

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO,
CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS RENOVÁVEIS

Igor Rocha de Sousa

SISTEMA DE BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO COM CONVERSORES ELETRÔNICOS INTEGRADOS

Fortaleza, Ceará

2020

Igor Rocha de Sousa

SISTEMA DE BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO COM CONVERSORES ELETRÔNICOS INTEGRADOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Energias Renováveis do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará como requisito para a obtenção do título de mestre em energias renováveis. Área de concentração: Energias Renováveis.

Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros
Orientador

Fortaleza, Ceará

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Instituto Federal do Ceará - IFCE
Sistema de Bibliotecas - SIBI
Ficha catalográfica elaborada pelo SIBI/IFCE, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S725s Sousa, Igor Rocha de.
Sistema de bombeamento fotovoltaico com conversores eletrônicos integrados / Igor Rocha de Sousa. - 2020.
224 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal do Ceará, Mestrado em Energias Renováveis, Campus Maracanaú, 2020.
Orientação: Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros.

1. Sistema de bombeamento fotovoltaico. 2. Rastreamento de máxima potência. 3. Motor de indução trifásico. I. Titulo.

CDD 620.91

IGOR ROCHA DE SOUSA

SISTEMA DE BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO COM CONVERSORES ELETRÔNICOS INTEGRADOS

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-graduação em Energias Renováveis do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Energias Renováveis, área de concentração Energias Renováveis.

Aprovada em 20 / 02 / 2020 .

BANCA EXAMINADORA

_____

Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros (Orientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

_____

Prof. Dr. René Pastor Torrico-Bascopé
Universidade Federal do Ceará- UFC

_____

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará- UFC

Dedico este trabalho aos meus pais.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, Izaías Carlos de Sousa e Ivonete Rocha de Sousa, por todos os esforços envolvidos para me dar a oportunidade de me aprofundar nos estudos.

À toda minha família, em especial minhas avós Antônia Pereira de Sousa e Francisca Rocha Lima, e meus avôs Pedro Elias de Sousa e Valdomiro Araújo Lima.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE), em especial ao Laboratório de Processamento de Energias (LPE), por me propiciar experiências únicas de conhecimento e amizade.

Ao meu orientador, prof. Cláudio Sá, pela orientação sem igual, por todo o conhecimento repassado ao longo desses 6 anos de convivência e pela confiança quanto à execução deste trabalho.

Um agradecimento especial à minha namorada, Patrícia Tavares Leitão, pelo apoio incondicional, pelos incentivos nos momentos de exaustão, e pela total compreensão.

A todos os cientistas que vieram antes deste trabalho, tornando-o possível, assim como o apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES)

Por fim, aos amigos do LPE, Andeferson Mendes, Estênio Neto, Luís Matias, Paulo Ernesto e Rogério Segundo, pela ajuda.

"Vivemos em uma sociedade extremamente dependente da ciência e tecnologia, na qual pouquíssimos sabem alguma coisa sobre ciência e tecnologia. Isto é uma clara prescrição para o desastre"
(Carl Sagan, 1990, em "The Skeptical Inquirer")

Resumo

Neste trabalho é apresentada uma proposta de sistema de bombeamento que utiliza quatro painéis fotovoltaicos de $270\,W_p$ como fonte de energia para acionar um conjunto motor-bomba trifásico multiestágio de $0,5\,CV$ de potência. O condicionamento da energia é realizado por dois dispositivos eletrônicos integrados, um conversor CC-CC *boost* de alto ganho de tensão e alto rendimento baseado na célula de comutação de três estados, e um inversor de frequência variável trifásico de dois níveis. Não há baterias. O controle da tensão de saída do conversor CC-CC *boost* é realizado através de um controlador PI digital para o modo de condução contínua e por um controlador *fuzzy* para o modo de condução descontínua. O acionamento do inversor de frequência variável trifásico é realizado com a técnica de modulação por vetores espaciais. O rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos é feito através de um sistema *fuzzy*. A variável de controle é a frequência comandada do motor. A relação V/f do inversor é alterada nos momentos em que o sistema estiver operando com baixíssima irradiância solar, como no amanhecer, entardecer e dias nublados, prolongando assim o tempo de bombeamento. Todas as ações e comandos eletrônicos são realizados por um único processador digital. O sistema proposto possui rendimento de $15,9\,\%$. Em um dia típico, o sistema é capaz de bombear a uma vazão média de $617,9\,l/h$ e pressão média de $2,98\,bar$, com máxima de $894,4\,l/h$ e $5,95\,bar$, totalizando $5813,7\,l$ bombeados em $9:23\,h$ de funcionamento.

Palavras-chaves: Sistema de bombeamento fotovoltaico; Rastreamento de máxima potência; Motor de indução trifásico.

Abstract

In this work, a proposal for a pumping system that uses four $270\,W_p$ photovoltaic panels as power source to drive a $0.5\,CV$ three-phase multistage motor-pump is presented. The power conditioning is performed by two integrated electronic devices, a high voltage gain and high efficiency boost converter based on three-state switching cells, and a two-levels three-phase variable frequency inverter. There are no batteries. The output voltage control of the DC-DC boost converter is performed by a digital PI controller for continuous conduction mode, and by a fuzzy controller for discontinuous conduction mode. The drive of the three-phase variable frequency inverter is performed using the space vector modulation technique. The tracking of the maximum power point of the panels is performed by a fuzzy system acting on the commanded frequency of the motor-pump set. The V/f ratio of the inverter is changed when the system is operating with very low solar radiation, such as at sunrise, sunset and cloudy days, extending the pumping time. All electronic actions and commands are performed by a single digital processor device. The proposed system has $15.9\,\%$ efficiency. On a typical day, the system is capable of pumping at $617.9\,l/h$ of average flow rate and $2.98\,bar$ of average pressure, with a maximum of $894.4\,l/h$ and $5.95\,bar$, totalizing $5813.7\,l$ pumped into $9:23\,h$ of operation.

Key-words: Photovoltaic pumping system; Maximum power point tracking; Induction motor.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Radiação solar global diária - média anual. 26
Figura 2 – Sistema fotovoltaico típico de bombeamento. 28
Figura 3 – Sistema de bombeamento utilizado por Raju, Kanik e Jyoti (2008). . . 30
Figura 4 – Sistema de bombeamento utilizado por Vongmanee (2004). 30
Figura 5 – Sistema de bombeamento utilizado por Vitorino e Corrêa (2008). . . . 31
Figura 6 – Sistema de bombeamento utilizado por Filho et al. (2018). 31
Figura 7 – Ligação série/paralelo de células fotovoltaicas. 36
Figura 8 – Ação do diodo de *bypass*. 37
Figura 9 – Posição dos diodos de bloqueio. 37
Figura 10 – Modelos elétricos de uma célula fotovoltaica. 38
Figura 11 – Curvas características $I - V$ de uma célula fotovoltaica. 39
Figura 12 – Curvas características $P - V$ de uma célula fotovoltaica. 40
Figura 13 – Mudança da curva $P - V$. 40
Figura 14 – Sistema de controle da queda de tensão do barramento CC. 41
Figura 15 – Algoritmo do P&O simples. 43
Figura 16 – Estrutura de um sistema *fuzzy*. 44
Figura 17 – Conversor CC-CC *boost* clássico. 46
Figura 18 – Efeito de elementos parasitas no ganho do conversor CC-CC *boost* clássico. 46
Figura 19 – Diagrama do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. 47
Figura 20 – Diagrama do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE com 2 secundários. . 48
Figura 21 – Sinais das chaves S_1 e S_2. 49
Figura 22 – Diagrama de um inversor de frequência variável trifásico de dois níveis. 51
Figura 23 – Exemplo de tensões de linha para um acionamento de MIT. 52
Figura 24 – Modulação por largura de pulso com onda portadora. 53
Figura 25 – Formas de onda de um inversor de frequência variável trifásico com SPWM. 54
Figura 26 – Combinações possíveis para um inversor trifásico de dois níveis. 56
Figura 27 – Vetores espaciais projetados no plano $\alpha\beta$. 57
Figura 28 – Relações V/f aplicadas à diferentes cargas. 60
Figura 29 – Diagrama do sistema proposto. 61
Figura 30 – Pontos da curva $I - V$ para cálculo de dV/dI em V_{oc}. 63
Figura 31 – Painel fotovoltaico gerado na plataforma PSIM. 63
Figura 32 – Simulação das curvas de um painel CS6K-270 em STC. 64
Figura 33 – Painéis fotovoltaicos no PSIM. 65
Figura 34 – Simulação das curvas para quatro painéis CS6K-270 em STC. 66

Figura 35 – Simulação das curvas para quatro painéis CS6K-270 em 1000 W/m^2 e 62 $°C$. 67
Figura 36 – Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE no PSIM. 68
Figura 37 – Teste de funcionamento do conversor CC-CC *boost* simulado. 69
Figura 38 – Inversor de frequência no PSIM. 70
Figura 39 – Teste de funcionamento do inversor de frequência variável simulado. . . 71
Figura 40 – Subcircuito do acionamento SVPWM para MIT no PSIM. 73
Figura 41 – Circuito de teste do SVPWM para MIT. 74
Figura 42 – Espectro de Fourier de V_{ab} para diferentes sequências de chaveamento. 75
Figura 43 – Resposta ao teste do SVPWM para MIT. 76
Figura 44 – Importância da informação de V_{cc} para as Equações SVPWM 78
Figura 45 – Lugar das raízes para o controlador PI clássico digital projetado. 79
Figura 46 – Sistema de controle digital do conversor CC-CC *boost*. 80
Figura 47 – Sistema de controle digital do conversor CC-CC *boost* utilizado no PSIM. 81
Figura 48 – Teste de funcionamento do controlador do conversor CC-CC *boost* no PSIM com carga. 82
Figura 49 – Resposta do controlador PI clássico digital para carga de 30 $k\Omega$. 83
Figura 50 – Resposta do conversor CC-CC *boost* a um degrau de razão cíclica. . . . 84
Figura 51 – Comparação entre o modelo e o sistema real à resposta em degrau. . . 85
Figura 52 – Lugar das raízes para sistema com controlador PI clássico digital. . . . 86
Figura 53 – Lugar das raízes para sistema com controlador PID clássico digital. . . 87
Figura 54 – Diagrama de blocos do sistema de controle com servossistema com integrador. 88
Figura 55 – Simulações do sistema de controle moderno com servossistema com integrador. 89
Figura 56 – Diagrama de blocos do sistema de controle *fuzzy*. 90
Figura 57 – Funções de pertinência dos universos de discurso das variáveis *fuzzy*. . . 91
Figura 58 – Resposta do controle *fuzzy* no PSIM. 92
Figura 59 – Comparação das técnicas de controle para o conversor CC-CC *boost* em MCD. 92
Figura 60 – Simulação da integração dos componentes do sistema. 93
Figura 61 – Resultado da simulação do sistema integrado. 94
Figura 62 – Sistema eletrônico integrado utilizado neste trabalho. 96
Figura 63 – DSP TMS320F2812 presente na placa de desenvolvimento da *Spectrum Digital*. 97
Figura 64 – Circuito de *driver* e *snubber* do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. . 98
Figura 65 – Conversor CC-CC *boost* utilizado no sistema proposto. 98
Figura 66 – Teste de bancada do conversor CC-CC *boost* conectado ao DSP. 99
Figura 67 – Filtro passa-baixa Sallen-Key de segunda ordem. 99

Figura 68 – Diagrama de Bode do filtro projetado. 100
Figura 69 – Circuito dos filtros passa-baixas projetados. 101
Figura 70 – Sinal do sensor de tensão filtrado. 102
Figura 71 – Circuito de alimentação dos três *drivers* SKHI-20opA. 103
Figura 72 – Circuito de *buffer* e *driver* dos IGBTs. 104
Figura 73 – Inversor de frequência e placa de *drivers*. 105
Figura 74 – Placa de interface de sinais do sistema. 106
Figura 75 – *Display* LCD com informações do sistema durante funcionamento. . . . 106
Figura 76 – Esquema do sistema hidráulico. 107
Figura 77 – Sistema de bombeamento completo. 108
Figura 78 – Sistema de aquisição. 109
Figura 79 – Teste de bancada do inversor de frequência variável conectado ao DSP. 110
Figura 80 – Espectro de Fourier dos sinais adquiridos na Figura 79. 111
Figura 81 – Resposta do controlador de tensão PI clássico à carga em rampa. . . . 112
Figura 82 – Curva de potência dos painéis ao teste de rampa com controlador PI clássico. 113
Figura 83 – Resposta do controlador de tensão *fuzzy* à carga em rampa. 114
Figura 84 – Curva de potência dos painéis ao teste de rampa com controlador híbrido. 115
Figura 85 – Vazão e pressão do sistema para diferentes relações entre V_{rms} e f_{cmd}. . 116
Figura 86 – Diagrama de blocos do sistema MPPT. 117
Figura 87 – Curvas de frequência de rampa e potência dos painéis do teste em rampa. 119
Figura 88 – Trajeto do ponto de operação durante o teste em rampa. 119
Figura 89 – Discretização de ΔP_{pv} e ΔV_{pv} em resposta à rampa de frequência da Figura 87. 120
Figura 90 – Limites das funções de pertinências das entradas do MPPT *fuzzy*. . . . 121
Figura 91 – Representação das Funções de Pertinências das variáveis ΔP_{pv} e ΔV_{pv}. 122
Figura 92 – Condições básicas para a saída do MPPT *fuzzy* proposto. 123
Figura 93 – Condições utilizadas para gerar as regras do MPPT *fuzzy* 124
Figura 94 – Representação da primeira versão das Funções de Pertinência da saída Δf_{cmd}. 126
Figura 95 – Um exemplo do centro de massa das implicações na saída *fuzzy*. 127
Figura 96 – Simulações dos MPPTs *fuzzy* às entradas reais da Figura 89. 128
Figura 97 – Aplicação real da primeira versão do MPPT *fuzzy* ao sistema. 129
Figura 98 – Razão cíclica e barramento CC durante o teste real da Figura 97. . . . 130
Figura 99 – Representação da segunda versão das Funções de Pertinência da saída Δf_{cmd}. 131
Figura 100 – Aplicação real da segunda versão do MPPT *fuzzy* ao sistema. 131
Figura 101 – Trajeto do ponto de operação durante a aplicação da versão 2 do MPPT *fuzzy*. 132

Figura 102 – Representação da versão final das Funções de Pertinência da saída Δf_{cmd}. 133
Figura 103 – Curva $P - f_{cmd}$ obtida a partir da Figura 87. 134
Figura 104 – Diferentes condições de operação para $P_{pv} = 115\,W$. 135
Figura 105 – Relação V/f em diferentes situações de trabalho. 137
Figura 106 – Fluxograma simplificado do sistema de bombeamento proposto. 140
Figura 107 – Aplicação real da versão final do MPPT *fuzzy* ao sistema. 141
Figura 108 – Trajeto do ponto de operação durante a aplicação da versão final do MPPT. 142
Figura 109 – Partida do sistema com pertubações de irradiância 143
Figura 110 – Pertubações de irradiância durante estado permanente. 144
Figura 111 – Sequência de grandes pertubações de irradiância. 145
Figura 112 – Partida com irradiância média. 146
Figura 113 – Partida com baixa irradiância. 147
Figura 114 – Partida com baixíssima irradiância e mudança de V/f de $3,6$ para $2,4$. 148
Figura 115 – Retorno da relação V/f de 2,4 para 3,6. 149
Figura 116 – Desligamento automático do sistema durante entardecer. 150
Figura 117 – Teste de potência do sistema de bombeamento. 151
Figura 118 – Comportamento do sistema sob queda suave de irradiância. 152
Figura 119 – Retirada de $5\,Hz$ em degrau. 154
Figura 120 – Dia típico de bombeamento. 155
Figura 121 – Início de bombeamento causado pela passagem de nuvem. 157
Figura 122 – Amanhecer durante as aquisições deste trabalho. 158
Figura 123 – Curvas de rendimento do sistema de bombeamento proposto. 159
Figura 124 – Fluxo de potência do sistema proposto para $f_{cmd} = 50\,Hz$. 161
Figura 125 – Inversor de frequência trifásico de dois níveis para MIB. 175
Figura 126 – MIB e suas conexões ao inversor de frequência trifásico. 176
Figura 127 – Hexágono de vetores espaciais para MIB. 177
Figura 128 – Subcircuito de acionamento SVPWM para MIB no PSIM. 179
Figura 129 – Subcircuito do MIB no PSIM. 183
Figura 130 – Teste do MIB no PSIM. 183
Figura 131 – Correntes e velocidade do MIB para alimentação senoidal. 184
Figura 132 – Circuito de teste do SVPWM para MIB em inversor trifásico. 184
Figura 133 – Correntes e velocidade do MIB acionado por um inversor trifásico. . . . 185
Figura 134 – Tensões e correntes estatóricas do MIB acionado por um inversor trifásico. 185
Figura 135 – Circuito eletrônico do protótipo. 211
Figura 136 – Cápsula do protótipo. 211
Figura 137 – Etapas do processo de desenvolvimento do protótipo. 212
Figura 138 – Sensores alinhados sob mesma plataforma. 212
Figura 139 – Dados normalizados a serem utilizados para regressão. 213

Figura 140 – Valores estimados *versus* medidos de irradiância. 215
Figura 141 – Comparação entre os valores medidos e estimados. 215
Figura 142 – Etapas do sistema de medição de irradiância embarcado. 216
Figura 143 – Fixação do protótipo aos painéis fotovoltaicos. 217
Figura 144 – Circuito de transmissão da informação de irradiância. 218
Figura 145 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados desenvolvido no *Labview*. 219
Figura 146 – Tela de interface gráfica do sistema de aquisição de dados no *Labview*. . 220
Figura 147 – Diagrama eletrônico dos circuitos de medição de tensão e corrente. . . 221
Figura 148 – Resposta em frequência do sensor à vazão. 222
Figura 149 – Diagrama eletrônico dos circuitos de medição de vazão, pressão e irradiância. 222
Figura 150 – Resultado do circuito condicionador de vazão. 223

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação das técnicas de MPPT. 42
Tabela 2 – Regras *fuzzy* do controle de tensão *fuzzy*. 91
Tabela 3 – Descrição das Funções de Pertinências das variáveis ΔP_{pv} e ΔV_{pv}. . . . 122
Tabela 4 – Regras *fuzzy* do MPPT. 125
Tabela 5 – Graus de pertinência de saída. 127
Tabela 6 – Características das diferentes condições de operação da Figura 104. . . 135
Tabela 7 – Variáveis do sistema referentes à Figura 120. 156
Tabela 8 – Detalhes das curvas de rendimento da Figura 123. 160
Tabela 9 – Métricas do protótipo de sensor de irradiância embarcado. 216

Lista de abreviaturas e siglas

A/D	Analógico/Digital
AGT-CCTE	Alto Ganho de Tensão baseado na Célula de Comutação de Três Estados
BFV	*Best Fixed Voltage*
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
D/A	Digital/Analógico
DSP	*Digital Signal Processor*
EESI	Equações de Estado com Servossistema com Integrador
EQM	Erro Quadrático Médio
ESD	*Electrostatic Discharge*
FSF	*Frequency Scaling Factor*
FP	Função de Pertinência
IFCE	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
IncCond	Incremento de Condutância
LCD	*Liquid Crystal Display*
LDR	*Light Dependent Resistor*
LERES	Laboratório de Energias Renováveis Eólica e Solar
LPE	Laboratório de Processamento de Energia
LRCM	*Linear Reoriented Coordinates Method*
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua

MIB	Motor de Indução Bifásico
MIT	Motor de Indução Trifásico
MLP	*Multilayer Perceptron*
MOSFET	*Metal Oxide Semiconductor Field Effect*
MPP	*Maximum Power Point*
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
NG	Função de Pertinência Negativo Grande
NP	Função de Pertinência Negativo Pequeno
NTC	*Negative Temperature Coefficient*
OCC	*One-Cycle Control*
P&O	Perturba e Observa
PG	Função de Pertinência Positivo Grande
PI	Proporcional-Integrador
PID	Proporcional-Integrador-Derivativo
PP	Função de Pertinência Positivo Pequeno
PV	Painéis Fotovoltaicos
PWM	*Pulse Width Modulation*
RCC	*Ripple Correlation Control*
RMS	*Root Mean Square*
SPWM	*Sinusoidal Pulse Width Modulation*
SVM	*Space Vector Modulation*
SVPWM	*Space Vector Pulse Width Modulation*
STC	*Standard Test Conditions*
ZE	Função de pertinência Zero

Lista de símbolos

$^{\circ}C$	Unidade de temperatura (grau Celsius)
a, b, c	Sinais de acionamento das chaves Q1, Q3 e Q5, respectivamente
$_a$	Notação referente à bobina principal do MIB
A	Unidade de corrente elétrica (Ampères)
$\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$	Complemento dos sinais a, b, e c respectivamente
$_b$	Notação referente à bobina auxiliar do MIB
bar	Unidade de pressão (bar)
CV	Unidade de potência (cavalo-vapor)
$\frac{d}{dt}$	Representação matemática da derivada
D	Razão cíclica
ΔP_{pv}	Variação de potência elétrica dos painéis fotovoltaicos
ΔV_{pv}	Variação de tensão elétrica dos painéis fotovoltaicos
E	*Enable*
$E(z)$	Sinal de erro do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
F	Unidade de capacitância elétrica (Farad)
f_c	Frequência de corte do filtro projetado
f_{cmd}	Frequência comandada do motor
f_{pwm}	Frequência do chaveamento PWM
F_Q	Fator de qualidade
G	Ganho estático de um conversor CC-CC *boost*
$G_p(z)$	Ganho da planta do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
$G_{pi}(z)$	controlador PI do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
Hz	Unidade de frequência (Hertz)

$H(z)$	Ganho do sensor de tensão do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
$\mathfrak{Im}$	Representação da parte imaginária de um número complexo
$\boldsymbol{i}$	Vetor de correntes do MIB
I	Corrente elétrica
$\boldsymbol{I}$	Matriz Identidade
I_θ	Incremento de θ
I_{ab}	Corrente elétrica entre as fases A e B do inversor de frequência variável
I_{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
J	Momento de inércia do MIB
$\boldsymbol{K}_{1,2}$	Vetor de ganhos do controle por EESI para dois estados
K_a	Coeficiente de atrito do MIB
K_f	Ganho do filtro
K_{fuzzy}	Ganho da saída do sistema *fuzzy*
K_{ps}	Relação primário-secundário.
$K_{ps_{N_{sec}}}$	Relação primário-secundário do n-ésimo secundário.
l	Unidade de volume (Litro)
$\boldsymbol{L}$	Matriz de indutâncias do MIB
l/h	Unidade de vazão (Litros por hora)
L_{ars}	Amplitude da indutância mútua entre a bobina principal do rotor e estator
L_{brs}	Amplitude da indutância mútua entre a bobina auxiliar do rotor e estator
L_{lar}	Indutância de dispersão da bobina principal do rotor
L_{las}	Indutância de dispersão da bobina principal do estator
L_{lbr}	Indutância de dispersão da bobina auxiliar do rotor

L_{lbs}	Indutância de dispersão da bobina auxiliar do estator
L_{mar}	Indutância de magnetização da bobina principal do rotor
L_{mas}	Indutância de magnetização da bobina principal do estator
L_{mbr}	Indutância de magnetização da bobina auxiliar do rotor
L_{mbs}	Indutância de magnetização da bobina auxiliar do estator
$\boldsymbol{L_{sr}}$	Matriz de indutâncias mútuas entre estator e rotor
m	Unidade de comprimento (metro)
m^3/s	Unidade de vazão no Sistema Internacional
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
N/m^2	Unidade de pressão no Sistema Internacional
N_s	Número de células de um painel fotovoltaico
N_v	Número de vetores espaciais de tensão
P	Potência elétrica
P_{boost}	Potência de saída do conversor CC-CC *boost*
P_{inv}	Potência de saída do inversor de frequência variável
P_m	Número de polos do MIB
P_{pv}	Potência elétrica dos painéis fotovoltaicos
$P_{saída}$	Potência de saída do sistema
$Q1 - Q6$	Chaves do inversor de frequência variável trifásico de dois níveis
$\Re$	Representação da parte real de um número complexo
$\boldsymbol{r}$	Vetor de resistências do MIB
$_r$	Notação referente ao rotor do MIB
R^2	Coeficiente de determinação
$Ref(z)$	Referência de tensão de saída do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*

R_s	Resistência *series* do modelo fotovoltaico
R_{sh}	Resistência *shunt* do modelo fotovoltaico
s	Unidade de tempo (segundo)
$_s$	Notação referente ao estator do MIB
$Sens(z)$	Sinal de saída do sensor do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
S_1	MOSFET 1 do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE
S_2	MOSFET 2 do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE
t_0	Tempo referente ao vetor espacial nulo
t_1	Tempo referente ao vetor espacial $\vec{V_i}$
t_2	Tempo referente ao vetor espacial $\vec{V_j}$
T	Período de tempo
T_c	Torque da carga do MIB
T_{cmd}	Período referente à frequência comandada do motor
T_e	Torque eletromagnético do MIB
T_{pwm}	Período de um ciclo de PWM
T_r	Transformador do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE
T_{simu}	Passo de cálculo da simulação do MIB
$U(z)$	Saída do controlador digital do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
$\boldsymbol{v}$	Vetor de tensões do MIB
V	Unidade de tensão (Volts)
V_{ab}	Tensão entre a fase A e B do inversor de frequência variável
V_{cc}	Tensão do barramento CC do inversor de frequência variável
V_E	Tensão de entrada do conversor CC-CC *boost* clássico
$\vec{V_i}$	I-ésimo vetor ativo do SVPWM
$\vec{V_j}$	J-ésimo vetor ativo do SVPWM

