_c)}} \approx \frac{D}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L_e C}} \quad (3.18)$$

$$\zeta = \frac{\omega_0 [L + C(R_L R_c + R_L R_{MPP} + R_c R_{MPP} D^2)]}{2(R_{MPP} D^2 + R_L)} \approx \frac{1}{2R_{MPP}} \sqrt{\frac{L_e}{C}} \quad (3.19)$$

onde L_e é definido por

$$L_e = \frac{L}{D^2} \quad (3.20)$$

Para [FEMIA et al. \(2013\)](#) os parâmetros considerados no modelo são definidos como:

$$\omega_{esr} = \frac{1}{CR_c} \quad (3.21)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.22)$$

$$\zeta = \frac{1}{2R_{MPP}} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R_c + R_L}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.23)$$

Por meio dos métodos revisados no capítulo (A.2), a análise da resposta temporal de uma FT pode ser obtida da transformada inversa de Laplace da função de transferência. De acordo com DORF e BISHOP (2001) a solução geral por meio da transformada inversa de Laplace da FT (3.13) é dada por

$$\mathcal{L}^{-1}[G(s)] = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\tilde{v}_{FV}(s)}{\tilde{\delta}(s)} \right] = v_o \mathcal{G}(\delta) \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) \right] \quad (3.24)$$

onde $\omega_d = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}$ é chamada de frequência natural amortecida do sistema. Explicitando o ganho $\mathcal{G}(\delta)$, a solução geral torna-se

$$\tilde{v}_{FV}(t) = \frac{v_o}{D \left(1 + \frac{R_L}{R_{MPP} D^2} \right)} \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) \right] \quad (3.25)$$

Podemos obter a resposta da potência $\tilde{p}_{FV}(t)$ substituindo a equação (3.25) na equação (3.12). Assim, temos

$$\tilde{p}_{FV}(t) = -\frac{\tilde{v}_{FV}^2(t)}{R_{MPP}} \quad (3.26)$$

$$\tilde{p}_{FV}(t) \approx -\frac{v_o^2 \mathcal{G}^2(\delta)}{R_{MPP}} \left[1 - \frac{2e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) + \frac{e^{-2\zeta\omega_0 t}}{1-\zeta^2} \sin^2(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) \right] \quad (3.27)$$

Uma vez que obtivemos as funções de tensão e potência no domínio do tempo, podemos analisar a resposta transitória do sistema. As curvas das equações (3.25) e (3.27), foram obtidas considerando os coeficientes do modelo de CHOI (2022), sendo estes determinados pelos valores apresentados na tabela (3.1). Esta tabela refere-se aos componentes da montagem experimental que será discutida no capítulo (4).

Grandeza	Valor	Unidade
C	1120	μF
R_c	180	$m\Omega$
L	716	μH
R_L	160	$m\Omega$
p_{FV} (MPP)	180	W
v_{FV} (MPP)	17.9	V
δ	0.0	%

Tabela 3.1: Tabela dos parâmetros do sistema utilizado como protótipo.

O gráfico da figura (3.3) nos apresenta a resposta temporal de tensão $v_{FV}(t)$ e $\tilde{p}_{FV}(t)$ do conversor *boost* para uma condição inicial em que $\delta = 0$ com o módulo FV operando em seu MPP. Essas condições seriam equivalentes a uma conexão instantânea do conversor ao módulo FV. Como esperado, devido aos efeitos de perdas no conversor, vemos que o ganho real para $\delta = 0$ é ligeiramente menor que 1 ($\mathcal{G}(\delta = 0) \approx 0.9134$). O tempo de acomodação \mathcal{T}_ϵ é determinado pelas curvas involutas que, devido aos efeitos dissipativos dos elementos parasitas, tem comportamento de exponencial decrescente.

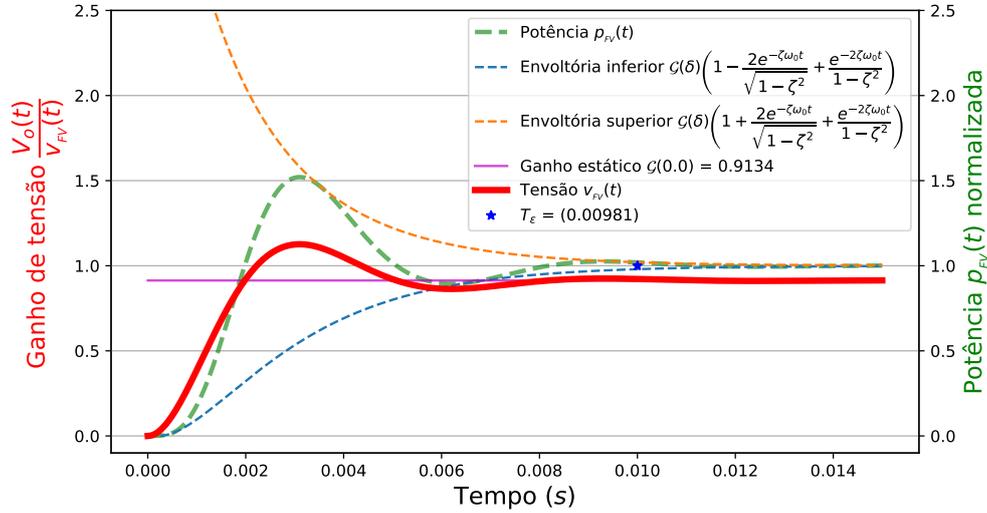


Figura 3.3: Resposta ao degrau unitário da solução (3.25) para $\delta = 0$ com o módulo operando em MPP. O sinal contínuo em vermelho é o sinal de resposta da expressão (3.25). O sinal de linha tracejada em verde é a curva de potência normalizada em relação ao valor do MPP, obtida de (3.27). Fonte: próprio autor

3.1.1 Determinação de \mathcal{T}_p

Para facilitar a análise, iremos desconsiderar o termo quadrático da expressão (3.27). Ou seja:

$$\mathcal{O}^2 = \frac{e^{-2\zeta\omega_0 t}}{1 - \zeta^2} \sin^2(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) \approx 0 \quad (3.28)$$

A figura (3.4) apresenta a resposta temporal de $\tilde{p}_{FV}(t)$ sem a presença do termo de segunda ordem.

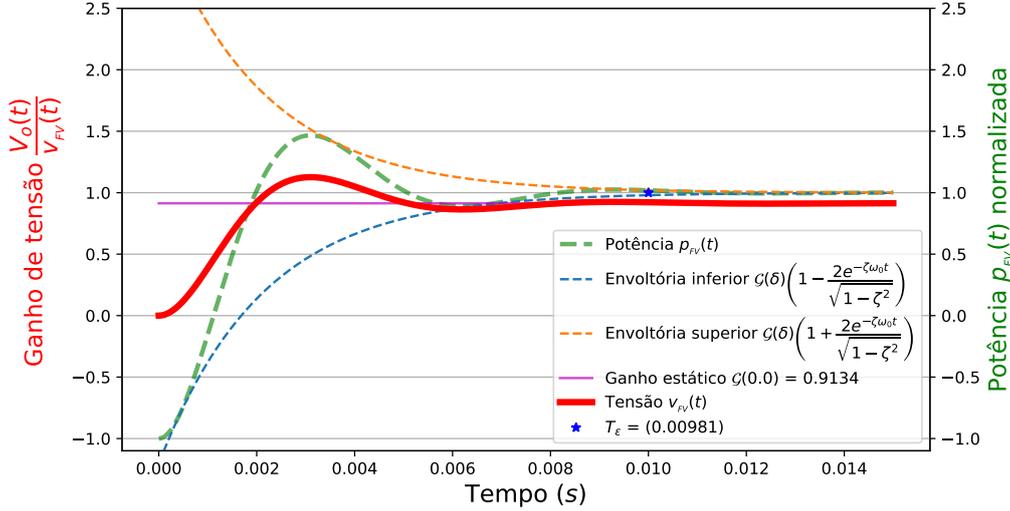


Figura 3.4: Resposta ao degrau unitário da solução (3.25) sem a influencia do termo de segunda ordem. Fonte: próprio autor

Essa simplificação é razoável, uma vez que o efeito deste termo sobre o sinal decai rapidamente. Para determinar o tempo de acomodação \mathcal{T}_ε , podemos assumir que o valor da potência em regime permanente $\tilde{p}_{FV}(t)$ está confinada em uma banda simétrica de amplitude $\pm\varepsilon$, conforme definição dada por (A.34). No caso desse sistema a banda é dada por

$$\tilde{p}_{FV}(t) \in [P_0(1 - \varepsilon), P_0(1 + \varepsilon)] \forall t > \mathcal{T}_\varepsilon \quad (3.29)$$

onde P_0 é o valor final da variação de potência após a perturbação $\Delta\delta$, definida pelo coeficiente

$$P_0 = -\frac{v_o^2 \mathcal{G}^2}{R_{MPP}} \quad (3.30)$$

Que, para um caso de resposta ao degrau unitário, $P_0 = 1$. Portanto, conforme a equação (A.35), o envelope é dado por

$$P_0(1 + \varepsilon) = P_0 \left(1 - \frac{2e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right) \quad (3.31)$$

de onde podemos obter o tempo de acomodação \mathcal{T}_ε :

$$\mathcal{T}_\varepsilon \simeq -\frac{1}{\zeta\omega_0} \ln\left(\frac{\varepsilon}{2}\right) \quad (3.32)$$

Portanto, para uma tolerância de $\varepsilon = 2\% = 0.02$ de desvio da tensão em regime permanente, temos

$$\mathcal{T}_\varepsilon \simeq -\frac{1}{\zeta\omega_0} \ln\left(\frac{0.02}{2}\right) \simeq 0.0098s \quad (3.33)$$

que é um resultado visualmente consistente com as séries temporais das figuras (3.3) e (3.4). Uma vez que obtivemos o tempo de acomodação \mathcal{T}_ε , podemos estabelecer o período de atualização do algoritmo MPPT \mathcal{T}_p . Para garantir que não ocorra a influência do regime transitório, conforme discutido anteriormente, costuma-se definir \mathcal{T}_p como

$$\mathcal{T}_p \geq \mathcal{T}_\varepsilon \quad (3.34)$$

Para otimizar o tempo de reação do MPPT \mathcal{T}_p seja o mais próximo possível de \mathcal{T}_ε , pois isso torna o algoritmo MPPT mais rápido na detecção de flutuações de potência.

3.1.2 Determinação de $\Delta\delta$

Assim como \mathcal{T}_p , o valor a ser atribuído à amplitude da perturbação do ciclo de trabalho $\Delta\delta$ também requer uma configuração cuidadosa, uma vez que, um valor pequeno reduz as perdas em estado estacionário causadas pela oscilação do ponto operacional PV ao redor do MPP, mas torna o algoritmo mais lento e menos eficiente no caso de condições de irradiância que mudam rapidamente (ver a figura (3.5)). A última circunstância pode enganar o algoritmo P&O no rastreamento do MPP. De fato, a possível falha do algoritmo P&O na presença de irradiância variável pode ocorrer se o algoritmo não for capaz de distinguir as variações da potência PV causadas pela modulação do ciclo de trabalho daquelas causadas pela variação da irradiância. Uma escolha adequada de $\Delta\delta$ pode superar esse problema, conforme discutido em detalhes nesta seção.

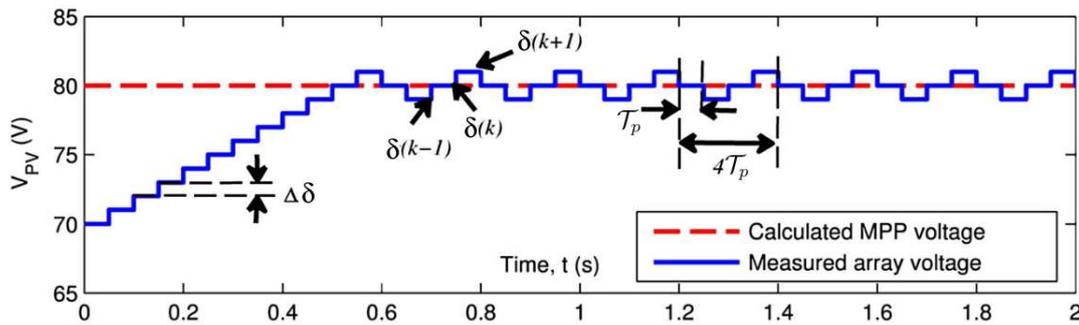


Figura 3.5: . Fonte: adaptado de TAJUDDIN *et al.* (2015)

Vamos supor que o sistema esteja trabalhando no MPP no k -ésimo instante de amostragem (Figura (3.6)), em um nível de irradiância igual a \mathcal{W} , e que a perturbação do degrau $\Delta\delta$ mova o ponto de operação para a esquerda, na direção da tensão de matriz mais baixa, ou seja, do MPP para o ponto **A** na ausência de mudança de irradiância. Vamos então supor que o nível de irradiância muda entre o k -ésimo e o $(k+1)$ -ésimo instantes de amostragem. Na Figura (3.6), foi assumido que ele aumenta. Então o ponto de operação no $(k+1)$ -ésimo instante de amostragem será o ponto **B** em vez do ponto **A**.

Dependendo da amplitude de $\Delta\delta$, duas situações são possíveis, conforme mostrado na figura (3.6). Na sequência, a variação da potência PV (em um nível de irradiância constante \mathcal{W}) causada pela perturbação de $\Delta\delta$ desencadeada pelo algoritmo P&O será nomeada com ΔP_δ , enquanto $\Delta P_\mathcal{W}$ identifica a variação da potência de saída da fonte PV causada pela variação $\Delta\mathcal{W}$ do nível de irradiância. Dessa forma, podemos estabelecer que o algoritmo P&O funciona corretamente se

$$|\Delta P_\delta| \geq |\Delta P_\mathcal{W}| \quad (3.35)$$

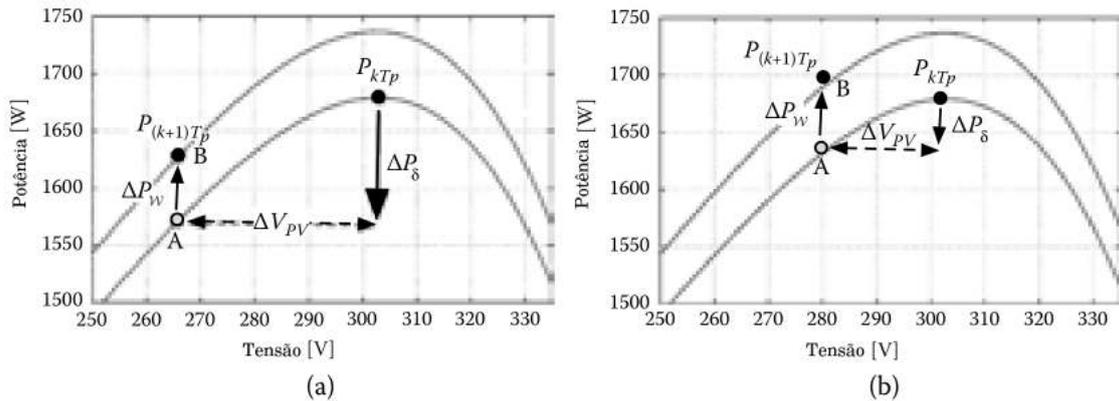


Figura 3.6: Ilustração das duas situações possíveis de variação da potência. Na situação (a), temos um caso ideal, onde $|\Delta P_\delta| > |\Delta P_\mathcal{W}|$. Na situação (b) o algoritmo é confundido, pois $|\Delta P_\delta| < |\Delta P_\mathcal{W}|$ Fonte: adaptado de [FEMIA et al. \(2013\)](#)

A condição (3.35) envolve os valores absolutos porque os sinais de ambas as variações de potência não são correlacionados e não podem ser previstos com antecedência. Para o caso mostrado na Figura (3.6)a, a desigualdade (3.35) é satisfeita: o algoritmo não é confundido porque ele detecta $P_{(k+1)T_p} < P_{kT_p}$, e conseqüentemente ele mudará o sinal da próxima perturbação, de modo que o ponto de operação se move de volta para o MPP. No caso mostrado na Figura (3.6)b, em vez disso, o algoritmo é confuso porque $P_{(k+1)T_p} > P_{kT_p}$, de modo que a próxima perturbação terá o mesmo sinal que a anterior; assim, o ponto de operação se move ainda mais na direção da tensão de matriz mais baixa, para longe do MPP.

A equação (3.35) pode ser explicitada expressando cada termo como uma função

dos parâmetros do sistema e da condição operacional do módulo PV, de modo que a variação da potência PV esteja relacionada à perturbação $\Delta\delta$.

De acordo com [FEMIA et al. \(2005\)](#), se as variações de corrente e tensão com relação ao MPP forem indicadas como ΔI_{FV} e ΔV_{FV} , respectivamente, e se $\Delta P_{FV} = P_{(k+1)T_p} - P_{kT_p}$ for toda a variação de potência quando o sistema se move do MPP em direção a B (ver a Figura (3.6)), então as seguintes equações são válidas:

$$V_B = V_{MPP} + \Delta V_{FV} \quad (3.36)$$

$$I_B = I_{MPP} + \Delta I_{FV} \quad (3.37)$$

Dessa forma, a variação de potência do módulo devido à perturbação no ciclo de trabalho $\Delta\delta$, é dada por

$$\Delta P_\delta = P_B - P_{MPP} = \Delta V_{FV} \Delta I_{FV} + V_{MPP} \Delta I_{FV} + I_{MPP} \Delta V_{FV} \quad (3.38)$$

Para verificar a desigualdade (3.35) podemos proceder com uma abordagem semelhante à que adotamos na equação (3.1), expandindo (3.38) em série e Taylor, dado que ΔI_{FV} pode ser expresso em função de ΔV_{FV} . No entanto, apenas o primeiro termo linear de (3.1) não é suficiente para representar ΔI_{FV} , uma vez que, em virtude das grandes flutuações de \mathcal{W} , ΔV_{FV} costuma ter valores consideráveis. Por esse motivo, para verificar se a desigualdade (3.35) é satisfeita, precisamos levar em conta o termo de segunda ordem da série de Taylor relacionado à tensão V_{FV} . Dessa forma, temos

$$\Delta I_{FV} \approx \Delta V_{FV} \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} + \frac{\Delta V_{FV}^2}{2} \left. \frac{\partial^2 i_{FV}}{\partial v_{FV}^2} \right|_{MPP} + \Delta T_a \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial T} \right|_{MPP} \quad (3.39)$$

Conforme demonstrado por [LIU e ROGER \(2002\)](#), em (3.39) foram considerados apenas o termo linear da expansão da corrente em função de ΔT . Contudo, o efeito da variação da temperatura ambiente, ΔT_a pode ser desprezado, tendo em vista que, devido a inércia térmica do módulo, a temperatura praticamente não varia durante o curto intervalo de tempo entre duas perturbações \mathcal{T}_p . Dessa forma $\Delta T_a \approx 0$. O termo de primeira ordem da corrente em função da tensão foi obtido em (3.12). Portanto:

$$\left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial v_{FV}} \right|_{MPP} = -\frac{1}{R_{MPP}} \quad (3.40)$$

De acordo com [FEMIA et al. \(2005\)](#), o termo de segunda ordem, na equação (3.39) é dada por

$$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_{FV}}{\partial v_{FV}^2} \Big|_{MPP} = -\frac{I_0}{2\eta^2 V_T^2} \left(1 - \frac{R_s}{R_{MPP}}\right)^3 e^{\frac{V_{MPP} + R_s I_{MPP}}{\eta V_T}} = \Theta \quad (3.41)$$

onde $V_T = k_b T(t)/q$ é chamada de tensão térmica e os termos η , I_0 e R_s são dependentes dos parâmetros do módulo FV em condições de teste padrão (CTP), determinados por

$$\eta = \frac{\alpha_v - \frac{V_{OC,CTP}}{T_{CTP}}}{n_c V_{T,CTP} \left(\frac{\alpha_i}{I_{SC,CTP}} - \frac{3}{T_{CTP}} - \frac{E_{gap}}{k_B T_{CTP}^2} \right)} \quad (3.42)$$

$$I_{0,CTP} \approx I_{SC,CTP} \quad (3.43)$$

$$R_s = \frac{n_c \eta V_{T,CTP} \ln \left(1 - \frac{I_{MPP,CTP}}{I_{FV,CTP}} \right) + V_{OC,CTP} - V_{MPP,CTP}}{I_{MPP,CTP}} \quad (3.44)$$

onde $E_{gap} = 1.124eV = 1.8 \times 10^{-19} J$, η é o coeficiente de idealidade do diodo, α_v [%/K] é o coeficiente de temperatura de tensão de circuito aberto, α_i [%/K] é o coeficiente de temperatura de corrente de curto circuito, n_c é o número de células em série do módulo FV, $V_{T,CTP}$ é o termo V_T considerado em CTP, $V_{OC,CTP}$ e $I_{SC,CTP}$ são a tensão de circuito aberto e a corrente de curto circuito, respectivamente. Por fim, temos a corrente e a tensão em CTP para o MPP: $I_{MPP,CTP}$ e $V_{MPP,CTP}$. A temperatura das condições de teste padrão deve ser considerada em graus Kelvin. Efetuando a substituição das equações (3.40) e (3.41) na expressão (3.39), a variação da potência provocada pelas perturbações $\Delta\delta$ torna-se

$$\Delta P_\delta \approx \left(I_{MPP} - \frac{V_{MPP}}{R_{MPP}} \right) \Delta V_{FV} - \left(\Theta V_{MPP} + \frac{1}{R_{MPP}} \right) \Delta V_{FV}^2 \quad (3.45)$$

Considerando que $V_{MPP} = R_{MPP} I_{MPP}$, obtemos

$$\Delta P_\delta = - \left(\Theta V_{MPP} + \frac{1}{R_{MPP}} \right) \Delta V_{FV}^2 \quad (3.46)$$

Efetuada uma análise mais detalhada do resultado obtido em (3.45), vemos que ainda é necessário incluir a contribuição do termo correspondente a $\Delta\delta$ para melhor descrever a amplitude de ΔP_δ em (3.35). O efeito da perturbação de degrau do ciclo de trabalho de amplitude $\Delta\delta$ na variação de estado estacionário correspondente a ΔV_{FV} é determinado pelo ganho estático da função de transferência de pequenos sinais do conversor CC/CC. Assim, temos

$$\Delta V_{FV} = \mathcal{G}_0 \Delta \delta \quad (3.47)$$

onde \mathcal{G}_0 é o ganho estático da FT $G_{v_{fv}\delta}(s)$, definido em (3.14). Portanto, ΔP_δ torna-se

$$\Delta P_\delta = - \left(\Theta V_{MPP} + \frac{1}{R_{MPP}} \right) (\mathcal{G}_0 \Delta \delta)^2 \quad (3.48)$$

Agora podemos desenvolver o lado direito da condição (3.35), que determina a variação da potência em função da irradiância $\Delta P_{\mathcal{W}}$. Essa quantidade é expressa por

$$\Delta P_{\mathcal{W}} = V_{MPP} \Delta I_{\mathcal{W}} + \Delta V_{FV} \Delta I_{\mathcal{W}} \quad (3.49)$$

onde $\Delta I_{\mathcal{W}}$ é a variação da corrente do módulo (a ciclo de trabalho constante $\delta(k)$) em relação à variação de irradiância $\Delta \mathcal{W}$. Dado que, em circunstâncias típicas $\Delta V_{FV} \ll V_{MPP}$, pois a variação da tensão ΔV_{FV} devido à perturbação de δ é pequena, é viável assumir que o termo $\Delta V_{FV} \Delta I_{\mathcal{W}} \approx 0$. Assim temos

$$\Delta P_{\mathcal{W}} \approx V_{MPP} \Delta I_{\mathcal{W}} \quad (3.50)$$

A aproximação linear do termo $\Delta I_{\mathcal{W}}$, é expressa por

$$\Delta I_{\mathcal{W}} = \Delta \mathcal{W} \left. \frac{\partial i_{FV}}{\partial \mathcal{W}} \right|_{MPP} \quad (3.51)$$

De acordo com LIU e ROGER (2002), ABID e AL-NAIMA (2020) a variação da corrente do módulo em relação à $\Delta \mathcal{W}$ é dada por:

$$i_{FV}(t) = I_{FV,CTP} \frac{\mathcal{W}(t)}{\mathcal{W}_{CTP}} [1 + \alpha_i(T(t) - T_{CTP})] \quad (3.52)$$

Onde os parâmetros $I_{FV,CTP}$, \mathcal{W}_{CTP} e T_{CTP} são a corrente, irradiância e temperatura do módulo FV em condições de teste padrão (CTP). A expressão (3.52) é o termo relacionado a variação da irradiância na equação (3.39). Portanto, temos

$$\frac{\partial i_{FV}(t)}{\partial \mathcal{W}} = \frac{I_{FV,CTP}}{\mathcal{W}_{CTP}} [1 + \alpha_i(T(t) - T_{CTP})] = E_{FV} \quad (3.53)$$

Onde E_{FV} , em $[Am^2/W]$, é uma constante relacionada com as propriedades térmicas da célula FV. Considerando (3.51) e (3.53) em temperatura ambiente $T(t)$ constante, a variação da potência em relação às mudanças de \mathcal{W} é dada por

$$\Delta P_{\mathcal{W}} \approx V_{MPP} E_{FV} \Delta \mathcal{W} \quad (3.54)$$

Substituindo (3.54) e (3.48) na condição (3.35), temos

$$\left\| - \left(\Theta V_{MPP} + \frac{1}{R_{MPP}} \right) (\mathcal{G}_0 \Delta \delta)^2 \right\| \geq \|V_{MPP} E_{FV} \Delta \mathcal{W}\| \quad (3.55)$$

Isolando $\Delta \delta$, podemos determinar seu valor mínimo. Assim, temos

$$\Delta \delta \geq \frac{1}{\mathcal{G}_0} \sqrt{\frac{V_{MPP} E_{FV} |\Delta \mathcal{W}|}{\Theta V_{MPP} + \frac{1}{R_{MPP}}}} \quad (3.56)$$

ou, se considerarmos apenas o valor mínimo de $\Delta \delta$ para uma taxa de variação de irradiância média $\dot{\mathcal{W}}$ durante o intervalo de amostragem \mathcal{T}_p , obtemos

$$\Delta \delta_{min} = \frac{1}{\mathcal{G}_0} \sqrt{\frac{V_{MPP} E_{FV} |\dot{\mathcal{W}}| \mathcal{T}_p}{\Theta V_{MPP} + \frac{1}{R_{MPP}}}} \quad (3.57)$$

Inserindo os parâmetros da tabela (3.2) nas equações (3.42), (3.43) e (3.44), obtemos o termo Θ para resolver a equação (3.57).

Grandeza	Valor	Unidade
$ \dot{\mathcal{W}} $	100	W/m^2s
\mathcal{W}_{CTP}	1000	W/m^2
V_{MPP}	17.9	V
I_{MPP}	10.601	A
$I_{SC,CTP}$	11.16	A
T_{CTP}	298	K
T_{amb}	319	K
n_c	36	-
α_i	0.105	$\%/K$
α_v	- 0.36	$\%/K$

Tabela 3.2: Tabela de parâmetros para um conjunto de dois módulos da marca Ameresco, modelo 490J, conectados em paralelo. Fonte dos dados: [AMERESCO \(2012\)](#)

O valor de $\Delta \delta_{min}$ obtido a partir dos dados da tabela (3.2) foi

$$\Delta \delta_{min} \approx 0.00857 \quad (3.58)$$

Dessa forma, assumindo uma margem, podemos assumir que

$$\Delta \delta_{min} = 0.01 = 1\% \delta \quad (3.59)$$

Tendo obtido \mathcal{T}_p e $\Delta \delta_{min}$, podemos utilizar a biblioteca *Python Control Systems Library* para testar a resposta do sistema considerando a FT com os parâmetros de [CHOI \(2022\)](#) e [FEMIA et al. \(2013\)](#). A primeira modelagem, cujo resultado pode ser visto na figura (3.7), considerou os valores mínimos: $\mathcal{T}_p = 0.01$ e $\Delta \delta = 0.01$.

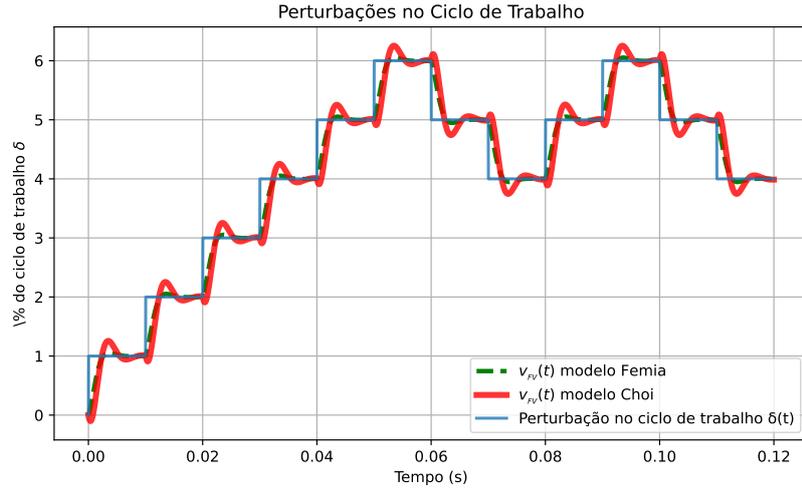


Figura 3.7: Resposta do sistema para perturbações de $\Delta\delta = 0.01$ em intervalos de tempo $\mathcal{T}_p = 0.01 = 10ms$. Fonte: próprio autor

Apesar da resposta do sistema aparentemente se acomodar relativamente bem para o modelo de [CHOI \(2022\)](#), vemos que o regime transitório do modelo proposto por [FEMIA et al. \(2013\)](#) não se acomoda completamente no intervalo de tempo mínimo, o que sugere um tempo de acomodação \mathcal{T}_ε ligeiramente maior se levarmos em conta esse modelo no projeto. Na prática, dado que \mathcal{T}_ε é da ordem de alguns ms , podemos considerar \mathcal{T}_p de duas à três vezes maior que \mathcal{T}_ε para garantir uma boa estabilidade sem comprometer a velocidade de rastreamento do MPP. A segunda modelagem, apresentada na figura (3.8), considera os valores de $\mathcal{T}_p = 0.0322$ e $\Delta\delta = 0.0156$. Esses valores foram determinados com base nos resultados experimentais apresentados no capítulo (4).

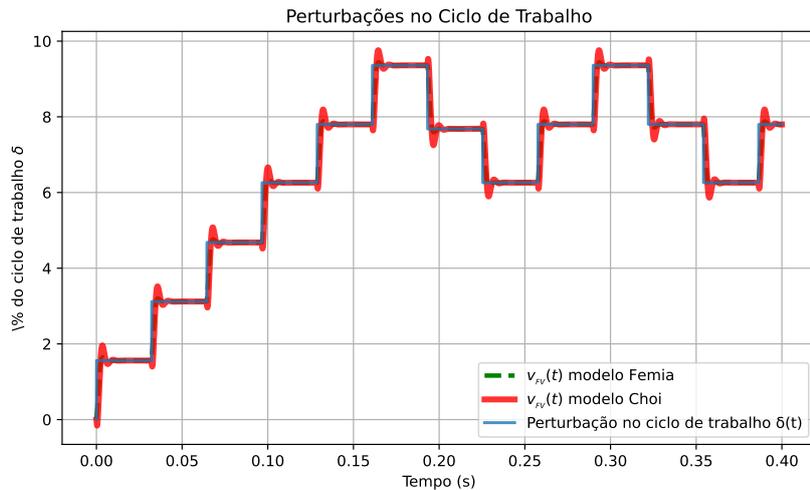


Figura 3.8: Resposta do sistema para perturbações de $\Delta\delta = 0.0156$ em intervalos de tempo $\mathcal{T}_p = 0.0322 = 32.2ms$. Fonte: próprio autor

Outro resultado relevante é a curva de ganho obtida para os parâmetros do projeto. Essa curva possibilita obter o ganho máximo do conversor para delimitar a faixa aceitável de operação sem perda de estabilidade.

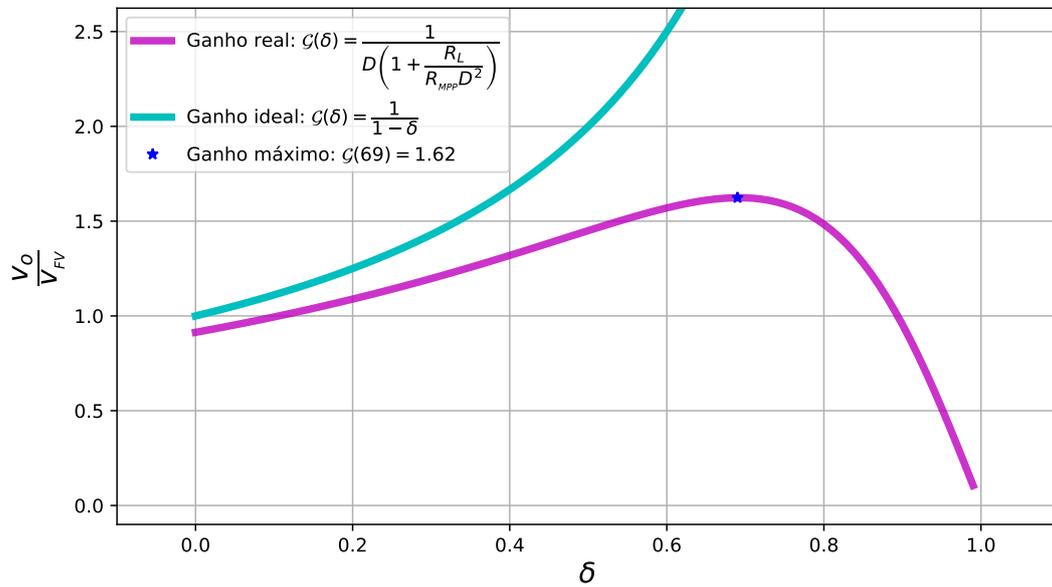


Figura 3.9: Curva de ganho em função do ciclo de trabalho. Fonte: próprio autor

Conforme os dados obtidos da modelagem da curva de ganho apresentada na figura (3.9), o valor máximo do ciclo de trabalho é $\delta = 69\%$, onde $\mathcal{G} = 1,62$. Acima desse valor a tensão na saída do conversor não aumenta mais, como seria esperado em um caso ideal. Esse valor será necessário para restringir a faixa de operação do conversor *boost* dentro do intervalo em que a curva de ganho tem crescimento positivo, o que é fundamental para a estabilidade do sistema.

Capítulo 4

Sistema de aquisição e montagem experimental

Neste capítulo descrevemos o sistema construído para a aquisição e o tratamento dos sinais, bem como implementação o algoritmo MPPT. A montagem experimental foi dividida em três partes: a 1^a consiste em uma placa de circuito impressa (PCB) que contem os sensores, o microcontrolador e os circuitos auxiliares para a comunicação e alimentação desses componentes; a 2^a parte consiste no conversor *boost*, juntamente com os *drivers* para o acionamento do mesmo. A 3^a parte é constituída pelos equipamentos de medição independentes para a aferição dos sinais que serão processados pelo protótipo proposto.

4.1 Microcontrolador e recursos para processamento dos sinais

O hardware construído para a implementação do algoritmo *P&O*, aquisição e tratamento dos dados dos sensores e operação do sistema, foi projetado em função do um microcontrolador (μC) de arquitetura AVR de 8bits, modelo ATmega2560. A figura (4.1) apresenta uma visão geral de suas IOs. Segundo [DE LIMA e VILLAÇA \(2012\)](#), esses microcontroladores são largamente utilizados em automação e prototipagem, sendo também, os principais microcontroladores utilizados nas placas de prototipagem Arduino, o que torna a PCB desenvolvida nesse trabalho útil em outras aplicações. Além disso, por serem bastante difundidos em projetos industriais e por entusiastas da eletrônica, existe uma infinidade de ferramentas e soluções desenvolvidas para serem implementadas em μC s da família AVR.

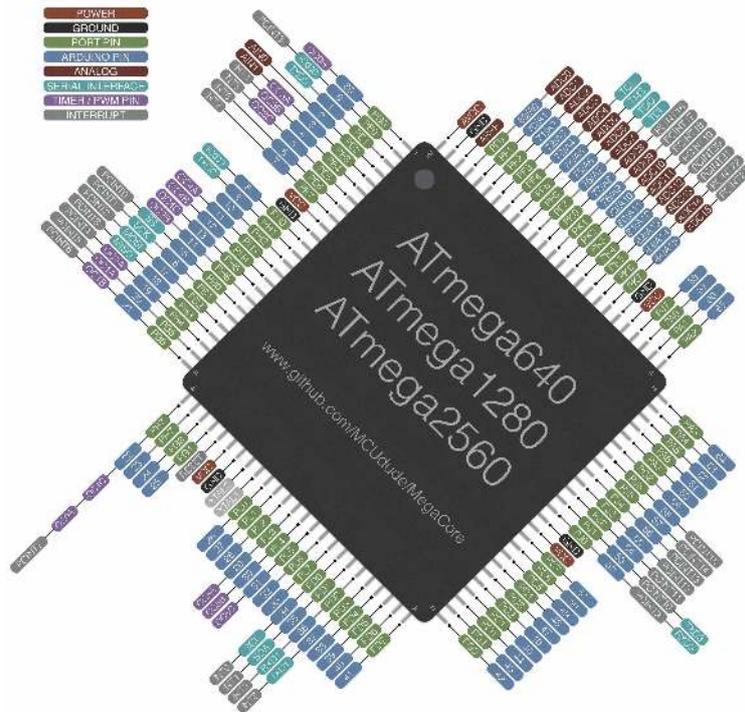


Figura 4.1: Ilustração que apresenta o padrão de pinos do microcontrolador ATmega2560 em um envelope TQFP100. Fonte: www.github.com/MCUdude/MegaCore

Para a implementação do sistema MPPT usaremos os recursos dos temporizadores (*timers*) e contadores (*counters*) do μC . Os registradores que determinam o modo de operação desses periféricos podem ser configurados manualmente, pelos algoritmos executados na *CPU*, por interrupções oriundas de eventos externos, ou por interrupções vindas de eventos programados internamente. Mais detalhes da configuração de operação do μC são fornecidos na seção (4.8).

4.2 Sensores e tratamento de sinais

Com base na metodologia descrita no capítulo (3), constata-se que a aquisição precisa de tensão e corrente é essencial para o gerenciamento do sistema. Nesta seção estão descritos os métodos de medição dessas grandezas e dos sensores utilizados no projeto.

4.2.1 Sensor de tensão

A aquisição das tensões geralmente é feita por meio de divisores de tensão resistivos, cuja estrutura é apresentada na figura (4.2).

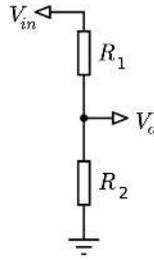


Figura 4.2: Características de um divisor resistivo. Fonte: próprio autor

A tensão de saída no divisor resistivo V_o é determinada por

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{in} \quad (4.1)$$

Devido à linearidade da expressão (4.1), o sinal de saída V_o é facilmente escalável por meio do dimensionamento correto dos resistores R_1 e R_2 , o que é necessário para adequar o sinal aos limites operacionais das IOs do μC Atmega2560, que operam em níveis de tensão entre $0V$ e $5V$.

No entanto, o divisor resistivo puro não garante um isolamento seguro entre altas tensões e o μC . Por isso, buscamos resolver esse problema de isolamento seguindo a solução proposta por CARVALHO (2018) e REGES (2017). Ambos utilizaram amplificador operacional foto-isolado para garantir o isolamento do divisor resistivo.



Figura 4.3: Aspecto físico do sensor de tensão ACPL-C87. Esse dispositivo é do tipo SMD (*Surface-Mount Device*), possuindo pequenas dimensões. Fonte: [BROADCOM \(2017\)](#)

Para esse fim, escolhemos o dispositivo *ACPL-C87B*, apresentado na figura (4.3). Este sensor de tensão garante isolamento total para tensões de até $1.4kV$, conforme consta na folha de dados do fabricante [BROADCOM \(2017\)](#). O circuito construído para implementar o sensor de tensão foto-isolado ACPL-C87B é apresentado na figura (4.4). Conforme consta na folha de dados, esse dispositivo possibilita medir uma faixa de tensão de 0 a $2V$, aplicada no pino 2, com precisão de $\pm 0.5\%$ de tolerância de ganho. O divisor resistivo constituído pelos resistores R_{22} e R_{24} , representado no circuito do diagrama da figura (4.4), atua como divisor resistivo para pino 2, que é a entrada de alta impedância do sensor. O resistor variável R_{V3} tem a função de calibração fina da tensão de entrada. Para garantir um isolamento efetivo, o suprimento de energia do sensor exige o duas fontes isoladas, as quais serão descritas na seção (4.4).

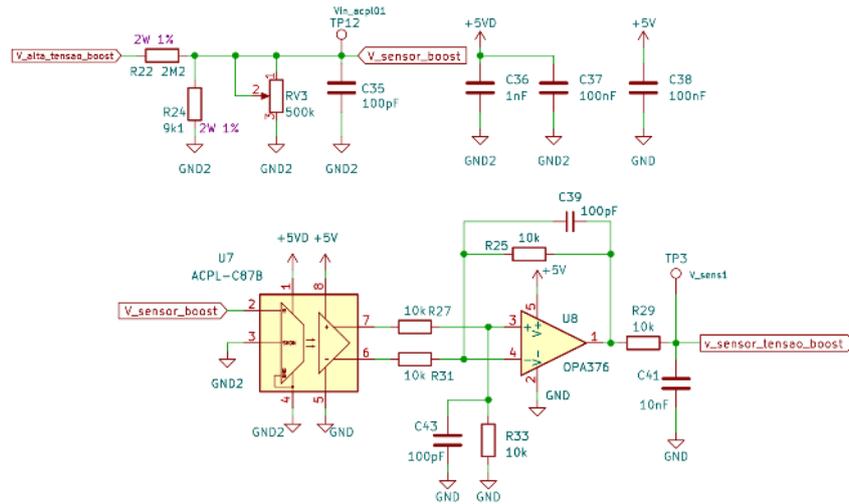


Figura 4.4: Diagrama esquemático, do circuito para medições da tensão. Fonte: o autor

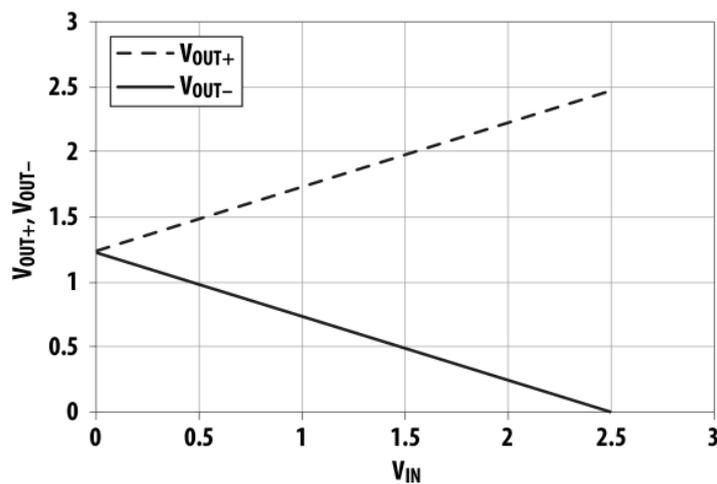


Figura 4.5: Resposta da tensão de saída diferencial nos pinos 7 e 6 do sensor de tensão ACPL-C87B em função da tensão de entrada V_{in} , aplicada no pino 2. Fonte: [BROADCOM \(2017\)](#)

O gráfico da figura (4.5), representa a curva de tensão de resposta nos pinos de saída 7 e 6, em função da tensão de entrada V_{in} , (indicada como V_{sensor_boost} no esquemático da figura (4.4)). Os sinais desses dois pinos passam por um amplificador diferencial formado pelo AmpOp OPA376, resistores $R27$, $R31$, $R33$ e $R25$, juntamente com os capacitores $C39$ e $C43$.

4.2.2 Sensor de corrente

Um dos métodos mais simples para medições de corrente é através da tensão nas extremidades de um resistor *shunt*. Esse método é bastante simples de ser implementado, uma vez que a queda de tensão sobre esse resistor é determinada pela lei de Ohm, sendo esta uma função linear. Porém esse método também não oferece uma

boa isolamento galvânica entre o barramento de alta tensão e os circuitos de controle. Uma alternativa, que garante boa isolamento, é obtido por meio de sensores de efeito Hall.

Para cumprir com o requisito de isolamento optamos por utilizar o sensor de efeito Hall WCS1500. Conforme a folha de dados ©WINSON (2020), esse sensor possibilita medir correntes de até 150A, em ambos os sentidos. A figura (4.6) fornece uma vista do aspecto desse sensor.

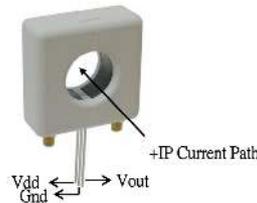


Figura 4.6: Aparência e configuração de montagem do sensor WCS1500. Fonte:©WINSON (2020)

A figura (4.7) apresenta o diagrama do circuito construído para implementar o sensor WCS1500.

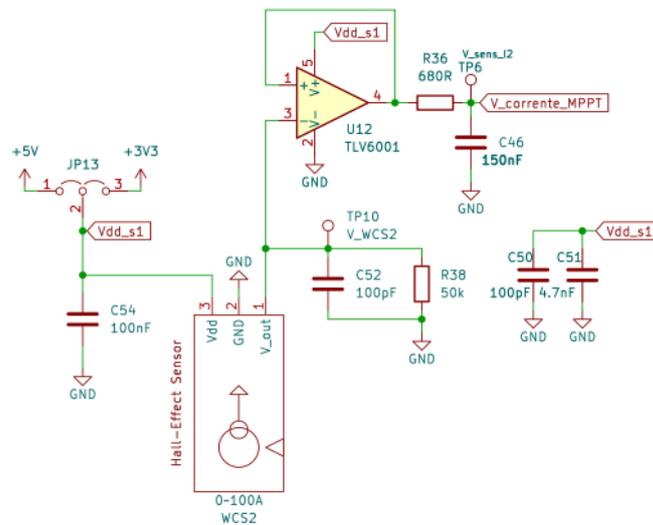
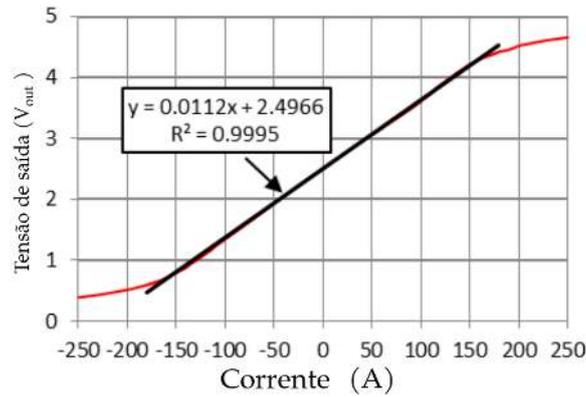
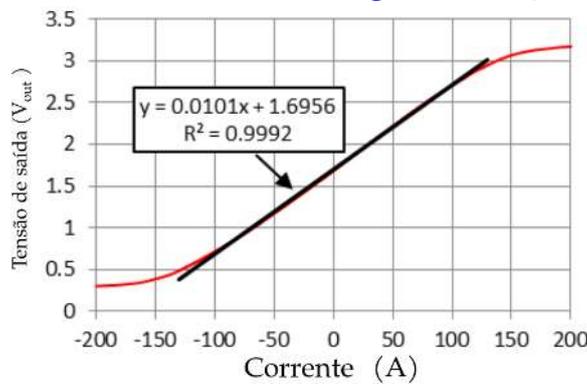


Figura 4.7: Diagrama esquemático do circuito para medições da corrente. Fonte: o Autor.

De acordo com o fabricante, as figuras (4.8b) e (4.8a) mostram a curva de resposta típica para sinal de saída desse sensor. As retas destacadas pelo fabricante em cor preta exemplificam a calibração para um sensor genérico. Vemos que o nível de referência para 0A está definido para cerca de $V_{dd}/2$. Dessa forma, podemos escolher entre as duas curvas de resposta, simplesmente alterando a tensão de alimentação do sensor. Para obter essa flexibilidade no projeto, decidimos inserir o *jumper* JP13, que permite escolher entre a tensão de alimentação de 3.3V ou 5.0V.



(a) Curva do sinal de saída do sensor WCS1500 para uma tensão de alimentação de 5V. A Sensibilidade ϑ , nesse caso, é $\vartheta = 11,2mV/A$. O comportamento da tensão de saída indica que acima de 150A haverá uma resposta não linear que não corresponderá com a equação da reta mostrada no gráfico. Fonte: adaptado de ©WINSON (2020)



(b) Curva do sinal de saída do sensor WCS1500 para uma tensão de alimentação de 3,3V. A Sensibilidade ϑ , nesse caso, é $\vartheta = 10,01mV/A$. Fonte: adaptado de ©WINSON (2020)

Figura 4.8: Resposta do sensor Hall WCS1500 para as tensões de alimentação de 3,3V e 5V.

A partir dos gráfico da figura (4.8) obtemos a função de conversão do sinal de saída do sensor WCS1500:

$$I = \frac{1}{\vartheta} \left(V_o - \frac{\nu V_{dd}}{2} \right) \quad (4.2)$$

onde ν é uma constante de ajuste fino que pode ser necessária para a calibração do nível de 0A no programa de aquisição do sinal. O fabricante garante a linearidade da função dada por (4.2) dentro dos limites de corrente visíveis nos gráficos (4.8a) e (4.8b).

4.3 Condicionamento e conversão analógica para digital dos sinais

Para serem processados no μC , os sinais provenientes dos sensores de corrente e tensão devem ser tratados e convertidos para sinais digitais. Antes dessa etapa, primeiro tipo de tratamento desses sinais é a implementação de filtros para minimizar o ruído de alta frequência. Escolhemos filtros RC passa-baixas de primeira ordem, por sua simplicidade, apresentando as características exibidas na figura (4.9).

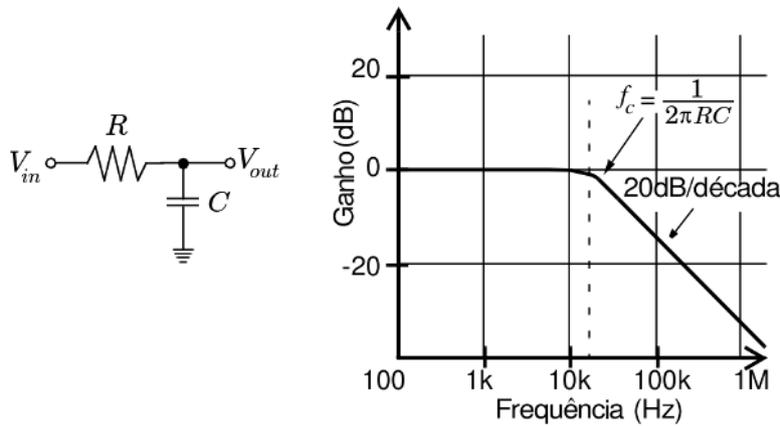


Figura 4.9: Filtro passivo passa baixas do tipo RC . Fonte: adaptado de [MICROCHIP](#) e [BAKER](#) (1999)

A função de transferência desse filtro no domínio da frequência é dada por

$$G_{rc} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (4.3)$$

e apresenta uma frequência de corte f_c determinada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.4)$$

Dessa forma, com base na equação (4.4), foi construído o filtro RC para o sensor de tensão dimensionando o resistor $R_{29} = 10k\Omega$ e o capacitor $C_{41} = 10nF$ da figura (4.4), definindo a frequência de corte em $f_c = 160\text{Hz}$. O mesmo foi feito no filtro passa-baixas do sinal do sensor de corrente da figura (4.7), constituído pelo resistor R_{36} e capacitor C_{46} , com $f_c = 2.34\text{kHz}$.

Após o tratamento de filtragem inicial ainda é necessária a conversão do sinal de tensão para um sinal digital que permita a manipulação pelos algoritmos de controle programados no μC . Como o intuito desse estudo é desenvolver um sistema de aquisição com maior precisão, optamos por utilizar o conversor AD externo $ADS1115$, que é apresentado na figura (4.10).

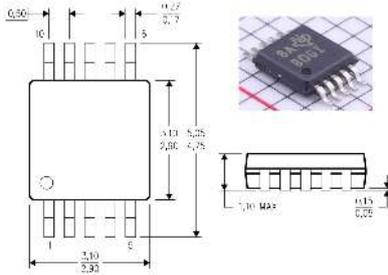


Figura 4.10: Aspecto físico do conversor ADS1115. As dimensões estão em *mm*
 Fonte: INSTRUMENTS (2009)

Conforme a folha de dados fornecida pelo fabricante INSTRUMENTS (2009), o conversor *AD ADS1115* tem resolução de 16bits, taxa de amostragem máxima de 860S/s, quatro canais de aquisição independentes, amplificador de ganho programável e protocolo de comunicação *I²C*. A figura (4.11) apresenta o diagrama do circuito construído para implementar esse conversor *AD* no sistema de aquisição.

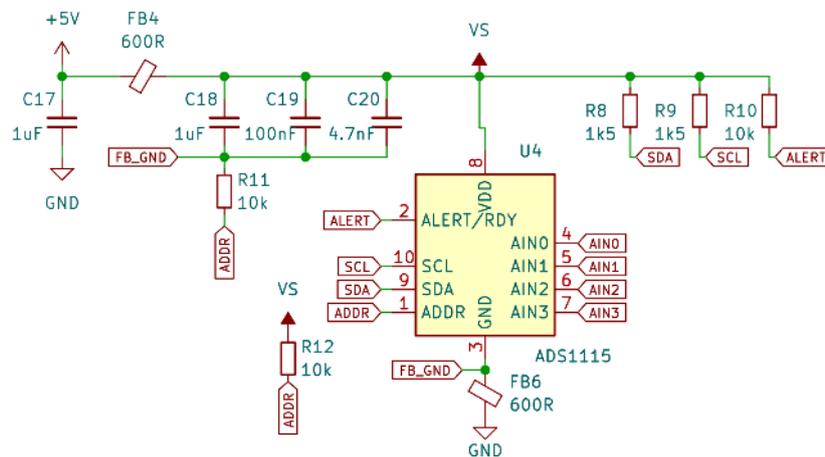


Figura 4.11: Diagrama esquemático do circuito para a implementação do conversor ADS1115 na PCB. Fonte: o Autor

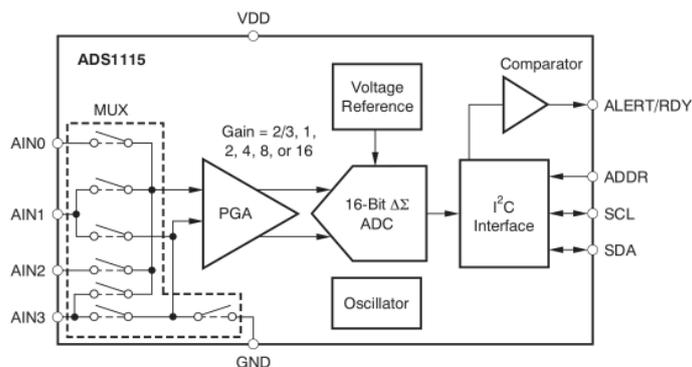


Figura 4.12: Diagrama de blocos da estrutura interna do conversor ADS1115. Fonte: INSTRUMENTS (2009)

É possível modificar a resolução da conversão dos sinais dos sensores selecionando

uma dentre seis configurações de ganho programável (*PGA*) disponíveis no conversor. A tabela (4.1) apresenta os limites de escala de cada configuração do *PGA*.

Configuração do PGA	Escala total
2/3	$\pm 6.144V$
1	$\pm 4.096V$
2	$\pm 2.048V$
4	$\pm 1.024V$
8	$\pm 0.512V$
16	$\pm 0.256V$

Tabela 4.1: Tabela de configurações do amplificador de ganho programável (sigla *PGA* em língua inglesa).

O nível de tensão mais alto possível dos sinais dos sensores da figura (4.5) e (4.8), são um critério de escolha importante para determinar a melhor configuração de ganho da tabela (4.1). Nesse caso, considerando que o sinal do sensor de tensão tem um limite superior de $2V$, e o sensor de corrente sendo configurado para operar com uma fonte de tensão de $3.3V$, podemos escolher uma escala de $\pm 4.096V$ para garantir que os dois sinais estarão dentro dos limites de ganho do conversor *AD*.

Após a digitalização, no μC o sinal passa por mais um tratamento, com a implementação de um filtro digital do tipo IIR, conforme descrito por [SCHAFFER et al. \(2012\)](#)

4.3.1 Condicionamento do sinal PWM

Como o sistema foi concebido para aplicações futuras mais amplas em eletrônica de potência, incluímos no projeto a possibilidade de acionar conversores CC/CC síncronos, com transistores em *half bridge*. Nessa configuração, no lugar do diodo *D* ilustrado no diagrama (2.1) do conversor *boost*, é inserido um segundo transistor S_2 , sendo este acionado por um sinal com fase deslocada em um ângulo π . Contudo devido à efeitos parasitas, os transistores reais não trocam de estado instantaneamente. Esse fato inviabiliza o acionamento de um transistor ao mesmo tempo em que o outro é desligado, pois o atraso na resposta do transistor em desligamento provoca um breve curto circuito a cada ciclo.