V_{min}	Tensão mínima do barramento CC para funcionamento do sistema
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
$V_{out}(z)$	Saída de tensão do sistema de controle do conversor CC-CC *boost*
V_{pv}	Tensão elétrica dos painéis fotovoltaicos
V_{pwm}	Tensão média do sinal PWM
$\vec{V}_{ref}$	Projeção dada pela transformada $\alpha\beta 0$ aplicada às tensões trifásicas de saída do inversor
V_{RFD}	Tensão para retirada de frequência em degrau
V_{rms}	Tensão RMS de linha desejada
V_S	Tensão de saída do conversor CC-CC *boost* clássico
$\vec{V_0} - \vec{V_7}$	Vetores espaciais do SVPWM
V/f	Relação Tensão/frequência do inversor de frequência variável
W	Unidade de potência (Watts)
Wh	Unidade de energia (Watt-hora)
W_p	Potência de pico (*Peak Power*)
W/m^2	Unidade de irradiância solar (Watt por metro quadrado)
Δ	Representação matemática da variação
$\boldsymbol{\lambda}$	Vetor de fluxos das bobinas do MIB
η_{boost}	Rendimento do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE
η_{inv+SH}	Rendimento do conjunto inversor de frequência variável + sistema hidráulico
η_{SE+SH}	Rendimento do conjunto sistema eletrônico + sistema hidráulico
π	Representação matemática do número pi (3.14159...)
μ	Grau de pertinência *fuzzy*
θ	Ângulo entre o fasor $\vec{V}_{ref}$ e o vetor espacial $\vec{V}_i$

θ_r	Ângulo de deslocamento entre o eixo do rotor e o eixo do estator do MIB
ζ	Coeficiente de amortecimento
ω_n	Frequência natural
ω_r	Velocidade rotórica
Ω	Unidade de resistência elétrica (Ohm)

Sumário

1 INTRODUÇÃO 26
1.1 Contextualização 27
1.2 Justificativa 32
1.3 Objetivos 33
1.3.1 Objetivo Geral 33
1.3.2 Objetivos Específicos 34
1.4 Organização do Texto 34

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 36
2.1 Painéis Fotovoltaicos 36
2.1.1 Modelagem de uma célula fotovoltaica 38
2.1.2 Rastreamento do ponto de máxima potência 39
2.1.2.1 MPPT baseado em lógica *fuzzy* 44
2.2 Conversores CC-CC *boost* de tensão 45
2.2.1 Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE 47
2.2.1.1 Princípio de funcionamento 49
2.2.2 Controle da tensão de saída de conversores CC-CC *boost* 50
2.3 Inversores de frequência 51
2.3.1 *Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM 53
2.3.2 SVPWM para acionamento de MIT 55
2.3.3 Relação V/f no motor de indução 59

3 SIMULAÇÕES DO SISTEMA PROPOSTO 61
3.1 Descrição geral do sistema proposto 61
3.2 Painéis Fotovoltaicos 62
3.3 Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE 67
3.4 Inversor trifásico de dois níveis 70
3.5 Acionamento SVPWM para MIT 71
3.6 Controle do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE 79
3.6.1 Controle para o modo de condução descontínua 83
3.6.1.1 Servossistema com integrador baseado em representação por equações de estados 87
3.6.1.2 Controle *fuzzy* do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD 90
3.7 Simulação dos componentes integrados 93

4 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO 96
4.1 Montagem do sistema 96

4.1.1 Microcontrolador DSP . . . 97
4.1.2 Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE . . . 97
4.1.3 Filtro passa-baixa . . . 99
4.1.4 Inversor de frequência trifásico de dois níveis . . . 102
4.1.5 Interface de sinais . . . 105
4.1.6 Sistema hidráulico . . . 106
4.1.7 Sistema completo . . . 107
4.2 Implementação do controle de tensão de saída do conversor CC-CC *boost* . . . 112
4.3 Escolha da relação V/f . . . 115
4.4 Projeto e implementação do MPPT *fuzzy* . . . 117
4.4.1 Refinamento do MPPT *fuzzy* . . . 128
4.5 Mudança na relação V/f em baixíssima irradiância . . . 134
4.6 Considerações sobre o funcionamento automático do sistema . 138

5 RESULTADOS . . . 141
5.1 Desempenho da versão final do MPPT . . . 141
5.2 Mudança da relação V/f . . . 147
5.3 Funcionamento automático do sistema . . . 150
5.3.1 Desligamento automático . . . 150
5.3.2 Teste de potência . . . 150
5.3.3 Retirada de frequência em degrau . . . 152
5.4 Aquisição ao longo de um dia de funciomanento . . . 154
5.5 Rendimento do sistema . . . 159

6 CONCLUSÕES . . . 162
6.1 Conclusões quanto aos objetivos . . . 162
6.2 Considerações gerais . . . 163
6.3 Sugestões de trabalhos futuros . . . 163

REFERÊNCIAS . . . 165

APÊNDICES 174

APÊNDICE A – ACIONAMENTO DE UM MIB POR SVPWM EM UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL TRIFÁSICO . . . 175
A.1 Acionamento de MIB em inversor trifásico . . . 175
A.2 SVPWM para MIB em inversor de frequência variável trifásico 176

A.3 Modelagem dinâmica do MIB . . . 180
A.4 Simulação do MIB no PSIM . . . 182

APÊNDICE B – CÓDIGOS UTILIZADOS PARA SIMULAÇÃO NO PSIM . . . 186
B.1 SVPWM para MIT . . . 186
B.2 SVPWM para MIB . . . 189
B.3 Controlador PI clássico digital para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCC . . . 194
B.4 Controlador por EESI para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD . . . 195
B.5 Controlador *fuzzy* para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD . . . 196
B.6 Modelo dinâmico do MIB . . . 202

APÊNDICE C – PROTÓTIPO DE UM SENSOR DE IRRADIÂNCIA . . . 210
C.1 Metodologia e desenvolvimento do sensor de irradiância . . . 210
C.1.1 Aquisição de dados . . . 212
C.1.2 Pré-processamento dos dados . . . 213
C.1.3 Aplicação da rede neural MLP . . . 213
C.2 Resultados . . . 214
C.3 Transmissão da informação de irradiância via 4 a 20 mA . . . 217

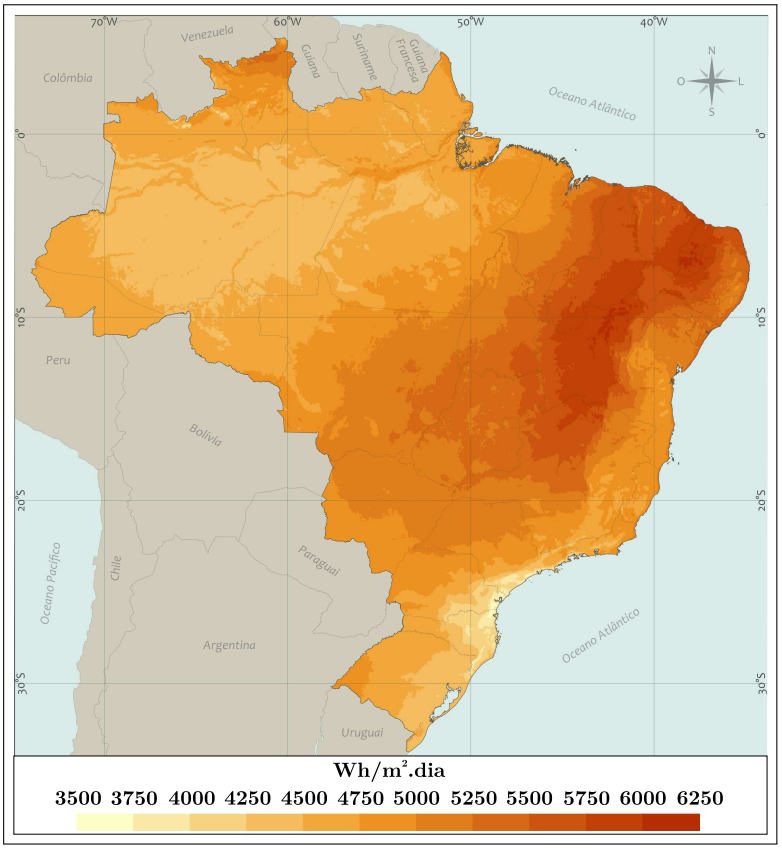
APÊNDICE D – AQUISIÇÃO DE DADOS . . . 219
D.1 Aplicação no *Labview* . . . 219
D.2 Circuitos eletrônicos dos sensores utilizados . . . 220

1 Introdução

Quase todas as fontes de energia – hidráulicas, biomassas, eólica, combustíveis fósseis e energia dos oceanos – são formas indiretas de energia solar, que pode ser convertida para energia térmica ou para energia elétrica por meio de efeitos sobre determinados materiais, entre os quais se destacam o termoelétrico e o fotovoltaico (CAMILO, 2018). A energia solar fotovoltaica mostra-se promissora, uma vez que o Sol é uma fonte inesgotável de energia, na escala humana de tempo. Estima-se que a demanda de energia do mundo durante um ano corresponde a somente 30 minutos de irradiação solar incidente sobre a Terra (KUMAR; SHRIVASTAVA; UNTAWALE, 2015).

Segundo Pereira et al. (2017) e de acordo com a Figura 1, a região Nordeste do Brasil possui o maior potencial anual médio de energia solar do país, além de apresentar a menor variabilidade interanual das médias de irradiação solar global. Dentre os estados nordestinos, o Ceará se destaca por possuir a primeira usina solar da América Latina, com capacidade inicial de geração de 1 MW (ENEVA, 2016).

Figura 1 – Radiação solar global diária - média anual.



Fonte: Pereira et al. (2017), adaptado.

De acordo com Nogueira et al. (2015), uma grande aplicação da energia solar fotovoltaica é o bombeamento de água, que no meio agrícola, pode ser utilizada para abastecimento doméstico, piscicultura, abastecimento em sistemas de criação de animais e irrigação. A agricultura vem aumentando a demanda de água em nível mundial, sendo que a irrigação consiste em 70 % do uso de água nesse meio (MOSSANDE; MANRIQUE; MUJICA, 2015).

Diversos projetos têm sido implantados em todo o mundo a fim de verificar a viabilidade da energia solar fotovoltaica em comparação as outras formas de obtenção de energia para o bombeamento (ZAGO et al., 2016). Segundo Andrade et al. (2008), o sistema de bombeamento de água utilizando energia solar fotovoltaica já é usado desde 1977 em várias partes do mundo, como na África, Ásia e América do Sul. No Brasil as primeiras experiências com sistema de bombeamento utilizando energia solar fotovoltaica datam do início de 1980.

Já no Ceará, um convênio entre o governo do Estado, via a antiga Companhia de Eletricidade do Ceará (COELCE) e Alemanha, via a Sociedade Alemã de Cooperação Técnica (GTZ), instalou 15 sistemas com um total de 16 kWp entre os anos de 1990 e 1994. (ARAGÃO; CARVALHO; ANHALT, 1994; CHACON, 1995)

No entanto, como relata Vitorino e Corrêa (2008), para que seja possível a utilização da energia fotovoltaica no bombeamento de água, é necessária a utilização de diversos dispositivos para processar a energia elétrica gerada pelos painéis fotovoltaicos em uma forma utilizável para acionar o dispositivo que converterá a energia elétrica em energia mecânica necessária para fazer o bombeamento.

1.1 Contextualização

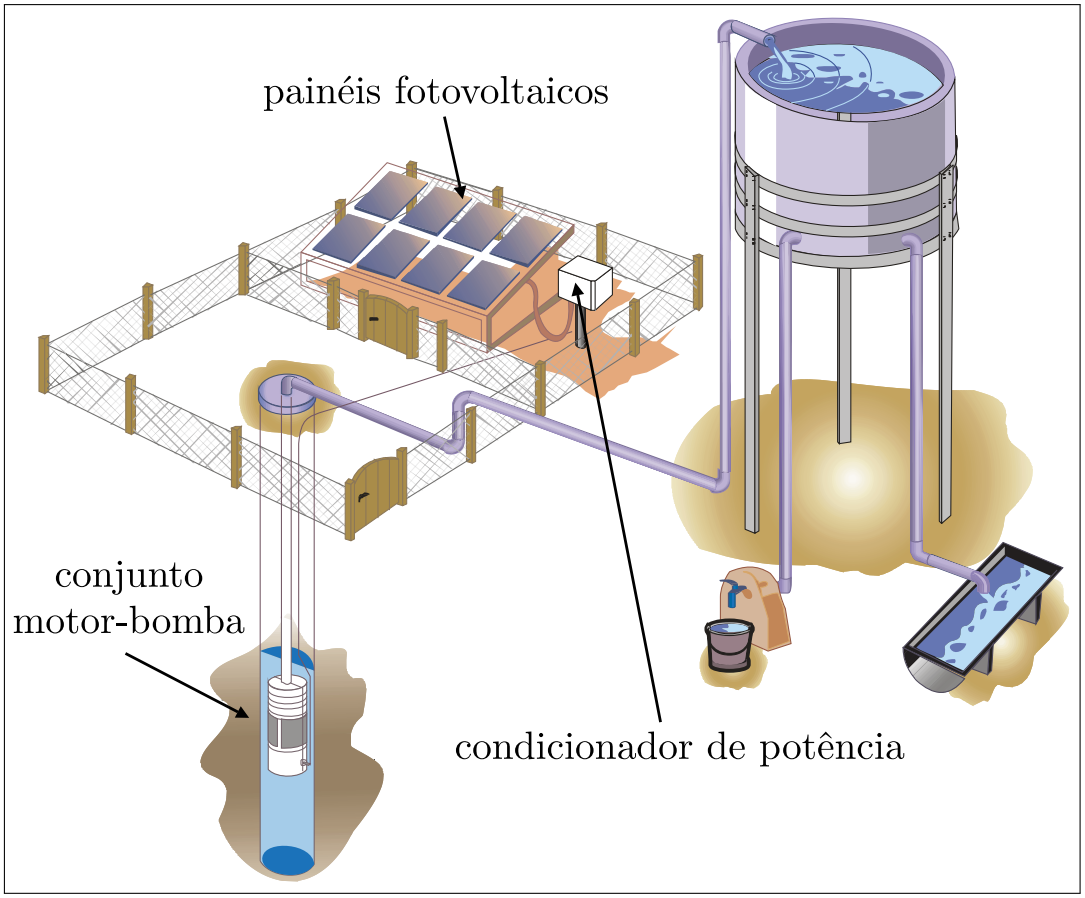
Existem diversas opções de sistema de bombeamento, dependendo da vazão e altura manométrica desejáveis. Métodos como cataventos mecânicos em Badran (2003) apresentam limitações na vazão de água bombeada, tendo seu uso restrito à aplicação doméstica, cuja demanda não requer elevado volume de água. Já o uso de turbinas eólicas, como em Miranda, Lyra e Silva (1999), necessita que o local de instalação apresente elevada e ininterrupta incidência de vento, caso contrário, a utilização deste sistema torna-se inviável. Uma outra desvantagem é a necessidade de manutenção na turbina eólica (VITORINO; CORRêA, 2008).

Outra forma de sistema de bombeamento que não utiliza energia elétrica da concessionária é a que utiliza geradores *diesel*, como relatado em Hammad (1995). Porém, segundo Foster, Majid e Cota (2014), o uso de sistemas de bombeamento de água baseados em *diesel* ou propano requerem não apenas combustíveis caros, mas também geram poluição sonora e atmosférica. O custo total inicial, o custo de operação e manutenção e a

substituição de uma bomba *diesel* são 2 a 4 vezes maiores do que uma bomba à energia solar fotovoltaica. Além disso, os sistemas de bombeamento solares são ecologicamente corretos e requerem baixa manutenção sem custo de combustível.

De acordo com Fedrizzi, Ribeiro e Zilles (2009), um sistema típico de bombeamento fotovoltaico é constituído de painéis fotovoltaicos, um condicionador de potência, conjunto motor-bomba e reservatório de água, conforme é ilustrado na Figura 2. Este tipo de sistema não utiliza baterias para armazenamento de energia elétrica. Em vez disso, o sistema armazena energia potencial gravitacional da água em um reservatório, podendo ser utilizada posteriormente por ação da gravidade.

Figura 2 – Sistema fotovoltaico típico de bombeamento.



Fonte: Fedrizzi, Ribeiro e Zilles (2009), adaptado.

Diversos estudos de sistemas de bombeamento utilizando motores elétricos e painéis fotovoltaicos foram propostas ao longo dos anos, com foco principalmente no condicionamento eletrônico de potência entre painéis fotovoltaicos e o conjunto motor-bomba, ilustrados na Figura 2.

Hsiao e Blevins (1984) fazem a ligação direta entre painéis fotovoltaicos e motores de corrente contínua de ímã permanente, sem nenhum tipo de condicionamento de energia. Já Singer e Appelbaum (1993) e Kolhe, Joshi e Kothari (2004) fazem a avaliação desta técnica e aponta que para utilizá-la, o usuário necessita ter um estudo completo dos torques da máquina e da carga, e avaliam a inclusão de um rastreador de máxima potência de painéis fotovoltaicos (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) para a interface entre painéis e motor.

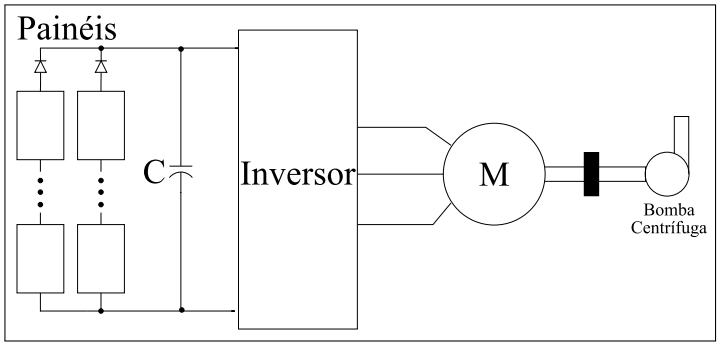
No entanto, de acordo com Betka e Moussi (2004), os motores de corrente contínua (CC) possuem desvantagens comuns associadas às escovas, exigindo manutenções frequentes, aumentando o custo de funcionamento e diminuindo a confiabilidade. Para superar essa desvantagem, a utilização de motores CC com ímã permanente sem escovas foi proposto, como em Swamy, Singh e Singh (1995). Porém, esta solução é limitada apenas para sistemas fotovoltaicos de baixa potência.

Em comparação com os motores CC, os motores de indução são mais robustos, confiáveis, livres de manutenção, a faixa de disponibilidade deste motor é muito maior e seu custo é menor (BENLARBI; MOKRANI; NAIT-SAID, 2004). Vongmanee (2004) utilizou um motor de indução monofásico para bombeamento com energia fotovoltaica. Porém, segundo Vitorino e Corrêa (2008), o motor monofásico possui a desvantagem de ter difícil realização do controle e limitação de potência, ao contrário do motor de indução trifásico (MIT). Além disso, para uma mesma potência, o motor e indução trifásico possui melhor rendimento em comparação com o motor de indução monofásico.

Mesmo com estas desvantagens, o motor e indução monofásico é bastante utilizado para sistemas de bombeamento solar como em Hilloowala e Sharaf (1990), Rohit, Karve et al. (2013) e Patil e Zende (2017). Um fator importante para a utilização de motores de indução monofásicos em bombeamento rural é o fato de que a alimentação da rede elétrica para pequenos produtores rurais é em geral monofásica, e a disponibilidade do MIT no comércio local é praticamente inexistente. Além disso, a aquisição de um inversor de frequência variável para o acionamento de um MIT é um custo que nem todos os produtores rurais tem interesse de ter.

Já Raju, Kanik e Jyoti (2008) utilizou um MIT cujo inversor está ligado diretamente nos painéis fotovoltaicos através de uma associação série, como ilustrado na Figura 3. Embora esta configuração tenha vantagens como a limitação de corrente do inversor ser imposta pelo painel, o que impede danos às chaves do inversor e ao motor em caso de curto-circuito, esta configuração necessita de um elevado número de painéis em série para que se atinja a tensão desejada no barramento CC.

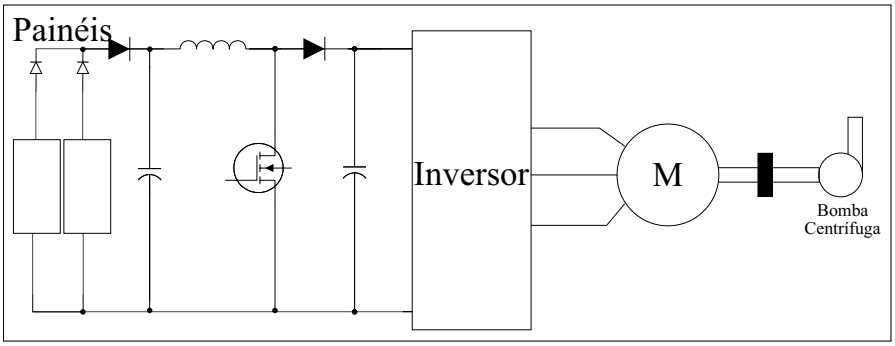
Figura 3 – Sistema de bombeamento utilizado por Raju, Kanik e Jyoti (2008).



Fonte: Raju, Kanik e Jyoti (2008), adaptado.

Uma maneira de diminuir a quantidade de painéis fotovoltaicos, é a utilização de um conversor CC-CC *boost*, como em Vongmanee (2004) e ilustrado na Figura 4. Porém, de acordo com Wai et al. (2007), o ganho do conversor CC-CC *boost* clássico é limitado pela perda por comutação na chave, diodos e resistência série do capacitor e indutor. Um alto valor de razão cíclica pode resultar em problemas de recuperação reversa do diodo e perdas por condução na chave.

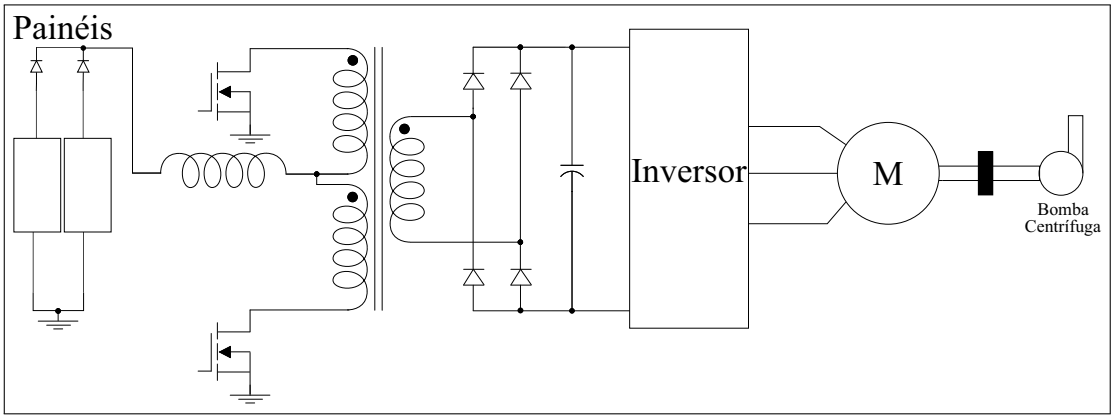
Figura 4 – Sistema de bombeamento utilizado por Vongmanee (2004).



Fonte: Vongmanee (2004), adaptado.

Uma alternativa para o conversor CC-CC *boost* clássico é a utilização de um conversor CC-CC *boost* com transformador, utilizando a relação de espiras para aumentar o ganho estático do conversor, como em Vitorino e Corrêa (2008), que utilizam um conversor CC-CC *boost* do tipo *push-pull* alimentado por corrente, como na Figura 5. Porém, segundo Filho e Barbi (1996), há algumas desvantagens presentes nessa topologia, como uma grande ondulação na tensão de saída, o que requer grandes filtros capacitivos. Além disso, esta topologia necessita de uma alta razão tensão-corrente para o transformador utilizado no circuito.

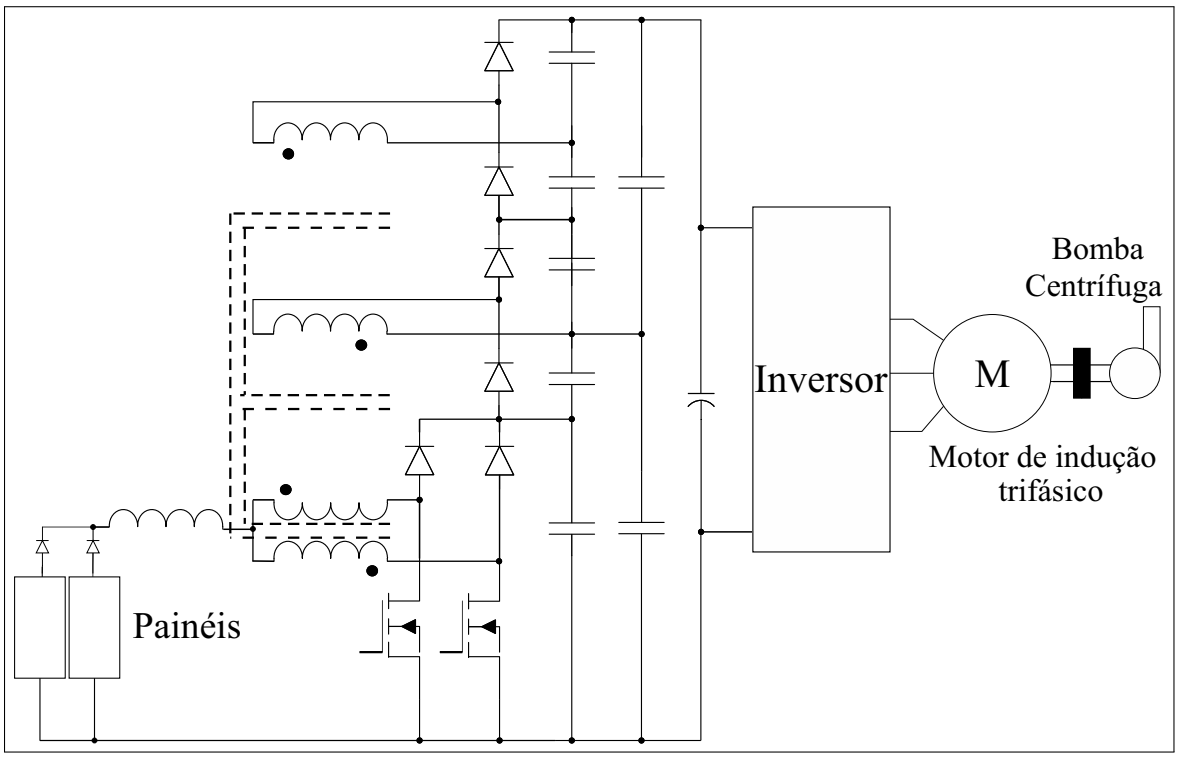
Figura 5 – Sistema de bombeamento utilizado por Vitorino e Corrêa (2008).