Para evitar os danos causados por esse fenômeno é necessário incluir um atraso entre a comutação de cada transistor, para garantir que ambos nunca estejam ligados ao mesmo tempo. Esse atraso, geralmente da ordem de $100ns$ a $2\mu s$, é chamado de tempo morto (*dead time*). Devido às limitações dos *timers* do μC ATmega2560, não é possível implementar um tempo morto por meio de programação para frequências de PWM acima de $16kHz$. Por isso, a implementação do tempo de atraso foi realizada adicionando o circuito lógico da figura (4.13) no desenvolvimento da PCB. O tempo morto pode ser determinado em função dos valores dos componentes R_v e C de cada

ramo do sinal. No protótipo construído, R_{v1} e R_{v2} são variáveis para permitir ajustes manuais, dado que o conversor foi construído após a conclusão da PCB.

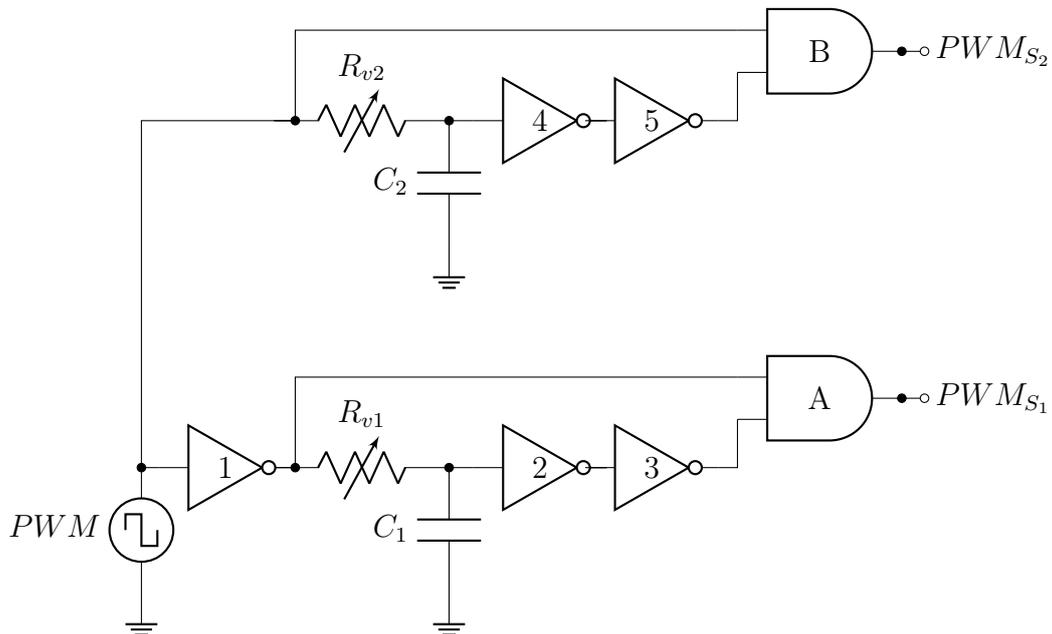


Figura 4.13: Circuito lógico construído para gerar o tempo morto para acionamento de conversores CC/CC em meia ponte. Fonte: o autor

4.4 Fontes de alimentação

O funcionamento do μC e dos sensores exige tensões de alimentação estáveis, capazes de compensar eventuais flutuações de tensão provenientes da fonte de energia externa. Para atender essa demanda, incluímos fontes de alimentação reguladas na própria PCB, próximas aos chips e sensores, buscando minimizar ruídos nas linhas de alimentação.

Tendo em vista que a tensão de alimentação V_{cc} padrão do μC ATmega2560 é de $5V$, ajustamos a fonte de alimentação principal, ilustrada no diagrama da figura (4.14), para manter essa tensão. A partir da linha de $+5V$, duas fontes secundárias extraem energia para alimentar sensores e subsistemas, conforme os diagramas das figuras (4.15) e (4.16).

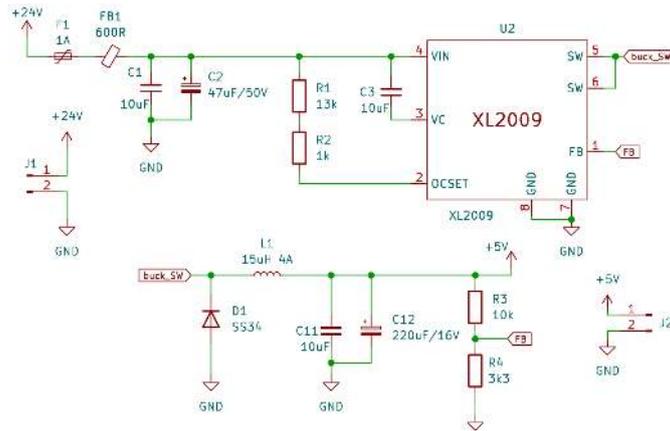


Figura 4.14: Diagrama do circuito de alimentação principal. Fonte: próprio autor.

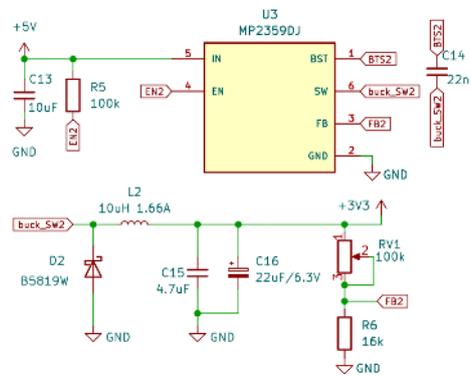


Figura 4.15: Diagrama do circuito da fonte de alimentação secundária para a linha de +3.3V. Fonte: próprio autor.

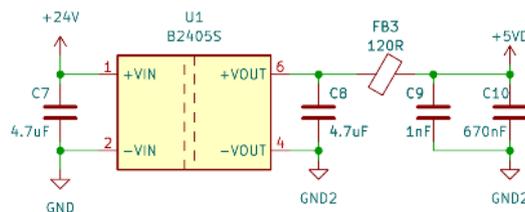


Figura 4.16: Diagrama do circuito da fonte de alimentação secundária para a linha de +5V isolada. Essa fonte alimenta os sensores HCPL316. Fonte: próprio autor.

4.5 Desenho e construção da PCB

Para a integração dos circuitos descritos anteriormente projetamos e construímos uma PCB em dupla face. O projeto da PCB foi feito inteiramente no software livre KiCad 8.0. Além dos sensores demais circuitos descritos anteriormente decidimos disponibilizar as IOs ociosas do μC incluindo conectores DB15 e pinos no padrão de espaçamento 2.54mm. Dessa forma, as funcionalidades da placa são ampliadas, tornando possível seu emprego em outros projetos que demandem IOs adicionais.

O resultado visual do protótipo renderizado pelo KiCad é apresentado nas figuras (4.17) e (4.18).

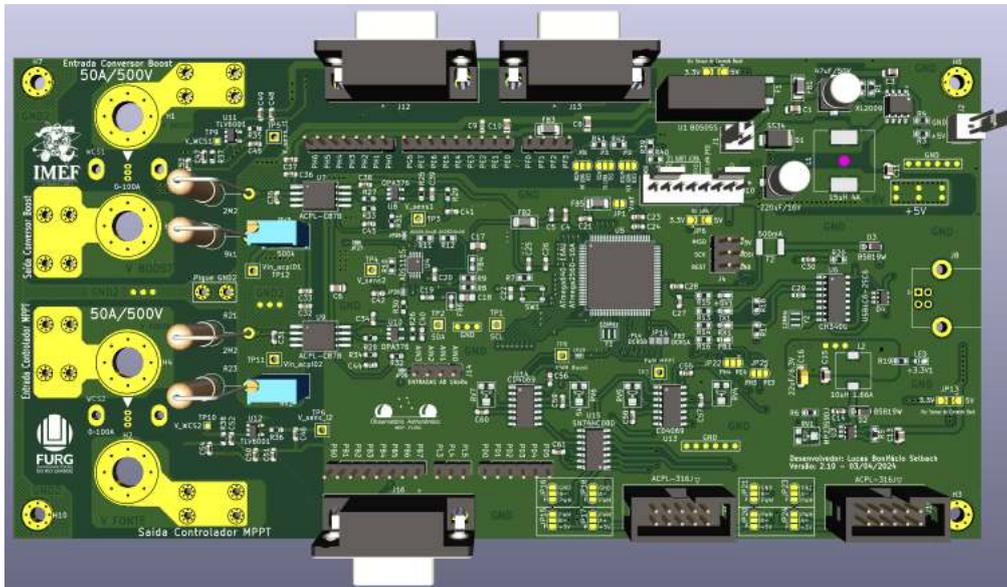


Figura 4.17: Vista superior da PCB construída para a implementação do projeto. Fonte: o autor

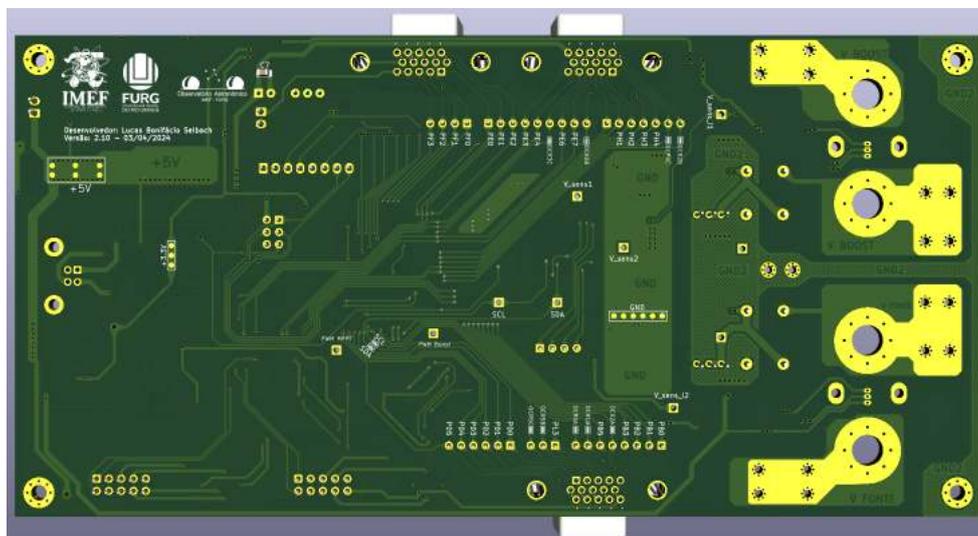


Figura 4.18: Vista inferior da PCB construída para a implementação do projeto. Fonte: o autor

Inicialmente, antes de obtermos a montagem final da PCB apresentada nas figuras (4.22) e (4.23), tentamos construir a PCB por meio de técnicas tradicionais, utilizando corrosão química de perclorato de ferro anidro e máscaras impressas em impressoras laser. O registro dessas tentativas é mostrado pelas figuras (4.19), (4.19) e (4.19).

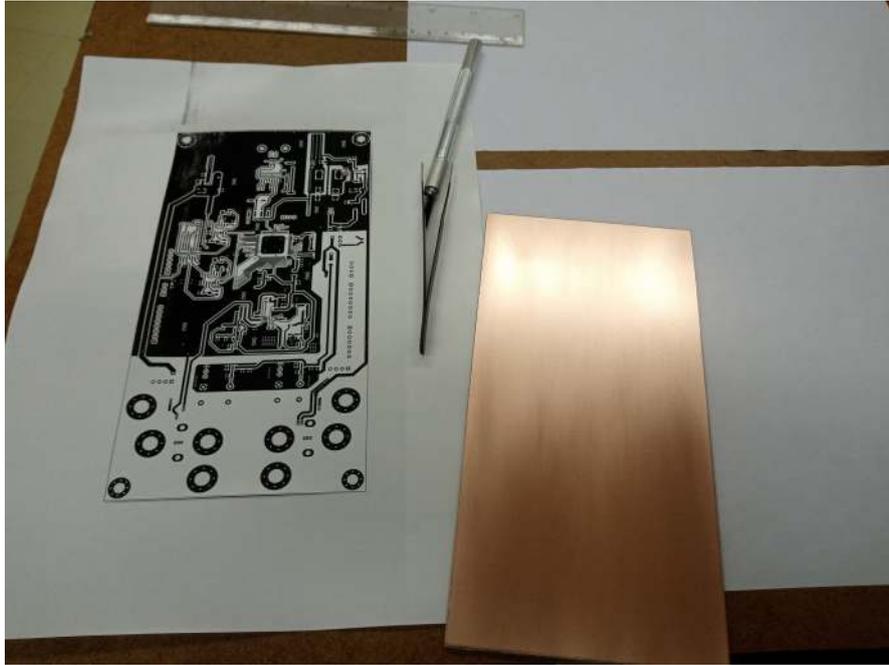


Figura 4.19: Primeira tentativa de construção da PCB utilizando a técnica da máscara de litografia impressa em impressora laser. São destacadas a máscara com as trilhas (à esquerda) e placa de cobre virgem devidamente descontaminada (à direita). Fonte: o autor

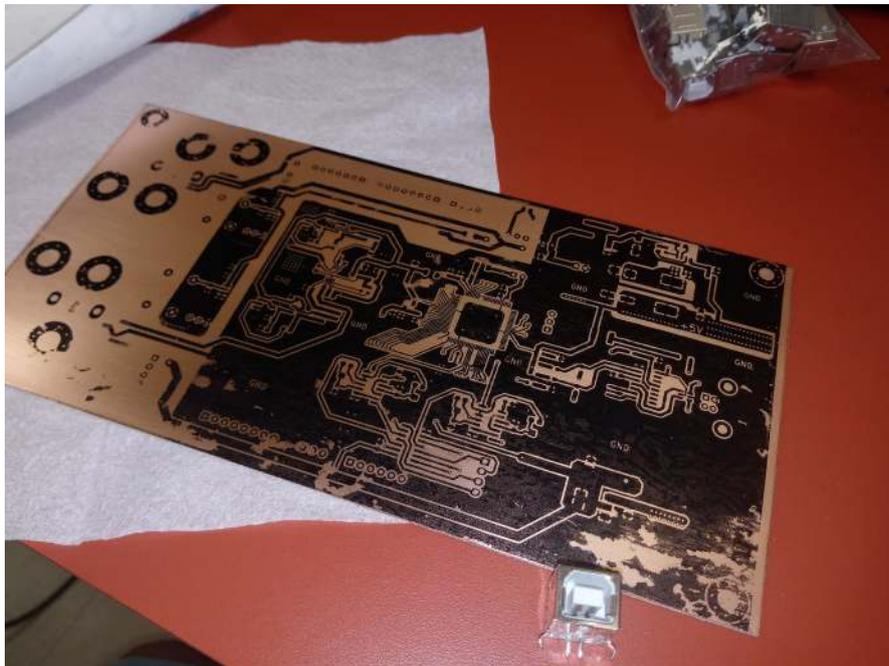


Figura 4.20: Resultado da máscara de litografia já transferida para a placa virgem. Fonte: o autor

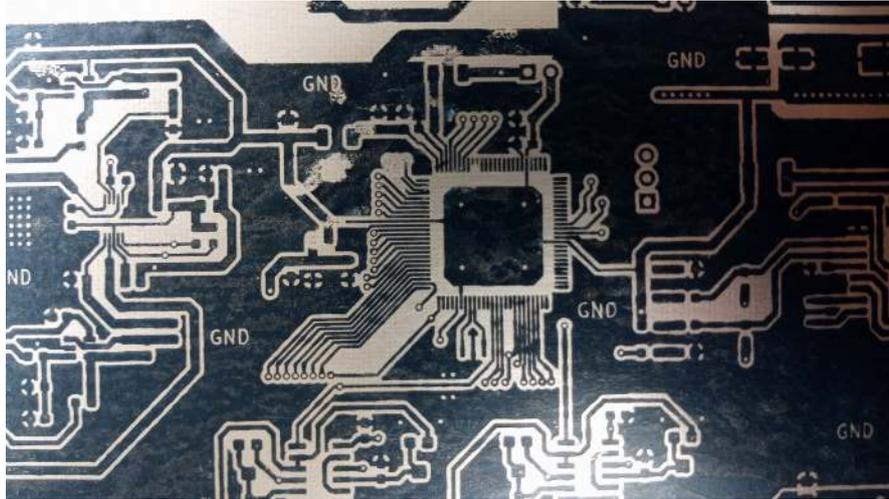


Figura 4.21: Detalhes da máscara de litografia transferida para a superfície de cobre da PCB. Fonte: o autor

Infelizmente a impressora e o papel de transferência não eram compatíveis, o que impediu uma boa transferência de tinta da máscara para a placa virgem. Podemos ver o resultado desse processo nas figuras (4.20) e (4.21), onde algumas imperfeições são visíveis. Como não obtivemos sucesso nesse procedimento, foi necessário terceirizar a manufatura da PCB. Dessa forma, como mostrado na figura (4.22), recebemos as PCBs prontas para a montagem dos componentes.



Figura 4.22: Placas recebidas da empresa contratada. Fonte: o autor

Para reduzir custos de manufatura e adquirir experiência, optamos por fazer a montagem de todos os componentes. O resultado final pode ser visto nas figuras (4.23) e (4.23).



Figura 4.23: Montagem final da PCB. Fonte: o autor

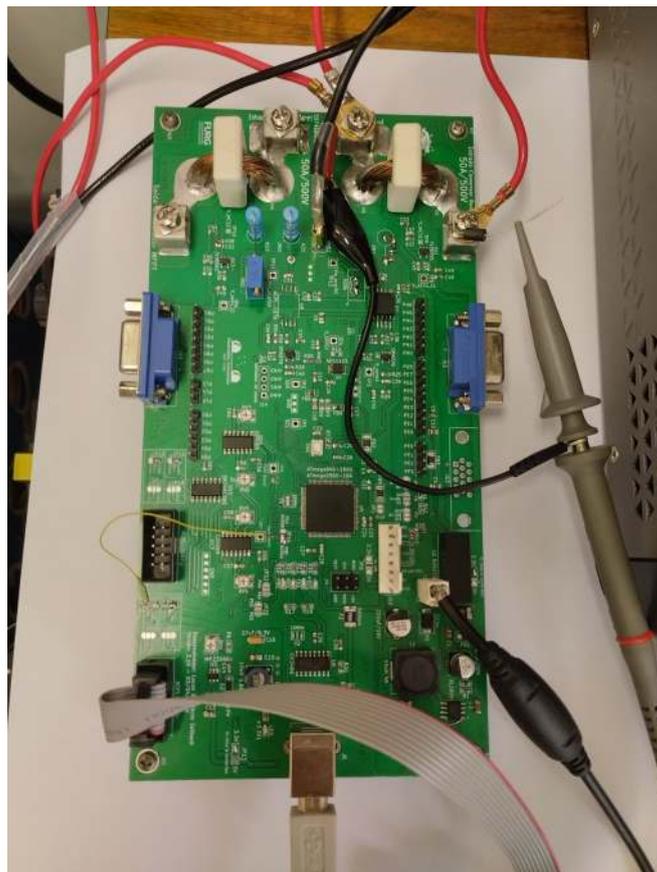


Figura 4.24: Montagem final da PCB. Fonte: o autor

4.6 Calibração dos sensores

4.6.1 Teste dinâmico do sinal analógico e calibração do sensor de tensão

Para verificar a resposta do sensor de tensão da figura (4.4) a sinais de entrada variáveis no tempo, foi executado um teste dinâmico. Nesse teste submetemos o sensor de tensão a um sinal quadrado com frequência de $100Hz$, que corresponde ao período de perturbação $T_p = 0.01$ obtido no capítulo (3). Devido às restrições da amplitude de tensão gerada pelo gerador de sinais disponível, não consideramos o efeito de atenuação do divisor resistivo. Por isso, o sinal foi aplicado diretamente no ponto de testes da malha do pino 2, identificado com rótulo "TP12" na figura (4.4). A amplitude de $1.78V$ foi determinada para não exceder o limite de $2V$ na entrada do sensor de tensão, sendo alta o suficiente para verificar o comportamento perto desse limite. A figura (4.25) é o resultado do teste dinâmico capturada no osciloscópio. O canal 1, em amarelo, está conectado ao sinal de entrada, e o canal 2, apresentado em azul, no sinal de saída conectado ao ponto de testes "TP3". Com isso, buscamos avaliar de forma qualitativa a resposta do sinal antes do processamento digital.

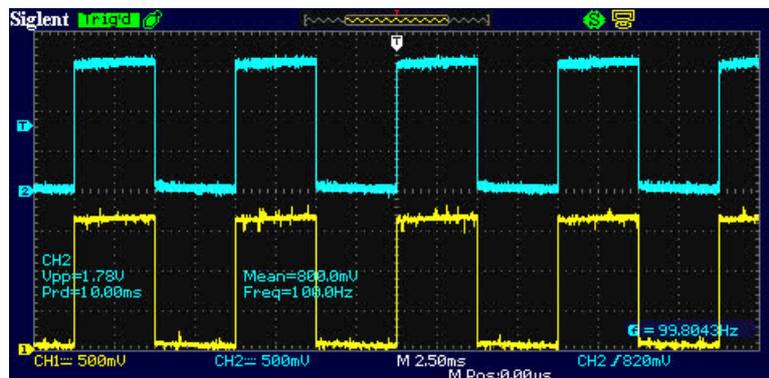


Figura 4.25: Teste de resposta do sensor de tensão à um sinal quadrado de $100Hz$ e $1.78V$ de pico (canal CH1, em amarelo). O sinal de resposta do sensor é obtido no canal CH2. Fonte: próprio autor

Para poder aferir a precisão e acurácia das leituras de tensão após o processamento digital, bem como verificar uma escala de tensões maiores levando em conta a atenuação do divisor resistivo, realizamos a calibração do sensor de tensão via código por meio da equação (4.1), onde utilizamos a escala de ganho do conversor AD $\pm 4.096V$, conforme a tabela (4.1). Para os resultados a seguir, projetamos o divisor resistivo para uma tensão máxima de $50V$. Portanto: $R_1 = 180k\Omega$, $R_2 = 7,5k\Omega$. Logo, temos

$$V_o = \left(\frac{7,5 \times 10^3 \Omega}{180 \times 10^3 \Omega + 7,5 \times 10^3 \Omega} \right) \times V_{in} = 0,04 \times V_{in} \quad (4.5)$$

que, em uma situação ideal, é simplesmente

$$V_{in} = 25 \times V_o \quad (4.6)$$

No entanto, devido à não idealidade dos resistores e demais componentes, para obter o valor da tensão V_{in} no código, foi implementada a seguinte equação

$$V_{in} = (V_o - 0,00129) \times 27,8 \quad (4.7)$$

onde o pequeno valor 0,00129 subtraído do sinal do sensor foi necessário para ajustar o "offset", ou nível de 0V. A constante de ganho 27,8, ligeiramente superior à constante ideal, foi determinada para uma tensão de 5V.

Após a determinação da equação (4.7), foram comparadas as medidas de dois diferentes multímetros de precisão, sendo registrada uma única medida para cada tensão de referência — ver colunas 2 e 3 da tabela (4.2) — com a média de dez medidas, M_{10} , obtidas por meio de comunicação serial com o computador — última coluna da tabela (4.2) —.

Tensão de referência	Multímetro XDM1041	Multímetro 34401A	M_{10}
1V	1,016V	1,015V	0,651V
2V	2,008V	2,009V	1,853V
3V	3,011V	3,013V	2,900V
4V	4,014V	4,016V	3,961V
5V	5,004V	5,002V	5,017V
6V	6,012V	6,015V	6,118V
7V	7,008V	7,011V	7,217V
8V	7,993V	7,997V	8,285V
9V	9,006V	9,011V	9,153V
10V	10,000V	10,006V	10,544V
15V	15,003V	15,012V	16,111V
20V	19,989V	20,001V	21,008V
25V	25,004V	25,019V	27,262V
30V	29,993V	30,010V	32,802V
35V	35,005V	35,012V	38,327V

Tabela 4.2: Tabela de comparação entre os valores medidos por dois multímetros comerciais com a média de dez leituras apresentadas no monitor serial da Arduino IDE.

Plotando as médias da última coluna de (4.2) em função dos valores de referência, obtemos o gráfico da figura (4.26).

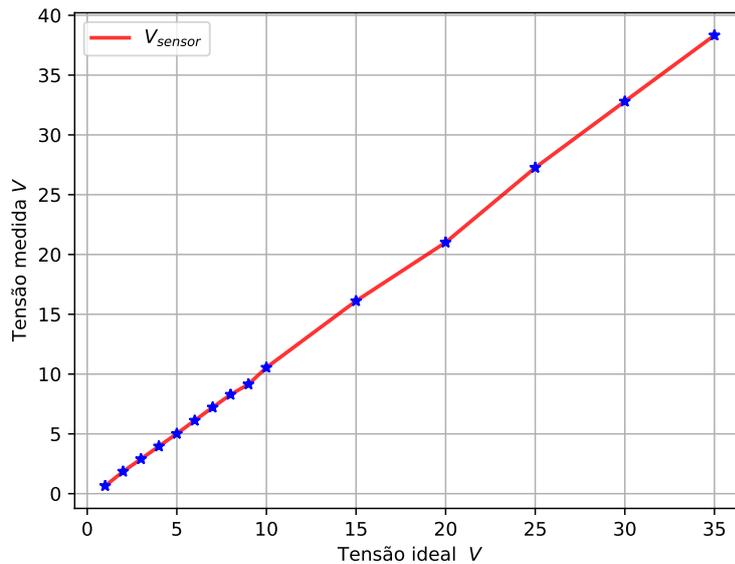


Figura 4.26: Gráfico com os dados da última coluna da tabela (4.2) dos valores de referência. A linha em vermelho apenas liga os pontos para facilitar a visualização. Fonte: próprio autor.

Os resultados dos testes do sensor de tensão nos permitem inferir que a máxima precisão e acurácia ocorrem em $5V$. Essa foi justamente a tensão de calibração do sensor. No entanto, apesar de observarmos um comportamento linear da curva de resposta do sensor de tensão, podemos ver que a inclinação da reta está um pouco acima do esperado, indicando um pequeno erro no coeficiente de normalização. Esse erro é aceitável dentro da faixa de tensões obtidas durante os testes, pois o limite máximo possível será a tensão de circuito aberto dos módulos $V_{OC} = 22V$. Para aplicações em que o sistema seja submetido a tensões mais altas, ou para um caso em que o divisor resistivo seja redimensionado, será necessária uma recalibração.

4.6.2 Calibração do sensor de corrente

O sensor de corrente foi calibrado via programa por meio da equação (4.2). Dessa forma, alimentando o sensor de corrente com uma tensão de $V_{cc} = 3,327V$, o valor da constante ν necessária para a calibração foi $\nu = 0,9848$.

A aferição da corrente foi realizada apenas com o multímetro XDM1041. Assim como a medição da tensão, para cada valor de corrente de referência, os valores obtidos na última coluna da tabela (4.3) são o resultado da média de 10 amostras coletadas via porta serial.

Corrente de referência	Multímetro XDM1041	M_{10}
1A	1,005A	1,016A
2A	2,006A	2,002A
3A	3,003A	2,963A
4A	4,006A	3,972A
5A	5,007A	4,985A
6A	6,003A	5,944A

Tabela 4.3: Tabela de comparação entre medições do multímetro XDM1041 com a média de dez leituras apresentadas no monitor serial da Arduino IDE.

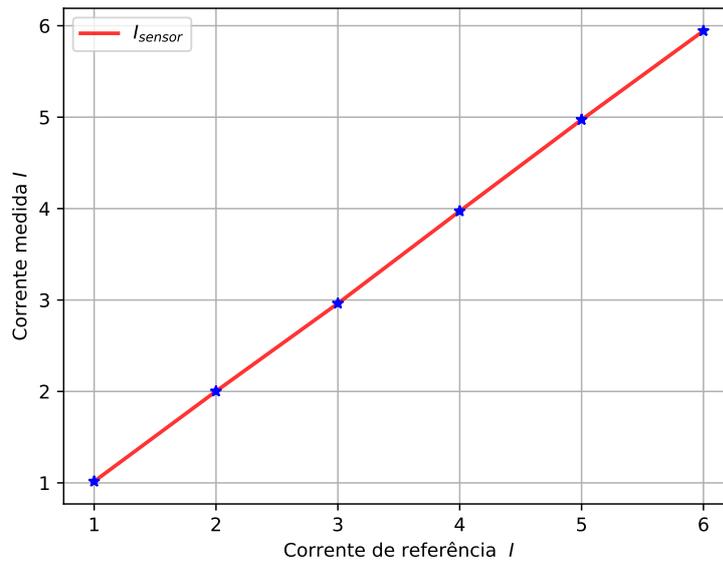


Figura 4.27: Gráfico com os dados da última coluna da tabela (4.3) dos valores de referência. A linha em vermelho apenas liga os pontos para facilitar a visualização. Fonte: próprio autor.

Podemos concluir que a resposta do sensor de corrente é linear e apresenta boa acurácia e precisão. Diferentemente do sensor de tensão, podemos observar que o coeficiente de normalização aparentemente está bem ajustado, apresentando uma inclinação bastante reduzida. No entanto, devido às limitações dos instrumentos disponíveis, não foi possível verificar a resposta deste sensor para correntes maiores.

4.7 Construção do conversor *boost*

O conversor *boost* foi construído com base nos seguintes parâmetros $v_{in} = V_{MPP} = 17,9V$, $i_{in} = I_{MPP} = 10,601A$, $f_S = 31kHz$ e $v_o = 25V$. Dessa forma, por meio da equação (2.14), obtemos o valor médio de δ :

$$\delta = 1 - \frac{v_{in}}{v_o} = 0,284 \quad (4.8)$$

Com esses parâmetros definidos, podemos calcular ondulação na corrente do indutor, determinada pela equação (2.27). Definindo como critério de projeto uma ondulação da corrente máxima $\Delta I_L = 2,5\% I_{MPP}$, a indutância mínima necessária é

$$L_{min} \approx 656\mu H \quad (4.9)$$

A partir desse valor de referência projetamos e construímos o indutor utilizando um núcleo do tipo EE4215 e fio de cobre esmaltado 14AWG retirados de sucata eletrônica. Para obter o número de espiras aproximado, utilizamos a ferramenta de cálculo de indutores *Coil64*, disponível gratuitamente em <https://coil32.net/download.html>. Estimando uma margem de $\pm 50\mu H$, determinamos o valor do indutor de $700\mu H$. Com isso, o resultado da ferramenta para cálculo de núcleos EE foi de 21 espiras, onde consideramos a permeabilidade magnética estimada em $\mu = 2300$ e uma abertura de coluna central de $0,07mm$. A figura (4.28) mostra a interface da ferramenta de cálculo com todos os parâmetros do núcleo utilizado no protótipo, juntamente com o resultado.

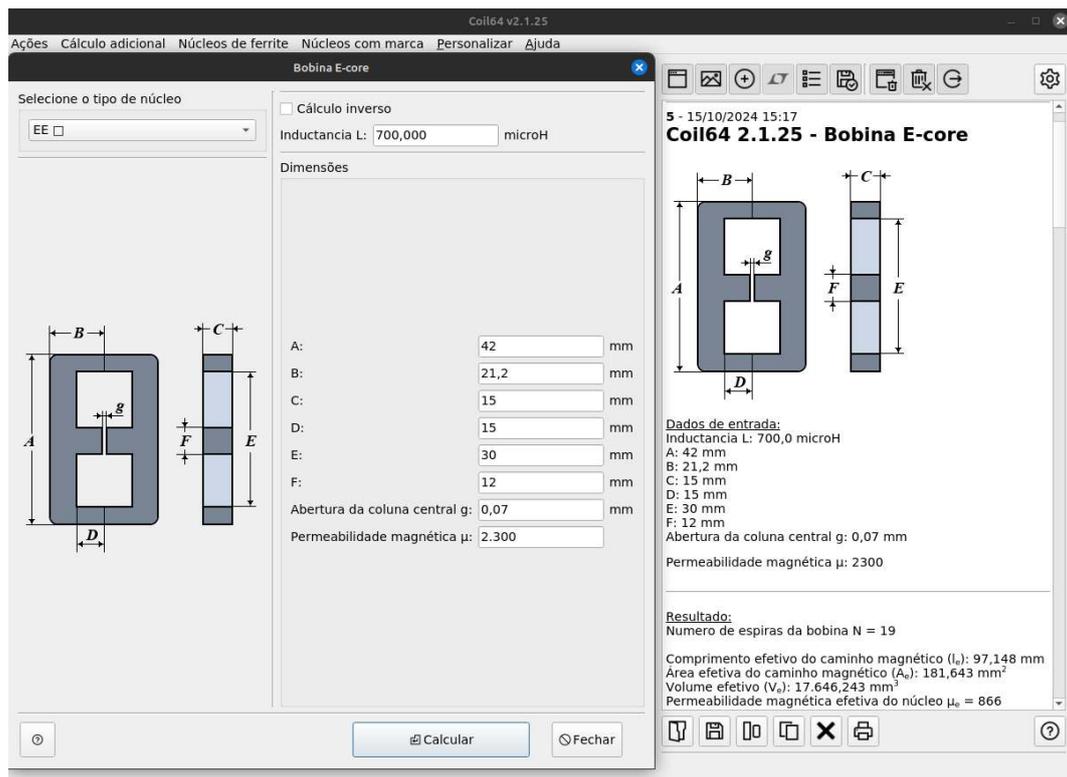


Figura 4.28: Interface da ferramenta gratuita *Coil64* para o cálculo de indutores. Os parâmetros do núcleo de ferrite EE4215 estão destacados nos campos de entrada de dados, à esquerda. À direita, vemos a janela de resultados. Fonte: próprio autor.

A figura (4.29) mostra o indutor em construção.



Figura 4.29: Construção do indutor. Fonte: próprio autor.

Após a construção do indutor, o valor de sua indutância foi obtido por meio da medição da frequência de ressonância natural do circuito LC, conforme o diagrama da figura (4.30).

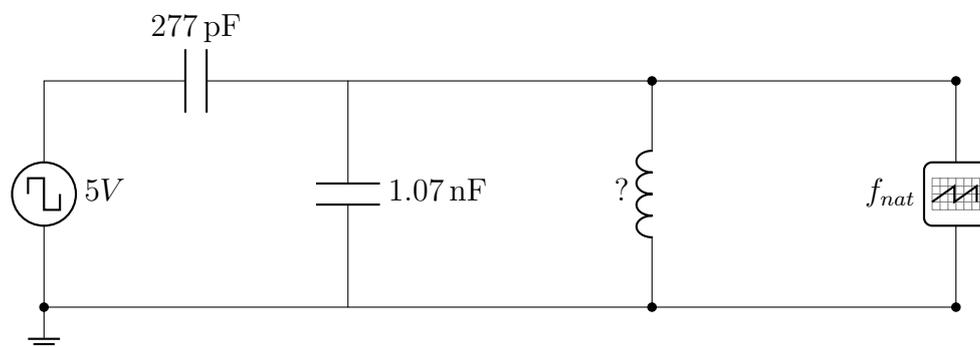


Figura 4.30: Circuito construído para determinar a indutância por meio da frequência natural do tanque LC . Fonte: o autor

O valor do capacitor em paralelo com o indutor foi obtido com o multímetro XDM1041 e a frequência natural do sistema por meio do osciloscópio. Dessa forma, a indutância é dada por

$$L = \frac{1}{(2\pi f_{nat})^2 C} \quad (4.10)$$

O sinal obtido no osciloscópio é apresentado na figura

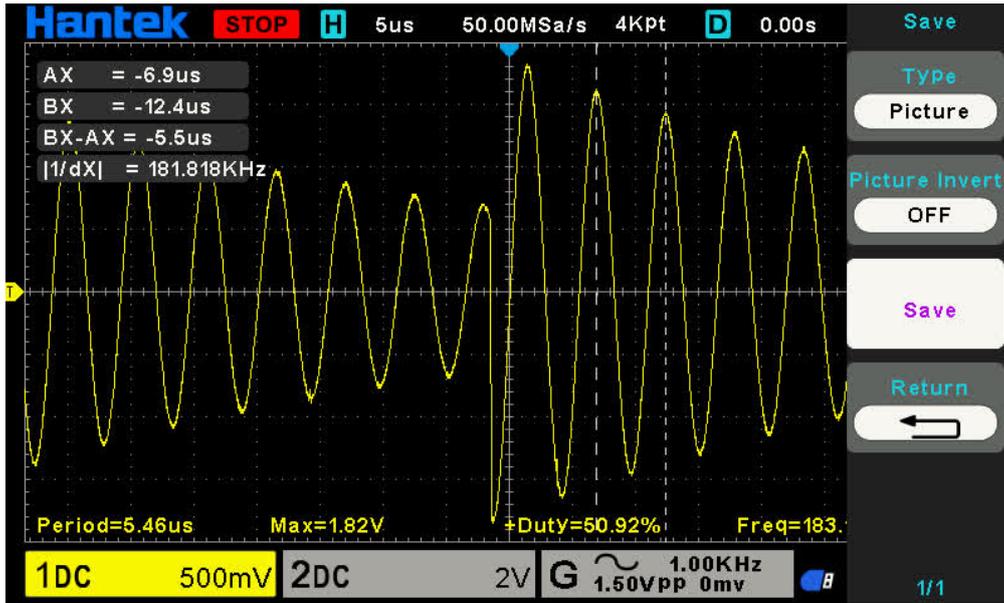


Figura 4.31: Sinal com a frequência de natural obtida do circuito LC da figura (4.30). O valor obtido da frequência natural foi $f_{nat} = 181,818kHz$. Fonte: próprio autor.

Portanto, o valor da indutância obtida por esse método foi $L \approx 716\mu H$. A resistência medida para o indutor construído foi de $R_L \approx 160m\Omega$.

O valor do capacitor de filtro C na entrada do conversor *boost*, indicado no diagrama da figura (3.1), pode ser calculado reescrevendo a equação (2.29) em termos da corrente de entrada. Dessa forma, C é definido por

$$C = \frac{\delta I_{MPP}}{f_S V_{MPP} \Delta V_{MPP}} \quad (4.11)$$

onde ΔV_{MPP} é a amplitude de variação de V_{MPP} provocada pelo chaveamento do transistor S . Definindo um limite de $\Delta V_{MPP} = 0.05\%$, obtemos

$$C = 1085\mu F \quad (4.12)$$

Na prática, associando cinco capacitores em paralelo com valor comercial de $220\mu F$, obtivemos um valor de $C \approx 1120\mu F$. Conforme os dados do fabricante obtidos em EPCOS (2008), resistência série equivalente (ESR) desses capacitores em paralelo é de $R_c = 180m\Omega$.

O valor do capacitor na saída do conversor é obtido da equação (2.29). Devemos apenas obter a resistência de carga na saída, R_o , em função da tensão de saída e a máxima potência fornecida pelos módulos. Assim, temos

$$R_o = \frac{v_o^2}{P_{MPP}} \approx 3.47\Omega \quad (4.13)$$

Considerando R_o e uma oscilação da tensão de $\Delta v_o = 10\%$, a partir de (2.29) obtemos

$$C_o = 660\mu F \quad (4.14)$$

Na prática, obtivemos um valor de C_o ligeiramente maior reunindo dois capacitores de $470\mu F$ em paralelo retirados de sucata. Portanto, o valor medido pelo multímetro foi

$$C_o = 910\mu F \quad (4.15)$$

Restam apenas determinar os elementos semicondutores do conversor *boost*. Para selecionar o transistor de potência, devemos considerar sua máxima tensão de *gate-source*, bem como a corrente máxima suportada. A tensão de entrada máxima no conversor *boost* como $v_{max} = V_{OC} = 22.2V$ e a corrente máxima $i_{max} = I_{MPP} = 10,601A$ são baseadas nos parâmetros dos módulos FV disponíveis, conforme dados da tabela (3.2). Com esses dados, obtemos a tensão máxima na saída do conversor por meio do ganho máximo $\mathcal{G}_{max} = 1,62$, obtido na modelagem que produziu a figura (3.9). Portanto, a tensão de saída máxima será: $v_{o_{max}} = \mathcal{G}_{max}V_{OC} = 35.9V$. Com base nesses limites, escolhemos o transistor HY1920W, que, segundo o fabricante, tem os máximos absolutos apresentados na tabela (4.4).

Símbolo	Parâmetro	Faixa
V_{DSS}	Tensão dreno-source	200V
V_{GSS}	Tensão gate-source	$\pm 20V$
I_D	Corrente de dreno contínua	64A

Tabela 4.4: Principais parâmetros do transistor escolhido.

Os limites do transistor escolhido são bem acima dos valores máximos possíveis de serem obtidos no protótipo. Essa margem garante a operação sem sobrecarga do componente. Seguindo a mesma lógica, escolhemos o diodo ultrarrápido RHRP3060, que, segundo seu fabricante, tem os principais parâmetros conforme a tabela (4.5):

Símbolo	Parâmetro	Faixa
V_R	Máxima tensão de bloqueio	600V
I_F	Corrente contínua	30A

Tabela 4.5: Principais parâmetros do diodo escolhido.

Após a determinação dos componentes, realizamos a construção do conversor *boost*. Para facilitar a manufatura, utilizamos uma PCB ilhada onde fizemos as conexões entre os componentes por meio de fios de cobre e solda estanho. O resultado final é apresentado nas figuras (4.32), (4.33) e (4.34).

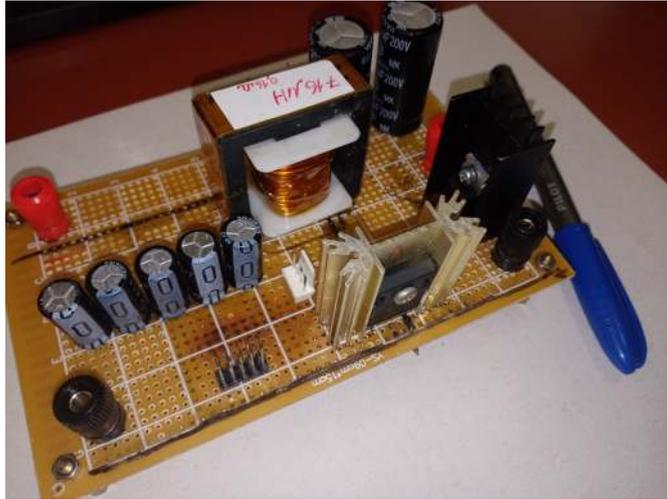


Figura 4.32: Montagem do conversor *boost*. Fonte: próprio autor.



Figura 4.33: Montagem do conversor *boost*. Fonte: próprio autor.



Figura 4.34: Vista inferior da placa do conversor *boost*. Fonte: próprio autor.

4.8 Implementação do algoritmo e modulação PWM

O algoritmo MPPT, disponível no apêndice (A.1), foi implementado na linguagem C++, o que possibilitou a utilização de algumas bibliotecas públicas da plataforma Arduino, bem como programar os registradores que dão acesso aos *timers* e interrupções do μC ATmega2560.

Para determinar um período de execução do MPPT \mathcal{T}_p usamos a interrupção por estouro de *timer* do *timer/counter4*. Assim eliminamos a necessidade de inserir atrasos na execução das leituras de tensão e corrente que estão sendo adquiridas e processadas no *loop* principal. De acordo com o fabricante [MICROCHIP \(2020\)](#), podemos determinar o tempo de estouro do *timer* \mathcal{T} da interrupção por meio da seguinte equação:

$$\mathcal{T} = \frac{N(2^n - y)}{F_{CPU}} \quad (4.16)$$

onde N é o divisor de *clock* escolhido, x^n é a resolução do *timer*, que no caso de 16bits $2^{16} = 65536$; y é o número de contagens necessárias para ocorrer o estouro do *timer* e $F_{CPU} = 16 \times 10^6 \text{ Hz}$ é a frequência de *clock* do μC . Escolhendo o valor pré-definido de $N = 1024$, como temos o valor de $\mathcal{T}_p = 0,001 \text{ s}$, a frequência da CPU, e a resolução do *timer*, basta determinar y . Assim, temos

$$y = 65536 - \frac{\mathcal{T}_p \times 16 \times 10^6}{1024} \approx 65033 \quad (4.17)$$

Atribuindo o valor de $y = 65580$ ao registrador TCNT4, bem como configurando os registradores TCCR4B para determinar $N = 1024$ e TIMSK4 para habilitar a interrupção por estouro do *timer*, temos a base de tempo necessária para implementar o algoritmo MPPT. Essa configuração é determinada entre as linhas 90 e 123 da função principal no código do apêndice (A.1).

O sinal PWM gerado pelo μC e adequado pelo circuito de geração de tempo morto do diagrama (4.13) ainda deve ser amplificado para poder acionar o transistor de potência, uma vez que as tensões nominais de acionamento do *gate* são superiores a 12V. Por isso, a etapa de amplificação do sinal é importante para o funcionamento correto do transistor e do conversor *boost* como um todo. A categoria de circuito responsável pela adequação de sinais PWM para acionamento de MOSFETs é chamada de *gate-driver*. Dentro de uma infinidade de circuitos integrados que cumprem esse propósito, escolhemos o *gate-driver* HCPL-316J. Esse dispositivo foi escolhido porque atende as especificações de isolamento entre o sinal do μC e o sinal aciona o transistor de potência. A figura (4.35) mostra o diagrama retirado da folha de dados [AVAGO \(2015\)](#) com o exemplo de uma aplicação desse circuito em um inversor de frequência trifásico.

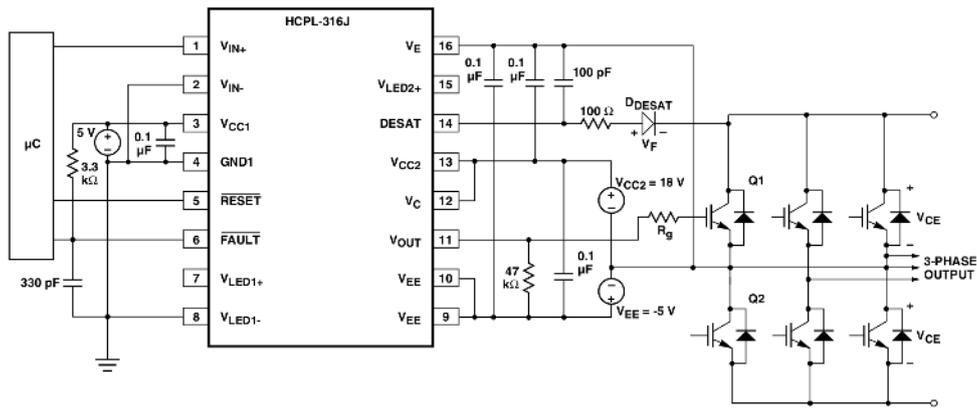


Figura 4.35: Diagrama esquemático exemplificando uma aplicação típica do *gate-driver* HCPL316J. Fonte: adaptado de AVAGO (2015).

Na montagem experimental o *gate-driver* HCPL316J foi implementado por meio de uma PCB baseada no diagrama da figura (4.35). Essa PCB é equipada com fonte isolada para alimentar dois CIs HCPL316J, que pode ser empregada em conversores CC/CC em meia ponte. A figura (4.36) mostra uma vista superior da PCB utilizada como *gate-driver*.

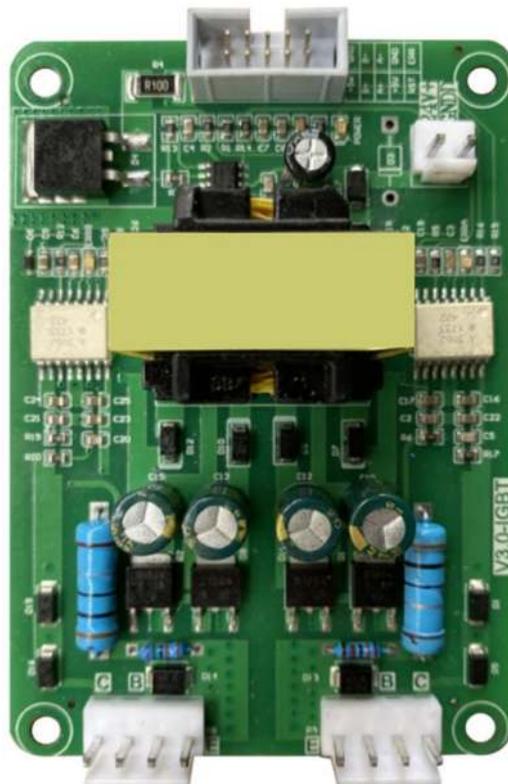


Figura 4.36: Vista superior da PCB que contém dois *gate-drivers* HCPL316J. Fonte: China.

4.9 Montagem experimental

A integração entre todos os dispositivos e instrumentos de medida é apresentada no esquema da figura (4.37). O aspecto final da bancada de testes é apresentado na figura (4.38), onde os módulos foram instalados sobre a cobertura do laboratório com inclinação de cerca de 20° em relação à normal na direção norte, conforme mostrado na figura (4.39). A conexão dos módulos com a montagem da bancada foi feita por meio de fios de cobre devidamente dimensionados para evitar perdas por efeito Joule. Esse arranjo foi idealizado para a obtenção dos dados apresentados no capítulo (5). Destinamos um osciloscópio para monitoramento da tensão dos módulos fotovoltaicos e outro para a visualização do sinal PWM que chega no conversor *boost*.

Para manter a tensão sobre a carga constante, utilizamos uma fonte chaveada regulada. Isso evita que o algoritmo P&O confunda variações de tensão na carga com as variações de tensão dos módulos FV induzidas pelas flutuações de irradiância. Dessa forma, emulamos o comportamento de um banco de baterias, uma vez que fonte foi ajustada para manter a tensão constante variando a corrente, podendo fornecer para carga uma corrente igual à corrente de máxima potência em uma condição de ausência de potência oriunda do módulo FV. Conforme a irradiância varia, a corrente fornecida pela fonte varia, mantendo a tensão sobre a carga constante. A resistência de carga foi previamente ajustada para absorver completamente a potência máxima fornecida pelos módulos.

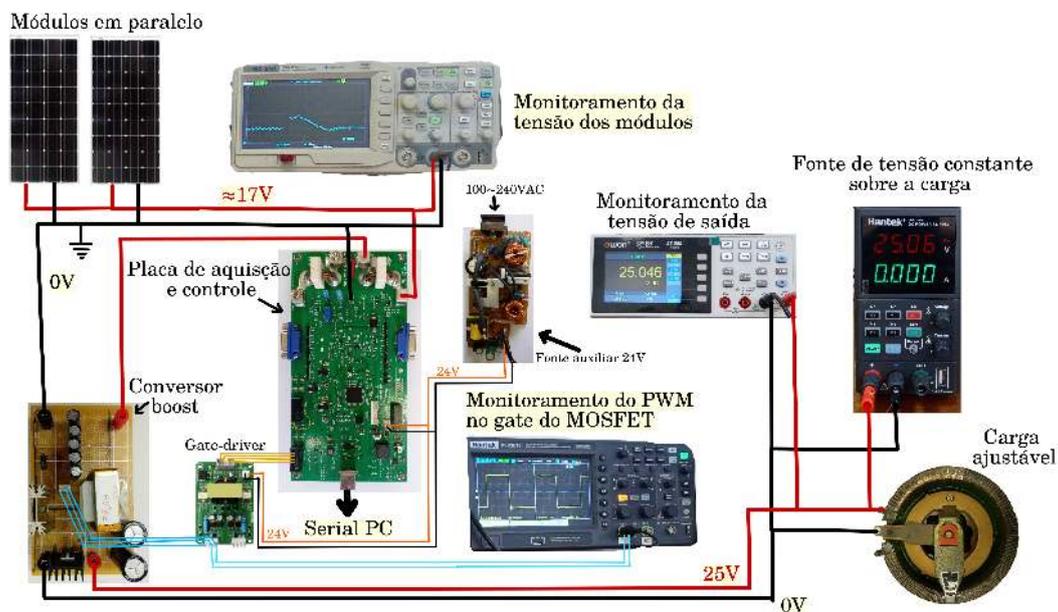


Figura 4.37: Disposição dos componentes e instrumentos utilizados para a implementação do algoritmo MPPT. Fonte: próprio autor.

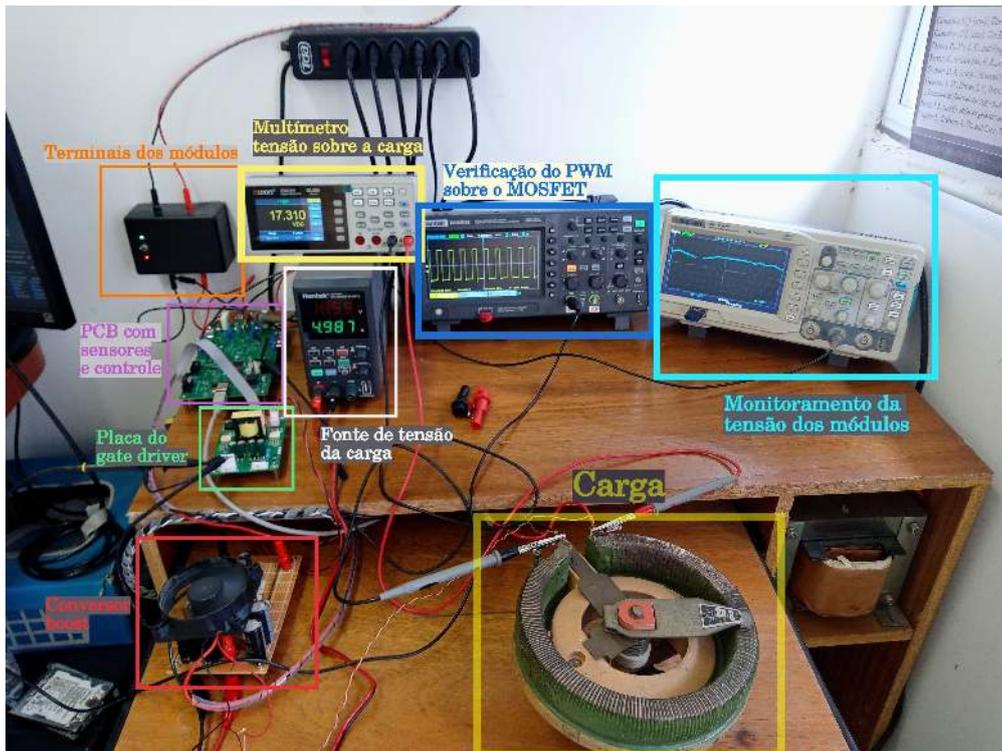


Figura 4.38: Disposição dos componentes e instrumentos utilizados para a implementação do algoritmo MPPT. Fonte: próprio autor.



Figura 4.39: Par de módulos fotovoltaicos 490J da Fabricante Ameresco Solar instalados sobre a cobertura do laboratório. Fonte: próprio autor.

Parte III

Resultados e discussão

Capítulo 5

Resultados: séries temporais e condições climáticas

Todos os dados desse capítulo foram obtidos por protocolo serial, em uma banda de 9600bits/s . Infelizmente não foi possível fazer a aquisição de dados em paralelo para aferições e comparações devido a falta de instrumentos com essa funcionalidade. Como não temos nenhum controle sobre as condições do experimento, as únicas informações sobre irradiância e cobertura de nuvens que conseguimos coletar foram por meio do site de monitoramento de clima *Windy*

5.1 Dia 13/10/2024

Nesse dia o céu estava encoberto por nuvens baixas e esparsas, conforme mostra a figura (5.1), capturada do site *Windy*.

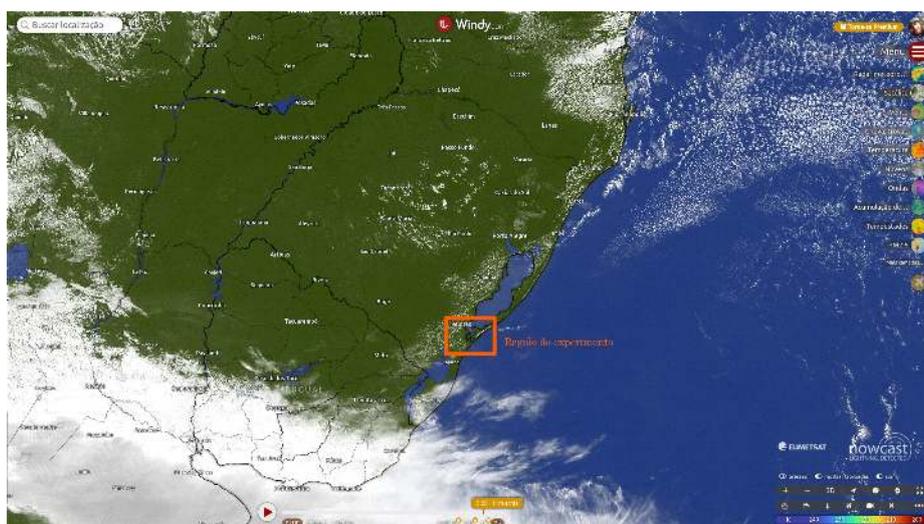


Figura 5.1: Imagem de satélite mostrando as condições de cobertura de nuvens no dia 13/10/2024. Fonte: <https://www.windy.com/pt/-Sat%C3%A9lite-satellite?satellite,-32.162,-52.701,7>.



Figura 5.2: Previsão do modelo ECMWF para a incidência de irradiação ao nível do solo ao meio dia 13/10/2024. O modelo estimava um nível máximo de irradiação $W \approx 900W/m^2$ para a região de Rio Grande, RS, onde é situada a localização do experimento. Fonte: <https://www.windy.com/pt/-Energia-solar-solarpower?solarpower,-30.368,-51.932,7>.