Fonte: Vitorino e Corrêa (2008), adaptado.

Filho et al. (2018) utilizam um sistema de bombeamento com motor de indução trifásico alimentado por inversor de frequência variável cuja tensão de barramento CC é fornecida por um conversor CC-CC *boost* com alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados (AGT-CCTE) proposto por Torrico-Bascopé et al. (2006), como ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Sistema de bombeamento utilizado por Filho et al. (2018).



Fonte: Filho et al. (2018), adaptado.

Segundo Torrico-Bascopé et al. (2006), uma das principais vantagens deste conversor CC-CC *boost* é a de que as baixas tensões de bloqueio nas chaves permitem a utilização de MOSFETs de baixa resistência, aumentando a eficiência do conversor. Um alto rendimento e um alto ganho estático fazem deste conversor uma opção bastante atrativa para sua utilização com poucos painéis fotovoltaicos em série. Vários autores, entre eles Torrico-Bascopé et al. (2006), Silveira et al. (2014) e Filho et al. (2018), relatam um rendimento desde conversor acima de 92 %, para um protótipo de potência de 1 kW.

O sistema de bombeamento utilizado por Filho et al. (2018) conta ainda com um MIT acionado por um inversor de frequência variável, como também ilustrado na Figura 6. Porém, o autor relata problemas devido ao fato do inversor utilizado ser um inversor comercial para uso industrial, impossibilitando uma melhor integração do sistema como um todo e, consequentemente, um melhor aproveitamento do sistema. Dentre os problemas relatados em Filho, Sousa e Medeiros (2017) ao utilizar o inversor comercial, destaca-se o desligamento automático do sistema devido à subtensões na alimentação do mesmo.

O erro por subtensão ocorre no inversor utilizado, o CFW-08 da WEG, quando a tensão no barramento CC do mesmo está abaixo de 200 V (WEG, 2006). Se, durante o funcionamento do inversor, a tensão no barramento CC cai abaixo deste valor, o motor deixa de ser alimentado instantaneamente e o inversor entra em estado de espera, até ser reiniciado. Este é um problema para sistemas de bombeamento autônomos como os que utilizam painéis fotovoltaicos, pois durante um transitório ocorrido devido a perturbação de irradiância, a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* (que também é a tensão do barramento CC do inversor de frequência variável) pode atingir tensões em torno de 200 V. Os autores mitigaram este problema enviando um sinal de *reset* para o inversor, para reiniciar o bombeamento. Porém, mesmo com esta ação, o aproveitamento do sistema fica comprometido pela grande quantidade de vezes que o sistema é reiniciado devido à ocorrência deste erro.

Além deste problema relacionado ao uso do inversor comercial, Filho, Sousa e Medeiros (2017) não fazem o rastreamento de máxima potência dos painéis fotovoltaicos utilizados, tendo o aproveitamento da energia comprometido. Os autores utilizaram uma junção de duas técnicas conhecidas como Melhor Tensão Fixa (*Best Fixed Voltage* - BFV) e o controle da queda de tensão do barramento CC, que serão explicadas posteriormente na Subseção 2.1.2, mas que não são consideradas um MPPT verdadeiro (*true* MPPT).

1.2 Justificativa

Muitas comunidades não dispõem de água para consumo próprio ou para irrigação e uso animal. Com a ausência de água superficial, essas comunidades vivem sem perspectiva de crescimento e fonte de renda, mesmo tendo disponíveis aquíferos subterrâneos com

abundância de água de qualidade (SILVA, 2014).

Embora a expansão da rede elétrica no Brasil tenha alcançado grandes avanços nos últimos anos em consequência do "Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica - Luz para Todos " (Decreto 4873/2003), cerca de dois milhões de brasileiros ainda não têm acesso à eletricidade. A maioria vive em pequenas comunidades com baixa demanda por energia e afastadas das sedes municipais, caracterizando-as como "regiões remotas" (IEMA, 2019).

Aliando a necessidade de obter água, por meio de bombeamento, ao fato de regiões como o Ceará possuírem uma alta insolação, com cerca de 2550 horas de irradiação solar anuais (ANEEL, 2005), o uso da energia elétrica proveniente da irradiação do Sol para a realização do bombeamento torna-se bastante atrativo. Assim, o agricultor do campo pode utilizar a água para irrigação, consumo animal e próprio, melhorando a qualidade de vida e possibilitando maiores retornos financeiros, reduzindo impactos ambientais e sociais, conforme Silva (2014).

Analisando as características dos sistemas descritos na seção anterior, percebe-se que o uso de inversores de frequência variável comerciais para sistema de bombeamento fotovoltaicos (como em Filho, Sousa e Medeiros (2017)) traz limitações. Uma vez que as ações são tomadas por diferentes componentes do sistema, isto dificulta um bom aproveitamento do mesmo. Assim, é proposto um sistema de bombeamento em que um inversor de frequência variável é integrado a um conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE alimentado por painéis fotovoltaicos. Todas as ações do sistema são realizadas por um único processador digital, o que inclui um algoritmo MPPT e uma solução para momentos de baixíssima irradiância (como durante o amanhecer, entardecer e dias nublados) para prolongar o tempo de bombeamento.

1.3 Objetivos

Para solucionar o problema abordado, são definidos os seguintes objetivos geral e específicos a seguir.

1.3.1 Objetivo Geral

Integrar um inversor de frequência variável trifásico a um conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE para atuarem como interface entre um arranjo fotovoltaico e um conjunto motor-bomba, tendo como finalidade o bombeamento de água.

1.3.2 Objetivos Específicos

Para alcançar o objetivo geral citado, precisa-se alcançar os seguintes objetivos específicos:

- Realizar simulações computacionais destes componentes, analisando seu comportamento isoladamente e em conjunto com outros componentes do sistema;
- Montar um protótipo do sistema proposto em laboratório, realizando testes de bombeamento;
- Projetar um algoritmo MPPT para extrair o máximo de potência possível do arranjo fotovoltaico;
- Sugerir e implementar uma solução que permita o bombeamento em momentos de baixíssima irradiância, como no amanhecer, entardecer e dias nublados;
- Elaborar proteções e ações preventivas para um funcionamento automático do sistema.

1.4 Organização do Texto

Este trabalho é composto por seis capítulos. No Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica sobre sistemas de bombeamento fotovoltaico, destacando o funcionamento dos painéis fotovoltaicos, e do condicionamento da energia solar fotovoltaica, realizada por um conversor CC-CC *boost* e inversor de frequência variável . Desta forma, o leitor estará preparado com informações e referências para entender a metodologia aplicada ao trabalho.

No Capítulo 3, é apresentado o sistema de bombeamento proposto, simulações de seus componentes, o projeto de controle do conversor CC-CC *boost* e o acionamento do inversor de frequência variável. No Capítulo 4, são apresentados aspectos da implementação do sistema proposto, o projeto do MPPT, o funcionamento em baixíssimas irradiâncias e considerações a respeito do funcionamento automático do sistema. No Capítulo 5, são apresentados e discutidos os resultados obtidos do sistema de bombeamento proposto. Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre o sistema proposto, além de sugestões para trabalhos futuros.

O trabalho possui quatro apêndices. No Apêndice A, são apresentadas informações relacionadas ao acionamento de um motor de indução monofásico por um inversor de frequência variável trifásico, assim como sua simulação no *software* PSIM. Já no Apêndice B, são apresentados os códigos utilizados em simulações presentes no trabalho. No Apêndice C, é apresentado o desenvolvimento de um sensor de irradiância, utilizado para registrar as

variações ao longo do dia e as perturbações causadas pela passagem de nuvens. Por fim, no Apêndice D são apresentadas informações a respeito das aquisições de dados realizadas durante os testes do sistema proposto.

2 Fundamentação Teórica

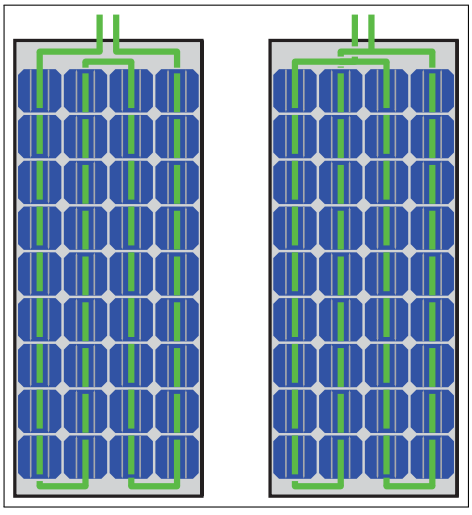
Neste capítulo é apresentada uma fundamentação teórica a cerca de temas relacionados ao sistema proposto. São abordados o princípio de funcionamento, modelos elétricos e técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos na Seção 2.1. Também são abordadas topologias de conversores CC-CC *boost* de tensão, suas vantagens e desvantagens na Seção 2.2. Por fim, um estudo sobre inversores de frequência variável, técnicas de acionamento de MIT, como o PWM por vetores espaciais e a relação V/f é realizado na Seção 2.3.

2.1 Painéis Fotovoltaicos

Segundo Alghuwainem (1994), uma célula fotovoltaica é um dispositivo não linear cuja característica volt-ampère depende da radiação solar. A célula fotovoltaica consiste em uma junção semicondutora p-n que gera uma diferença de potencial de aproximadamente 0,6 V sob a incidência de luz (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

A associação de várias dessas células é chamada de painel, enquanto que a associação desses painéis montados formam um arranjo fotovoltaico. (JÄGER et al., 2016). Um exemplo de ligação série e paralelo de células formando um painel é ilustrado na Figura 7. O painel esquerdo possui 36 células ligadas em série, enquanto que o painel direito possui 18 células em série que estão em paralelo com outras 18 células em série.

Figura 7 – Ligação série/paralelo de células fotovoltaicas.



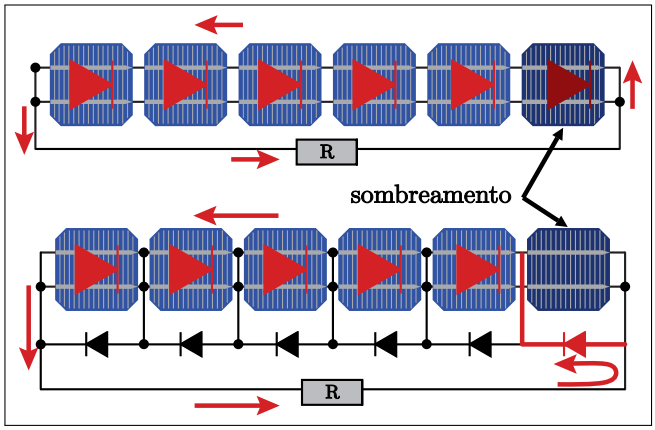
Fonte: Jäger et al. (2016).

De acordo com Silvestre, Boronat e Chouder (2009), a redução da potência de saída nos painéis fotovoltaicos pode ser atribuída a muitos fatores, mas os mais importantes são o sombreamento de parte das células fotovoltaicas e a incompatibilidade de tensão entre painéis (*mismatched*).

Em uma conexão em série, a corrente é limitada pela célula que gera a corrente mais baixa. Portanto, essa célula determina a corrente máxima que flui através do painel. Como a corrente de uma célula é dependente da radiação solar, uma célula sombreada pode reduzir significativamente a conversão fotovoltaica (JÄGER et al., 2016).

Muitos fabricantes incluem diodos de *bypass* em seus painéis a fim de evitar a formação de pontos quentes em condições de sombreamento parcial. O efeito do diodo de *bypass* pode ser observado na Figura 8.

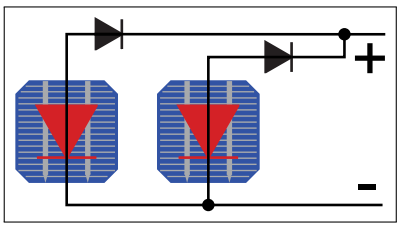
Figura 8 – Ação do diodo de *bypass*.



Fonte: Jäger et al. (2016), adaptado.

Já quando há incompatibilidade de tensão entre painéis em paralelo, é necessário incorporar diodos de bloqueio em série em cada painel para proteger o mesmo contra o desequilíbrio de corrente (BISHOP, 1988). A posição dos diodos de bloqueio pode ser observada na Figura 9.

Figura 9 – Posição dos diodos de bloqueio.



Fonte: Jäger et al. (2016), adaptado.

2.1.1 Modelagem de uma célula fotovoltaica

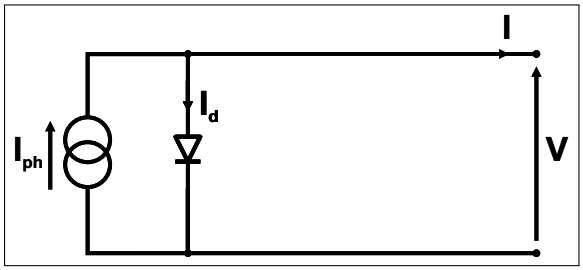
Desde o trabalho de Becquerel (1867) e Hertz (1887) até os dias de hoje, mesmo com intensa pesquisa na área, ainda não há um modelo definitivo que descreva perfeitamente o que acontece dentro de uma célula fotovoltaica (MASMOUDI; SALEM; DERBEL, 2016). Porém, existem diversas aproximações que, se usadas da maneira adequada, trazem bons resultados.

Para este trabalho, o modelo a ser utilizado é elétrico. Entretanto, é importante citar a existência de outros tipos de modelo como o químico descrito em Grätzel (2005), o modelo físico em Lopez-Varo et al. (2016), o modelo térmico em Jones e Underwood (2001) e o modelo ótico, como em Hu e Chen (2007).

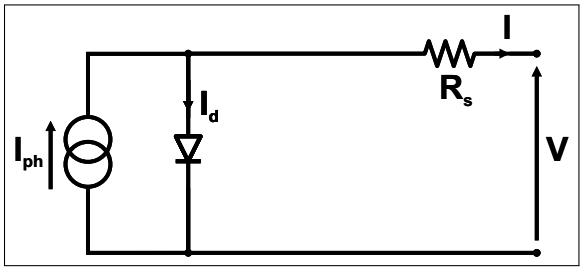
Dentre os vários modelos elétricos existentes de uma célula fotovoltaica, quatro se destacam: o modelo ideal de único diodo, o modelo R_s de único diodo, o modelo R_{sh} de único diodo e o modelo R_{sh} de dois diodos Masmoudi, Salem e Derbel (2016). Os diagramas elétricos destes modelos são apresentados na Figura 10.

Figura 10 – Modelos elétricos de uma célula fotovoltaica.

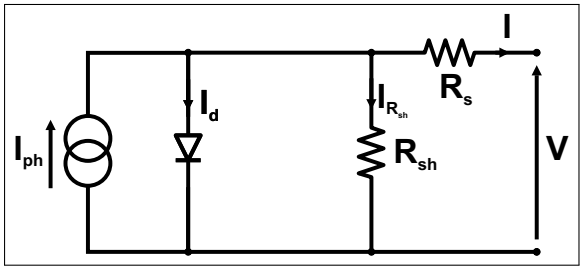
(a) Modelo ideal de único diodo.



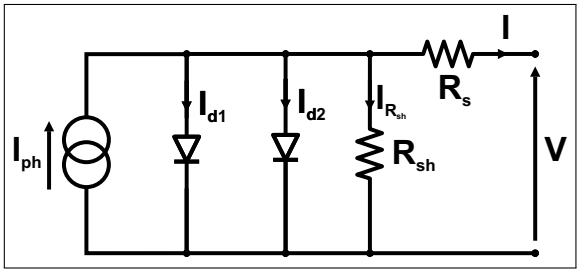
(b) Modelo R_s de único diodo .



(c) Modelo R_{sh} de único diodo.



(d) Modelo R_{sh} de dois diodos.



Fonte: Masmoudi, Salem e Derbel (2016), adaptado.

De acordo com Chin, Salam e Ishaque (2015), enquanto o modelo ideal de único diodo, ilustrado na Figura 10a, é usado apenas para explicar o conceito teórico da célula fotovoltaica, o modelo R_s de único diodo da Figura 10b considera as perdas devido a resistência de contato entre o silício e as superfícies dos eletrodos (LASNIER, 2017). Entretanto, apesar de sua simplicidade, este modelo não apresenta bons resultados quando a célula experimenta variações substanciais de temperatura. Para evitar este problema,

é adicionado uma resistência R_{sh} ao circuito, como indicado por Walker et al. (2001) e ilustrado na Figura 10c.

Porém, apesar do melhor desempenho, a precisão do modelo R_{sh} de único diodo é menor em baixas irradiâncias, algo que não acontece com o modelo R_{sh} de dois diodos, segundo Salam, Ishaque e Taheri (2010). Assim, este modelo, ilustrado na Figura 10d, torna-se uma boa opção. Sua única desvantagem é o nível de complexidade agregado à quantidade de parâmetros requeridos no modelo, superior aos outros três modelos citados.

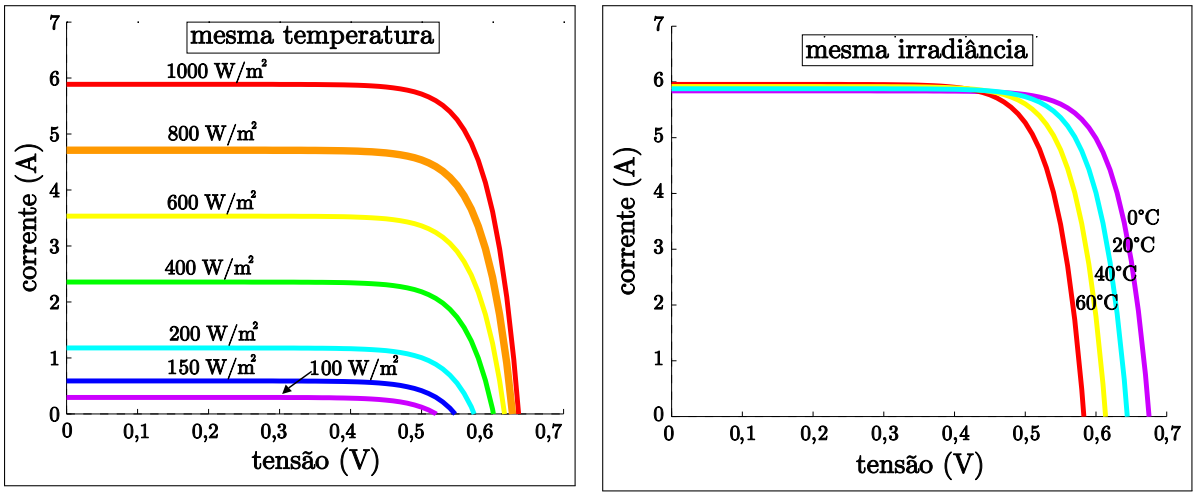
Entretanto, é importante ressaltar que mesmo com sua precisão um pouco comprometida em baixas irradiâncias, o modelo R_{sh} de único diodo é indiscutivelmente o mais popular devido a uma boa relação entre simplicidade e precisão (CARRERO; AMADOR; ARNALTES, 2007). Este modelo será utilizado no Capítulo 3 nas simulações dos painéis fotovoltaicos presentes no sistema.

2.1.2 Rastreamento do ponto de máxima potência

As curvas $I-V$ de uma célula fotovoltaica sob diferentes níveis de irradiância solar (W/m^2) e temperatura (°C) são ilustradas nas Figuras 11a e 11b, respectivamente.

Figura 11 – Curvas características $I-V$ de uma célula fotovoltaica.

(a) Célula fotovoltaica sob diferentes irradiâncias. (b) Célula fotovoltaica sob diferentes temperaturas.

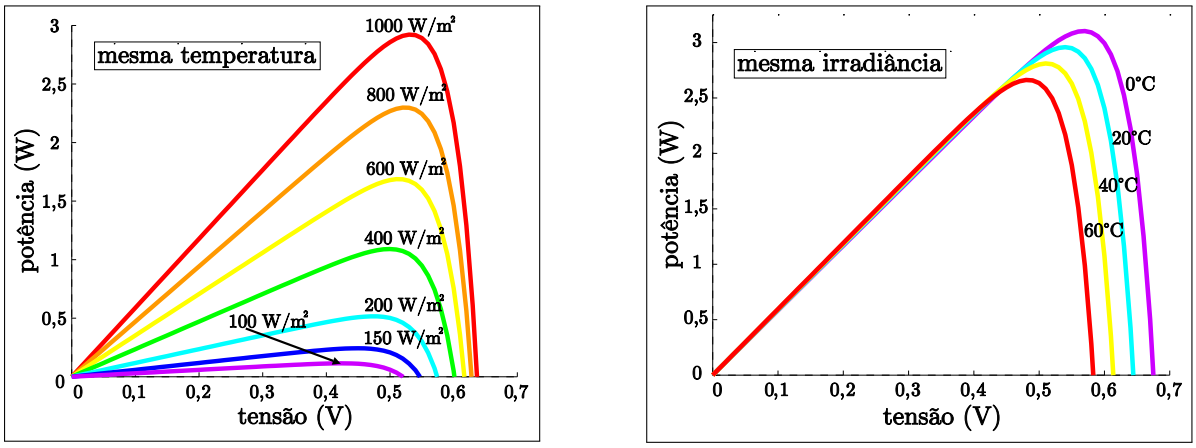


Fonte: Masmoudi, Salem e Derbel (2016), adaptado.

A curva de potência (P) por tensão é adquirida a partir dos dados da curva $I-V$ presente na Figura 11 como sendo $P = V \cdot I$. A curva $P-V$ refente à Figura 11 é ilustrada na Figura 12.

Figura 12 – Curvas características $P - V$ de uma célula fotovoltaica.

(a) célula fotovoltaica sob diferentes irradiâncias. (b) célula fotovoltaica sob diferentes temperaturas.

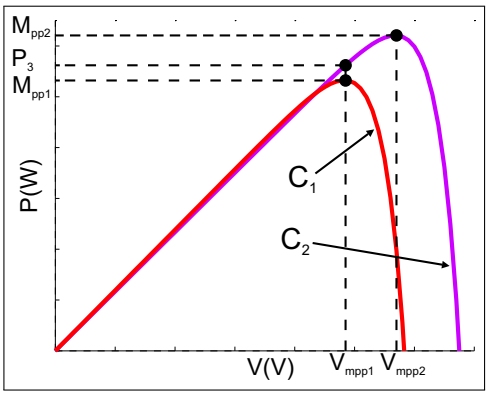


Fonte: Masmoudi, Salem e Derbel (2016), adaptado.

Como observado na Figura 12, para cada valor de irradiância e temperatura, a curva $P - V$ fornece um ponto de máxima potência. Para se entender o que significa o rastreamento da máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), é necessário entender o conceito de ponto de operação, que é definido como uma tensão e uma corrente na qual o painel fotovotaico está operando para uma dada irradiância e temperatura.

Segundo Jäger et al. (2016), para gerar a maior potência de saída para uma dada irradiância e temperatura, o ponto de operação deve corresponder ao ponto máximo da curva $P - V$, o qual é chamado de ponto de máxima potência (*Maximum Power Point* - MPP) e que está sob a tensão V_{mpp} e a corrente I_{mpp}. Entretanto, o MPP depende das condições do ambiente. Se a temperatura ou irradiância mudarem, as curvas $I - V$ e $P - V$ mudam, assim como a posição do MPP, como pode ser observado na Figura 13.

Figura 13 – Mudança da curva $P - V$.



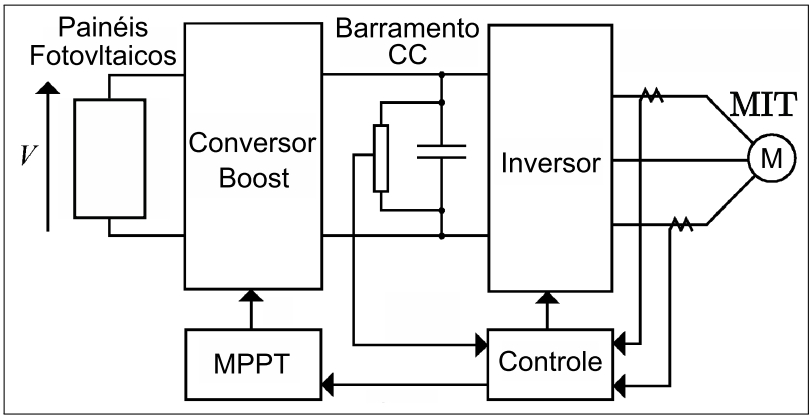
Fonte: Masmoudi, Salem e Derbel (2016), adaptado.