Os dados adquiridos pelo sistema no dia 13/10, no intervalo entre 09h:46min:39s e 17h:31min:11s, estão apresentados em sua totalidade no gráfico da figura (5.3). Nessa coleta de dados, a taxa de amostragem foi de 52 *SPS*, sendo adquiridos os dados do ciclo de trabalho, tensão e corrente para cada amostra. Essa taxa foi determinada pela velocidade de aquisição e taxa de transmissão do protocolo serial. A frequência do sinal de PWM foi definida para 31kHz, o ciclo de trabalho δ foi limitado em 75% e frequência observada do algoritmo MPPT foi de 31Hz (perturbações por segundo), o que corresponde com o valor simulado de $\mathcal{T}_p = 0.0322 = 32.2ms$.

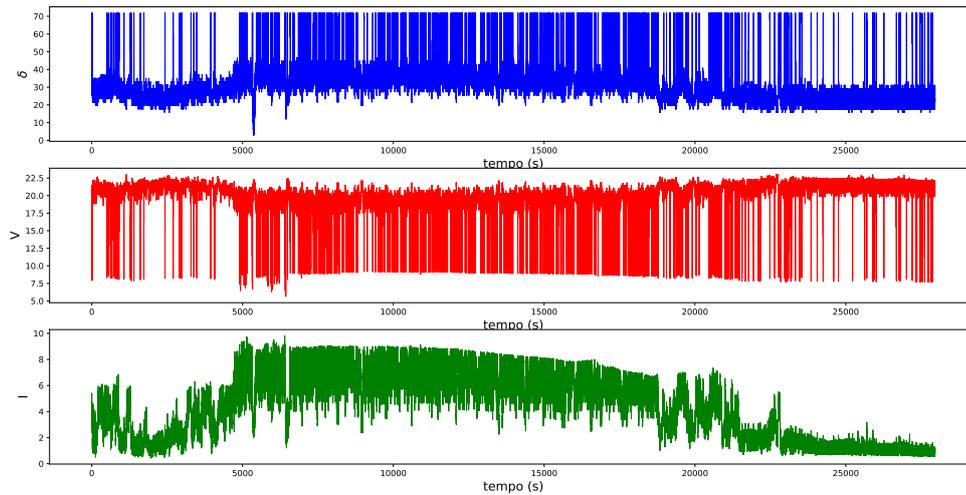


Figura 5.3: Gráfico com os dados obtidos via comunicação serial. A primeira linha, com o gráfico em azul, refere-se à percentagem do ciclo de trabalho δ . A segunda e terceira linha referem-se às séries temporais da tensão e da corrente, respectivamente. Fonte: próprio autor.

A figura (5.4) mostra a curva de potência absorvida pelo módulo ao longo do dia 13/10/2024. A carga foi mantida constante durante todo período de amostragem.

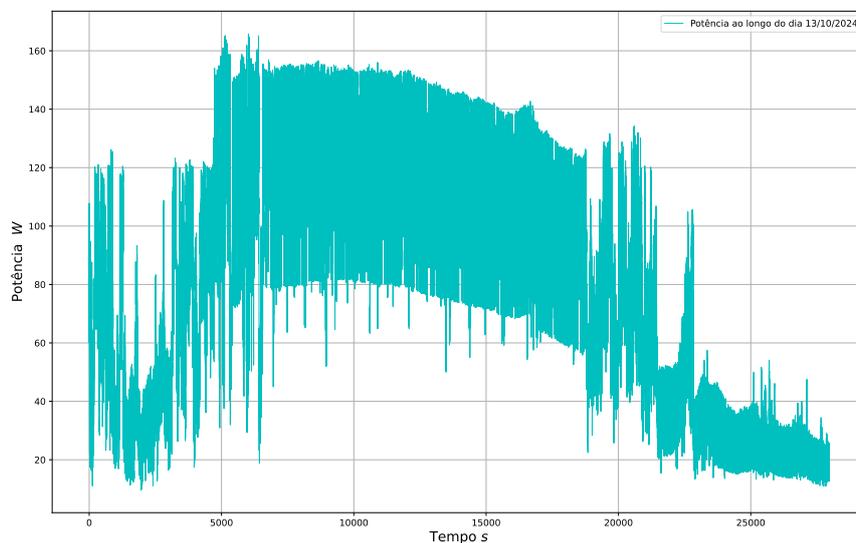


Figura 5.4: Gráfico da potência ao longo do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

A seguir, são destacados alguns intervalos para possibilitar a visualização de eventos mais rápidos. As figuras (5.5), (5.6) e (5.7) são amostras para o intervalo situado entre 1500 e 2000 segundos da série temporal, que corresponde ao período entre às 10h:11min e 10h:19min da manhã.

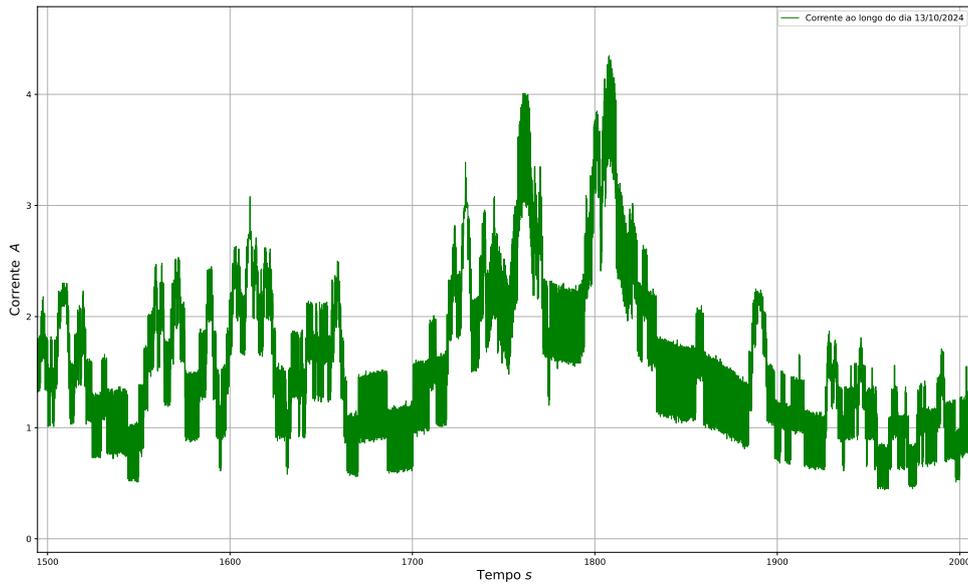


Figura 5.5: Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

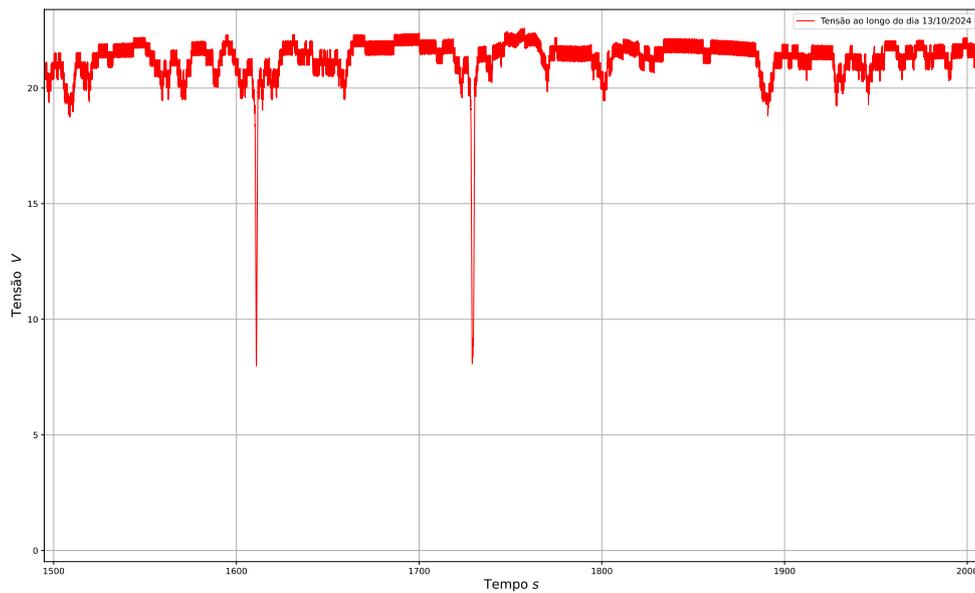


Figura 5.6: Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

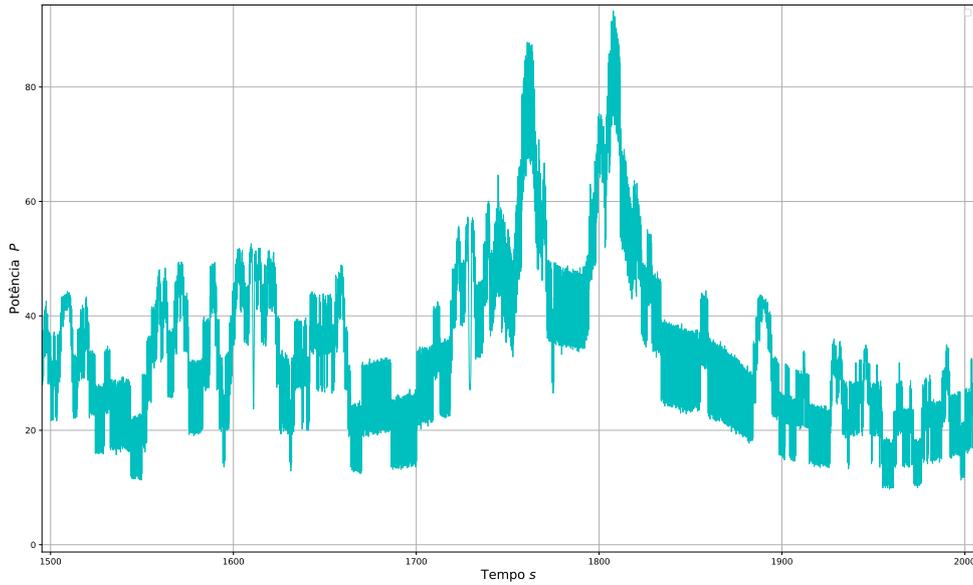


Figura 5.7: Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

As figuras (5.21), (5.9), (5.10) e (5.11) são amostras para o intervalo situado entre 6000 e 7000 segundos da série temporal, que corresponde ao período entre às 12h:26min e 12h:42min da manhã.

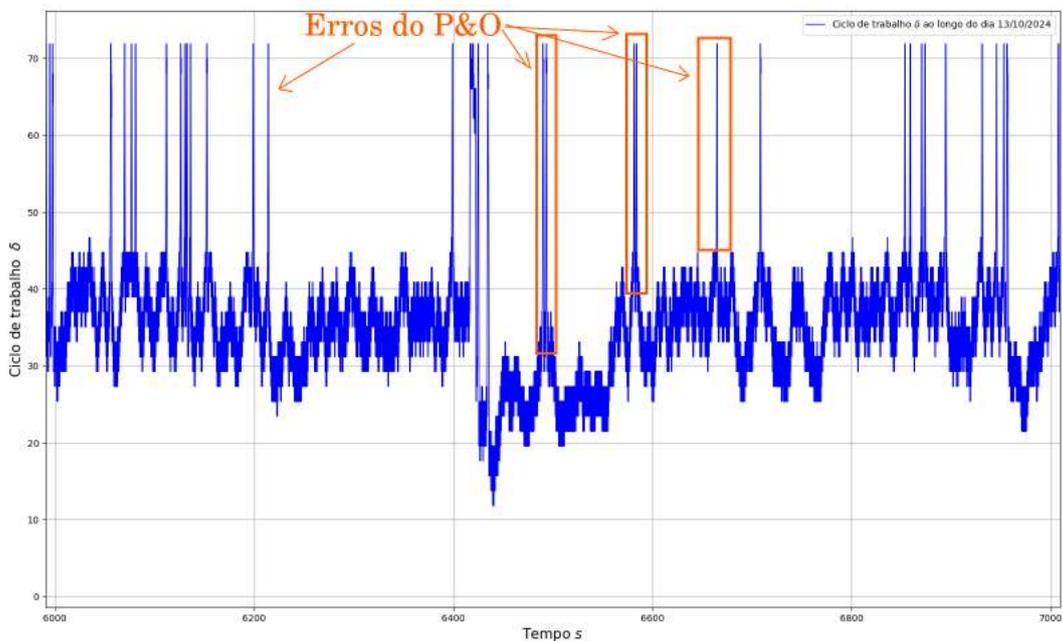


Figura 5.8: Gráfico do ciclo de trabalho em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 13/10/2024. Os picos destacados em laranja, mais adiante ampliados na figura (5.30), são possíveis erros do algoritmo P&O. Fonte: próprio autor.

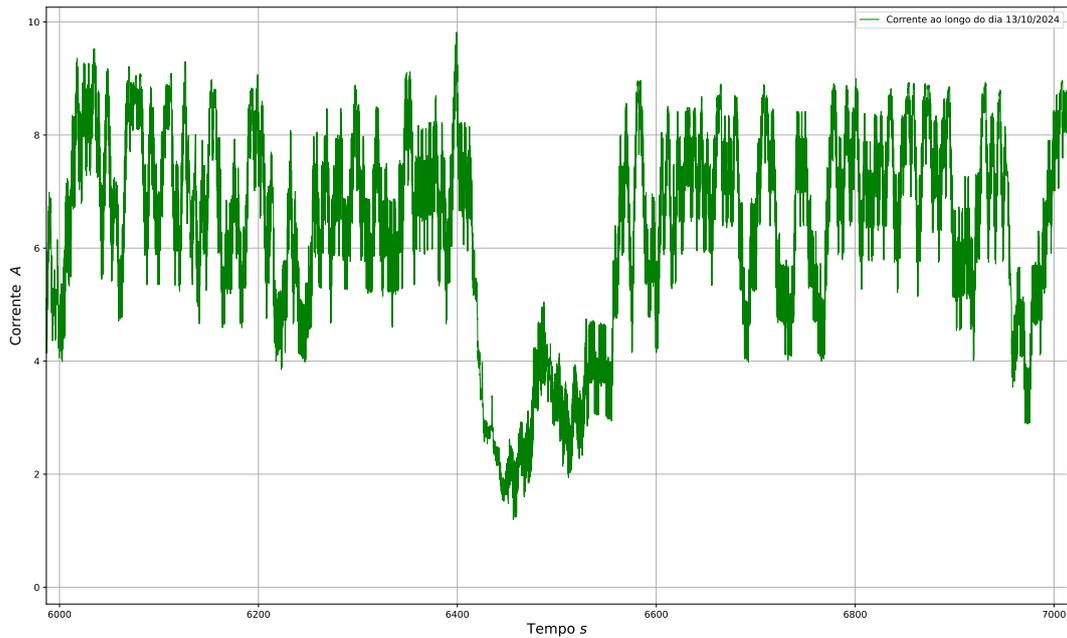


Figura 5.9: Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

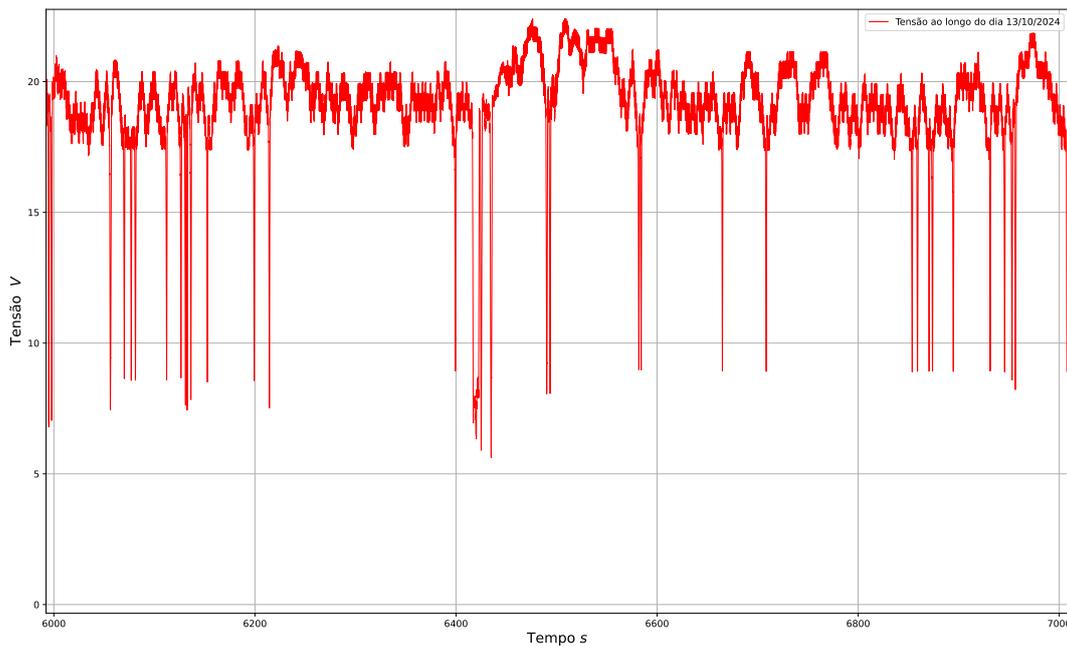


Figura 5.10: Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

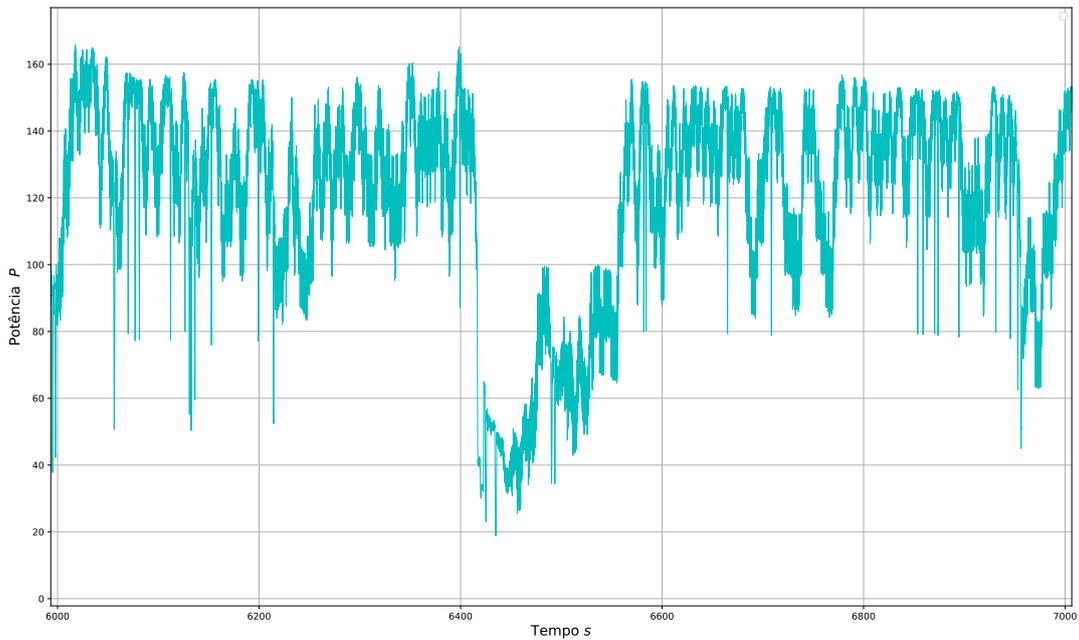


Figura 5.11: Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

As figuras (5.12), (5.13) e (5.14) são amostras para o intervalo situado entre 19000 e 19500 segundos da série temporal, que corresponde ao período entre às 15h:11min e 15h:19min da manhã.

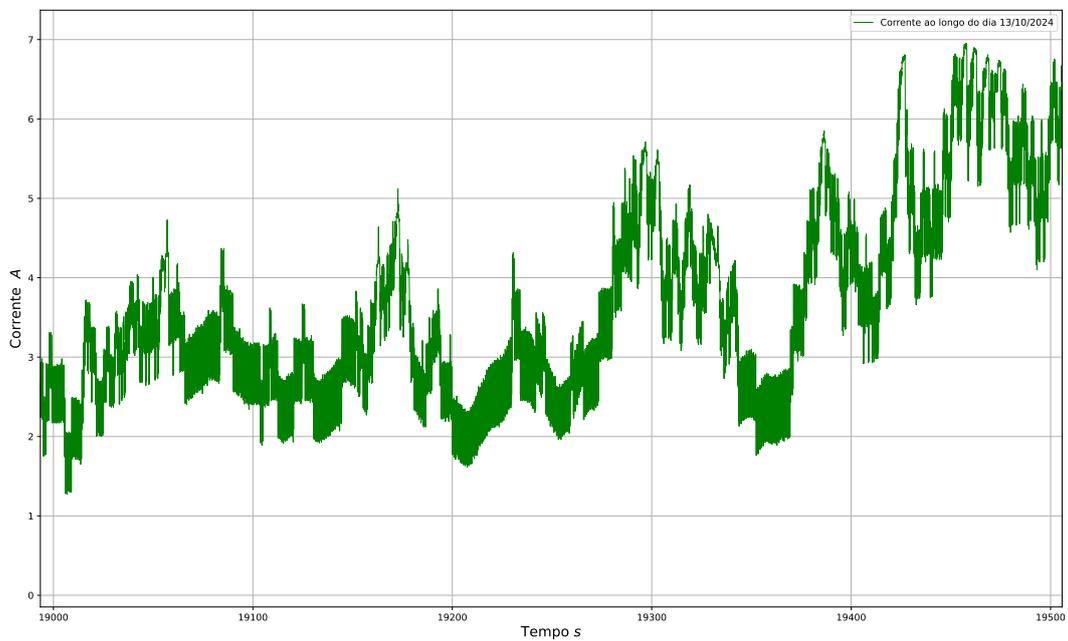


Figura 5.12: Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

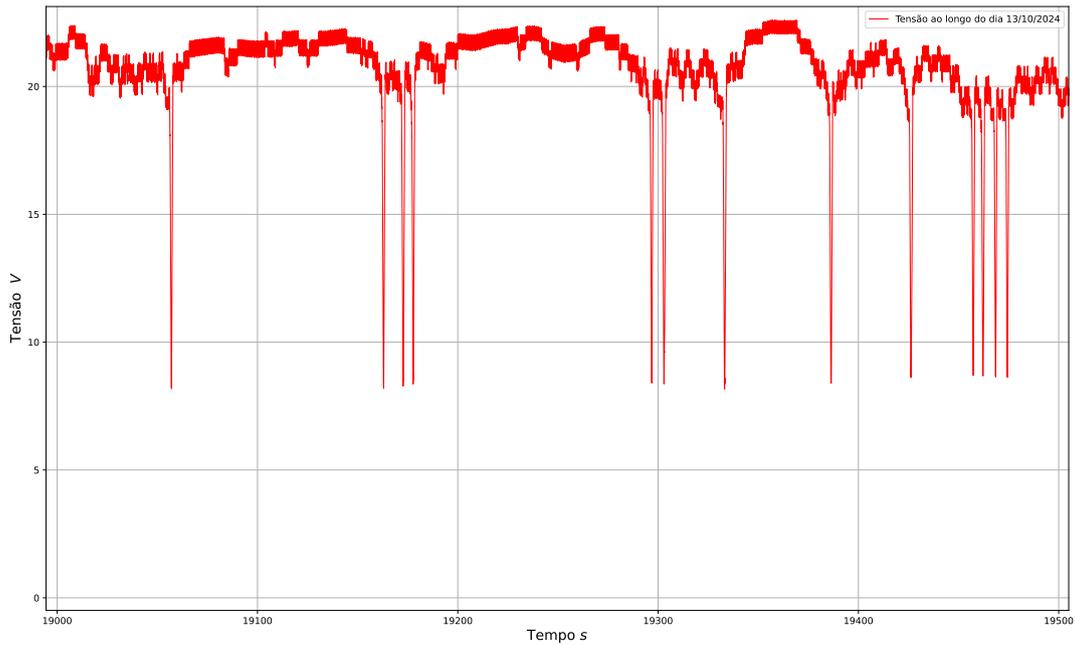


Figura 5.13: Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

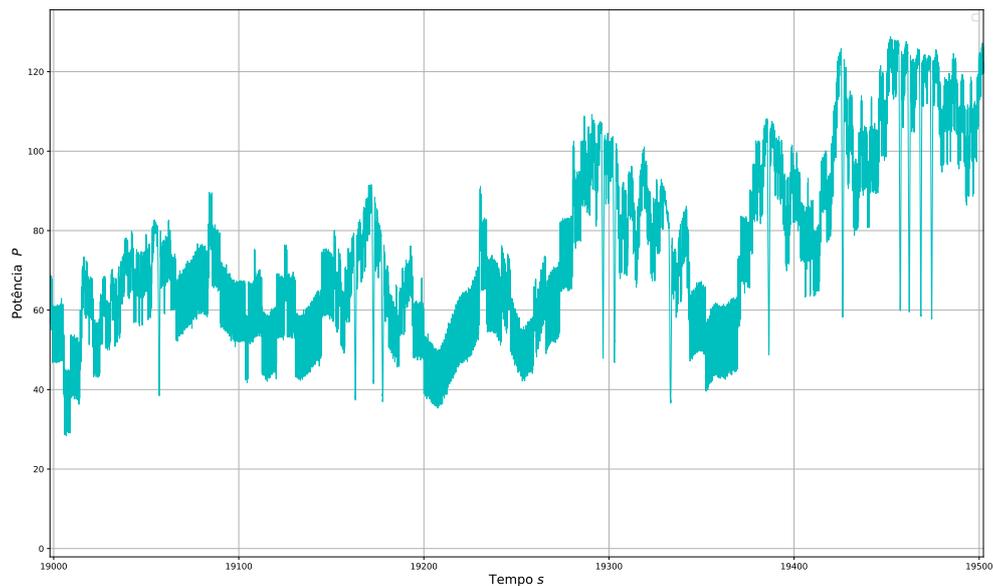


Figura 5.14: Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

5.2 Dia 14/10/2024

Nesse dia, diferentemente do dia 13/10/2024, na maior parte do tempo o céu estava encoberto por nuvens mais espessas e uniformes, conforme mostra a figura (5.15), capturada do site *Windy*.



Figura 5.15: Imagem de satélite mostrando as condições de cobertura de nuvens no dia 14/10/2024. Fonte: <https://www.windy.com/pt/-Sat%C3%A9lite-satellite?satellite,-32.162,-52.701,7>.

Os dados adquiridos pelo sistema no dia 14/10, no intervalo entre 09h:46min:39s e 17h:31min:11s, estão apresentados em sua totalidade no gráfico da figura (5.16). Nessa coleta de dados, a taxa de amostragem foi de 53 *SPS*, sendo adquiridos os dados do ciclo de trabalho, tensão e corrente para cada amostra. Em busca de uma solução para as variações bruscas de δ observadas na aquisição anterior e destacadas na figura (5.8), decidimos alterar a frequência do sinal de PWM para 25kHz e o ciclo de trabalho δ foi limitado em 65%. A frequência medida do algoritmo MPPT foi de 31Hz.

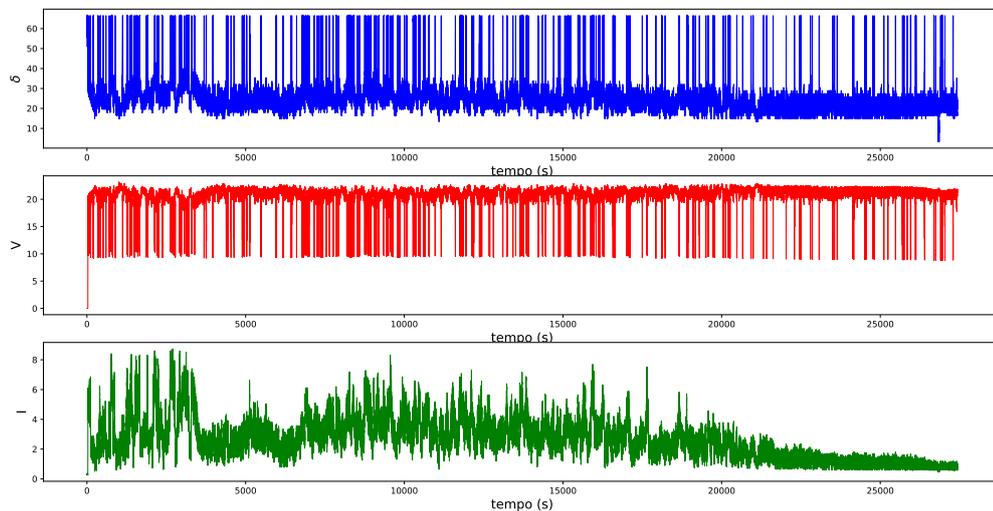


Figura 5.16: Gráfico com os dados obtidos via comunicação serial. A primeira linha, com o gráfico em azul, refere-se à porcentagem do ciclo de trabalho δ . A segunda e terceira linha referem-se às séries temporais da tensão e da corrente, respectivamente. Fonte: próprio autor.

A figura (5.17) mostra a curva de potência absorvida pelo módulo ao longo do

dia 14/10/2024.

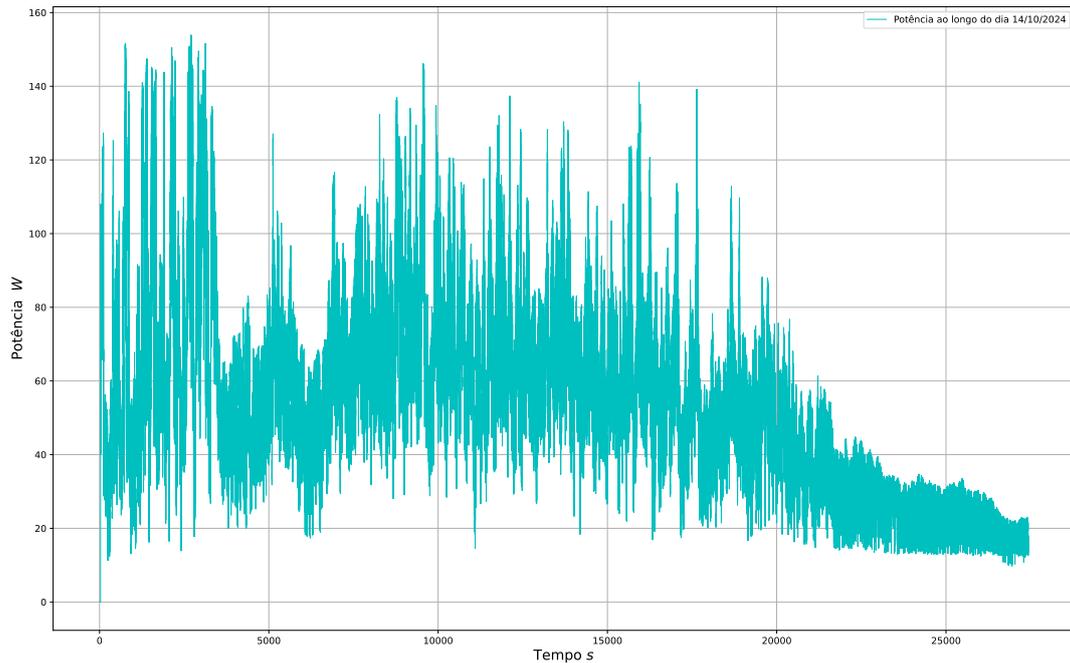


Figura 5.17: Gráfico da potência ao longo do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

A seguir, são destacados alguns intervalos para possibilitar a visualização de eventos mais rápidos. As figuras (5.18), (5.19) e (5.20) são amostras para o intervalo situado entre 1500 e 2000 segundos da série temporal, que corresponde ao período entre às 10h:11min e 10h:19min da manhã.

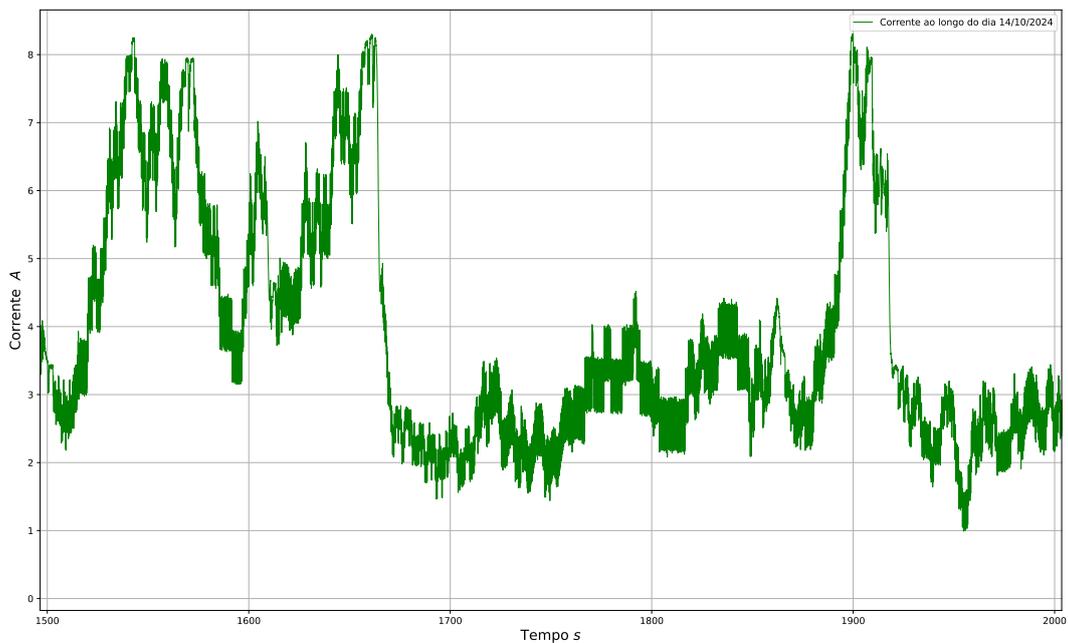


Figura 5.18: Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

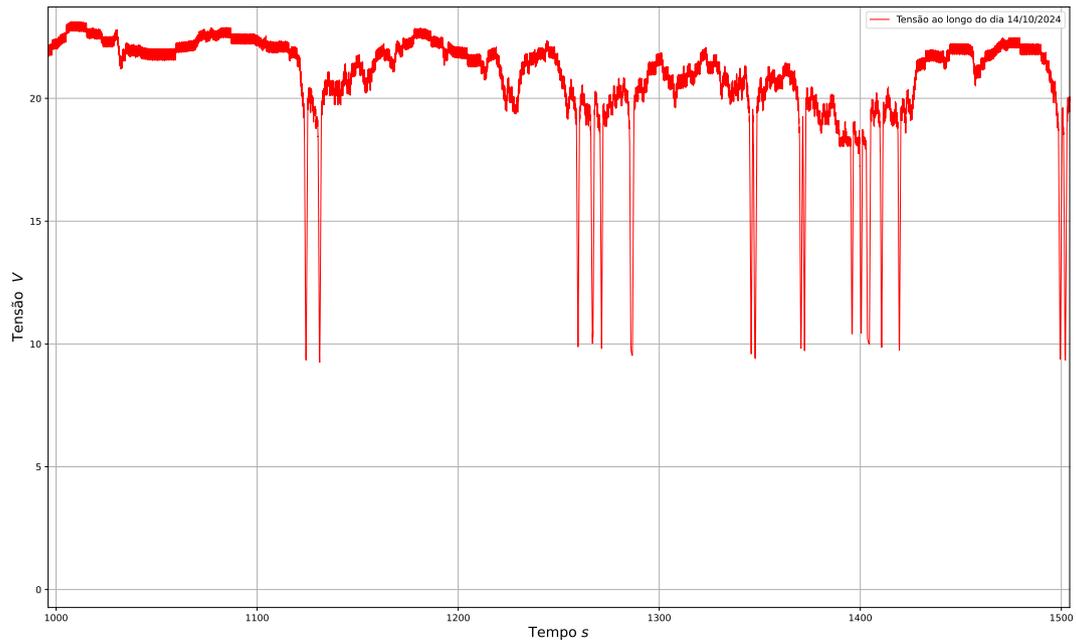


Figura 5.19: Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

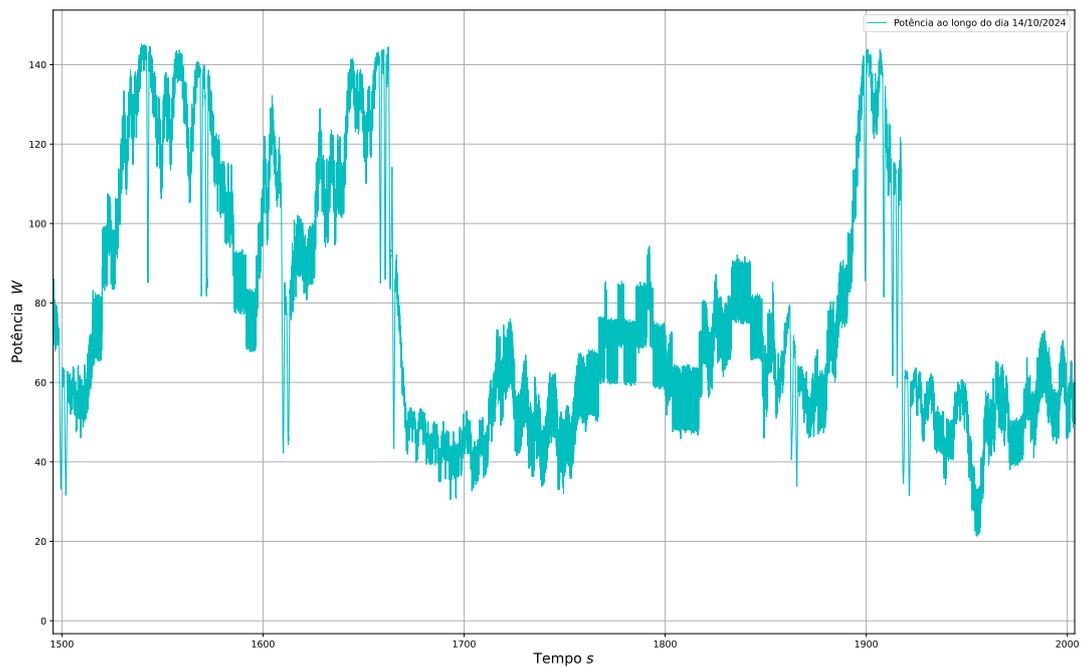


Figura 5.20: Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 1500 e 2000 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

As figuras (5.21), (5.22), (5.23) e (5.24) são amostras para o intervalo situado entre 6000 e 7000 segundos da série temporal, que corresponde ao período entre às 12h:26min e 12h:42min da manhã.

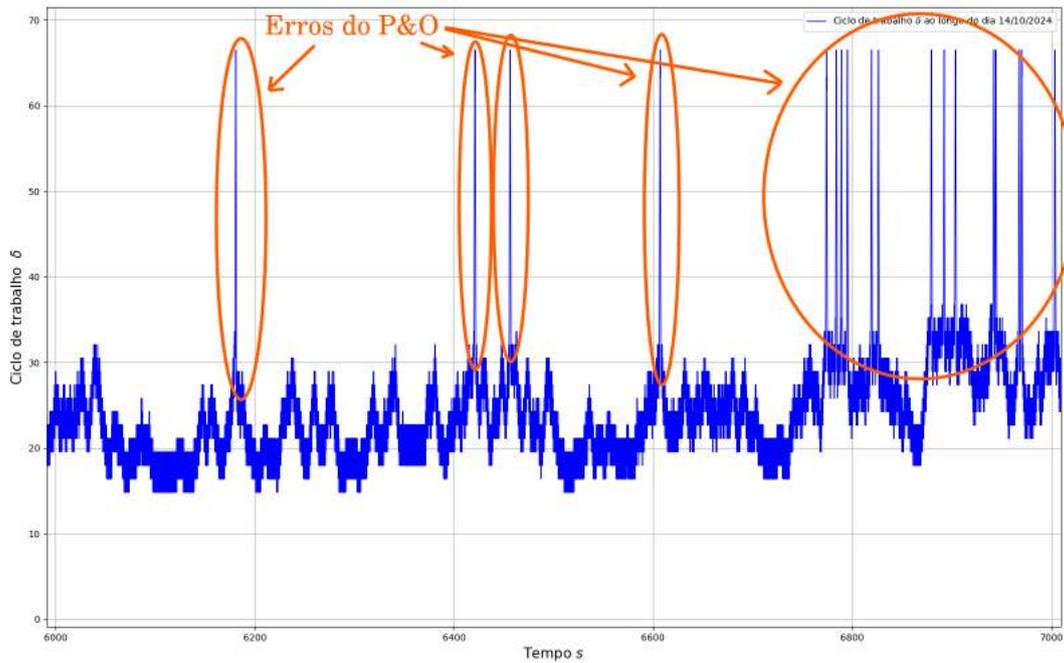


Figura 5.21: Gráfico do ciclo de trabalho em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Os picos destacados em laranja, mais adiante ampliados na figura (5.31), são possíveis erros do algoritmo P&O. Fonte: próprio autor.

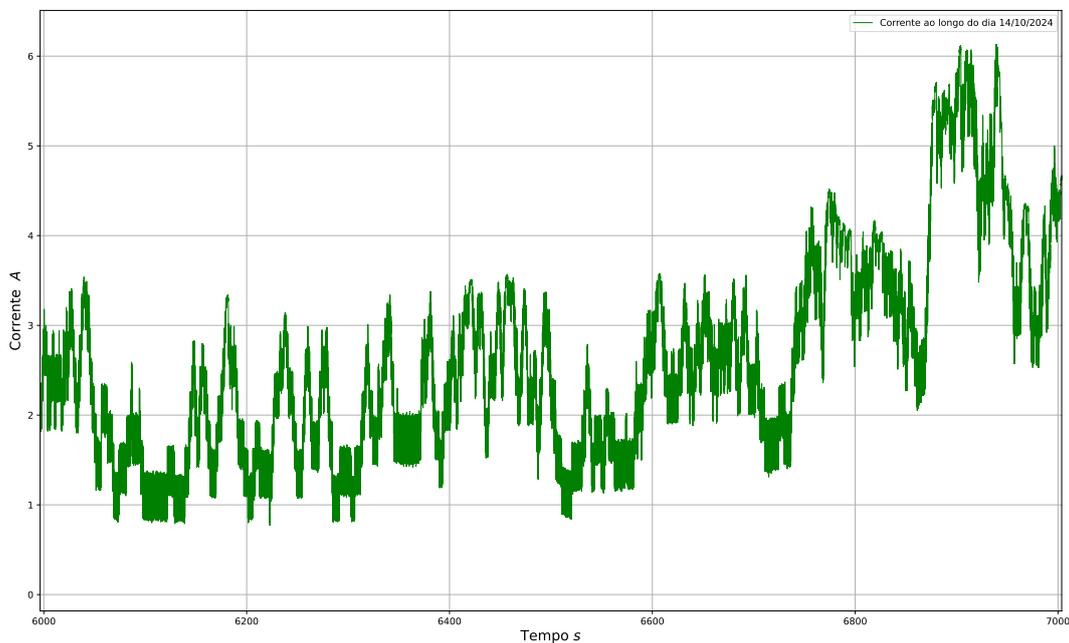


Figura 5.22: Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

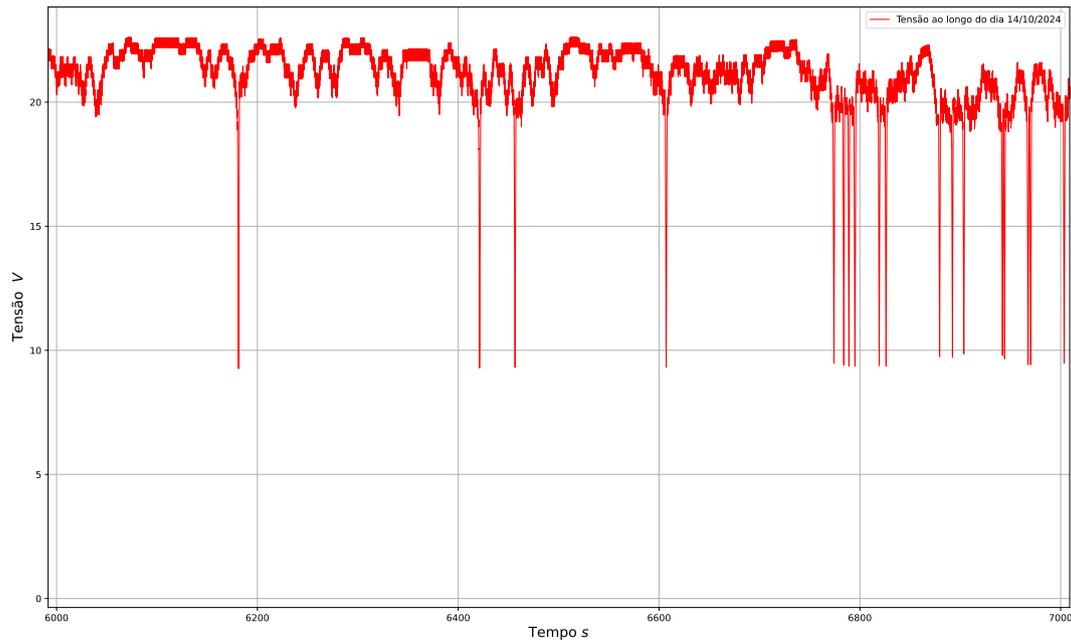


Figura 5.23: Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

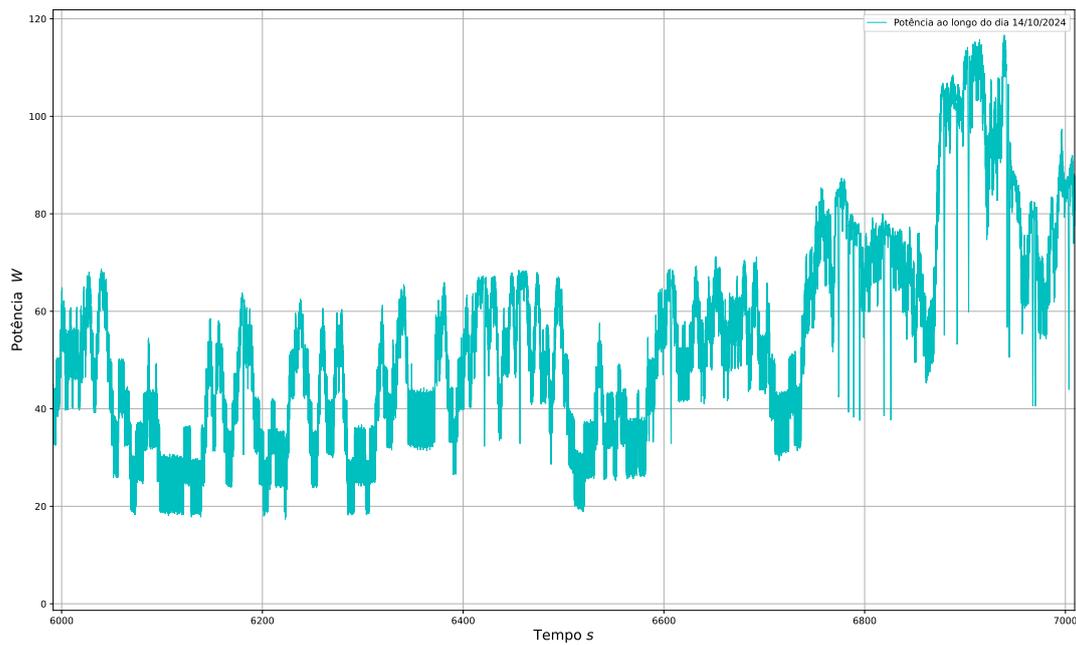


Figura 5.24: Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 6000 e 7000 segundos ($\approx 16min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

As figuras (5.25), (5.26) e (5.27) são amostras para o intervalo situado entre 19000 e 19500 segundos da série temporal, que corresponde ao período entre às 15h:11min e 15h:19min da manhã.

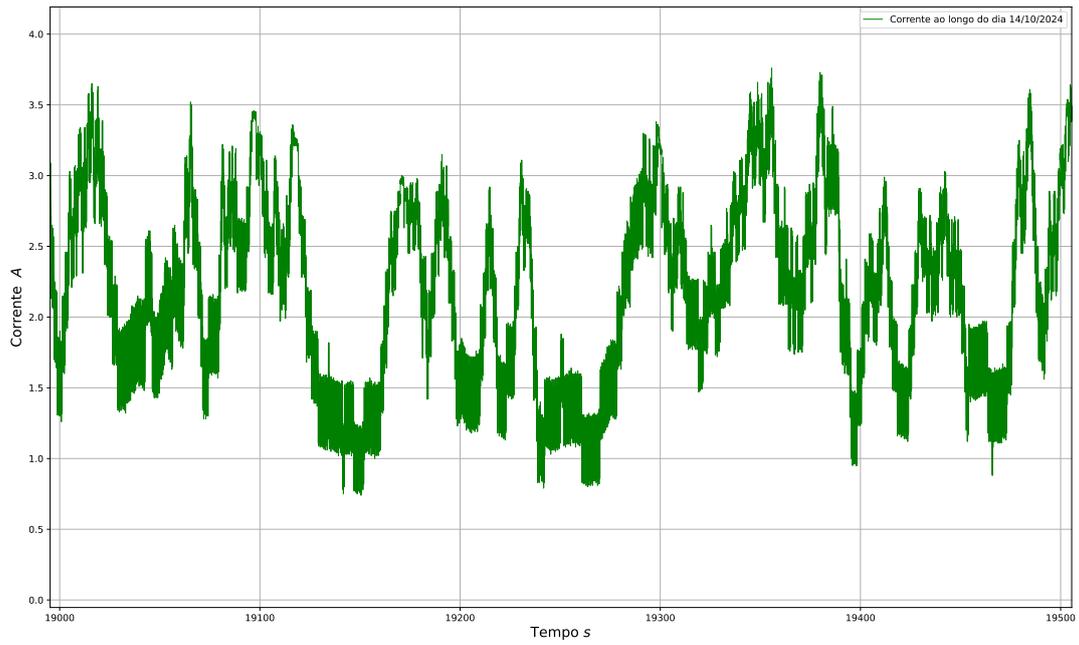


Figura 5.25: Gráfico da corrente em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

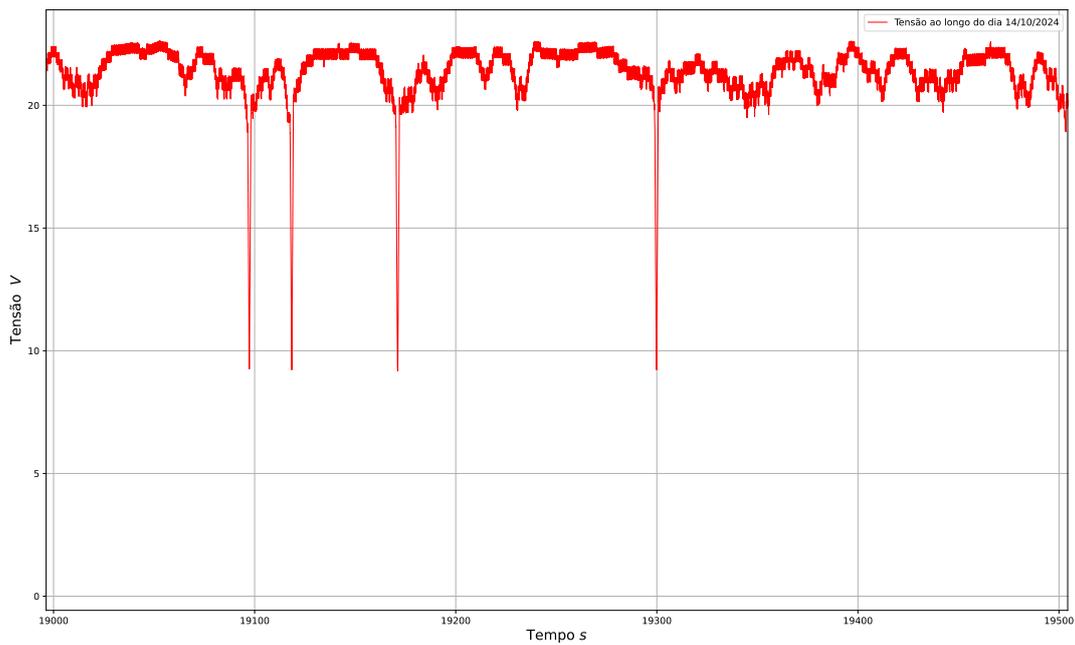


Figura 5.26: Gráfico da tensão em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

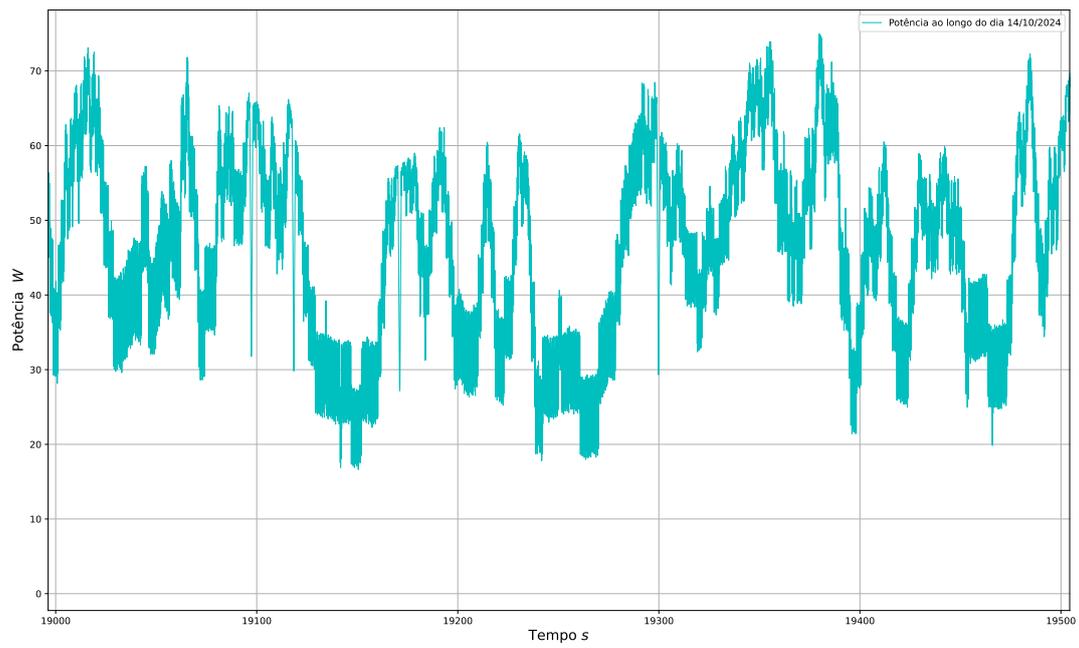


Figura 5.27: Gráfico da potência em função do tempo para o intervalo entre 19000 e 19500 segundos ($\approx 8min$) da coleta do dia 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

5.3 Análise e discussão

Com base na figura (5.4) ao longo do dia 13/10/2024, vemos que o comportamento global da curva $P \times t$ se aproxima da curva de potência esperada para um dia ensolarado. No entanto, a presença de nuvens introduz variações bruscas de potência, conforme podemos ver nas figuras (5.7), (5.11) e (5.14). Por outro lado, os dados coletados no dia 14/10/2024, apresentam uma curva de potência com um máximo bastante reduzido (ver figura (5.17)), muito em virtude da cobertura de nuvens mais espessa e uniforme.

Na figura (5.28) é apresentada a tensão do módulo FV (eixo vertical) em função do tempo (eixo horizontal). Nessa figura, podemos observar que a resposta de tensão após cada perturbação está de acordo com os resultados da modelagem apresentada na figura (3.8). A escala de tempo configurada no osciloscópio é de 25 ms por divisão, o que nos permite inferir que o tempo entre as perturbações \mathcal{T}_p é de aproximadamente 32 ms .

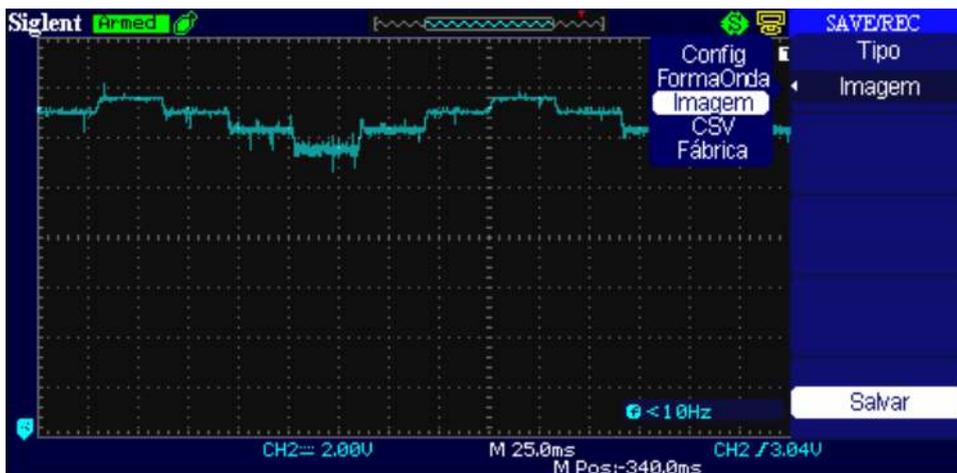


Figura 5.28: Perturbações na tensão de saída do módulo FV. Fonte: próprio autor.

Se tomarmos como referência a figura (3.5), durante a maior parte do tempo, as perturbações do algoritmo P&O apresentaram o padrão esperado em regime permanente, conforme detalhes apresentados na figura (5.29). Em geral, a amplitude da oscilação da tensão foi da ordem de $2V$.