Na Figura 13 é possível observar uma mudança nas curvas de um painel fotovoltaico. O painel está operando sob determinadas condições atmosféricas e apresenta a curva C_1. Em determinado momento, as condições atmosféricas mudam e o painel apresenta a curva C_2. Nota-se que há uma mudança no valor de V_{mpp} das curvas de V_{mpp1} para V_{mpp2}. Observa-se também que se a tensão V_{mpp1} continuasse como tensão de operação na curva C_2, a potência extraída do painel seria P_3, inferior a potência máxima de C_2, M_{pp2}. Como as condições atmosféricas podem mudar rapidamente, como a irradiância solar, é importante que as mudanças de comportamento da curva $P-V$ sejam rastreadas continuamente para que o ponto de operação possa ser ajustado para o MPP (JÄGER et al., 2016).

Filho, Sousa e Medeiros (2017) utilizaram uma junção de duas técnicas de MPPT, a BFV e o controle da queda de tensão do barramento CC do inversor de frequência variável. A técnica BFV, introduzida por Carvalho et al. (2004), requer um conhecimento prévio do conjunto de painéis fotovoltaicos a ser utilizado, no qual se escolhe, na prática, a melhor tensão destes painéis para a atuação do sistema de bombeamento. Então, o MPPT busca trabalhar nessa tensão escolhida. Porém, esta tensão fixa não coincide com o ponto de máxima potência, visto que este ponto muda com o passar das horas do dia, descaracterizando um *true* MPPT.

Já a técnica de controle da queda de tensão do barramento CC do inversor (*DC-Link Capacitor Droop Control*), utilizada em Kitano, Matsui e Xu (2001), é uma técnica de MPPT utilizada especificamente para aplicações de painéis fotovoltaicos conectados a inversores de frequência variável, como ilustrado na Figura 14. A ideia por trás deste MPPT é aumentar a frequência comandada do motor pelo inversor até o ponto em que a tensão no barramento CC começa a cair. Porém, como essa técnica não computa diretamente a potência instantânea dos painéis fotovoltaicos, não é considerada um *true* MPPT.

Figura 14 – Sistema de controle da queda de tensão do barramento CC.



Fonte: Kitano, Matsui e Xu (2001), adaptado.

Esram e Chapman (2007) fazem uma comparação entre várias técnicas de MPPT

quanto à complexidade de implementação, velocidade de convergência ao MPP, quantidade de sensores, necessidade de sintonização periódica, entre outros parâmetros. Esta comparação é apresentada na Tabela 1. Mais detalhes sobre as técnicas de MPPT mencionadas na Tabela podem ser obtidos em Esram e Chapman (2007).

Tabela 1 – Comparação das técnicas de MPPT.

Técnica de MPPT	Depende do arranjo?	*true* MPPT?	Analógico / Digital?	Sintonia periódica?	convergência	Implementação	Sensores
Hill-climbing e P&O	não	sim	ambos	não	variada	fácil	tensão e corrente
IncCond	não	sim	digital	não	variada	médio	tensão e corrente
V_{oc} fracionário	sim	não	ambos	sim	médio	fácil	tensão
I_{sc} fracionário	sim	não	ambos	sim	médio	médio	corrente
Lógica *Fuzzy*	sim	sim	digital	sim	rápida	difícil	variado
Redes Neurais	sim	sim	digital	sim	rápida	difícil	variado
RCC	não	sim	analógico	não	rápida	fácil	tensão e corrente
Varredura de Corrente	sim	sim	digital	sim	devagar	difícil	tensão e corrente
Controle da queda de tensão do barramento CC	não	não	ambos	não	médio	fácil	tensão
Maximização da carga I ou V	não	não	analógico	não	rápida	fácil	tensão e corrente
Controle de *Feedback* de dP/dV ou dP/dI	não	sim	digital	não	rápida	médio	tensão e corrente
Reconfiguração dos painéis	sim	não	digital	sim	devagar	difícil	tensão e corrente
Controle Linear da Corrente	sim	não	digital	sim	rápido	médio	irradiância
Computação do I_{MPP} e V_{MPP}	sim	sim	digital	sim	N/A[1]	médio	irradiância e temperatura
Modelo de Estados	sim	sim	ambos	sim	rápida	difícil	tensão e corrente
OCC	sim	não	ambos	sim	rápido	médio	corrente
BFV	sim	não	ambos	sim	N/A	fácil	tensão
LRCM	sim	não	digital	não	N/A	difícil	tensão e corrente
Controle de Declive	não	sim	digital	não	rápida	médio	tensão e corrente

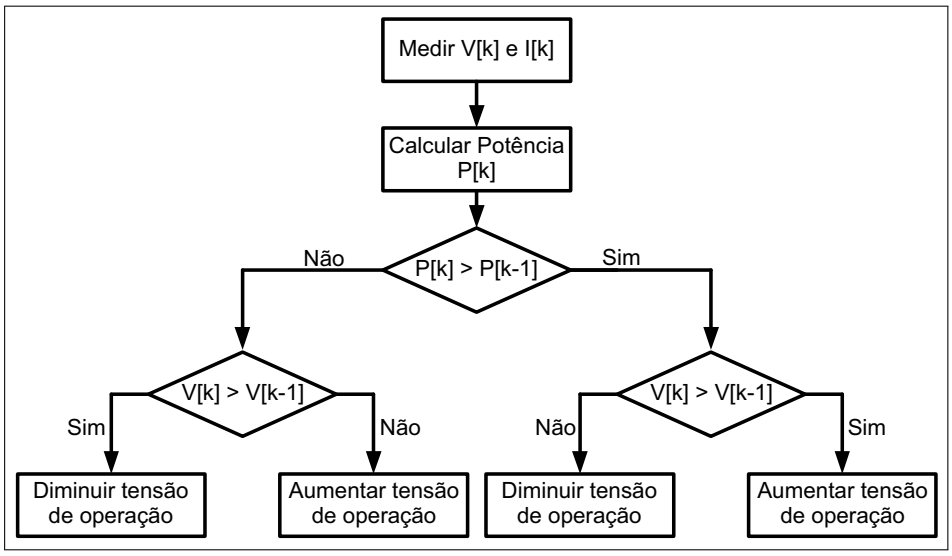
Fonte: Esram e Chapman (2007), adaptado.

O *true* MPPT pode ser realizado de diferentes maneiras. Entre as mais diversas técnicas, é interessante ressaltar o Incremento de Condutância (IncCond) aplicado por

[1] N/A: Não se Aplica.

Mirbagheri, Mekhilef e Mirhassani (2013), o Perturba e Observa (P&O) utilizado por Al-Diab e Sourkounis (2010) e a lógica *fuzzy* como em Yilmaz, Kircay e Borekci (2018). O algoritmo MPPT do tipo P&O simples é apresentado na Figura 15.

Figura 15 – Algoritmo do P&O simples.



Fonte: Al-Diab e Sourkounis (2010), adaptado.

Ao analisar a potência instantânea atual e anterior, tensão instantânea atual e anterior, o algoritmo P&O é capaz de mover o ponto de operação do painel para o ponto de máxima potência. O processo é repetido periodicamente até que o MPP seja alcançado. O sistema então oscila sobre o MPP de acordo com a pertubação (incremento/decremento) utilizada para mudar a tensão de operação dos painéis.

Se um grande passo de perturbação é utilizado, o tempo necessário para o sistema rastrear o ponto de potência máximo (MPP) é curto, mas a quantidade de perda de energia causada pela perturbação é alta. Por outro lado, um pequeno passo de perturbação pode diminuir a perda de energia causada pela perturbação, mas também diminui a velocidade de rastreamento do sistema. Esse fenômeno é geralmente conhecido como o *trade-off* entre velocidade de rastreamento e precisão de rastreamento (CHENG et al., 2015).

Estudos de MPPT com perturbação variável como em Hua e Lin (2001) e Femia et al. (2005) determinam a perturbação de acordo com o ponto de operação na curva $P - V$ dos painéis fotovoltaicos. No entanto, como visto na Figura 12, as curvas características dos painéis fotovoltaicos podem variar de acordo com o ambiente. Consequentemente, determinar uma perturbação para todos os tipos de condições operacionais é uma tarefa árdua.

Alternativamente, de acordo com Cheng et al. (2015), técnicas baseadas em lógica *fuzzy* podem ser aplicadas a sistemas não lineares como este, gerando uma infinidade de

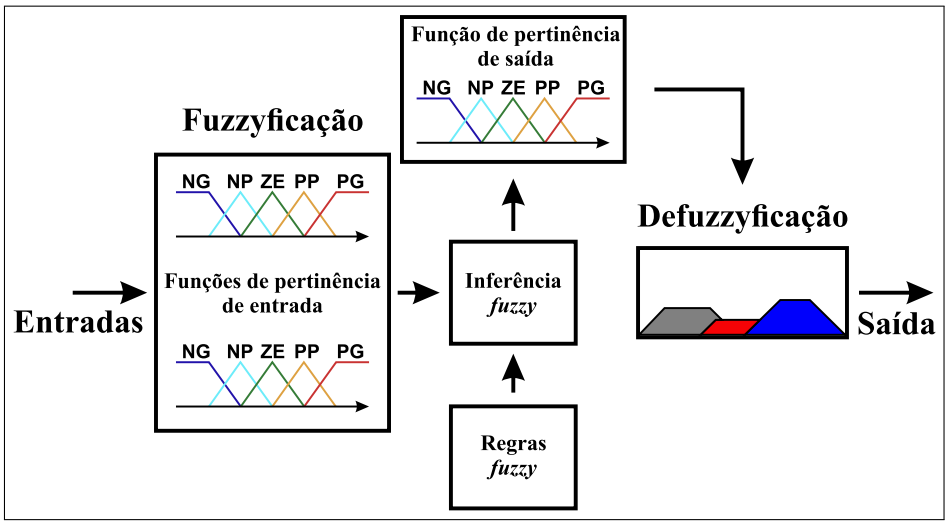
níveis de pertubações baseada em suas entradas. Além disso, essas técnicas não requerem parâmetros precisos do sistema ou modelos matemáticos complexos para obter um bom desempenho de controle. Assim, métodos de MPPT baseados em lógica *fuzzy* tornaram-se um grande tema de pesquisa, uma vez que eles possuem ótimo desempenho, respostas rápidas sem sobressinal e menos flutuações no MPP para variações rápidas de temperatura e irradiância (SUBUDHI; PRADHAN, 2012).

2.1.2.1 MPPT baseado em lógica *fuzzy*

Existem diferentes tipos de controladores *fuzzy*, entre eles o controlador baseado em tabela, o controlador Takagi-Sugeno, apresentado em Takagi e Sugeno (1985) e o controlador do tipo Mamdani, apresentado em Mamdani e Assilian (1975). Neste trabalho, toda citação a controladores *fuzzy* é realizada referente ao controlador do tipo Mamdani.

Os microcontroladores tornaram o uso da lógica *fuzzy* popular para o MPPT nos últimos 20 anos, pois ela têm as vantagens de operar com entradas imprecisas, sem a necessidade de um modelo matemático preciso e de lidar com não linearidades (ESRAM; CHAPMAN, 2007). O controle *fuzzy* é uma técnica que incorpora a forma humana de pensar em um sistema de controle. Um controlador *fuzzy* típico pode ser projetado para comportar-se conforme o raciocínio dedutivo, ou seja, o processo que as pessoas utilizam para inferir conclusões baseadas em informações que elas já conhecem (SIMÕES; SHAW, 2007). A estrutura de um sistema *fuzzy* é apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Estrutura de um sistema *fuzzy*.



Fonte: Liu et al. (2014), adaptado.

Segundo Engelbrecht (2007), o processo de fuzzyficação define uma representação *fuzzy* para os valores de entrada. Isso é obtido através das Funções de Pertinência (FPs)

associadas a cada conjunto *fuzzy* no espaço de entrada. Ou seja, para cada valor de entrada, são atribuídos graus de pertinência (μ) nos conjuntos *fuzzy*. As FPs podem possuir diversos formatos como triangular, trapezoidal e gaussiana. Porém, sua variação deve ser de 0 a 1, para normalizar as entradas.

Já na etapa de inferência, é realizado o mapeamento das entradas fuzzyficadas para as regras *fuzzy*, produzindo uma saída *fuzzy* para cada regra. Estas regras são compostas baseadas nas funções de pertinência de entrada e ativam funções de pertinências de saída. O grau de pertinência de saída é determinado pelos graus de pertinência das entradas a partir de uma implicação lógica como a de Zadeh, Mamdami, Larsen ou de Lukasiewicz (VERBRUGGEN; ZIMMERMANN; BABUŠKA, 2013).

Por fim, a última etapa de um controlador *fuzzy* é a defuzzyficação. A tarefa do processo de defuzzyficação é converter a saída das regras *fuzzy* em um valor escalar a ser aplicado ao processo de controle. De acordo com Engelbrecht (2007), existem vários métodos para encontrar um valor escalar aproximado para representar a ação a ser tomada como o método do max-min, método das médias, método do somatório da raiz quadrada e o método do centro de gravidade.

Existem diversas variáveis que podem ser utilizadas como entradas de um controlador *fuzzy* MPPT. Messai et al. (2011) utilizaram as informações $\Delta P/\Delta V$ e sua variação no tempo. Porém, segundo Liu et al. (2014), a operação de divisão pode induzir grandes erros a partir de pequenas leituras de ruído de medição. Em contraste, vários autores como Lalouni et al. (2009) e Liu et al. (2014) utilizaram como entradas as informações de variação no tempo de potência ΔP_{pv} e de tensão ΔV_{pv} dos painéis fotovoltaicos, o que evita problemas de imprecisão numérica. Já a saída do controlador *fuzzy* é geralmente a variação do sinal de controle ΔU. Esta forma incremental de controle possui traços de um controle Proporcional-Integrador (PI), que é capaz de obter erro zero em estado permanente, como demonstram Perry et al. (2007).

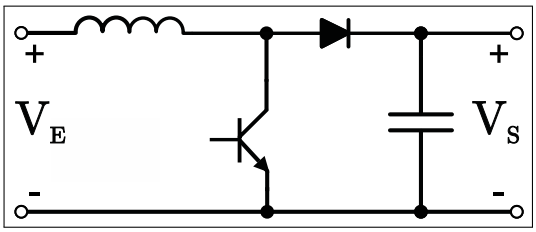
Neste trabalho, o MPPT dos painéis fotovoltaicos é realizado com a utlização da lógica *fuzzy*. O processo de construção do controlador *fuzzy* MPPT é apresentado na Seção 4.4. Mais informações sobre lógica *fuzzy* e controladores *fuzzy* podem ser obtidos em Engelbrecht (2007), Simões e Shaw (2007) e Verbruggen, Zimmermann e Babuška (2013).

2.2 Conversores CC-CC *boost* de tensão

Quando a aplicação desejada precisa elevar uma tensão de entrada de baixo nível, como em baterias e painéis fotovoltaicos (aproximadamente entre $12\,V$ - $48\,V$), para uma tensão elevada no barramento CC ($300\,V$ - $400\,V$), necessária para alimentar inversores de frequência variável por exemplo, são utilizados conversores CC-CC *boost* (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2006; YU et al., 2009).

O diagrama do conversor CC-CC *boost* clássico é apresentado na Figura 17. Quando a chave está ligada, o diodo é polarizado inversamente, isolando assim o estágio de saída. A entrada fornece energia apenas para o indutor. Quando a chave está desligada, o estágio de saída recebe energia do indutor e da entrada (MOHAN; UNDELAND, 2007).

Figura 17 – Conversor CC-CC *boost* clássico.



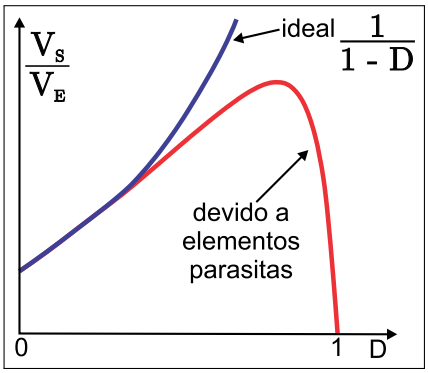
Fonte: Landsman (1979), adaptado.

O ganho estático de tensão G, do conversor CC-CC *boost* clássico em modo de condução contínua (MCC) é dado pela relação das tensões de entrada (V_E) e saída (V_S), tal como definido na Equação 2.1,

$$G = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{(1-D)}\,, \tag{2.1}$$

em que D é a razão cíclica do sinal de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM). De acordo com Pereira, Martins e Carvalho (2014), o conversor CC-CC *boost* clássico é capaz de atingir um ganho de alta tensão. Na prática, o ganho diminui à medida que a razão cíclica se aproxima de 1 devido a perdas causadas por não idealidades dos componentes do conversor, como ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Efeito de elementos parasitas no ganho do conversor CC-CC *boost* clássico.



Fonte: Mohan e Undeland (2007), adaptado.

Além disso, como afirma Peraça et al. (2002), o rendimento deste conversor para o ponto de máximo ganho é da ordem de 50 %, o que inviabiliza a utilização deste conversor CC-CC *boost* em aplicações em que se deseja alto ganho de tensão.

Uma alternativa a esse problema poderia ser o uso de conversores CC-CC *boost* em cascata, mas essa solução possui baixa eficiência devido à quantidade de estágios de processamento de energia (PEREIRA; MARTINS; CARVALHO, 2014). Para superar esta desvantagem, a utilização de conversores *step-up* capazes de operar com alto ganho de tensão foram propostas na literatura, como em Hsieh et al. (2011) e Li e He (2011).

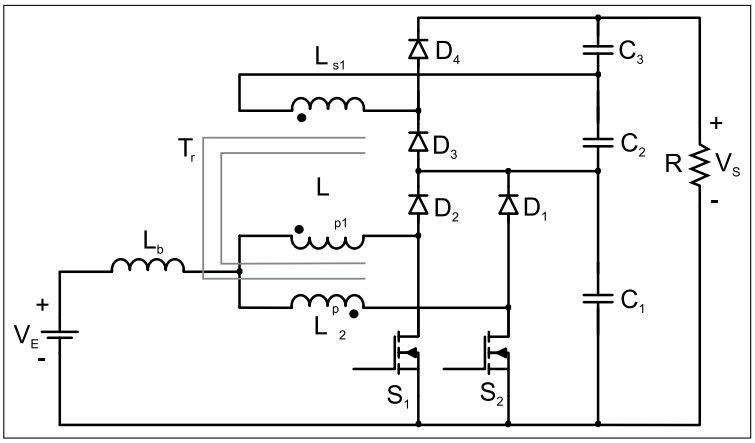
2.2.1 Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE

Uma topologia de conversor CC-CC *boost* que se destaca é o de Alto Ganho de Tensão baseado na Célula de Comutação de Três Estados (AGT-CCTE) proposto por Torrico-Bascopé et al. (2006). O diagrama deste conversor é ilustrado na Figura 19.

Segundo os autores, como vantagens, pode-se enfatizar que a corrente de entrada não é pulsada e possui baixa ondulação, cuja frequência é o dobro da frequência de chaveamento, permitindo assim a redução de peso e volume. Outro benefício é que o ganho de tensão deste conversor pode ser elevado aumentando a relação de transformação do transformador, sem produzir estresse extra de tensão nas chaves.

A tensão mais baixa entre as chaves permite a utilização de MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect*) com baixa resistência de condução, melhorando assim a eficiência. Como desvantagem, o conversor não opera adequadamente para razões cíclicas inferiores a $0,5$, devido a problemas de indução magnética do transformador. Porém, é importante mencionar que a operação com razão cíclica inferior a $0,5$ não causa danos aos componentes do conversor.

Figura 19 – Diagrama do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE.



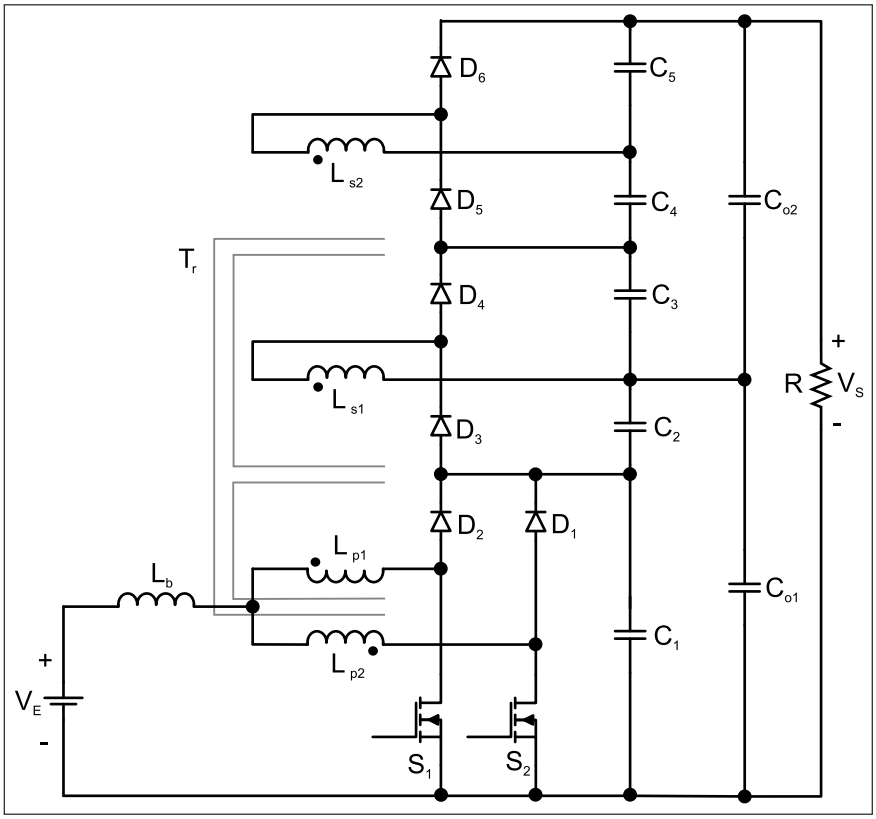
Fonte: Torrico-Bascopé et al. (2006), adaptado.

Segundo Torrico-Bascopé et al. (2006), para esta topologia, o ganho de tensão é dado pela Equação 2.2,

$$G = \frac{K_{ps} + 1}{(1 - D)}, \tag{2.2}$$

em que K_{ps} é a relação de transformação do transformador T_r. Silveira et al. (2014) utilizam o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE com dois enrolamentos secundários, como ilustrado na Figura 20.

Figura 20 – Diagrama do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE com 2 secundários.



Fonte: Silveira et al. (2014), adaptado.

Segundo Silveira et al. (2014), com a utilização de mais de um enrolamento secundário no transformador, a equação do ganho de tensão do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE é descrito conforme a Equação 2.3,

$$G = \frac{1}{(1 - D)} \cdot \left(1 + \sum_{j=1}^{n} K_{ps_{N_{sec}}}\right), \tag{2.3}$$

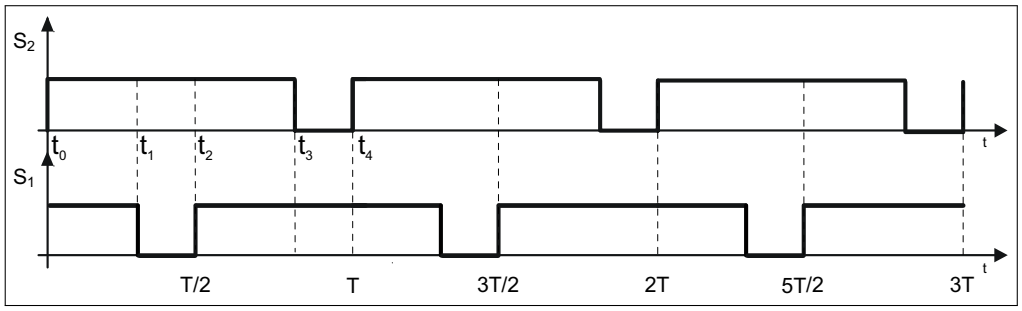
em que N_{sec} é o número de secundários do transformador.

Silveira et al. (2014) demostram com resultados experimentais que esta topologia do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE com 2 enrolamentos secundários obteve rendimento acima de 93 % para um protótipo de $1\,kW$, entrada de $48\,V$ e frequência de chaveamento de $25\,kHz$.

2.2.1.1 Princípio de funcionamento

Em razão de explicar o funcionamento deste conversor, somente o modo de condução contínua é analisado, com razão cíclica superior a $0,5$ e sobreposição das chaves S_1 e S_2 (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2006). Os sinais das chaves são defasadas em $180\,°$, como pode ser observado na Figura 21.

Figura 21 – Sinais das chaves S_1 e S_2.



Fonte: Silveira e Torrico-Bascopé (2011), adaptado.

De acordo com Silveira e Torrico-Bascopé (2011), pode-se dividir as etapas de funcionamento do regime permanente da seguinte forma:

- **Primeira etapa (t_0, t_1)**:

  No instante $t = t_0$, a chave S_2 é comandada a conduzir e a chave S_1 permanece em condução. Os diodos D_1, D_4 e D_6 são reversamente polarizados, enquanto os diodos D_2, D_3 e D_5 permanecem reversamente polarizados. A corrente que circula através do indutor L_b aumenta linearmente, ocorrendo assim o armazenando energia. Uma parte desta corrente flui através do enrolamento L_{p1} e a chave S_1 e outra parte, de mesmo valor, flui através do enrolamento L_{p2} e a chave S_2. Nesta etapa não há transferência de energia da entrada para carga, portanto o fornecimento de energia para carga é realizado pelos capacitores auxiliares C_1, C_2, C_3, C_4 e C_5 e pelos capacitores de filtro de saída C_{o1} e C_{o2}. O intervalo é finalizado em $t = t_1$ quando a chave S_1 é bloqueada.