No entanto, é possível notar a presença de picos acentuados no valor do ciclo de trabalho, que, por sua vez, provocam picos de queda na tensão dos módulos. Por meio das figuras (5.30) e (5.31) vemos que a duração de cada pico é da ordem de um segundo, indicando que essa perturbação não seja induzida por flutuações da irradiância. Até o final dessa análise, suspeitamos que esses distúrbios podem ter origem na assincronia entre a leitura dos sinais que é executada no *loop* principal do programa e a interrupção que processa o algoritmo MPPT. Isso pode ser resolvido executando o processo de leitura dentro da interrupção.

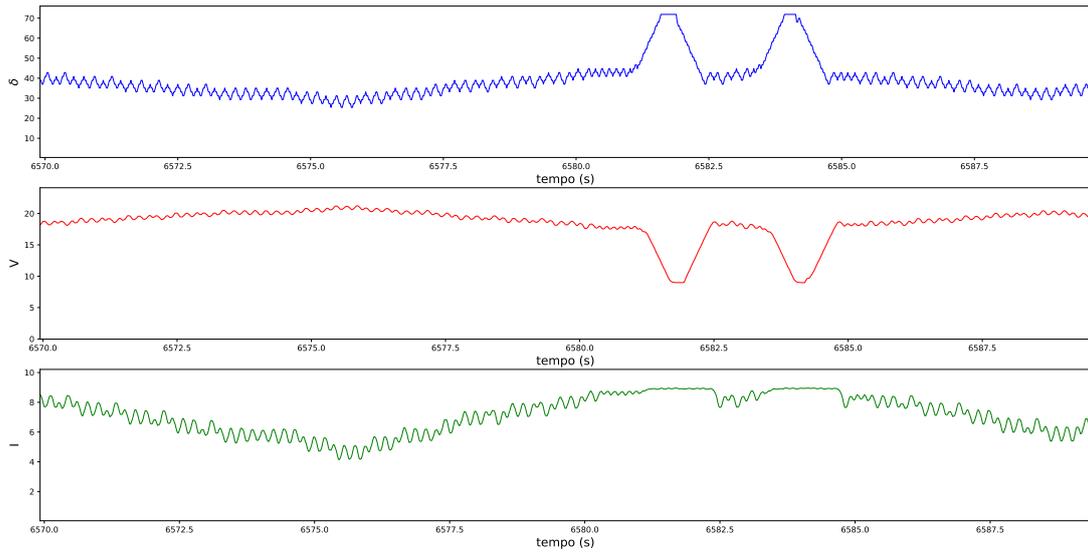


Figura 5.29: Característica das perturbações do algoritmo P&O em um intervalo de 18,5 segundos do 13/10/2024. O primeiro gráfico, em azul, apresenta o ciclo de trabalho δ . O segundo e o terceiro, em vermelho e verde, são os gráfico de tensão e da corrente, respectivamente. Fonte: próprio autor.

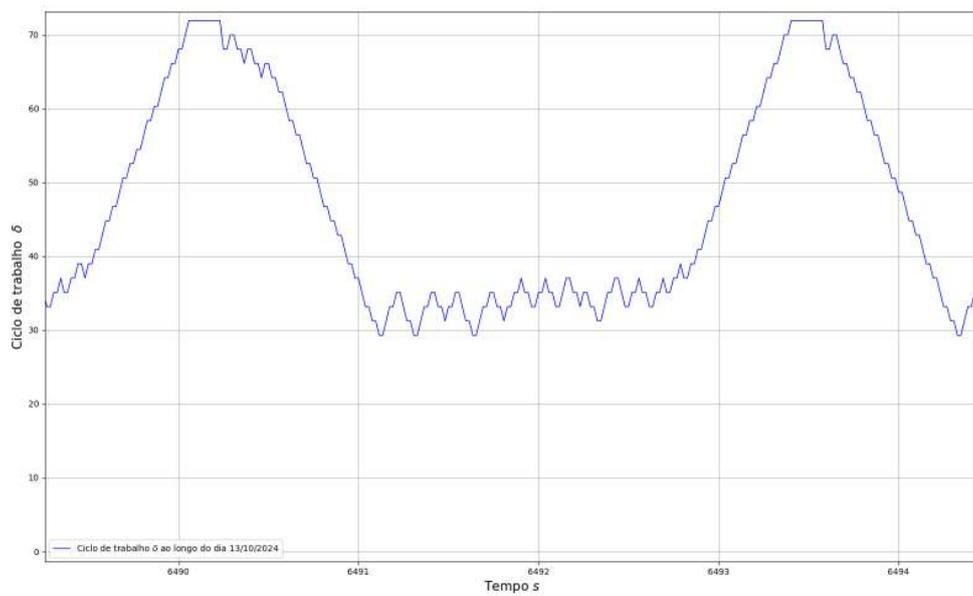


Figura 5.30: Ampliação de dois dos picos encontrados no valor do ciclo de trabalho 13/10/2024. Fonte: próprio autor.

,

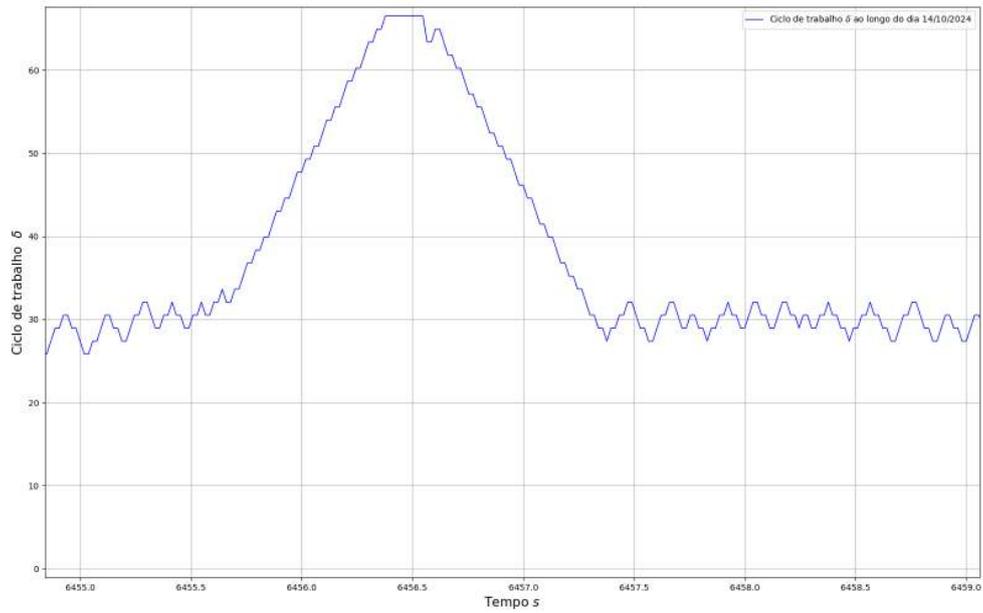


Figura 5.31: Ampliação de um dos picos encontrados no valor do ciclo de trabalho 14/10/2024. Fonte: próprio autor.

Parte IV

Conclusões

Capítulo 6

Conclusão

Neste trabalho exploramos as técnicas necessárias para extrair a máxima potência de fontes fotovoltaicas. No capítulo (4) foi proposto um sistema completo de *hardware* e *software* que visa implementar as técnicas revisadas nos capítulos anteriores. Ao longo da elaboração do *hardware*, vimos que seria uma oportunidade interessante expandir as funcionalidades da PCB de controle para que esta sirva em aplicações mais amplas. Como resultado, obtivemos uma plataforma de desenvolvimento compatível com os ambientes de programação Arduino e AVR em geral. Com isso, acreditamos ter atingido o objetivo de contribuir com o desenvolvimento da área de estudo e, possivelmente, com áreas correlatas que possam vir a empregar essa plataforma em outros projetos. Por exemplo, com algumas melhorias de segurança, a placa de controle pode ser utilizada para instrumentação e aquisição de dados em sistemas de alta tensão, uma vez que os sensores são eletricamente isolados. Além disso, a placa pode ser utilizada em inversores de frequência pois as saídas de sinais PWM foram projetadas para serem configuráveis por meio de *jumpers* selecionáveis.

Os demais sub-circuitos da PCB, descritos no capítulo (4), também funcionaram conforme esperado. No entanto, apesar do projeto incluir sensores e técnicas de isolamento galvânico, observamos que algumas correções de projeto são necessárias para aumentar a segurança e o isolamento da PCB em medições de tensões maiores que 50V, tais como a inclusão de cortes entre as zonas de alta e baixa tensão.

Os dados coletados durante os procedimentos de calibração dos sensores de tensão e corrente, indicam que o sistema de aquisição de dados é funcional, o que foi suficiente para observar o padrão de curva esperado de irradiância ao longo do dia. Como evidência, podemos observar os gráficos das figuras (5.3) e (5.16). Contudo, os dados de calibração do sensor de tensão obtidos na tabela (4.2) e na figura (4.26), mostram que ainda é necessário um refinamento da calibração dos sensores, uma vez que a resposta do sensor de tensão, apesar de aparentemente ser linear, apresenta um coeficiente de normalização ligeiramente acima do valor ideal. Isso introduz um erro que aumenta linearmente com o aumento da tensão.

Para determinar a eficiência do algoritmo P&O, ainda faltam ensaios controlados com uma fonte de potência que emule as características dos módulos. Dessa forma, podemos obter estimativas para a aferição precisa de eficiência no rastreamento do MPP. Além disso, é necessário corrigir os erros que induzem variações bruscas no ciclo de trabalho. O principal efeito desses distúrbios é a abrupta queda de tensão e corrente durante um período da ordem de um segundo. Os gráficos das figuras (5.30) e (5.31) mostram as características desses distúrbios.

Nos resultados, é possível observar que as séries temporais dos dias 13/10/2024 e 14/10/2024 mostram um contraste entre diferentes coberturas de nuvens. No dia 13/10/2024 haviam nuvens esparsas, o que é caracterizado por grandes flutuações de potência em curtos intervalos de tempo. No dia 14/10/2024 o clima estava nublado. Nesse caso, vemos uma redução de corrente e potência, com muito menos variações abruptas, uma vez que a cobertura era bastante uniforme.

Por fim, concluímos que após uma validação mais rigorosa dos sensores e dados processados pela placa, trabalhos futuros podem explorar a aquisição de séries temporais mais longas, bem como a implementação e o teste de outros algoritmos MPPT e conversores CC/CC. Partes de sistemas mais complexos, como os apresentados na figura (1.3), também podem ser implementadas utilizando a placa produzida neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- HANSEN, J. E., SATO, M., SIMONS, L., et al. “Global warming in the pipeline”, *Oxford Open Climate Change*, v. 3, n. 1, pp. 33, September 2023. Disponível em: <<https://doi.org/10.1093/oxfclm/kgad008>>.
- EPE, E. D. P. E. *Balanço Energético Nacional 2023: Ano base 2022*. 2^a ed. Rio de Janeiro, RJ, Ministério de Minas e Energia, 2023.
- DE CARVALHO NETO, J. T. *Controle de um ciclo aplicado em sistemas fotovoltaicos autônomos em um Microgrid de corrente contínua*. Tese de doutorado em engenharia elétrica, Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2016.
- NGOC AN, L., TUAN, T. Q. “Dynamic Programming for Optimal Energy Management of Hybrid Wind–PV–Diesel–Battery”, *Energies*, v. 11, n. 3039, pp. 16, 2018. doi: doi:10.3390/en11113039.
- SMERS, UERGS, PUCRS, et al. *Atlas Solar: Rio Grande do Sul*. 2^a ed. Porto Alegre, Rio Grande do Sul, SMERS, 2018.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de potência*. Pearson Education do Brasil, 2014. 4^a edição.
- PISMEL, F. V. S. “Entropia de Amostra como Indicador de Padrões de Cobertura de Nuvens em Séries Temporais de Irradiância Solar”. 2023.
- KOSYACHENKO, L. *Solar Cells - Silicon Wafer-Based Technologies*. Intech, 2011. ISBN: 978-953-307-747-5. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=7d0ec5d26f1ccfaa25bc4e108ab39154>>.
- NREL. “Best Research-Cell Efficiency Chart”. 2024. Disponível em: <<https://www.nrel.gov/pv/cell-efficiency.html>>.
- PIAZZA, M. C., VITALE, G. *Photovoltaic Sources: Modeling and Emulation*. Green Energy and Technology. Springer-Verlag London, 2013. ISBN: 978-

1-4471-4377-2,978-1-4471-4378-9. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=fae60ecf95fc60982e995575d029e973>>.

CHAKRABORTY, S., SIMÕES, M. G., KRAMER, W. E. *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems. A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*. 1^a ed. London, Springer-Verlag, 2013.

WIRTH, H. *Photovoltaic module technology*. De Gruyter STEM. Walter de Gruyter, 2021. ISBN: 9783110676976,3110676974. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=10667CA2E24647ED6167E21F82EC7D0E>>.

VILLALVA, M. G., GAZOLI, J. R., FILHO, E. R. “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, pp. 1198–1208, Maio 2009. Disponível em: <[10.1109/TPEL.2009.2013862](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2013862)>.

BLAABJERG, F., CHEN, Z., KJAER, S. B. “Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 5, pp. 1184–1194, Setembro 2004. Disponível em: <[10.1109/TPEL.2004.83345](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.83345)>.

MACHADO, C. T., MIRANDA, F. S. “Energia Solar Fotovoltaica: Uma Breve Revisão”, *Revista Virtual de Química*, v. 7, n. 1, pp. 18, Fevereiro 2015. Disponível em: <[10.5935/1984-6835.20150008](https://doi.org/10.5935/1984-6835.20150008)>.

COELHO, R. F. *Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos*. Mestrado em engenharia elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

AMERESCO. *85W and 90W Photovoltaic modules 485J and 490J*, 2012. Disponível em: <<https://www.amerescosolar.com/wp-content/uploads/Ameresco-Solar-490J.pdf>>.

ELTAMALY, A. M., ABDELAZIZ, A. Y. *Modern Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Energy Systems*. Green Energy and Technology. Springer International Publishing, 2020. ISBN: 978-3-030-05577-6,978-3-030-05578-3. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=9e9677c4c4a85f71b351782b15e64b44>>.

TAJUDDIN, M. F. N., ARIF, M. S., AYOB, S. M., et al. “Perturbative methods for maximum power point tracking (MPPT) of photovoltaic (PV) systems: a

review”, *International Journal of Automation and Smart Technology*, v. 39, pp. 1579–1720, outubro 2015. ISSN: 0363-907X. doi: 10.5875/ausmt.v10i1.2144. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/er.3388>>.

CHOI, B. *Pulsewidth Modulated Dc-to-Dc Power Conversion: circuits, Dynamics, Control, and Dc Power Distribution Systems*. 2^a ed. Kyungpook National University, Daegu, Korea, John Wiley & Sons, Inc, 2022.

ERICKSON, R. W., MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of power electronics*. Springer, 2020. ISBN: 978-3-030-43879-1. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>>.

FEMIA, N., PETRONE, S., SPAGNUOLO, G., et al. *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems*. 1^a ed. 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300, CRC Press, 2013.

®BROADCOM. *ACPL-C87B, ACPL-C87A, ACPL-C870 Data Sheet. Precision Optically Isolated Voltage Sensor*, 2017. Disponível em: <<https://docs.broadcom.com/doc/AV02-3563EN>>.

©WINSON. *Hall Effect Base Linear Current Sensor*, 2020. Disponível em: <<http://www.winson.com.tw/Product/83>>.

®MICROCHIP, BAKER, B. C. *Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems*, 1999.

INSTRUMENTS, T. *Ultra-Small, Low-Power, 16-Bit Analog-to-Digital Converter with Internal Reference. Check for Samples: ADS1113 ADS1114 ADS1115*, 2009. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1113.pdf?ts=1719904241887&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F>. Revised January 2018.

AVAGO. *2.0 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated (VCE) Desaturation Detection and Fault Status Feedback*, 2015. Disponível em: <www.avagotech.com>.

BAZANELLA, A. S., SILVA, J. M. G. *Sistemas de Controle*. 1^a ed. Porto Alegre, Editora da UFRGS, 2005.

DORF, R. C., BISHOP, R. H. *Sistemas de Controle Modernos*. 8^a ed. Rio de Janeiro, RJ, LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2001.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4^a ed. São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2003.

- CHEN, C.-T. *Analog and Digital Control System Design*. Oxford University Press, USA, 2006. ISBN: 9780195310467,0195310462. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=423975c9132023f74c9ffd557fca3448>>.
- HOUPIIS, C. H., LAMONT, G. B. *Digital Control Systems*. 2^a ed. United states of America, McGraw-Hill, 1992.
- WILLIAMS, K. D., HEWITT, A. J., BODAS-SALCEDO, A. “Use of Short-Range Forecasts to Evaluate Fast Physics Processes Relevant for Climate Sensitivity”, *JAMES Journal of Advances in Modeling Earth Systems*, , n. 12, 2020. doi: <https://doi.org/10.1029/2019MS001986>.
- SILVEIRA, P. G. “Energia e mudanças climáticas: impactos socioambientais das hidrelétricas e diversificação da matriz energética brasileira”, *Opinião Jurídica*, v. 17, n. 33, pp. 123–147, 2018. doi: 10.22395/ojum.v17n33a5.
- PONTES, Y. *CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS E INJEÇÃO DE CORRENTE EM NANORREDES CC*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Ceará, Sobral, Ceará, Brasil, 2019.
- REKIOUA, D. *Hybrid Renewable Energy Systems: Optimization and Power Management Control*. Green Energy and Technology. Springer International Publishing, 2020. ISBN: 978-3-030-34020-9,978-3-030-34021-6. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=2741f8d33e53e2654c94bc1b6394ecff>>.
- REKIOUA, D., S, B., N, B. “Development of hybrid photovoltaic-fuel cell system for stand-alone application”, *Elsevier*, pp. 1–8, 2013. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2013.03.040>.
- PASTUSZAK, J., WEGIEREK, P. “Photovoltaic Cell Generations and Current Research Directions for Their Development”, *Materials*, v. 15, n. 5542, pp. 741–749, Agosto 2022.
- NAYAK, P. K., MAHESH, S., SNAITH, H. J., et al. “Photovoltaic solar cell technologies: analysing the state of the art”, *Nature Reviews Materials*, v. 4, n. 1, pp. 269–285, Março 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1038/s41578-019-0097-0>>.
- ROY, J. K., KAR, S., LESZCZYNSKI, J. *Development of Solar Cells: Theory and Experiment*. Challenges and Advances in Computational Chemistry and Physics, 32. Springer, 2021. ISBN:

3030694445,9783030694449. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=DACC85315E23A23500EEBBB6025AA60B>>.

SHARMA, S. K., ALI, K. *Solar Cells: From Materials to Device Technology*. Springer, 2020. ISBN: 9783030363536,9783030363543. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=80e6b23c8a3cacbc52af2e65c72f0e4e>>.

PIERRET, R. F. *Semiconductor Device Fundamentals*. Addison Wesley, 1996. ISBN: 0201543931,9780201543933. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=4f8eb9f7853c7873e8397b450e728004>>.

SHAH, A. *Solar Cells and Modules*. Springer Series in Materials Science 301. Springer International Publishing;Springer, 2020. ISBN: 9783030464851,9783030464875. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=155ADB5628BB8036760EAACBE8C95EE8>>.

BARBI, I. *MODELAGEM DE CONVERSORES CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados*. 1. 2015.

SAHOO, J., SAMANTA, S., BHATTACHARYYA, S. “Adaptive PID Controller with P&O MPPT Algorithm for Photovoltaic System”, *IETE Journal of Research*, p. 13, Agosto 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/03772063.2018.1497552>>.

MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Third edition*. John Wiley e Sons, 2002. ISBN: 9780471226932,0471429082.

BASSO, C. P. *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs*. McGraw-Hill, 2014. ISBN: 0071823468,9780071823463.

FEMIA, N., PETRONE, G., SPAGNUOLO, G., et al. “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 4, pp. 963–973, 2005. doi: 10.1109/TPEL.2005.850975.

LIU, S., ROGER, A. “Dynamic Multiphysics Model for Solar Array”, *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, v. 17, n. 2, pp. 10, Junho 2002. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2002.1009482>>.

ABID, A. J., AL-NAIMA, F. M. “A Photovoltaic Measurement System for Performance Evaluation and Faults Detection at the Field”, *International Journal of Automation and Smart Technology*, v. 10, pp. 409–420, junho

2020. ISSN: 2223-9766. doi: 10.5875/ausmt.v10i1.2144. Disponível em: <<https://doi.org/10.5875/ausmt.v10i1.2144>>.

DE LIMA, C. B., VILLAÇA, M. V. M. *AVR e Arduino: técnicas de projeto*. Ed. dos autores, 2012. Disponível em: <<http://bit.ly/2S37cMB>>.

CARVALHO, M. R. S. D. *Modelagem de conversor c.c./c.c. de alto ganho e alta eficiência baseado no boost com indutor acoplado e entrada intercalada para integração em módulos fotovoltaicos*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Pernambuco, Brasil, 2018.

REGES, J. P. *Desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados para sistemas fotovoltaicos*. Dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Ceará, Maracunaú, Ceará, Brasil, 2017.

SCHAFER, R. W., YODER, M. A., MCCLELLAN, J. H. *Digital Signal Processing First*. Pearson Education, Prentice Hall, 2012. ISBN: 9780136019251. Disponível em: <libgen.li/file.php?md5=214f20b76f4952b86b4742825fc7e931>.

EPCOS. *Single Ended GP – Capacitors B41821/B43821*, 2008. Disponível em: <<https://13.124.15.139/datasheet/1f9e00077030fff1?type=P&term=a7567>>.

®MICROCHIP. *ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V. 8-bit Microcontroller with 16/32/64KB In-System Programmable Flash*, 2020. Disponível em: <<https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/OTH/ProductDocuments/DataSheets/ATmega640-1280-1281-2560-2561-Datasheet-DS40002211A.pdf>>. Rev. DS40002211A-05/2020.

Apêndice A

A.1 Código do algoritmo MPPT

```
1 //Primeira versão para rodar o sistema mais completo em ATmega2560
2 //Algoritmo para implementar o conversor Boost como atuador do algoritmo MPPT
3
4 //=====
5 //----- frequência da CPU -----
6 #define F_CPU 16000000
7
8 //=====
9 //----- Bibliotecas -----
10 #include <avr/io.h>
11 #include <avr/interrupt.h>
12 // #include <util/delay.h>
13 #include <Wire.h>
14 #include "ADS1X15.h"
15 #include <PID_v2.h>
16
17 //=====
18 //----- Mapeamento de Hardware -----
19 #define pwm_mppt (1<<PB5)
20 #define pwm_boost_h (1<<PL3)
21
22 //=====
23 //----- Definições importantes -----
24 #define Freq_PWM_MPPT 31000 //frequência do PWM
25 #define Freq_PWM_BOOST 35000 //frequência do PWM
26
27 ADS1115 ADS(0x48);
28
29 //=====
30 //----- Variaveis Globais -----
31
32 float Tensao_fonte = 0,
33       V_sensor_tensao_fonte = 0,
```

```

34     V_sensor_tensao_boost = 0,
35     V_sensor_corrente_fonte = 0,
36     V_sensor_corrente_boost = 0,
37     Corrente_fonte         = 0,
38     Tensao_BOOST           = 0,
39     Corrente_BOOST         = 0,
40     Tensao_filtrada        = 0,
41     Corrente_filtrada      = 0,
42     Tensao_filtrada_BOOST = 0,
43     Corrente_filtrada_BOOST = 0,
44     D_k                    = 0,
45     D_ant                  = 0,
46     D_maxima               = 0,
47     D_minima                = 0,
48     Tensao_ref_fonte_BOOST = 0,
49     Tensao_ref_maxima_BOOST = 0,
50     Tensao_ref_minima_BOOST = 0,
51     Tensao_ref_k_BOOST     = 0,
52     Tensao_anterior        = 0,
53     Potencia_anterior      = 0,
54     Potencia_fonte         = 0,
55     limite_corrente        = 0,
56     Corrente_anterior      = 0;
57
58     unsigned long Tempo_anterior = 0,
59         Tempo_atual   = 0;
60
61     static unsigned int PASSO_MPPT   = 10,
62         Maximo_ICR1    = 0,
63         Maximo_ICR5    = 0,
64         Tensao_circ_aberto = 22.2;
65
66     // =====
67     // --- Protótipo das Funções ---
68     void Algoritmo_MPPT();
69
70     void Desloca_vetor();
71
72     void Filtro_PB_tensao_MPPT();
73
74     void Filtro_PB_corrente_MPPT();
75
76     void Filtro_PB_tensao_BOOST();
77
78     void Filtro_PB_corrente_BOOST();
79
80     // =====

```

```

81 //-----Interrupção do algoritmo MPPT-----
82
83 ISR(TIMER4_OVF_vect)
84 {
85     Algoritmo_MPPT(Corrente_filtrada, Tensao_filtrada);
86 }
87
88 //=====
89 //----- Função principal -----
90 void setup()
91 {
92     //define as saidas PWM
93     DDRB |= pwm_mppt;
94     DDRL |= pwm_boost_h;
95
96     //inicializamos os bits do PWM em LOW
97     PORTB &= ~pwm_mppt;
98     PORTL &= ~pwm_boost_h;
99
100    //configuração do PWM do timer1
101    TCCR1A = 0b10101010; //configura o PWM no modo Phase Correct com Interrupt Flag label{TCCR1A}
102        //Set ICR1 habilitada
103    TCCR1B = 0b00011001; //Pre Scaler 1:1
104
105    Maximo_ICR1 = (F_CPU / (1 + Freq_PWM_MPPT)); // define o valor máximo da
106    //Interrupt Flag Set ICR1 para a frequência do PWM escolhida
107    D_maxima = Maximo_ICR1 * 0.50; // limita o valor máximo do dutty cycle do
108    //PWM em 65%. Ganho máximo G(D) de 4,00x na tensão de entrada do conversor
109    D_minima = Maximo_ICR1 * 0.05; // limita o valor mínimo do dutty cycle do
110    //PWM em 05%. Ganho mínimo G(D) de 1,43x na tensão de entrada do conversor
111    //D_k      = Maximo_ICR1 * 0.30;
112    D_k      = D_minima + 10;
113    ICR1 = Maximo_ICR1; //atribui o valor máximo de contagem calculado àflag ICR1
114
115    //Configuração das Interrupções.
116    cli (); //desliga interrupções
117    //Configuração das interrupções por estouro do TIMER4 (16bits) para rodar o algoritmo
118    //da máquina de estados que verifica os limites seguros deoperação.
119    TCCR4B = 0b00000101; //prescaler 1:1024
120    TIMSK4 = 0b00000001; //habilita o estouro do TIMER4 como fonte de interrupção
121    TCNT4 = 64792; //inicia Timer4 para contar a partir de 64792 e
122                //estabelecer uma frequencia de 21Hz
123    sei (); //liga as interrupções
124
125    Wire.begin();
126    Serial.begin(9600);
127

```

```

128     ADS.begin();
129     ADS.setGain(1);    // 4.096V volt
130     ADS.setDataRate(5); // 0 = slow 5 = medium 7 = fast
131     ADS.setMode(0);   // continuous mode
132     ADS.readADC(0);   // first read to trigger
133
134     // set the thresholds to Trigger RDY pin
135     ADS.setComparatorThresholdLow(0x0000);
136     ADS.setComparatorThresholdHigh(0x0200);
137     ADS.setComparatorQueConvert(0);        // enable RDY pin !!
138     ADS.setComparatorLatch(0);
139     ADS.setGain(1);
140     //controlador.SetMode(AUTOMATIC);
141
142 } //FIM DA FUNÇÃO PRINCIPAL
143
144
145 //----- LOOP INFINITO -----
146 void loop()
147 { //INÍCIO DO LOOP INFINITO
148
149     float voltage = 0.0,
150     f          = ADS.toVoltage(1); // voltage factor
151
152     static int cont = 0;
153
154     V_sensor_tensao_fonte = ADS.readADC(0) * f;
155     V_sensor_corrente_fonte = ADS.readADC(1) * f;
156
157     Corrente_filtrada = 0;
158     Corrente_fonte = (V_sensor_corrente_fonte - 1.638) / 0.0101 ;
159     //calculo baseado na relação de 10.1mV/A na saída do sensor de corrente
160     Corrente_filtrada = Filtro_PB_corrente_MPPT(Corrente_fonte);
161
162     Tensao_fonte = (V_sensor_tensao_fonte - 0.00129) * 27.8;
163     //calculo baseado na relação de 4mV/V na saída do sensor de tensão
164     Tensao_filtrada = Filtro_PB_tensao_MPPT(Tensao_fonte);
165
166     Serial . print(OCR1A);
167     Serial . print(",");
168
169     Serial . print(Tensao_filtrada);
170     Serial . print(",");
171
172     Serial . print(Corrente_filtrada);
173     Serial . println(",");
174

```

```

175 } //FIM DO LOOP INFINITO
176
177
178 //=====
179 //----- Desenvolvimento das Funções -----
180
181 void Algoritmo_MPPT(float corrente, float tensao)
182 {
183     //variaveis locais da função
184
185     int      Inicializacao_MPPT = 0;
186
187     //Calculo do valor atual da potência a partir da variação da tensão
188
189     Potencia_fonte = corrente * tensao;
190
191     if(Potencia_fonte > Potencia_anterior)
192     {
193         if(D_k > D_ant)
194         {
195             D_k = D_ant += PASSO_MPPT;
196         }
197         else
198         {
199             D_k = D_ant -= PASSO_MPPT;
200         }
201     }
202     else
203     {
204         if(D_k < D_ant)
205         {
206             D_k = D_ant -= PASSO_MPPT;
207         }
208         else
209         {
210             D_k = D_ant += PASSO_MPPT;
211         }
212     }
213
214     OCR1A = D_k;
215
216     //Limites para estabelecer a saturação do volores máximos do MPPT
217     if(D_k > D_maxima)
218     {
219         D_k = D_maxima;
220     }
221     else

```

```

222     {
223         if(D_k < D_minima) D_k = D_minima;
224     }
225     //Armazenamento dos valores presentes nas variaveis de valores do passado
226     Corrente_anterior = corrente;
227     Tensao_anterior = tensao;
228     Potencia_anterior = Potencia_fonte; // Armazena o valor de potência
229                                     //calculada anteriormente
230     D_ant = D_k;
231 }
232
233
234 void Desloca_vetor(float *vetorAddr, int tam, float valor)
235 {
236     for(int k = tam - 1; k > 0; k--)
237     {
238         *(vetorAddr + k) = *(vetorAddr + k - 1);
239     }
240     *vetorAddr = valor;
241 }
242
243
244 float Filtro_PB_tensao_MPPT(float x)
245 {
246     static float y_pass1[2] = {0,0},
247     x_pass1[2] = {0,0};
248
249     const float a = 0.45,
250     b = 0.50;
251
252     float y = ((a + b) * y_pass1[0]) - (a * b * y_pass1[1]) +
253             ((1 - a - b + (a * b)) * x_pass1[1]);
254
255     Desloca_vetor(y_pass1, 2, y);
256     Desloca_vetor(x_pass1, 2, x);
257
258     return y;
259 }
260
261
262 float Filtro_PB_corrente_MPPT(float x)
263 {
264     static float y_pass2[2] = {0,0},
265     x_pass2[2] = {0,0};
266
267     const float a = 0.45,
268     b = 0.50;

```

```
269     float y = ((a + b) * y_pass2[0]) - (a * b * y_pass2[1]) +
270             ((1 - a - b + (a * b)) * x_pass2[1]);
271
272
273     Desloca_vetor(y_pass2, 2, y);
274     Desloca_vetor(x_pass2, 2, x);
275
276     return y;
277 }
```

A.2 Tópicos de Teoria de Controle

Neste capítulo serão apresentados alguns conceitos fundamentais da teoria de controle, necessários para a implementação da regulação da tensão do conversor *boost*.