- **Segunda etapa (t_1, t_2)**:

  No instante $t = t_1$ a chave S_1 é bloqueada e S_2 permanece conduzindo. A tensão sobre o indutor é invertida mantendo o fluxo magnético contínuo. A tensão sobre a chave S_1 é grampeada no valor da tensão sobre o capacitor C_1. Os diodos D_2, D_3 e D_5 são diretamente polarizados e os diodos D_1, D_4 e D_6 permanecem polarizados reversamente. A corrente através do indutor L_b flui através dos enrolamentos primários L_{p1} e L_{p2} e decresce linearmente. A energia armazenada no indutor L_b na primeira etapa, assim como a energia da fonte de alimentação, são transferidas para os capacitores auxiliares C_1, C_2 e C_4 e para os capacitores de filtro C_{o1} e C_{o2}.

- **Terceira etapa (t_2, t_3)**:

  No instante $t = t_2$, a chave S_1 é comandada a conduzir, enquanto que a chave S_2 permanece conduzindo. Os diodos D_2, D_3 e D_5 são reversamente polarizados, enquanto os diodos D_1, D_4 e D_6 permanecem reversamente polarizados. Da mesma forma que na primeira etapa de operação, a energia é armazenada no indutor L_b, e não ocorre transferência à carga. Portanto, o fornecimento de energia à carga é realizado pelos capacitores auxiliares C_1, C_2, C_3, C_4 e C_5 e os capacitores de filtro de saída C_{o1} e C_{o2}. O intervalo é finalizado em $t = t_3$ quando a chave S_2 é bloqueada.

- **Quarta etapa (t_3, t_4)**:

  No instante $t = t_3$, a chave S_2 é bloqueada e S_1 permanece conduzindo. A tensão sobre o indutor é invertida, mantendo o fluxo magnético contínuo. A tensão sobre a chave S_2 é grampeada no valor da tensão sobre o capacitor C_1. Os diodos D_1, D_4 e D_6 são diretamente polarizados e os diodos D_2, D_3 e D_5 permanecem reversamente polarizados. Da mesma forma que ocorre na segunda etapa de operação, a energia armazenada no indutor L_b na terceira etapa e a energia da fonte de alimentação são transferidas para os capacitores auxiliares C_1, C_3 e C_5 e para os capacitores de filtro de saída C_{o1} e C_{o2}.

2.2.2 Controle da tensão de saída de conversores CC-CC *boost*

Como qualquer outro sistema eletrônico de potência, conversores CC-CC *boost* são altamente não lineares e descontínuos no tempo. A não linearidade fica mais evidente devido à existência de operações no modo de condução contínua (MCC) e no modo de condução descontínua (MCD), que requerem modelos diferentes para análise (BANERJEE; VERGHESE, 1999).

Uma abordagem inicial para o controle de conversores CC-CC *boost* de tensão pode ser realizada com a utilização da teoria clássica de controle, como em Leyva et al. (2001), que projetaram um controlador baseado na técnica do lugar das raízes. Já Mayo-Maldonado et al. (2010) fizeram o controle de tensão de um conversor CC-CC *boost* utilizando a

teoria de controle moderno, no espaço de estados do sistema. Segundo Friedland (2012), o controle por espaço de estados é bastante utilizado em aplicações intratáveis por métodos clássicos. Já métodos de controle não linear, como controladores *fuzzy* são utilizados com bastante sucesso em conversores CC-CC *boost* como em Vidal-Idiarte et al. (2004), uma vez que este tipo de controlador possui grande valor para problemas em que o sistema é difícil de modelar devido à complexidade, não linearidade e imprecisões (PERRY et al., 2007).

Filho, Sousa e Medeiros (2017) elaboram um controlador do tipo PI para realizar o controle de tensão do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE proposto por Silveira e Torrico-Bascopé (2011) utilizando a teoria de controle clássico com a técnica do lugar das raízes. O modelo linearizado do conversor CC-CC *boost* para MCC proposto por Filho, Sousa e Medeiros (2017) para operação em 311 V de saída é descrito segundo a Equação 2.4,

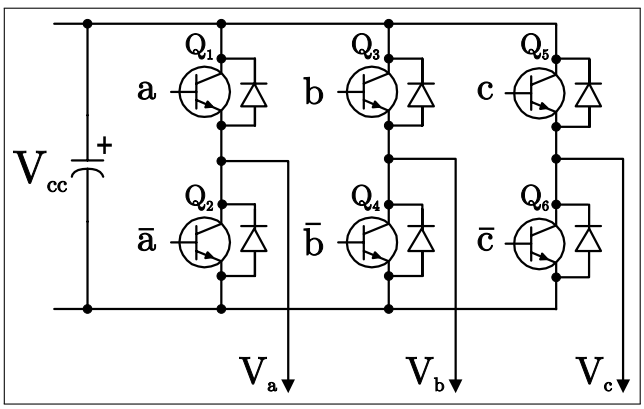
$$G_p(z) = \frac{V_{out}(z)}{D(z)} = \frac{0,2444}{z - 0,9296}, \tag{2.4}$$

em que $V_{out}(z)$ e $D(z)$ são a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* e a razão cíclica aplicada ao conversor, respectivamente, ambas no domínio discreto da frequência.

2.3 Inversores de frequência

Inversores são circuitos estáticos que transformam a tensão de entrada contínua em tensão alternada. São usados em diversas aplicações industriais, como acionamento de motores de indução em diferentes velocidades (SEN, 2007). O circuito básico para o acionamento de um Motor de Indução Trifásico (MIT) é ilustrado na Figura 22, conhecido como inversor de dois níveis. As chaves Q1 - Q6 são acionadas pelos sinais a, $\bar{a}$, b, $\bar{b}$, c e $\bar{c}$, em que uma chave (Q1) e seu complemento (Q2) não podem ser acionadas simultaneamente, pois isto ocasionaria um curto-circuito no barramento CC.

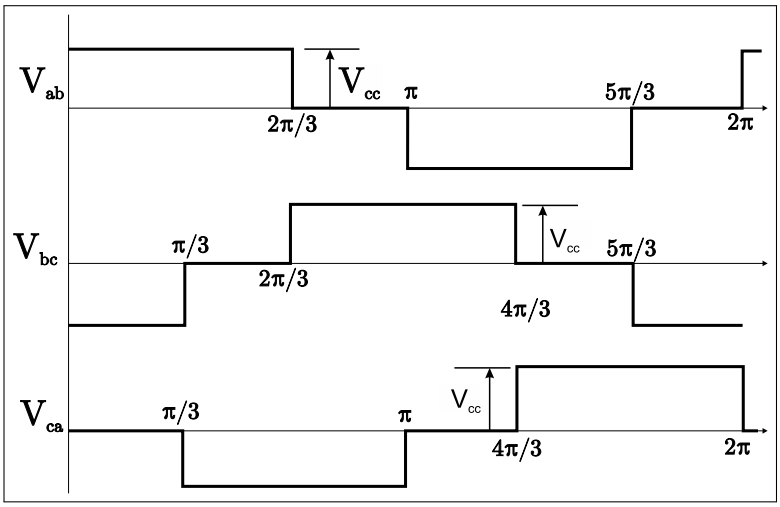
Figura 22 – Diagrama de um inversor de frequência variável trifásico de dois níveis.



Fonte: Yu e Figoli (1998), adaptado.

Para o funcionamento de um MIT, é necessário que as tensões V_{ab}, V_{bc} e V_{ca} estejam defasada em 120° elétricos entre si, como ilustrado na Figura 23.

Figura 23 – Exemplo de tensões de linha para um acionamento de MIT.



Fonte: Holmes e Lipo (2003), adaptado.

Segundo Choi e Sul (1996), um inversor de frequência variável pode apresentar distorções nas tensões de saída por diversos motivos, como por características inerentes dos elementos de chaveamento do inversor e pelo tempo morto aplicado no acionamento das chaves. A tensão distorcida pode causar consequências indesejadas, como distorção da forma de onda da corrente, aumento de ondulações de torque e operação instável da máquina (CHOI; SUL, 1995).

O inversor clássico de onda quadrada usado em aplicações de baixa ou média potência possui várias desvantagens, como harmônicos de baixa ordem na tensão de saída. Uma das soluções para melhorar o ambiente livre de harmônicos em inversores de alta potência é usar técnicas PWM (KUMAR et al., 2010).

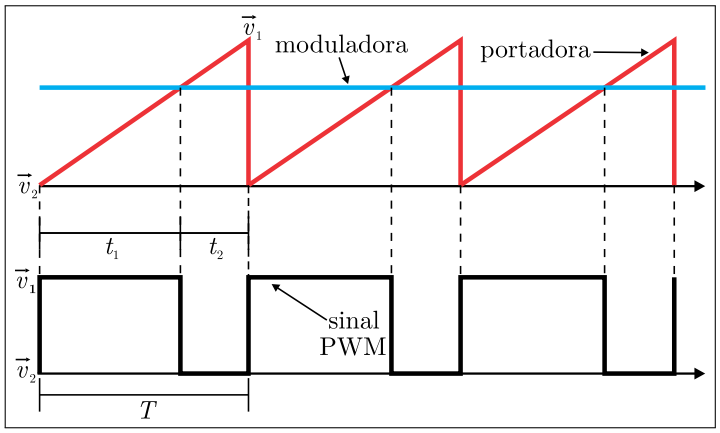
Técnicas para o acionamento das chaves visando a redução harmônica têm sido elaboradas ao longo dos anos. Dentre as várias técnicas, como a de modulação por largura de pulsos múltiplos utilizada em Bhat e Vithayathil (1982), a modulação trapezoidal em Agarwal e Agarwal (2012) e a modulação delta em Ziogas (1981), destacam-se a de modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM) utilizada por Bowes (1975) e a modulação por largura de pulso com vetores espaciais (*Space Vector Pulse Width Modulation* - SVPWM) utilizada por Broeck, Skudelny e Stanke (1988).

2.3.1 *Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM

Segundo Maswood (2008), a utilização da técnica SPWM resulta em alta qualidade nas tensões de saída de inversores, assim como nas formas de onda das correntes. Este método consiste em criar uma tensão média desejada a partir de duas tensões conhecidas ($\vec{v_1}$ e $\vec{v_2}$) utilizando uma média ponderada pelos tempos t_1 e t_2. Isto é feito com a comparação de uma onda portadora triangular com um sinal modulador, como na Figura 24. Para um período T da onda portadora, a tensão média V_{pwm} pode ser sintetizada de acordo com a Equação 2.5.

$$V_{pwm} = \frac{\vec{v_1} \cdot t_1 + \vec{v_2} \cdot t_2}{t_1 + t_2} = \frac{\vec{v_1} \cdot t_1 + \vec{v_2} \cdot t_2}{T} . \tag{2.5}$$

Figura 24 – Modulação por largura de pulso com onda portadora.



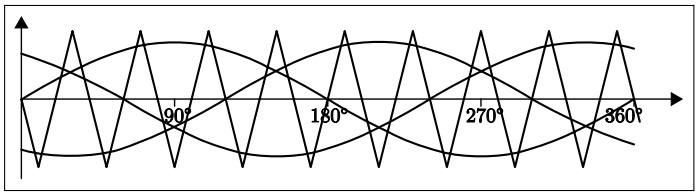
Fonte: Mohan e Undeland (2007), adaptado.

Assim, para um determinado período de tempo T, a tensão média desejada será obtida através da técnica de modulação por largura de pulso. Porém, a tensão de saída de um inversor de frequência variável para acionamento de MIT muda a cada instante, visto que a tensão desejada em sua saída é senoidal. Assim, para a técnica SPWM, o sinal modulador é uma onda senoidal. Para o inversor trifásico de dois níveis da Figura 22, são utilizadas três tensões senoidais defasadas 120° entre si.

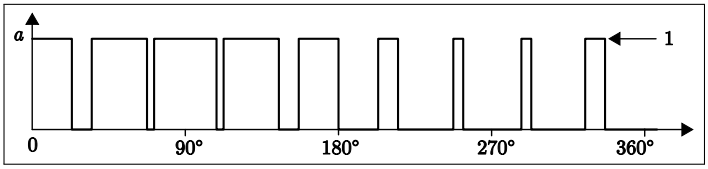
Os sinais de comando das chaves (Figura 25b e Figura 25c) são gerados a partir da comparação destes sinais senoidais moduladores com uma onda portadora triangular (Figura 25a). A frequência da onda moduladora determina a frequência da onda de saída do inversor, enquanto a amplitude máxima do sinal de referência determina a tensão eficaz de saída do inversor (RASHID, 1999).

Figura 25 – Formas de onda de um inversor de frequência variável trifásico com SPWM.

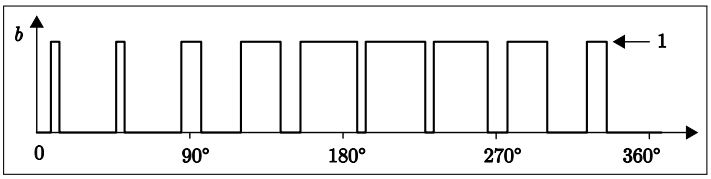
(a) Ondas moduladoras senoidais e portadora.



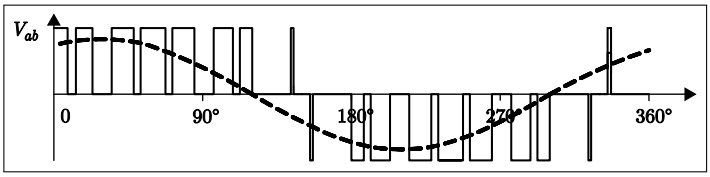
(b) Sinal a da chave Q1.



(c) Sinal b da chave Q2.



(d) Tensão V_{ab} de saída do inversor.



Fonte: Luo, Ye e Rashid (2010), adaptado.

Autores como Fukuda e Iwaji (1995) utilizam ainda a técnica SPWM com injeção de harmônicos, em que o sinal modulante é gerado pela injeção de harmônico de terceira ordem com amplitude de 1/6 da fundamental na onda senoidal, fornecendo uma amplitude fundamental de saída de 15 % mais alta e baixa distorção na tensão de saída, além de diminuir o aquecimento nas chaves (RASHID, 1999; HOLMES; LIPO, 2003).

Entretanto, a implementação do SPWM tem muitas dificuldades, seja com circuitos analógicos ou digitais. Em circuitos analógicos, como relata Jeevananthan, Rakesh e Dananjayan (2006) e Lakka, Koutroulis e Dollas (2014), há problemas como a defasagem da saída em altas frequências da portadora, sensibilidade térmica, imperfeições na amplitude e fase da onda senoidal gerada, harmônicos pares desequilibrados e vulnerabilidade a ruídos.

Já em circuitos digitais como microcontroladores e DSPs (*Digital Signal Processor*), os cálculos que devem ser realizados podem sobrecarregar a unidade de processamento, que muitas vezes deve exercer outras tarefas (RENGE; SURYAWANSHI; CHAUDHARI,

2010).

Além disso, se comparada com outras técnicas, como a SVPWM, a técnica SPWM (mesmo com injeção de terceira harmônica) tem maior taxa de distorção na forma da onda chaveada (HOLMES; LIPO, 2003). Isso é corroborado por estudos como o de Kumar et al. (2010), que mostram que a técnica SPWM utiliza a tensão do barramento CC dos inversores de forma menos eficiente, gerando mais distorção harmônica se comparada à técnicas como SVPWM.

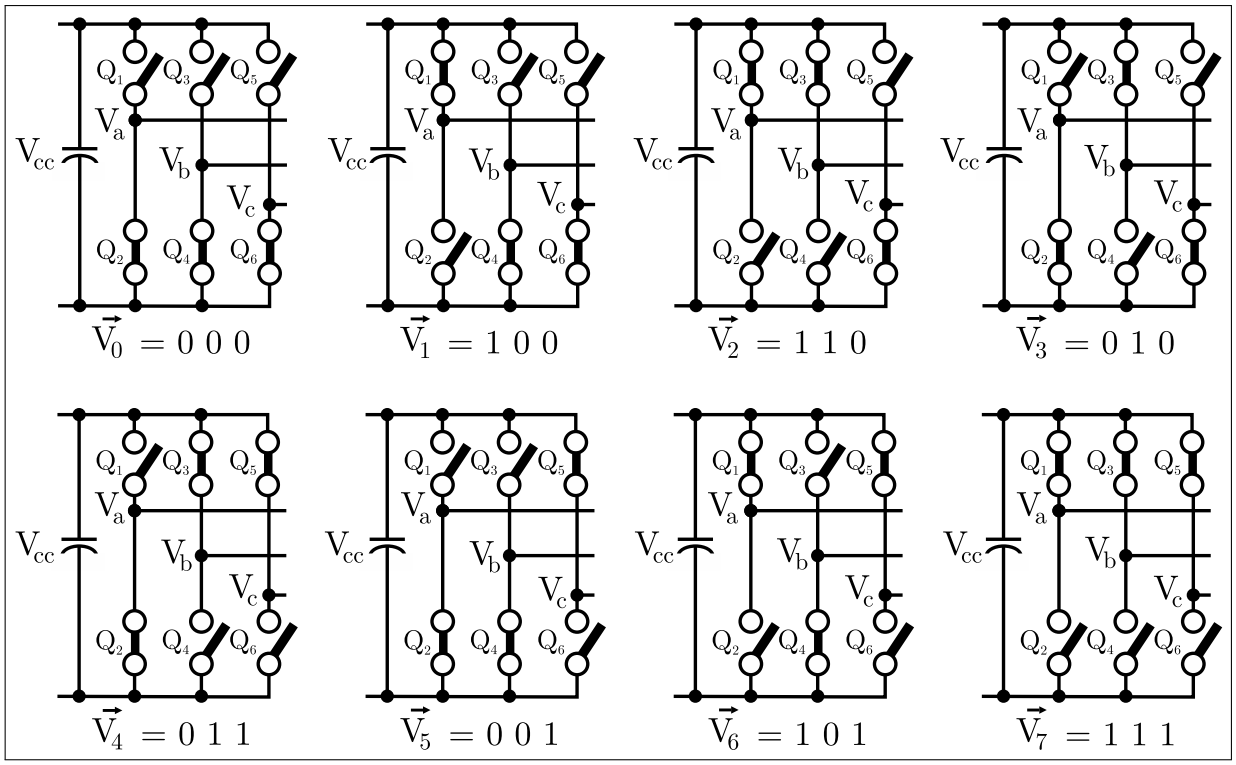
2.3.2 SVPWM para acionamento de MIT

Em meados da década de 1980, foi proposta uma forma de PWM chamada modulação vetorial espacial (*Space Vector Modulation* - SVM), que oferece vantagens significativas sobre a SPWM em termos de desempenho e facilidade de implementação (HOLMES; LIPO, 2003).

Segundo Kumar et al. (2010), a modulação por SVPWM é a técnica mais sofisticada para gerar onda senoidal, fornecendo uma maior tensão ao motor com menor distorção harmônica, sendo a melhor técnica para acionamentos com frequência variável. A técnica SVPWM baseia-se de forma similar à ideia presente no PWM básico da Equação 2.5. Porém, a tensão média desejada é obtida a partir de dois vetores espaciais com amplitude e ângulo.

De acordo com Iqbal et al. (2006), o número de vetores de tensão disponíveis N_v em um inversor de dois níveis com n fases a serem utilizados no SVPWM é $N_v = 2^n$. Para o caso do inversor de dois níveis e três fases da Figura 22, o número de vetores espaciais é oito, equivalente ao número de combinações três a três sem repetição da posição das chaves, respeitando a condição de que um sinal a e seu complemento $\bar{a}$, não podem ser acionados simultaneamente. As oito possibilidades de posição das chaves, e consequentemente os oito vetores espaciais, são ilustrados na Figura 26. As tensões V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} de saída do inversor são definidas de acordo com a Equação 2.6.

Figura 26 – Combinações possíveis para um inversor trifásico de dois níveis.



Fonte: Holmes e Lipo (2003), adaptado.

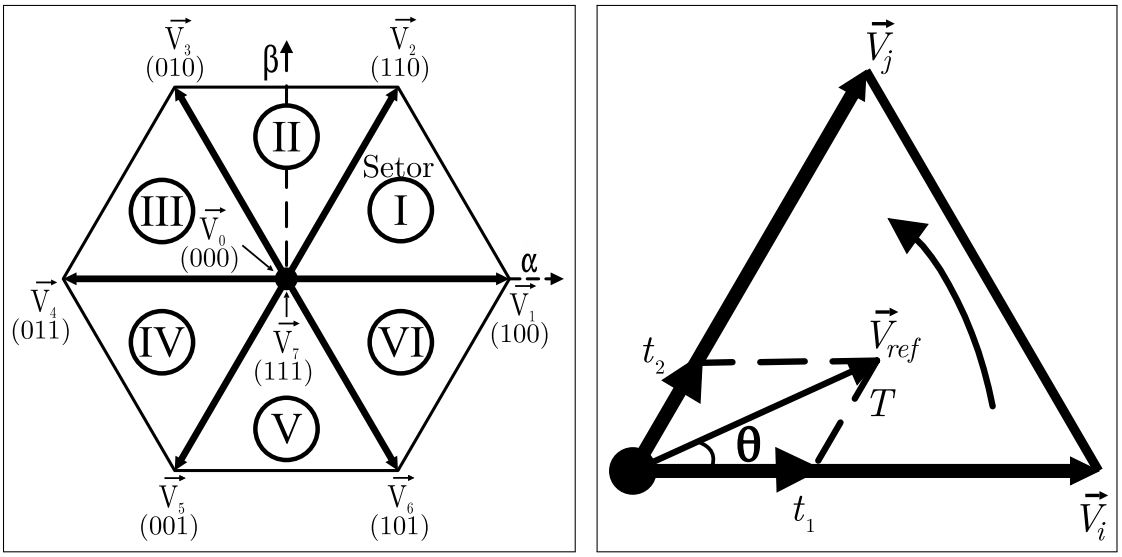
$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Destes oitos vetores, seis são vetores ativos ($\vec{V_1}$, $\vec{V_2}$, $\vec{V_3}$, $\vec{V_4}$, $\vec{V_5}$ e $\vec{V_6}$) pois aplicam tensão na carga, enquanto outros dois são vetores nulos ($\vec{V_0}$ e $\vec{V_7}$), pois aplicam um curto nos terminais do motor pelas chaves superiores ou inferiores (BOSE, 2001). Para o acionamento de MIT, ao se aplicar a transformada $\alpha\beta 0$[2] nas tensões V_a, V_b e V_c, os oito vetores espaciais formam os vértices de um cubo cuja projeção no plano $\alpha\beta$ é o hexágono ilustrado na Figura 27a. Neste plano $\alpha\beta$, os vetores $\vec{V_0}$ e $\vec{V_7}$ são o mesmo vetor nulo, embora o efeito no MIT seja diferente (OGASAWARA; AKAGI; NABAE, 1990).

[2]Também conhecida como transformada de Clarke, é utilizada para facilitar a análise de circuitos multi-fases Clarke (1943).

Figura 27 – Vetores espaciais projetados no plano $\alpha\beta$.

(a) Hexágono de vetores espaciais para MIT. (b) Um setor qualquer do hexágono para MIT.



Fonte: Broeck, Skudelny e Stanke (1988), adaptado.

Para o acionamento do MIT, os seis vetores ativos tem amplitude igual a V_{cc} e são defasados em 60° entre si no plano $\alpha\beta$. Convenientemente, o hexágono formado é dividido em 6 setores, como mostrado na Figura 27a. A projeção dada pela transformada $\alpha\beta 0$ aplicada às tensões trifásicas de saída desejadas no plano $\alpha\beta$ é o fasor $\vec{V}_{ref}$, com ângulo θ, girando no plano $\alpha\beta$ em torno dos vetores nulos como ilustrado na Figura 27b. A magnitude de $\vec{V}_{ref}$ é o valor RMS (V_{rms}) correspondente à tensão de linha desejada.

A decomposição de $\vec{V}_{ref}$ nos vetores $\vec{V}_i$ e $\vec{V}_j$ é feita a partir da Equação 2.7,

$$T\,\vec{V}_{ref} = t_1\vec{V}_i + t_2\vec{V}_j\,. \tag{2.7}$$

Separando a parte real,

$$\begin{aligned} \Re\{\vec{V}_{ref}\} = \Re\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Re\{t_1 V_{cc}\angle 0^\circ + t_2 V_{cc}\angle 60^\circ\} \\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1 V_{cc}\,cos(0^\circ) + t_2 V_{cc}\,cos(60^\circ) \\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1 V_{cc} + \frac{1}{2}t_2 V_{cc}\,, \end{aligned} \tag{2.8}$$

e a parte imaginária,

$$\begin{aligned} \Im\mathfrak{m}\{\vec{V}_{ref}\} = \Im\mathfrak{m}\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Im\mathfrak{m}\{t_1 V_{cc}\angle 0^\circ + t_2 V_{cc}\angle 60^\circ\} \\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_1 V_{cc}\,sen(0^\circ) + t_2 V_{cc}\,sen(60^\circ) \\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_2 V_{cc}\frac{\sqrt{3}}{2} \\ t_2 &= T\,\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\frac{2}{\sqrt{3}}\,sen\theta^\circ\,. \end{aligned} \tag{2.9}$$

Aplicando a Equação 2.9 na Equação 2.8,

$$t_1 = T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\left(cos\theta^\circ - \frac{1}{\sqrt{3}}sen\theta^\circ\right). \tag{2.10}$$

A expressão $cos\theta^\circ - \frac{1}{\sqrt{3}}sen\theta^\circ$ pode ser manipulada utilizando o artifício trigonométrica da Equação 2.11,

$$B\,sen\,(\alpha-\theta) = B\,sen\alpha\,cos\theta - B\,cos\alpha\,sen\theta\,. \tag{2.11}$$

Seja

$$\begin{aligned} cos\theta - \frac{1}{\sqrt{3}}sen\theta &= B\,sen\,(\alpha-\theta) = B\,sen\alpha\,cos\theta - B\,cos\alpha\,sen\theta \\ 1\cdot\cos\theta - \frac{1}{\sqrt{3}}sen\theta &= B\,sen\alpha\,cos\theta - B\,cos\alpha\,sen\theta\,. \end{aligned} \tag{2.12}$$

Isolando os termos ligados a $cos\theta$ e $sen\theta$, temos que

$$\begin{aligned} 1 &= B\,sen\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{3}} &= B\,cos\alpha \\ \frac{B\,sen\alpha}{B\,cos\alpha} &= tg\alpha = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{3}}} = \sqrt{3} \\ tg^{-1}\alpha &= \sqrt{3} \\ \alpha &= 60^\circ \end{aligned} \tag{2.13}$$

e

$$B = \sqrt{1^2 + \left(\frac{-1}{\sqrt{3}}\right)^2} = \frac{2}{\sqrt{3}}\,. \tag{2.14}$$

Utilizando as Equações 2.12, 2.13 e 2.14 na Equação 2.10,

$$t_1 = T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\frac{2}{\sqrt{3}}\,sen(60^\circ-\theta^\circ) = T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\frac{2}{\sqrt{3}}\,cos(\theta^\circ+30^\circ)\,. \tag{2.15}$$

Em qualquer período de chaveamento, o fasor $\vec{V}_{ref}$ é aproximado pelos dois vetores ativos mais próximos, cada um atuando por determinado período de tempo definido por t_1 e t_2. Porém, diferentemente da Equação 2.5, a soma de t_1 e t_2 das Equações 2.9 e 2.15 não equivalem a T, sendo necessária a aplicação dos vetores nulos durante um tempo t_0 para complemento. Aplicando T_{pwm} no valor de T, as equações do SVPWM para MIT são,

$$t_1 = T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\frac{2}{\sqrt{3}}\,cos(\theta^\circ+30^\circ) \tag{2.16}$$

$$t_2 = T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\frac{2}{\sqrt{3}}\,sen\theta^\circ \tag{2.17}$$

$$t_0 = T_{pwm} - t_1 - t_2 \tag{2.18}$$

Desde que os inversores de frequência variável digitais se tornaram um padrão industrial, os métodos tradicionais de PWM foram superados pela representação de vetores espaciais SVPWM, que é mais adequada para a implementação digital. Isso porque o microprocessador pode calcular os tempos de chaveamento em tempo real e aplicá-los no inversor. É importante mencionar que na técnica SVPWM, o índice máximo de modulação é cerca de 15 % maior que o da técnica SPWM convencional (BOGLIETTI et al., 1993).

Por fim, como relatado na Seção 1.1, os motores de indução monofásicos também são utilizados em sistemas de bombeamento. Assim, um estudo do acionamento de motores de indução monofásicos por inversores de frequência variável também se faz necessário e é apresentado na Seção A.1, enquanto que o desenvolvimento das equações da técnica SVPWM para o acionamento deste motor em um inversor de frequência variável trifásico é realizado na Seção A.2.

É interessante notar que o acionamento de um motor monofásico por um inversor de frequência variável trifásico possibilita que o sistema de bombeamento proposto possa ser utilizado para acionar estes dois tipos de motores de indução (trifásico e monofásico). Assim, não há necessidade de mudar nenhum componente do sistema, apenas um parâmetro na interface com o usuário.

2.3.3 Relação V/f no motor de indução

De acordo com Chapman (2013), quando o motor está operando em velocidades abaixo da velocidade nominal, é necessário reduzir a tensão de saída do conversor. Para aplicações gerais, a tensão aplicada ao estator deve ser diminuída linearmente com a diminuição da frequência do estator, pois fortes correntes de magnetização circularão na máquina.

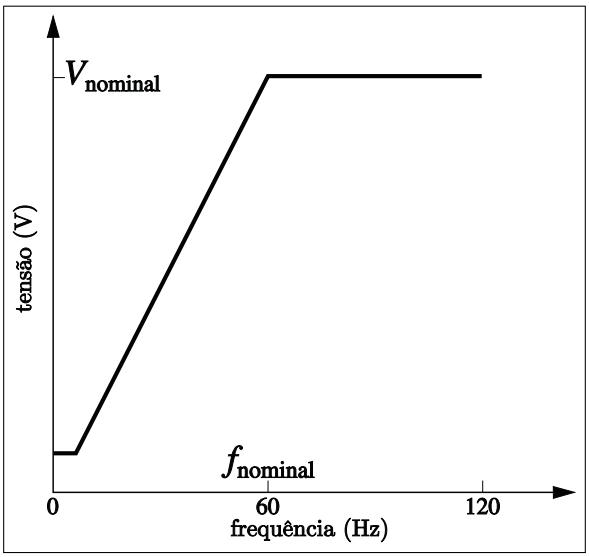
O padrão de uso geral da relação V/f é ilustrado na Figura 28a. Para velocidades abaixo da velocidade nominal, a tensão de saída é alterada linearmente em função das mudanças na frequência de saída e, para velocidades acima da velocidade nominal, a tensão é mantida constante. A região de tensão baixa constante em frequências muito baixas é necessária para assegurar que haverá algum conjugado de partida nas velocidades extremamente baixas.

Porém, algumas cargas, como as de bombas centrífugas, requerem um conjugado muito baixo na partida e têm conjugado que crescem com o quadrado da velocidade. Assim, é sintetizada uma tensão de saída que varia de forma quadrática com a frequência, e que pode ser observada na Figura 28b. Essa tensão inferior produzirá um conjugado menor, propiciando uma partida lenta e suave para cargas de conjugado baixo. A grande vantagem desta relação V/f é economia de energia no acionamento de cargas de torque resistente variável, devido à redução das perdas do motor (principalmente perdas no ferro

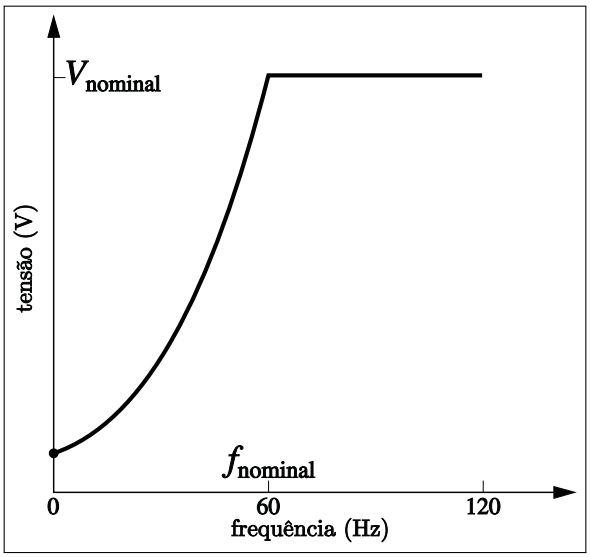
e perdas magnéticas) (WEG, 2006).

Figura 28 – Relações V/f aplicadas à diferentes cargas.

(a) V/f linear.



(b) V/f quadrática.



Fonte: Chapman (2013), adaptado.

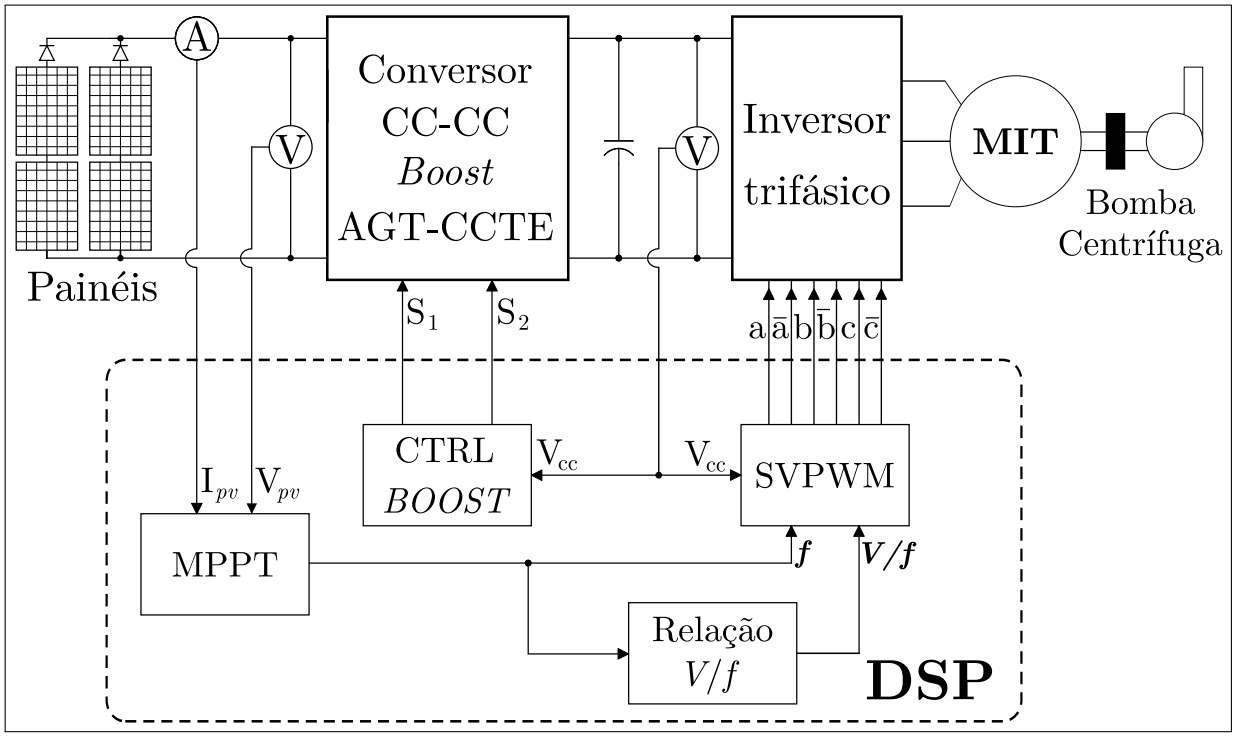
3 Simulações do sistema proposto

Este capítulo está organizado em 7 seções. A descrição do sistema de bombeamento proposto é apresentada na Seção 3.1. Na Seção 3.2, são apresentas simulações dos painéis fotovoltaicos. Já na Seção 3.3, simulações do conversor CC-CC *boost* AGT-CTTE são apresentadas. Simulações do inversor de frequência variável trifásico são apresentadas na Seção 3.4, enquanto que a realização da simulação do acionamento SVPWM para MIT é apresentada na Seção 3.5. O controle digital do conversor CC-CC *boost* é projetado e simulado na Seção 3.6. Por fim, simulações da interação de todos estes itens são apresentadas na Seção 3.7.

3.1 Descrição geral do sistema proposto

O Diagrama do sistema de bombeamento proposto é ilustrado na Figura 29.

Figura 29 – Diagrama do sistema proposto.



Fonte: Autor.

A energia proveniente dos painéis fotovoltaicos é transferida para o inversor de frequência variável através de um conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE. A tensão dos painéis é elevada para $311\,V$, tensão nominal para o acionamento do motor de indução trifásico

de 220 V eficaz, que por sua vez está acoplado a uma bomba centrífuga, responsável pelo bombeamento.

Para isso, é utilizado um controlador digital de tensão, uma vez que a tensão de saída deve permanecer em 311 V no barramento CC do inversor e a tensão de entrada varia de acordo com as condições climáticas. Essa tensão do barramento CC alimenta um inversor de frequência variável trifásico de dois níveis que aciona o motor de indução trifásico. Este acionamento é realizado pela técnica de PWM por vetores espaciais (SVPWM).

Para a extração da máxima potência do conjunto de painéis fotovoltaicos, é realizado o MPPT, com a leitura instantânea de corrente e tensão dos painéis. O MPPT atua na frequência comandada do motor, de forma que, ao se aumentar esta frequência, é exigida mais energia dos painéis fotovoltaicos, assim como diminuindo esta frequência, diminui-se a energia demandada dos painéis. Assim, o ponto de operação dos painéis fotovoltaicos na curva $P - V$ pode ser movido para o ponto de máxima potência. É importante citar que a potência de um conjunto motor-bomba é proporcional ao cubo da frequência comandada.

Para momentos de baixíssima irradiância, a máxima frequência que o MPPT consegue aplicar pode não ser suficiente para que aconteça o bombeamento. Nesta ocasião, uma mudança na relação V/f pode fazer com que haja melhores condições de bombeamento. Assim, nos momentos em que a potência dos painéis for insuficiente para promover o bombeamento com a relação V/f nominal, esta relação é alterada com o intuito de prolongar o tempo de bombeamento. A potência mínima nos painéis para funcionamento do sistema também deverá ser investigada. Todas essas etapas, como o controle do conversor CC-CC *boost*, acionamento SVPWM, MPPT e mudança de V/f são executadas por um dispositivo DSP (*Digital Signal Processor*).

A seguir, são apresentadas simulações referentes aos elementos do sistema de bombeamento, como os painéis fotovoltaicos, o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE e seu controle digital de tensão, o inversor de frequência variável trifásico de dois níveis acionado pela técnica SVPWM para MIT, e finalmente a interação destes elementos juntos. Todas as simulações são realizadas no *software* PSIM.

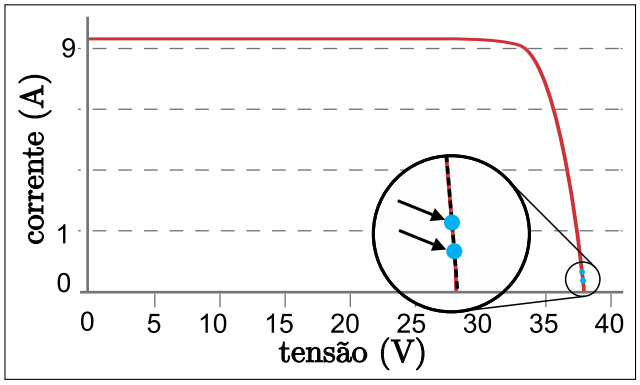
3.2 Painéis Fotovoltaicos

Os painéis utilizados são de modelo CS6K-270, fabricados pela *Canadian Solar*. Este modelo possui uma potência máxima de 270 W e eficiência de 16 % para as condições STC (*Standard Test Conditions*), ou seja, a uma irradiância de 1000 W/m^2 e temperatura dos painéis de 25 $°C$ (CANADIAN, 2016). O *software* PSIM possui uma ferramenta de modelagem de painéis fotovoltaicos chamada *Solar Module (physical model)*, detalhado em PowerSim (2016) e que será utilizado para criar o modelo da simulação.

Os dados nas condições STC do painel necessários para simulação no PSIM são: tensão de circuito aberto: $V_{oc} = 37,9\,V$, corrente de curto-circuito: $I_{sc} = 9,32\,A$, tensão de máxima potência: $V_{mpp} = 30,8\,V$, corrente de máxima potência: $I_{mpp} = 8,75\,A$, número de células: $N_s = 60$ $(6 \cdot 10)$, coeficiente de temperatura para V_{oc}: $-0,31\,\%/°C$ e coeficiente de temperatura para I_{sc}: $0,053\,\%/°C$. Um outro dado deste painel, a derivada dV/dI no ponto de circuito aberto V_{oc}, pode ser obtido de forma indireta a partir da Figura 30 e da Equação 3.1,

$$\frac{dV}{dI} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{0,0522}{-0,1357} = -0,38464\,. \tag{3.1}$$

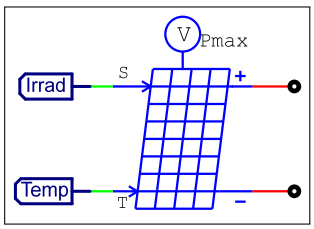
Figura 30 – Pontos da curva $I - V$ para cálculo de dV/dI em V_{oc}.



Fonte: Canadian (2016), adaptado.

Os dados acima do painel em questão são introduzidos nesta ferramenta do PSIM, a qual gera o modelo de um diodo com R_{sh} do painel para a plataforma PSIM, ilustrado na Figura 31. O modelo necessita da informação de irradiância (S) e Temperatura (T) para a simulação da geração de energia fotovoltaica. Além disso, o modelo informa a potência máxima instantânea (Pmax) dada as entradas atuais, afim de comparação com a potência instantânea de saída atual, ideal para validação de algoritmos MPPT.

Figura 31 – Painel fotovoltaico gerado na plataforma PSIM.



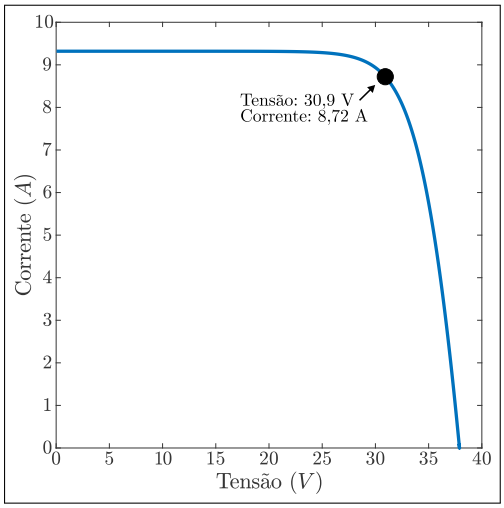
Fonte: Autor.

As curvas $I - V$ e $P - V$ do painel CS6K-270 utilizado são apresentadas respectivamente nas Figuras 32a e 32b para as condições STC. Nota-se que a potência máxima,

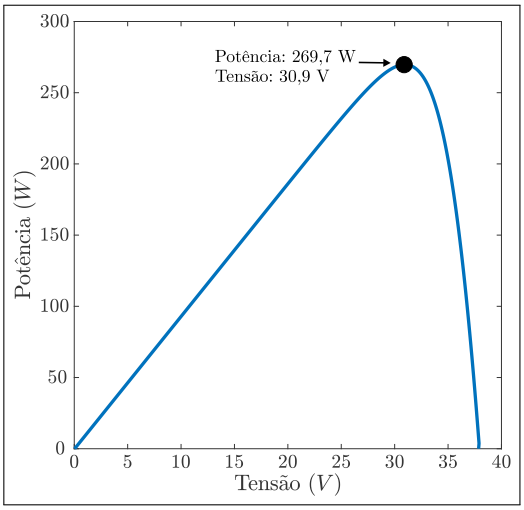
a tensão e corrente de potência máxima (V_{mpp} e I_{mpp}) encontram-se muito próximos dos valores de placa.

Figura 32 – Simulação das curvas de um painel CS6K-270 em STC.

(a) Curva $I - V$.



(b) Curva $P - V$.



Fonte: Autor.

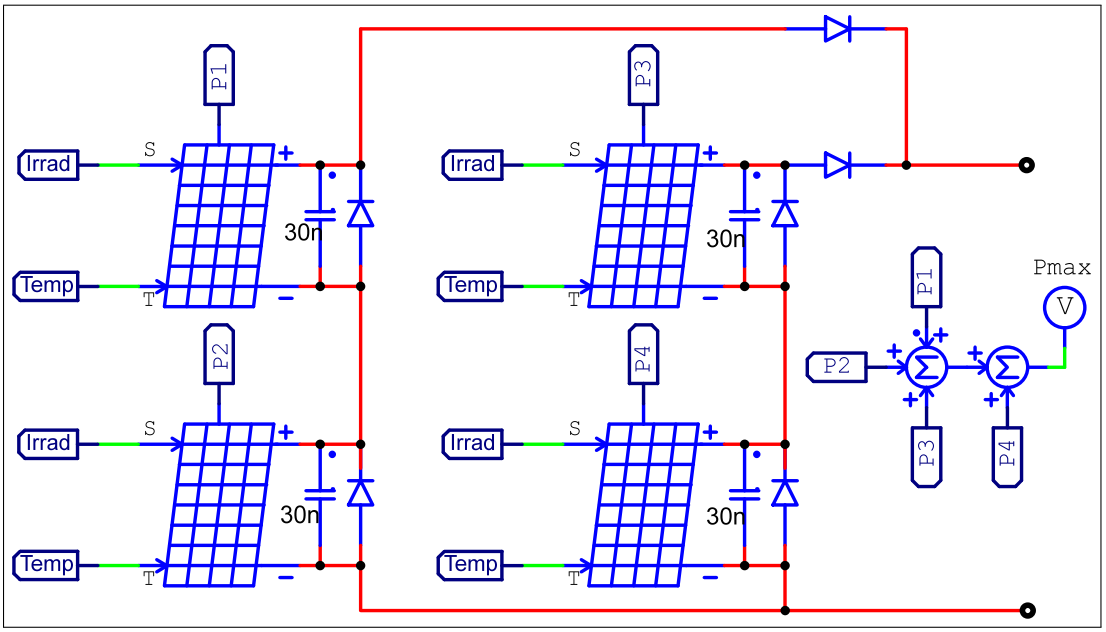
Entretanto, para este sistema de bombeamento, a potência de apenas um painel não é suficiente, visto que o conjunto motor-bomba a ser utilizado possui $0,5\,CV$ $(367,75\,W)$ de potência nominal. Além disso, é necessário considerar que existem perdas no processo de condicionamento da energia solar (no conversor CC-CC *boost* e inversor de frequência variável), assim como na conversão eletromecânica no motor de indução. Um outro fator a ser considerado é que a potência de placa do painel utilizado $(270\,W_p)$ refere-se ao pico de potência para uma irradiância de $1000\,W/m^2$, que acontece apenas durante um período de tempo se as condições climáticas estiverem favoráveis. Assim, uma análise da quantidade de painéis a serem utilizados deve ser realizada.

A utilização de dois painéis $(540\,W_p)$ em paralelo torna-se inviável para a aplicação em questão, pois a razão cíclica do conversor CC-CC *boost* necessária para atingir os $311\,V$ de saída encontra-se próximo do limite de $80\,\%$, sugerido por Silveira e Torrico-Bascopé (2011). Desta forma, uma mínima perturbação de carga no conversor CC-CC *boost* ou de irradiância nos painéis fotovoltaicos pode saturar a saída do controlador do conversor CC-CC *boost*. Já a ligação destes dois painéis em série dá ao controlador uma maior margem de atuação na razão cíclica, possibilitando contornar estas perturbações. Porém, a potência de dois painéis pode ser considerada baixa para o sistema proposto, visto os problemas comentados no parágrafo anterior. A utilização de três painéis $(810\,W_p)$ em série faz a razão cíclica do conversor CC-CC *boost* ser bastante baixa, o que pode fazer o mesmo operar em modo de condução descontínua na maior parte do tempo de funcionamento.

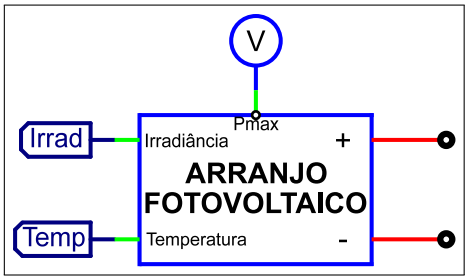
A ligação de quatro painéis (1080 W_p), dois em série em paralelo com outros dois em série, fornece uma boa condição de trabalho para o sistema, visto que o controlador do conversor CC-CC *boost* possui uma boa margem para atuação e a potência a ser extraída dos painéis pode ser suficiente para a realização do bombeamento durante uma boa parte do dia. A utilização de diodos de *bypass* e de bloqueio são necessários por razões que foram citadas na Seção 2.1. A conexão dos quatro painéis é ilustrada na Figura 33a. Um subcircuito denominado "arranjo fotovoltaico" é criado para facilitar a visualização do sistema completo e é ilustrado na Figura 33b.

Figura 33 – Painéis fotovoltaicos no PSIM.

(a) Conexão dos quatro painéis utilizados.



(b) Subcircuito dos painéis.

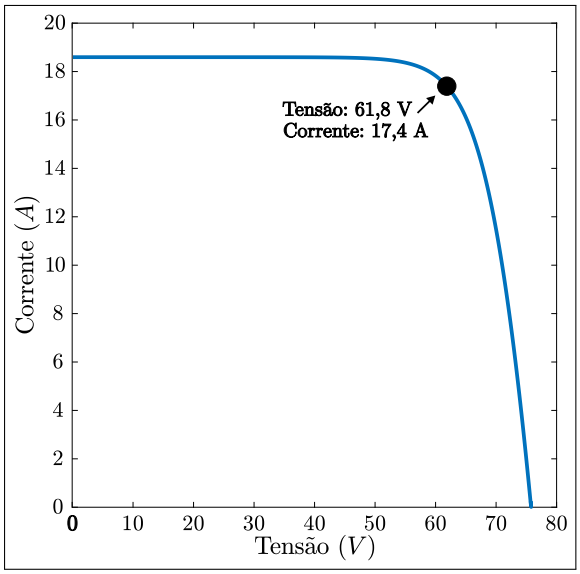


Fonte: Autor.

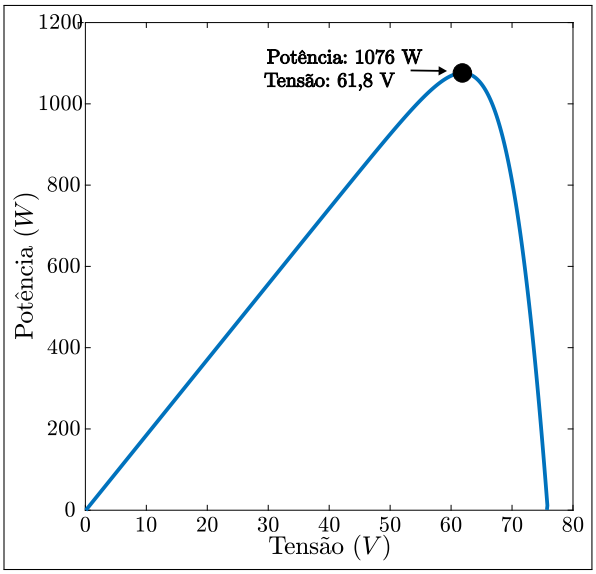
As curvas $I - V$ e $P - V$ da associação dos painéis para as condições STC são apresentadas respectivamente nas Figuras 34a e 34b.