De acordo com [DORF e BISHOP \(2001\)](#), um **sistema de controle**, no contexto da **Teoria de Controle**, é definido como a interconexão de componentes formando uma configuração de sistema que produzirá uma resposta desejada do sistema. Os fundamentos para a análise de um sistema são fornecidos pela teoria de sistemas lineares, que pressupõe uma relação de causa e efeito para os componentes de um sistema. Com isso, podemos descrever um **processo** ou **planta** de forma a estabelecer uma relação de entrada-saída como uma relação de causa-efeito do processo, que, por sua vez, representa o processamento de um sinal de entrada para fornecer um sinal de saída variável.

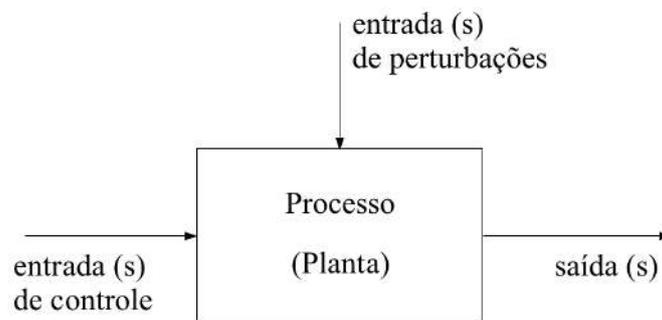


Figura A.1: Diagrama de um sistema de controle. Fonte: [BAZANELLA e SILVA \(2005\)](#)

A figura (A.1) mostra um esquema contendo os elementos básicos de um sistema. Segundo [BAZANELLA e SILVA \(2005\)](#) o sistema a ser controlado é chamado de processo ou planta. O processo aplicado na(s) entrada(s) de controle é chamado de sinal de controle ou variável manipulada, uma vez que seu valor pode ser manipulado. O sinal de saída do processo é chamado de **variável de processo** ou **variável controlada**. É o comportamento desta última variável que se deseja controlar.

A.3 Estratégias de controle

O principal objetivo de um sistema de controle é aplicar sinais adequados na entrada de controle com o intuito de alterar o comportamento do sinal de saída para um comportamento que seja pré-determinado. Além disso, o efeito da ação das perturbações aleatórias que atuam sobre esse comportamento deve ser eliminado ou amenizado.

Na literatura encontramos definidas duas grandes categorias de estratégia de controle: **sistemas de controle de malha aberta** e **sistemas de controle de**

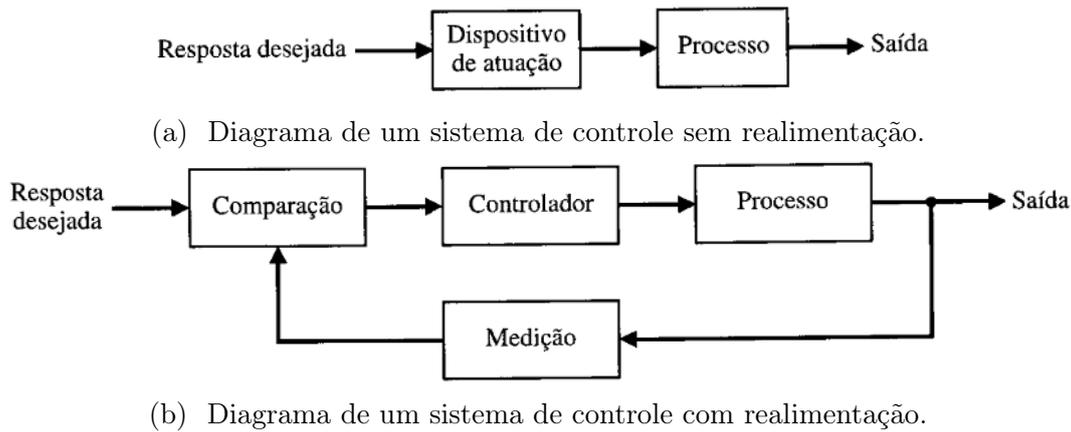


Figura A.2: Diagramas das duas principais estratégias de controle Fonte: [DORF e BISHOP \(2001\)](#)

malha fechada. A seguir temos as definições dessas estratégias de controle, descritas em [OGATA \(2003\)](#):

- **Sistemas de controle de malha aberta.** Nesse tipo de sistema de controle o sinal de saída não exerce nenhuma ação de controle do sistema. Ou seja, o sinal de saída não é medido nem realimentado para uma comparação com a entrada. Nesses casos o sistema depende de alguma calibração prévia e não responderá à perturbações internas ou externas para atuar na correção da saída. Na figura (A.2a) está representado um diagrama de blocos representando esse tipo de sistema.
- **Sistemas de controle de malha fechada.** Nesse controle existe algum tipo de realimentação, ou seja, o sinal de erro atuante, que é a diferença entre o sinal de referência de entrada e o sinal de realimentação (que pode ser o próprio sinal de saída ou uma função do sinal de saída e suas derivadas e/ou integrais), realimenta o controlador, de modo que minimize o erro e acerte a saída do sistema ao valor desejado. O diagrama que representa um sistema de controle de malha fechada é apresentado na figura (A.2b).

A análise das condições de variabilidade das fontes de energia que descrevemos no capítulo anterior nos indica que realizar um controle satisfatório do sistema que este estudo visa desenvolver só é possível quando empregamos algum controle em malha fechada. Isso permitirá manter constante o valor crítico da tensão de saída para cargas que necessitam da estabilidade dessa grandeza.

A.4 Modelagem e análise de sistemas de controle

Na maioria dos casos os sistemas reais são descritos por equações diferenciais não lineares. No entanto, para sistemas simples, é possível representá-los por uma equação diferencial linear monovariável com coeficientes constantes invariante no tempo, tal como

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_{n-1} \frac{dy}{dt} + a_n y(t) = b_0 \frac{d^m u}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} u}{dt^{m-1}} + \cdots + b_{m-1} \frac{du}{dt} + b_m u(t). \quad (\text{A.1})$$

onde a ordem $n \geq m$, $y(t)$ é a saída do sistema e $u(t)$ é a entrada. Os autores [DORF e BISHOP \(2001\)](#) definem a **função de transferência** (FT) $G(s)$ de um sistema como a relação entre a transformada de Laplace da variável de saída e a transformada de Laplace da variável de entrada, com todas as condições iniciais iguais a zero. Ou seja

$$G(s) = \frac{\mathcal{L}[\text{saída}]}{\mathcal{L}[\text{entrada}]} = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \cdots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1} s + a_n} \quad (\text{A.2})$$

onde a variável $s \in \mathbb{C}$ representa um operador diferencial $s \equiv d/dt$. Essa função permite representarmos a dinâmica do sistema a ser controlado por meio de uma simples função algébrica dependente de s . Tal abordagem facilita a representação de sistemas de controle no domínio da frequência, tornando possível construir a álgebra dos **diagramas de bloco**. Esses diagramas servem para interligar de maneira mais intuitiva as funções de transferência que descrevem os diferentes componentes do sistema físico a ser controlado. O diagrama da figura (A.3) foi construído a partir das funções de transferência que representam cada componente do sistema genérico representado no diagrama da figura (A.2). Cabe ressaltar que o método da função de transferência só é aplicável em sistemas de equações diferenciais lineares invariantes no tempo.

A função $H(s)$, apresentada no diagrama da figura (A.3), é a função de transferência do sensor. Essa função determina a resposta do sensor ao sinal de saída $Y(s)$. De acordo com [BAZANELLA e SILVA \(2005\)](#), geralmente o comportamento do sensor apresenta uma dinâmica muito mais rápida que a do processo $G(s)$. Isso possibilita aproximar $H(s)$ como um simples ganho, determinado por uma constante. O símbolo indicado como somador na figura (A.3) indica uma operação de soma ou subtração entre dos sinais de mesmas dimensões e unidades. Na figura (A.4) temos um exemplo de subtração de um valor de sinal b do sinal a . Assim podemos definir $E(s)$ como a função de transferência do sinal de erro. Por fim, o sinal de realimentação $B(s)$ é definido como $B(s) = H(s)Y(s)$.

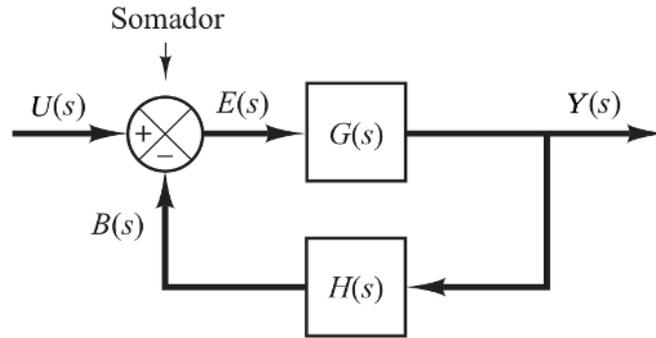


Figura A.3: Diagrama de blocos de um sistema de controle. Fonte: adaptado de [OGATA \(2003\)](#)

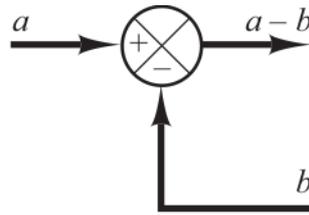


Figura A.4: Representação de uma operação de subtração dos sinais a e b . Fonte: adaptado de [OGATA \(2003\)](#)

A.4.1 Função de transferência em malha fechada

Seja o diagrama de blocos da figura (A.3), temos que:

$$Y(s) = G(s)E(s), \quad (\text{A.3})$$

e, portanto

$$Y(s) = G(s)[U(s) - H(s)Y(s)]. \quad (\text{A.4})$$

Resolvendo em termos de $Y(s)$, temos

$$Y(s)[1 + G(s)H(s)] = G(s)U(s). \quad (\text{A.5})$$

Portanto, a função de transferência que relaciona a saída $Y(s)$ com a entrada $U(s)$ em um sistema em malha fechada é dada por

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}. \quad (\text{A.6})$$

Essa função tem grande relevância, pois representa um grande número de sistemas de controle práticos existentes. O autor [BAZANELLA e SILVA \(2005\)](#) menciona que o denominador da equação (A.6) contém os polos da função de transferência. Por esse motivo a equação $1 + G(s)H(s) = 0$ é chamado de equação característica, ou polinômio característico. Veremos mais adiante que os polos e zeros da equação

característica são fundamentais para determinar a estabilidade e o desempenho do sistema.

Para representar e modelar sistemas físicos mais complexos, não-lineares e com múltiplas entradas e saídas, torna-se conveniente utilizar os sistemas de equações diferenciais em sua forma vetorial-matricial. Essa abordagem é conhecida na literatura como **Teoria de controle moderno**. Tal nomenclatura, segundo [OGATA \(2003\)](#), é dada pelo fato de que a teoria antecessora, a **Teoria de controle clássica** permite descrever apenas sistemas simples, com equações diferenciais invariantes no tempo, ou seja: de uma única relação linear entrada-saída. Por isso, para o caso do sistema em estudo nessa dissertação, os métodos de modelagem em espaço de estados simplificarão a análise do sistema.

Seja $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)] \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estados que determina o estado do sistema, onde a dimensão n define o conjunto mínimo de variáveis de estado $x_n(t)$ necessárias para descrever completamente o sistema. Dizemos que o espaço \mathbb{R}^n é o espaço de estados do sistema, onde um ponto nesse espaço determina o estado do sistema num certo instante t . Portanto, as equações que definem o sistema podem ser escritas como

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t), \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t). \quad (\text{A.8})$$

As equações (A.7) e (A.8) são chamadas de equações de estado e de saída, respectivamente. Os sinais de entrada são as componentes do vetor de estado com p entradas, tal que $\mathbf{u}(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_p(t)]$. Se as funções vetoriais \mathbf{f} e \mathbf{g} forem explicitamente dependentes do tempo, dizemos que o sistema é variante no tempo. Linearizando as equações (A.7) e (A.8) por meio de expansão em séries de Taylor ao redor de um ponto de operação do sistema, obtemos

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t), \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t) \quad (\text{A.10})$$

onde as matrizes $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}(t)$, $\mathbf{C}(t)$ e $\mathbf{D}(t)$ são as matrizes de estado, entrada, saída e transmissão direta, respectivamente. Para um sistema invariante no tempo, onde os coeficientes das matrizes que determinam os parâmetros do sistema não variam no tempo, como é o caso da maioria dos sistemas simples, podemos reescrever as equações (A.9) e (A.10) como

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t), \quad (\text{A.11})$$

$$y = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + Du(t). \quad (\text{A.12})$$

Para obter a FT de um sistema definido pelas equações (A.11) e (A.12) aplicamos a transformada de Laplace:

$$\mathcal{L}(\dot{\mathbf{x}}(t)) = \mathcal{L}(\mathbf{A}\mathbf{x}(t)) + \mathcal{L}(\mathbf{B}u(t)) \quad (\text{A.13})$$

$$\mathcal{L}(y(t)) = \mathcal{L}(\mathbf{C}\mathbf{x}(t)) + \mathcal{L}(Du(t)) \quad (\text{A.14})$$

$$s\mathbf{X}(s) - \mathbf{x}(0) = \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}U(s) \quad (\text{A.15})$$

$$Y(s) = \mathbf{C}\mathbf{X}(s) + DU(s) \quad (\text{A.16})$$

Isolando $\mathbf{X}(s)$ na expressão (A.15), obtemos

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}U(s) \quad (\text{A.17})$$

Substituindo $\mathbf{X}(s)$ na equação de saída (A.16), chegamos em:

$$Y(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + D]U(s) \quad (\text{A.18})$$

onde \mathbf{I} é a matriz identidade. Pela definição (A.2), a função de transferência desse sistema é dada por

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{B} + D \quad (\text{A.19})$$

A expressão (A.19) é um importante resultado em sistemas de controle, pois fornece a função de transferência de qualquer sistema a partir de suas matrizes de estado.

A.5 Análise da resposta transitória do sistema no domínio do tempo

Uma vez que temos definidas as funções de transferência, podemos obter a resposta no domínio do tempo por meio das transformadas inversas de Laplace. Isso nos permite analisar o desempenho da resposta do sistema quando este é submetido a perturbações nos sinais de entrada. Nessa seção, baseada nos livros de [OGATA \(2003\)](#), [HOUPIS e LAMONT \(1992\)](#), [CHEN \(2006\)](#), [DORF e BISHOP \(2001\)](#), apresentamos as principais definições de parâmetros para a análise da resposta temporal de sistemas de controle.

A resposta transitória de um sistema a uma entrada em degrau unitário depende das condições iniciais. Por convenção, é uma prática padrão assumir a condição

inicial do sistema inicialmente em repouso, onde o valor da variável de saída e todas as suas derivadas em função do tempo iguais a zero. Essa abordagem torna possível a comparação entre as respostas transitórias de inúmeros sistemas. Dessa forma, as características de resposta de diferentes sistemas podem ser facilmente comparadas.

A característica mais notável e frequente da resposta transitória de um sistema de controle é a presença de oscilações amortecidas antes do regime permanente ser atingido. Sistemas representados por FTs de segunda ordem apresentam esse tipo de comportamento, sendo bons exemplos para a análise do desempenho da resposta do sistema a uma entrada em degrau unitário. A forma padrão de uma FT em malha fechada de sistemas de segunda ordem é dada por

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2} \quad (\text{A.20})$$

A figura (A.5) nos permite visualizar a localização dos polos da FT (A.20) no plano de s para valores distintos de ζ .

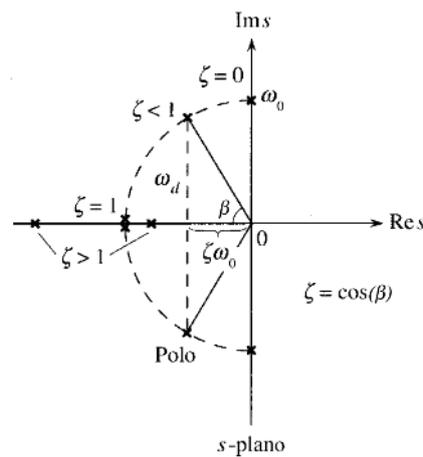


Figura A.5: Polos do sistema de segunda ordem em malha fechada. Fonte: adaptado de CHEN (2006)

Vemos que a dinâmica desse sistema depende dos parâmetros ζ e ω_0 . Se $0 < \zeta < 1$, os polos de malha fechada são complexos conjugados e se situam no semiplano esquerdo do plano s . O sistema é então chamado subamortecido, e a resposta transitória é oscilatória. Se $\zeta = 0$, a resposta transitória não decai. Se $\zeta = 1$, o sistema é denominado criticamente amortecido. Os sistemas superamortecidos correspondem a $\zeta > 1$.

Vamos agora construir um sistema como o mostrado pela figura (A.6), que representa a resposta a uma entrada em degrau unitário.

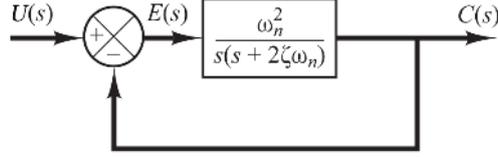


Figura A.6: Sistema de segunda ordem em malha fechada. Fonte: adaptado de OGATA (2003)

De acordo com HOUPIS e LAMONT (1992), o sistema da figura (A.6), quando o submetemos a uma entrada em degrau unitário, $Y(s)$ pode ser reescrito como

$$Y(s) = \frac{1}{s} \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{A.21})$$

para um caso subamortecido $0 < \zeta < 1$, podemos decompor a expressão (A.21) em

$$Y(s) = \frac{1}{s} - \frac{s + 2\zeta\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_d^2} \quad (\text{A.22})$$

onde $\omega_d = \omega_0\sqrt{1 - \zeta^2}$, que é chamada de frequência natural amortecida do sistema. Resolvendo a equação (A.22) por transformada inversa de Laplace, obtemos

$$\mathcal{L}^{-1}[Y(s)] = y(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_0 t} \left[\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_d t) + \cos(\omega_d t) \right] \quad (\text{A.23})$$

ou, de maneira mais simples,

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) \quad (\text{A.24})$$

Vemos claramente que a equação (A.23) é apresenta uma oscilação amortecida na frequência de ω_d , devido ao produto do termo exponencial decrescente pelo seno de ω_d . O sinal de erro do sistema é a diferença entre a entrada e a saída, o seja

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (\text{A.25})$$

Como a entrada é um degrau unitário, temos:

$$e(t) = \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_d t + \cos^{-1}(\zeta)) \quad (\text{A.26})$$

Ou seja, o sinal de erro apresenta o mesmo comportamento de oscilação amortecida, porém tendendo a zero em regime permanente.

Usando a resposta temporal obtida em (A.23) como objeto de análise, iremos definir alguns parâmetros de tempo importantes para caracterizar a resposta do

sistema. A figura (A.7) ilustra a resposta transitória típica para a equação (A.23), onde as principais especificações de tempo são apresentadas.

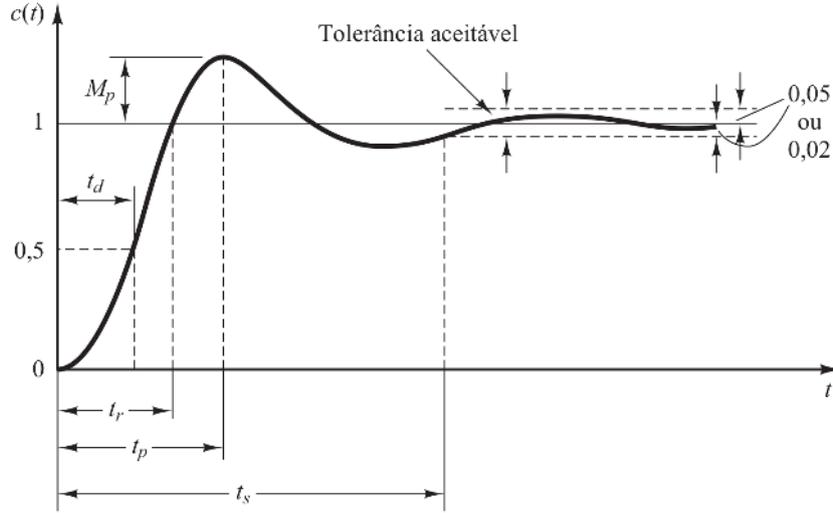


Figura A.7: Resposta temporal de um sistema de segunda ordem. Fonte: adaptado de HOUPIS e LAMONT (1992)

Tempo de atraso: t_d . É o tempo necessário para que a resposta alcance a metade de seu valor final pela primeira vez.

Tempo de subida: t_r . É o tempo requerido para que a resposta passe de 10 a 90%, ou de 5% a 95%, ou de 0% a 100% do valor final. Para sistemas de segunda ordem subamortecidos, o tempo de subida de 0% a 100% é o normalmente utilizado. Para os sistemas superamortecidos, o tempo de subida de 10% a 90% é o mais comumente utilizado. O valor desse tempo é obtido igualando a função (A.23) a 1. Ou seja:

$$y(t_r) = 1 = 1 - e^{-\zeta\omega_0 t} \left[\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) + \cos(\omega_d t) \right] \quad (\text{A.27})$$

Para que a equação (A.27) seja satisfeita, devemos ter

$$\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) + \cos(\omega_d t) = 0 \quad (\text{A.28})$$

Tendo definido que $\omega_d = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}$ e $\zeta\omega_0 = \sigma$, podemos concluir que

$$\tan(\omega_d t_r) = -\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} = -\frac{\omega_d}{\sigma} \quad (\text{A.29})$$

Com isso podemos determinar o tempo de subida t_r , dado por

$$t_r = \frac{1}{\omega_d} \tan^{-1} \left(-\frac{\omega_d}{\sigma} \right) = \frac{\pi - \beta}{\omega_d} \quad (\text{A.30})$$

onde o ângulo β foi definido na figura (A.5).

Tempo de pico: t_p . É o tempo para que a resposta atinja o primeiro pico de sobressinal, dado por

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (\text{A.31})$$

Máximo sobressinal: M_p . É o valor máximo de pico da curva de resposta (em porcentagem), medido a partir da unidade, ocorrendo no tempo de pico $t_p = \pi/\omega_d$. Se o valor final da resposta em regime permanente diferir da unidade, então é comum utilizar porcentagem máxima de sobressinal, definida por:

$$\%M_p = \frac{y(t_p) - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100\% \quad (\text{A.32})$$

No entanto, para um valor de saída em regime permanente igual a unidade, M_p é determinado por

$$M_p = (y(t_p) - 1) \times 100\% = e^{-\frac{\sigma\pi}{\omega_d}} \quad (\text{A.33})$$

O valor máximo (em porcentagem) do sobressinal indica diretamente a estabilidade relativa do sistema.

Tempo de acomodação: \mathcal{T}_ε . É o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores em uma faixa $\pm\varepsilon$ (geralmente de 2% ou 5% de $y(t = \infty)$) em torno do valor final, aí permanecendo indefinidamente. Ou seja, deve satisfazer a condição

$$y(t) \in [(1 - \varepsilon), (1 + \varepsilon)] \forall t > \mathcal{T}_\varepsilon \quad (\text{A.34})$$

O tempo de acomodação está relacionado à maior constante de tempo do sistema de controle. Pode-se determinar qual porcentagem deve ser utilizada no critério de erro a partir dos objetivos do projeto do sistema em questão.

Essa constante de tempo $1/\zeta\omega_0$ que determina a velocidade de decaimento está relacionada às curvas envoltórias da equação (A.24), dadas por

$$\varepsilon(t) = 1 \pm \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (\text{A.35})$$

Para um critério de $\varepsilon = \pm 2\% \times y(t = \infty)$ costuma-se adotar um tempo de acomodação

$$\mathcal{T}_\varepsilon = \frac{4}{\zeta\omega_0} \quad (\text{A.36})$$

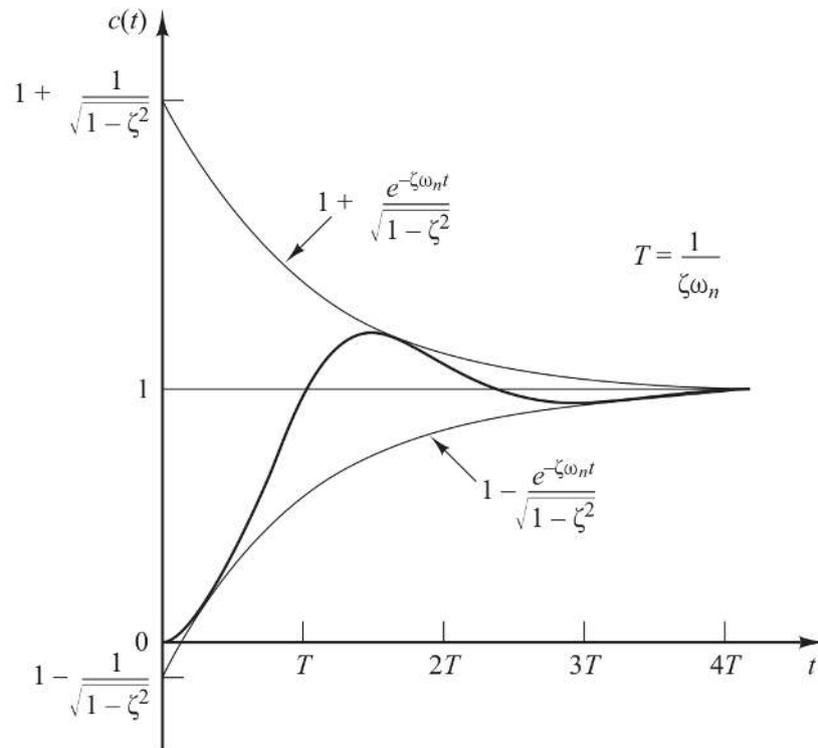


Figura A.8: Resposta temporal de um sistema de segunda ordem. Fonte: adaptado de [OGATA \(2003\)](#)

Os parâmetros de tempo definidos nesse capítulo serão de grande importância para determinar os critérios de estabilidade exigidos nas aplicações MPPT que abordaremos em detalhes no capítulo (3).