Figura 34 – Simulação das curvas para quatro painéis CS6K-270 em STC.

(a) Curva $I - V$.



(b) Curva $P - V$.

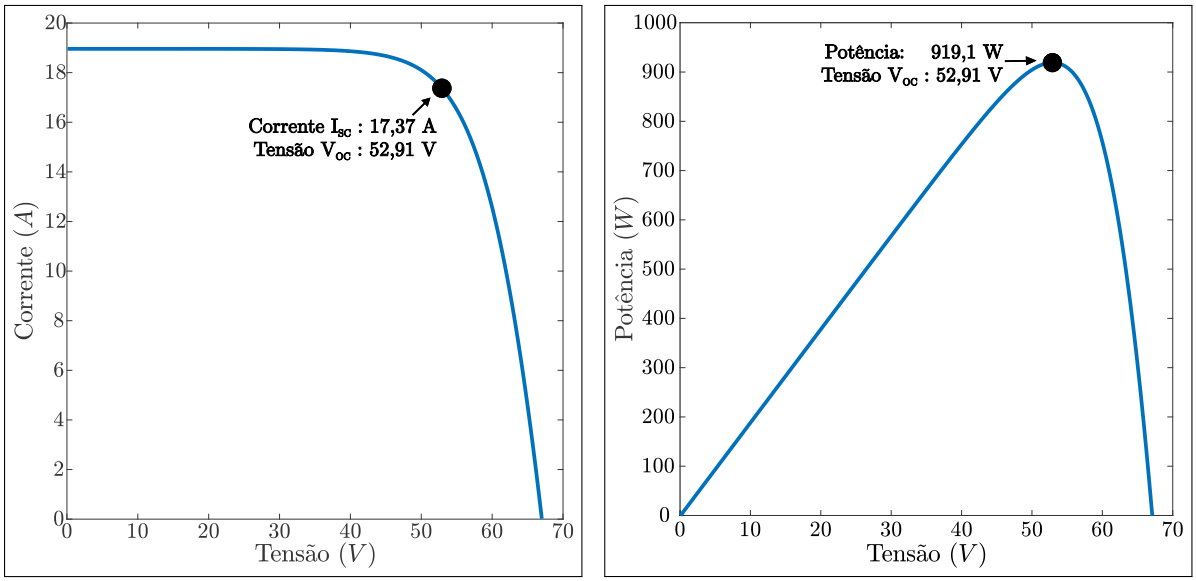


Fonte: Autor.

As simulações do sistema de bombeamento devem levar em consideração o local no qual o mesmo será instalado. Os testes do sistema de bombeamento proposto são realizados no Laboratório de Processamento de Energia (LPE) e no Laboratório de Energias Renováveis Eólica e Solar (LERES), localizados no Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE), *campus* Fortaleza. Para estes locais, a temperatura dos painéis pode alcançar $62\,°C$, de acordo com Filho, Sousa e Medeiros (2017). Assim, para uma simulação mais coerente com a realidade, é adotada a temperatura de trabalho dos painéis como $62\,°C$. Dessa forma, as curvas $I - V$ e $P - V$ da associação de painéis fotovoltaicos são apresentadas na Figuras 35a e 35b.

Figura 35 – Simulação das curvas para quatro painéis CS6K-270 em 1000 W/m^2 e 62 $°C$.

(a) Curva $I - V$. (b) Curva $P - V$.



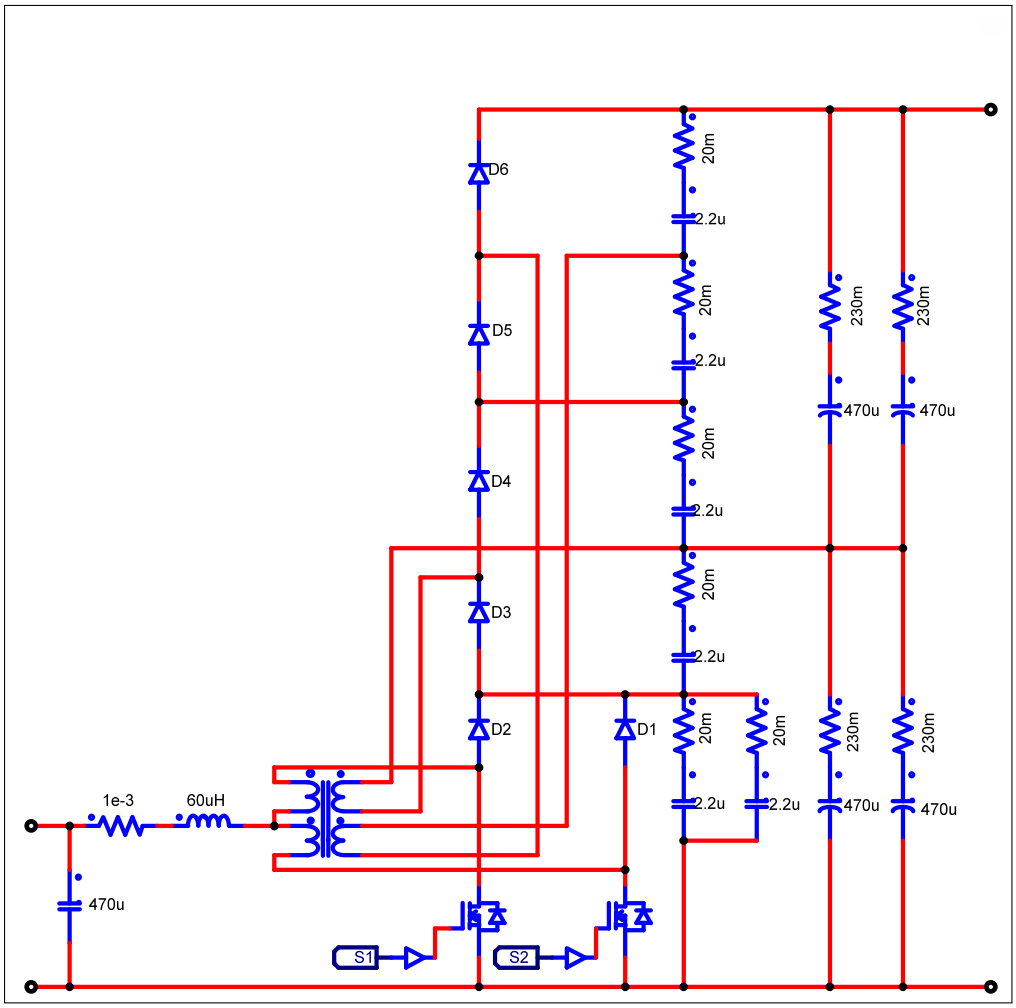
Fonte: Autor.

3.3 Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE

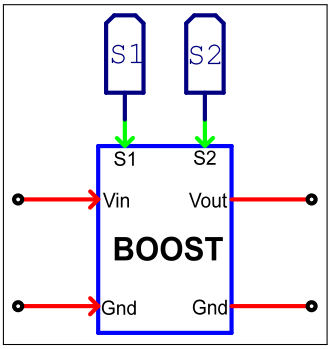
O conversor CC-CC *boost* utilizado neste trabalho utiliza o dimensionamento realizado por Silveira e Torrico-Bascopé (2011), cuja potência nominal é de 1 kW. Os autores não recomendam a utilização deste conversor em malha aberta (sem controle de tensão) e sem uma carga conectada à saída, pois a tensão de saída tende a crescer ao ponto de danificar os capacitores de saída. O circuito utilizado para a simulação é ilustrado na Figura 36a. Um subcircuito também é criado para o conversor CC-CC *boost* e é ilustrado na Figura 36b. A resistência interna de todos os diodos presentes no circuito é de $0,1\,\Omega$. Já a tensão de limiar dos diodos D_1 e D_2 é de $1,7\,V$, enquanto que para os diodos D_3, D_4, D_5 e D_6 é de $1,3\,V$. A resistência interna dos dois MOSFETs é de $0,021\,\Omega$ enquanto que a queda de tensão é de $1,3\,V$.

Figura 36 – Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE no PSIM.

(a) Circuito de simulação do conversor.



(b) Subcircuito do conversor.



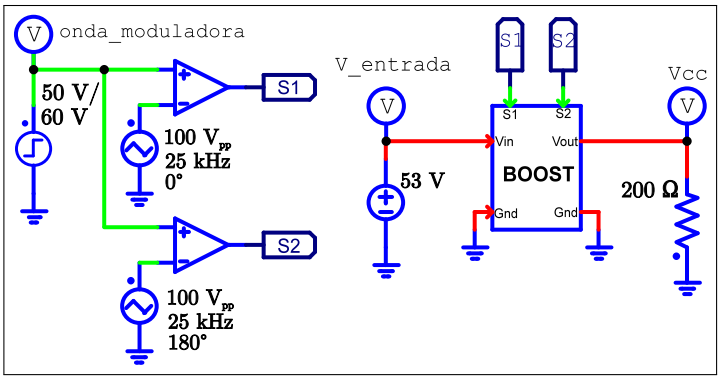
Fonte: Autor.

Um teste de funcionamento para o conversor CC-CC *boost* simulado é elaborado e ilustrado na Figura 37. É aplicado um degrau de 10 % de razão cíclica ao conversor, em que a razão cíclica aumenta de 50 % para 60 %, valor de degrau próximo às correções

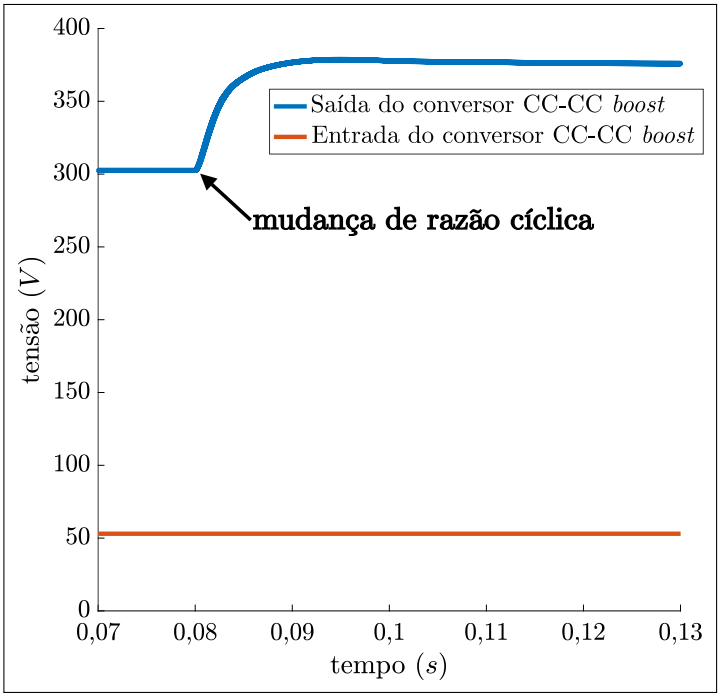
de tensão realizadas pelo controlador do conversor CC-CC *boost*, segundo Filho, Sousa e Medeiros (2017). O circuito de PWM é criado de forma analógica a partir da comparação de uma onda moduladora com duas portadoras triangulares deslocadas em 180° elétricos. Para este teste, é utilizada uma fonte de tensão fixa de valor referente ao V_{mpp} da Figura 35.

Figura 37 – Teste de funcionamento do conversor CC-CC *boost* simulado.

(a) Circuito de teste do conversor CC-CC *boost*.



(b) Resposta do conversor CC-CC *boost*.



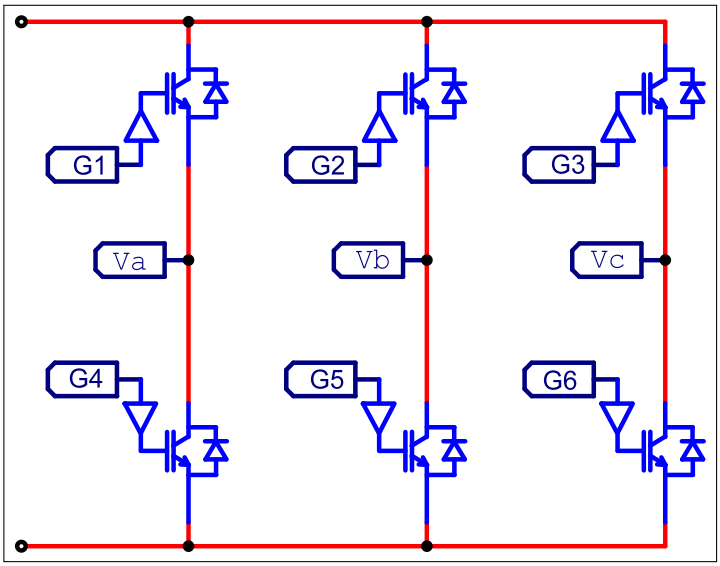
Fonte: Autor.

3.4 Inversor trifásico de dois níveis

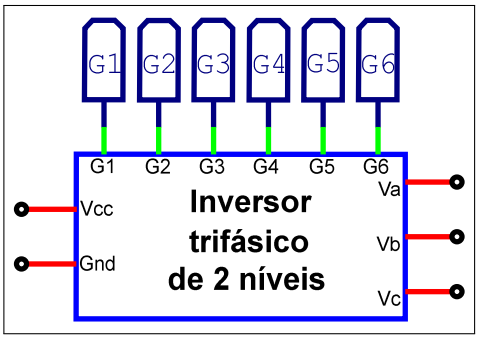
O circuito do inversor de frequência variável utilizado para simulação é ilustrado na Figura 38a. São utilizados seis IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) com tensão de saturação de $2,00\,V$, enquanto que a tensão de limiar dos diodos é $1,3\,V$. Um subcircuito também é criado para este inversor, ilustrado na Figura 38b.

Figura 38 – Inversor de frequência no PSIM.

(a) Circuito de teste do inversor.



(b) Subcircuto do inversor.

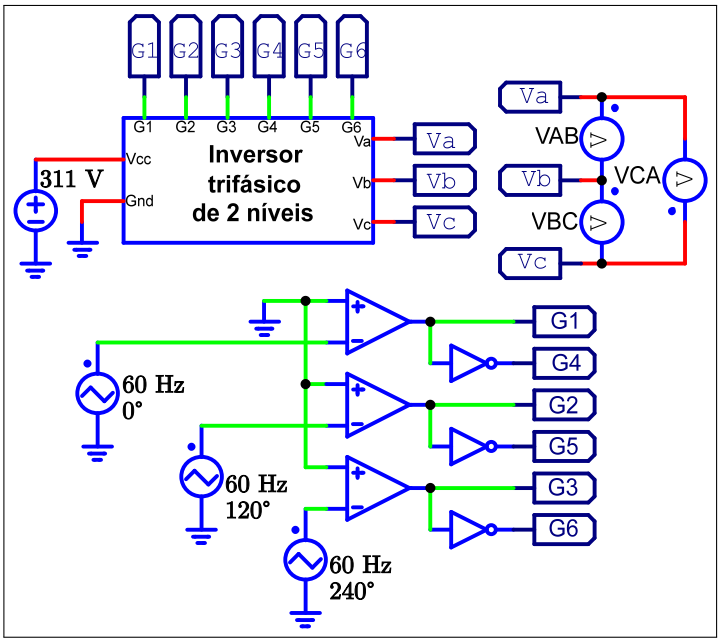


Fonte: Autor.

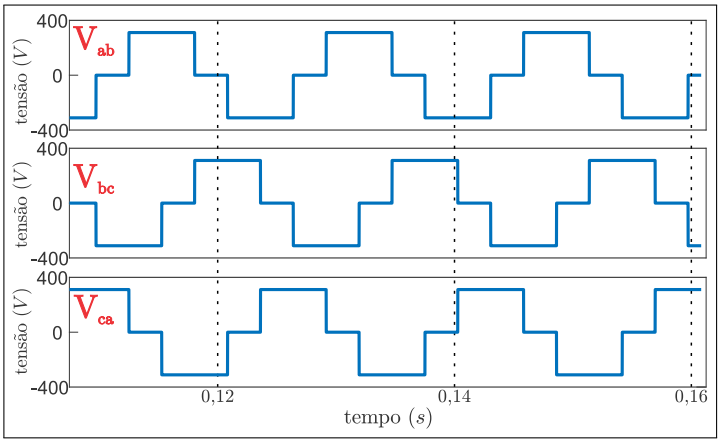
Um teste de funcionamento do inversor simulado é elaborado e ilustrado na Figura 39. É realizado o acionamento rudimentar de onda quadrada apenas para o teste de funcionamento, como ilustrado na Figura 39a. As tensões V_{ab}, V_{bc} e V_{ca} são medidas e ilustradas na Figura 39b.

Figura 39 – Teste de funcionamento do inversor de frequência variável simulado.

(a) Circuto de teste do inversor.



(b) Resposta do inversor sob teste.



Fonte: Autor.

3.5 Acionamento SVPWM para MIT

Dada uma frequência de chaveamento f_{pwm} e uma frequência comandada do motor f_{cmd}, o ângulo θ do fasor $\vec{V}_{ref}$ é atualizado a cada período T_{pwm} incrementando a θ um valor I_θ conforme a Equação 3.2,

$$I_\theta = 360° \frac{T_{pwm}}{T_{cmd}}, \tag{3.2}$$

em que T_{cmd} é o período referente à frequência f_{cmd}.

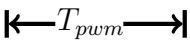
Uma vez que o ângulo θ está atualizado, um mapeamento é realizado para descobrir em que setor do hexágono se encontra o fasor $\vec{V}_{ref}$, e assim, descobrir quais vetores serão utilizados para sintetizá-lo. O módulo de $\vec{V}_{ref}$ é obtido de acordo com a Equação 3.3,

$$\vec{V}_{ref} = V_{rms} = m_a \cdot f_{cmd} \cdot (V/f)\,, \tag{3.3}$$

em que m_a é o índice de modulação de amplitude. Assim, são calculados os tempos t_1, t_2 e t_0 de acordo com as Equações 2.16, 2.17 e 2.18.

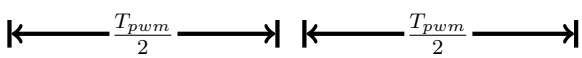
A sequência de aplicação dos vetores ativos $\vec{V}_i$ e $\vec{V}_j$ e nulos ($\vec{V}_0$ e/ou $\vec{V}_7$) não altera o valor médio da tensão de saída dentro de um período T_{pwm} e pode ser realizada de diversas formas com diferentes desempenhos harmônicos. Porém, a sequência adotada deve ser escolhida segundo o propósito que se deseja (HOLMES; LIPO, 2003). A sequência tradicional do SVPWM é mostrada a seguir como sendo

$$\vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_0\,.$$



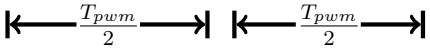
É possível inserir um vetor nulo entre dois vetores ativos, aproximando-se da portadora triangular natural. A sequência deste chaveamento triangular de forma contínua é

$$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_7\,,$$



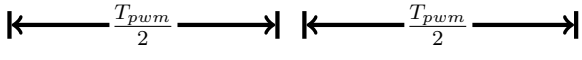
enquanto que a descontínua é

$$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_7\,.$$



A vantagem desta implementação descontínua é que a frequência geral de chaveamento pode ser aumentada em 3/2, aumentando a qualidade da onda sintetizada (HOLMES, 1996). Já a sequência denominada *single edge* traz mais simplicidade na implementação, porém tem o custo de mudar a forma de onda da portadora para uma dente de serra, resultando no aumento da amplitude dos níveis harmônios. A sequência desta técnica é

$$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_0$$



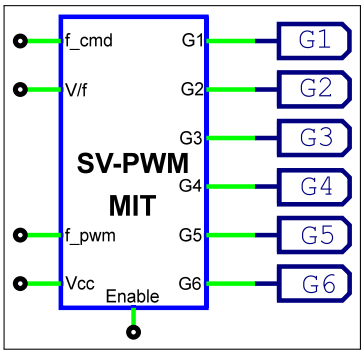
para modulação contínua e

$$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_i \rightarrow \vec{V}_j$$
$$\longleftarrow \frac{T_{pwm}}{2} \longrightarrow \longleftarrow \frac{T_{pwm}}{2} \longrightarrow$$

para modulação descontínua. Assim, um teste é realizado para a escolha de qual sequência utilizar no sistema de bombeamento proposto.

O código para a realização do SVPWM foi escrito no *software* MATLAB e posteriormente adaptado para o PSIM no bloco *Simplified C Block*, apresentado no Seção B.1. O subcircuito do acionamento SVPWM para MIT contendo este bloco é ilustrado na Figura 40. As entradas do bloco SVPWM para MIT são: f_{cmd}, f_{pwm}, V/f, V_{cc} e E. A entrada E se refere a *Enable*, cuja função é habilitar as saídas PWM. Já as saídas são os 6 sinais PWM para os IGBTs do inversor trifásico de dois níveis. Para as simulações realizadas neste trabalho, é utilizado $m_a = 1,2$, sobremodulação necessária para que a amplitude da onda fundamental sintetizada seja a nominal de $311\,V$ em $60\,Hz$.

Figura 40 – Subcircuito do acionamento SVPWM para MIT no PSIM.

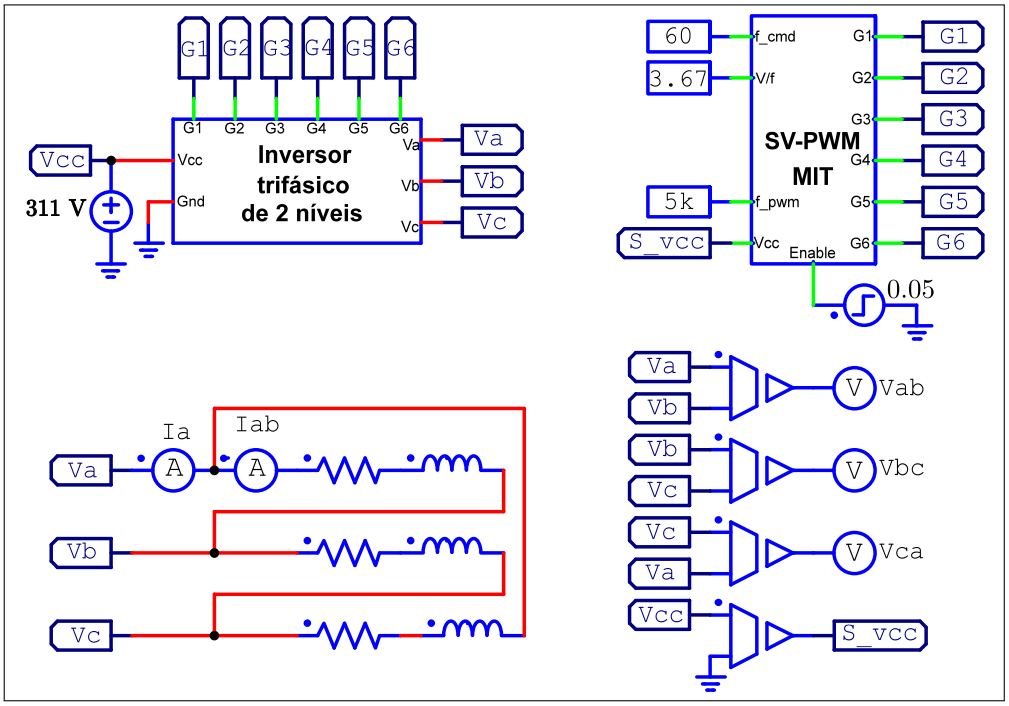


Fonte: Autor.

Um teste para este subcircuito é realizado no PSIM e ilustrado na Figura 41. Uma carga RL trifásica ligada em delta é conectada à saída do subcircuito. É utilizada a razão V/f nominal de $220\,V/60\,Hz$, ou seja, $3,6$. Para este teste, são aplicados os seguintes valores de entrada: $f_{cmd} = 60\,Hz$, $f_{pwm} = 5\,kHz$, $V/f = 3,6\,V/Hz$, $V_{cc} = 311\,V$ e $E = 0/1$. São testadas cinco sequências de chaveamento: tradicional, triangular contínua, triangular descontínua, *single edge* contínua e *single edge* descontínua. Os espectros de frequência da tensão V_{ab} para as cinco sequências de chaveamento apresentadas são ilustrados na Figura 42.

É possível observar na Figura 42a que as sequências *single edge* (contínuo e descontínuo) possuem frequência de chaveamento de $10\,kHz$. Isso porque, segundo Holmes (1996), a sequência *single edge* duplica a frequência de chaveamento original. Esta característica é decisiva para a não escolha das sequências *single edge* para o sistema proposto, visto que a potência dissipada nas chaves do inversor é proporcional à frequência de chaveamento.

Figura 41 – Circuito de teste do SVPWM para MIT.

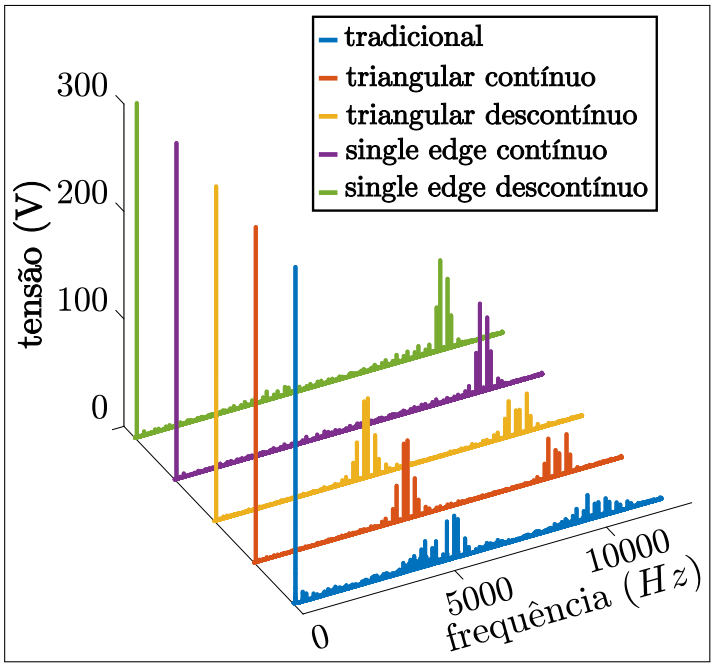


Fonte: Autor.

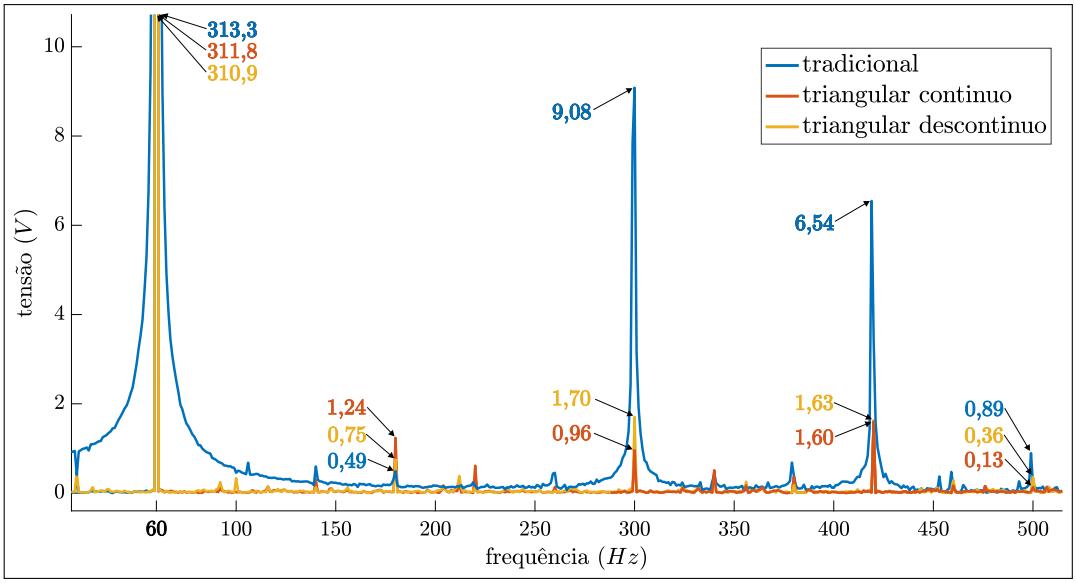
Detalhes das harmônicas de tensão de baixa ordem presentes na Figura 42a podem ser observados na Figura 42b. Entre a sequência tradicional, triangular contínua e descontínua, pode-se observar que a técnica tradicional possui a menor terceira harmônica ($180\,Hz$) e a maior quinta harmônica ($300\,Hz$). Entretanto, mesmo com essa desvantagem, a sequência tradicional é escolhida para ser utilizada no sistema de bombeamento, uma vez que a sequência tradicional possui a menor quantidade de comutações entre vetores espaciais (duas comutações), em contraste com as seis comutações da triangular contínuo e *single edge* contínuo e as quatro comutações da triangular descontínuo e *single edge* descontínuo. Isso significa que a potência dissipada no chaveamento do inversor de frequência variável será menor, uma vez que esta potência é proporcional ao número de comutações nos transistores.

Figura 42 – Espectro de Fourier de V_{ab} para diferentes sequências de chaveamento.

(a) Aspectos gerais do espectro de Fourier das sequências.



(b) Detalhes das harmônicas de baixa ordem.

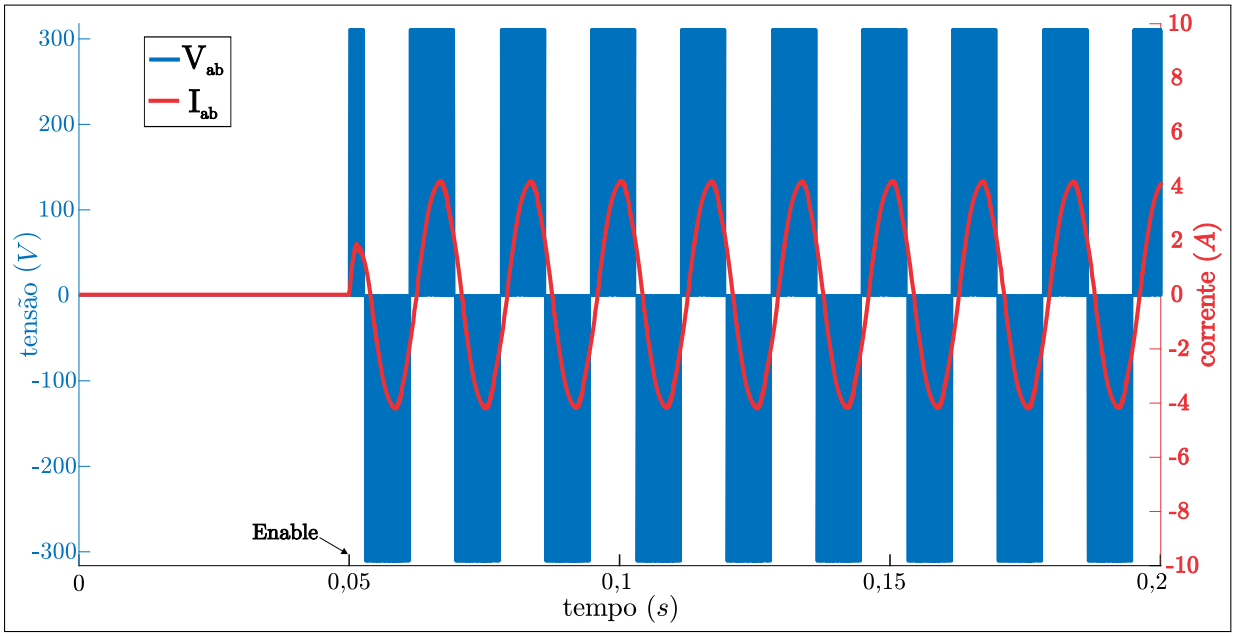


Fonte: Autor.

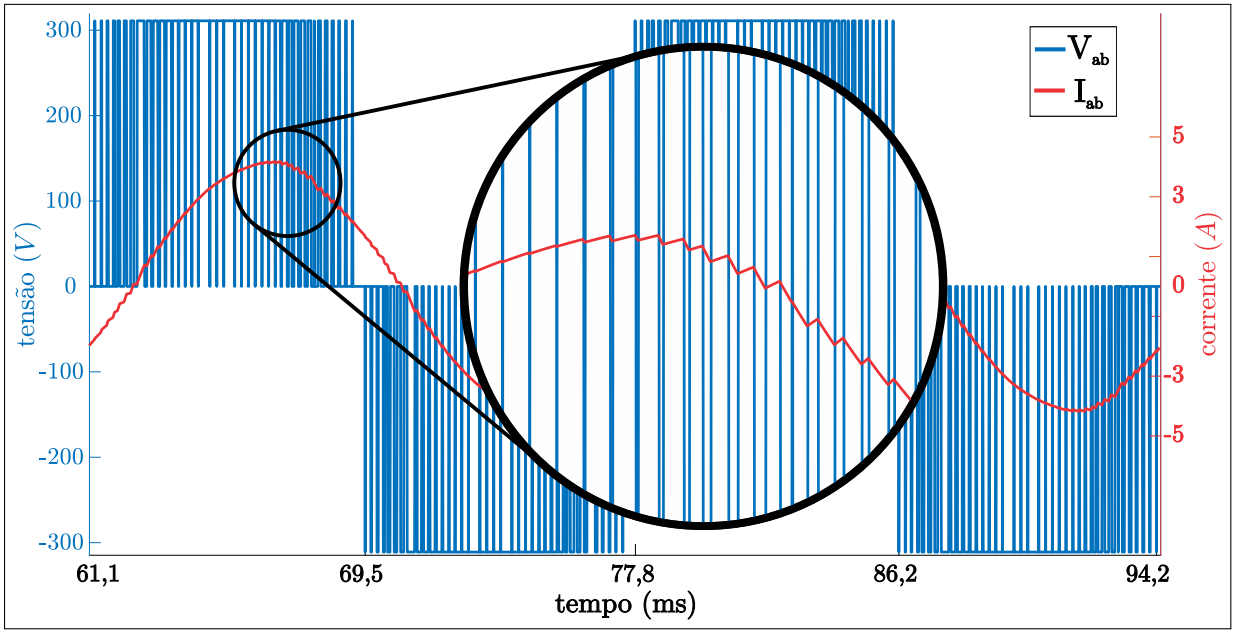
A tensão V_{ab} e a corrente I_{ab} no domínio do tempo em resposta ao teste do acionamento SVPWM para MIT são apresentadas na Figura 43a. A entrada *Enable* é iniciada com valor lógico 0 e passa para valor 1 em $0,05\,s$ para início do chaveamento. Detalhes da tensão V_{ab} e da corrente I_{ab} podem ser observados na Figura 43b.

Figura 43 – Resposta ao teste do SVPWM para MIT.

(a) Tensão V_{ab} e corrente I_{ab} no domínio do tempo.



(b) Detalhes da tensão V_{ab} e corrente I_{ab}.



Fonte: Autor.

Embora a corrente I_{ab} na Figura 43 seja predominantemente senoidal, é importante ressaltar que esta qualidade tem o custo de uma alta frequência de chaveamento ($5\,kHz$). Como citado anteriormente, as perdas de energia por comutação são proporcionais à frequência de comutação. Assim, a escolha da frequência de chaveamento deve levar em consideração que um valor alto para esta frequência significa melhor qualidade de corrente

no motor e maior potência dissipada nas chaves, enquanto que um valor baixo para esta frequência significa menos potência dissipada nas chaves e menor qualidade de corrente no motor. Um parâmetro que pode ser utilizado para a definição da frequência de chaveamento é o índice de modulação de frequência m_f, definido como

$$m_f = \frac{f_{pwm}}{f_{cmd}}, \tag{3.4}$$

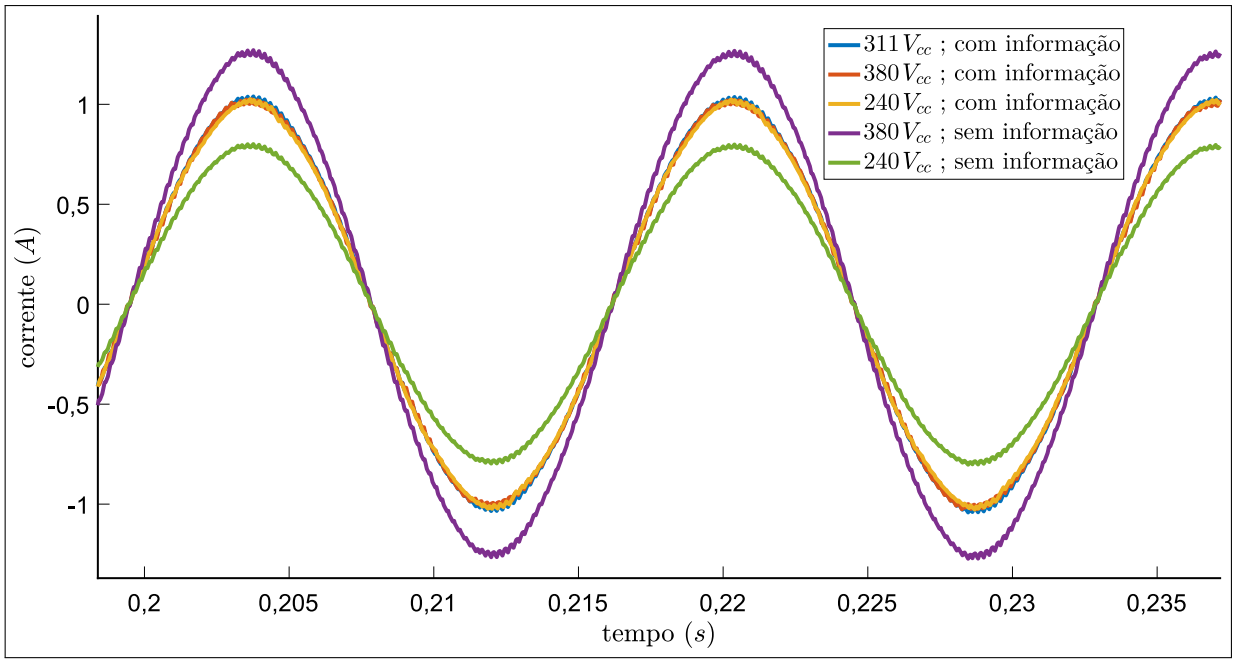
em que f_{cmd}, neste caso, também é a frequência fundamental desejada na saída do inversor.

Segundo Mohan e Undeland (2007), o valor de m_f deve ser um número inteiro e ímpar, pois assim a onda de saída do inversor terá simetria ímpar e simetria de meia-onda. Desta forma, apenas as harmônicas ímpares estarão presentes na forma de onda de saída, enquanto as pares são nulas. Para pequenos valores inteiros de m_f, f_{pwm} deve ser sincronizada com f_{cmd}, isso porque valores não-inteiros de m_f resultam em sub-harmônicas da frequência fundamental, que são bastante indesejáveis na maioria das aplicações. Isso implica que f_{pwm} deve variar conforme f_{cmd}, o que traz um certo nível de dificuldade para a implementação. Já para grandes valores de m_f, a amplitude destas sub-harmônicas são pequenas. Assim, f_{pwm} pode ser mantida constante. Entretanto, deve-se lembrar que m_f poderá assumir valores não-inteiros durante o funcionamento do inversor e que as sub-harmônicas próximas à frequência zero, mesmo com baixas amplitudes, podem resultar em correntes perigosas à máquina.

Mohan e Undeland (2007) definem $m_f = 21$ como o limiar entre os valores pequenos e grandes que pode ser assumido. Neste trabalho, será adotado um valor grande de m_f devido a facilidade de implementação em relação a valores pequenos. Como não é possível escolher um valor muito grande, devido as considerações descritas no parágrafo anterior, será adotado $m_f = 21$ como valor mais baixo entre os possíveis valores grandes de m_f. Como o motor a ser utilizado possui frequência nominal de $60\,Hz$, a f_{pwm} adotada neste trabalho é de $21 \cdot 60 = 1260\,Hz$.

É interessante ressaltar a importância de atualizar a cada iteração o valor de V_{cc} nas Equações 2.16 e 2.17 do SVPWM. Para demonstrar esta importância, é realizado um teste em que é comparada a corrente de uma mesma carga resistiva-indutiva entre duas formas de acionamento: uma cuja tensão de alimentação V_{cc} é informada ao sistema de equações do SVPWM, e outra em que não há a informação. Ao invés disso, é informado o valor desejado no barramento CC de $311\,V$. Em ambos os casos, deseja-se uma tensão RMS de $220\,V$ e frequência de $60\,Hz$ na saída do inversor. O resultado do teste pode ser observado na Figura 44.

Figura 44 – Importância da informação de V_{cc} para as Equações SVPWM .



Fonte: Autor.

São aplicadas três níveis de tensão no barramento CC durante o teste: 311 V (nominal de referência), 380 V e 240 V. Observa-se que para os três acionamentos que possuem a informação de V_{cc}, as correntes possuem exatamente a mesma amplitude (em azul para 311 V, vermelho para 380 V e amarelo para 240 V). Já para os acionamentos que não possuem essa informações, como o de 380 V em roxo, a corrente possui amplitude superior à referência, enquanto que para o acionamento em 240 V em verde, a corrente possui amplitude abaixo da referência.

Com este teste, nota-se a importância de fornecer às Equações do SVPWM a informação de tensão do barramento CC. Mesmo que o conversor CC-CC *boost* possua um controlador que regule a sua tensão de saída para 311 V, transitórios na tensão de entrada ou retirada brusca de frequência comandada do motor ocasionam transitórios da tensão V_{cc}. Sem esta informação, o transitório de tensão V_{cc} pode fazer com que a corrente de saída do inversor de frequência variável danifique o motor utilizado.

Por fim, um teste para o acionamento de motor monofásico através de um inversor de frequência trifásico é apresentado na Seção A.4.

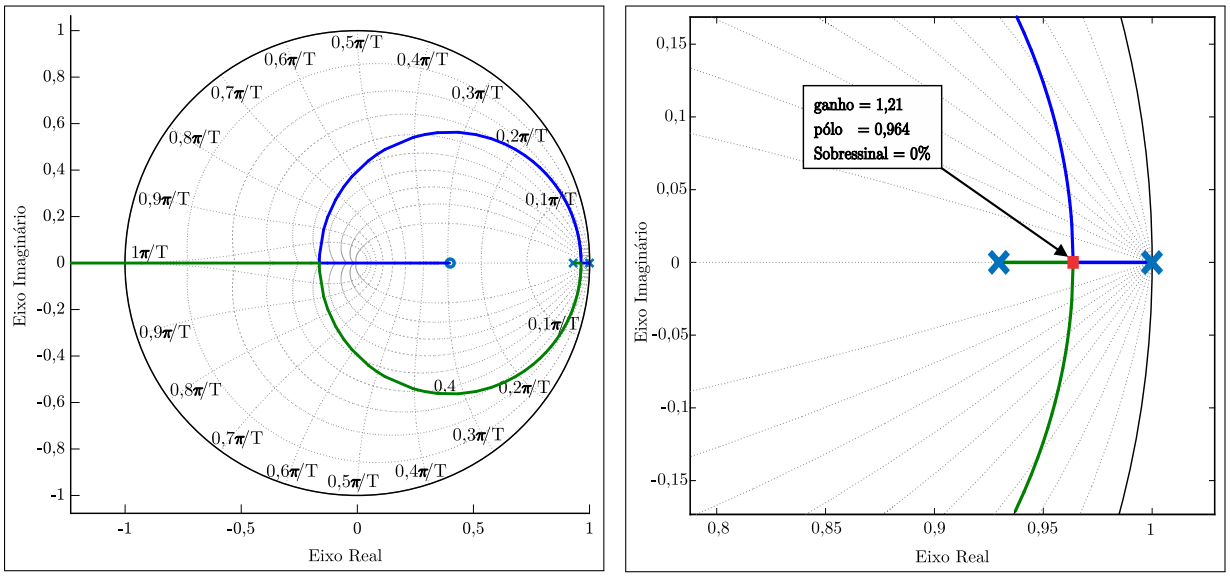
3.6 Controle do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE

O DSP utilizado no sistema de bombeamento proposto neste trabalho, que é utilizado para a implementação do controlador de tensão de saída do conversor CC-CC *boost*, possui um conversor A/D para leituras entre 0 e $3\,V$. Assim, um sensor é utilizado para a adaptação do *setpoint* de $311\,V$ para $2,3\,V$. É utilizado um divisor resistivo de tensão para a implementação do sensor, com valores de $1,17\,M\Omega$ e $8,716\,k\Omega$. O ganho $H(z)$ do sensor é $\frac{2,3}{311} = 0,007395$.

O modelo do conversor CC-CC *boost* da Equação 2.4 é utilizado para o projeto de um controlador PI clássico com período de amostragem de $16\,ms$. Arbitrando o zero do controlador em $0,4$, é montado o lugar das raízes do sistema de controle, apresentado na Figura 45.

Figura 45 – Lugar das raízes para o controlador PI clássico digital projetado.

(a) Lugar das raízes e círculo unitário. (b) *Zoom* com detalhes do ponto de operação.

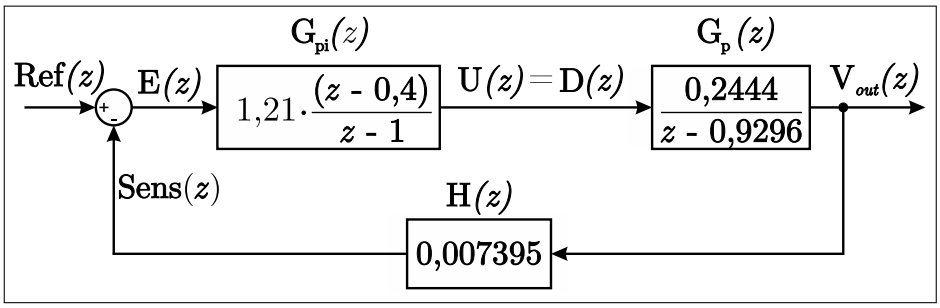


Fonte: Autor.

É possível observar na Figura 45a, que o lugar das raízes encontra-se dentro do círculo unitário, o que faz o sistema ser estável. Um requisito para a aplicação do controlador neste sistema de bombeamento é que a tensão de saída do conversor CC-CC *boost*, que é o barramento CC do inversor de frequência variável, não tenha sobressinal ou ondulações durante o transitório. Assim, o ponto de operação no lugar das raízes escolhido para a operação do sistema de controle é no ponto $0,964 + 0i$, em que o sistema possui dois polos reais e iguais, está criticamente amortecido e tem $0\,\%$ de sobressinal. Para isso, o ganho do controlador deve ser $1,21$, como ilustrado na Figura 45b. O sistema de controle é ilustrado

na Figura 46, em que $Ref(z)$ é o *setpoint* de referência, $Sens(z)$ é o sinal de saída do sensor de tensão, $E(z)$ é o sinal de erro, $G_{pi}(z)$ é a função de transferência do controlador, $G_p(z)$ é a função de transferência da planta, $U(z)$ é a saída do controlador, que neste caso determina a razão cíclica $D(z)$ e $V_{out}(z)$ é o sinal de saída do sistema.

Figura 46 – Sistema de controle digital do conversor CC-CC *boost*.



Fonte: Autor.

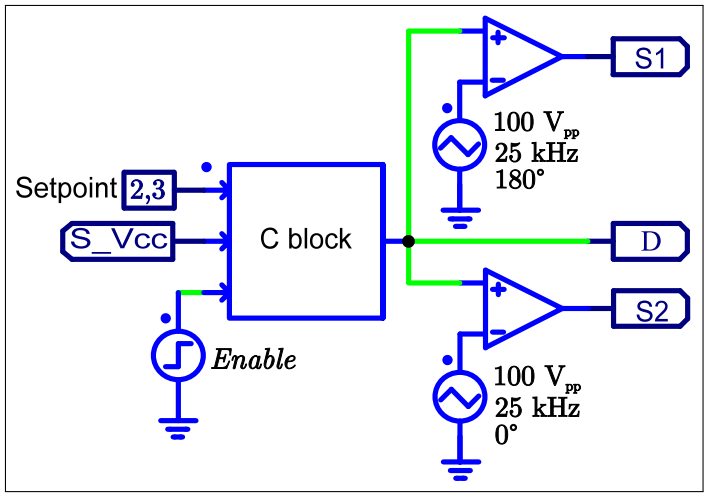
O algoritmo discreto de controle digital (Equação 3.5) é construído a partir do desenvolvimento da função de transferência do controlador, que relaciona a saída $U(z)$ e $E(z)$ como

$$\begin{aligned} \frac{U(z)}{E(z)} &= 1,21 \cdot \frac{(z-0,4)}{z-1} \\ \frac{U(z)}{E(z)} &= 1,21 \cdot \frac{(1-0,4z^{-1})}{1-z^{-1}} \\ U(z) - z^{-1}U(z) &= 1,21E(z) - 0,484z^{-1}E(z) \\ U[k] &= U[k-1] + 1,21E[k] - 0,484E[k-1]\,. \end{aligned} \tag{3.5}$$

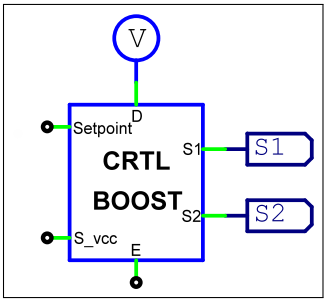
O controlador utilizado para simulação no PSIM é apresentado na Figura 47a e possui como entradas o *setpoint*, o sinal do sensor de tensão e o pino de *Enable* para ligar e desligar as saídas do sistema. O código de controle presente no *Simplified C Block* está presente no Seção B.3. Um subcircuito também é criado para o controlador e é ilustrado na Figura 47b.

Figura 47 – Sistema de controle digital do conversor CC-CC *boost* utilizado no PSIM.

(a) Esquema do sistema de controle.



(b) Subcircuito do sistema.

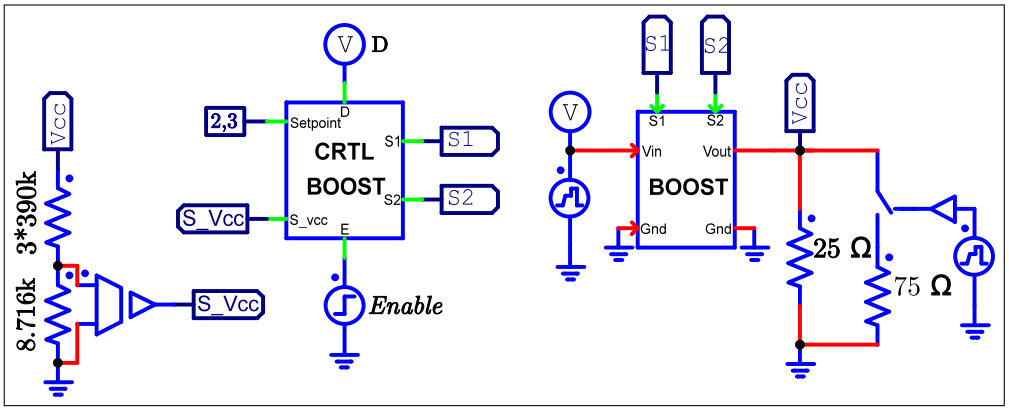


Fonte: Autor.

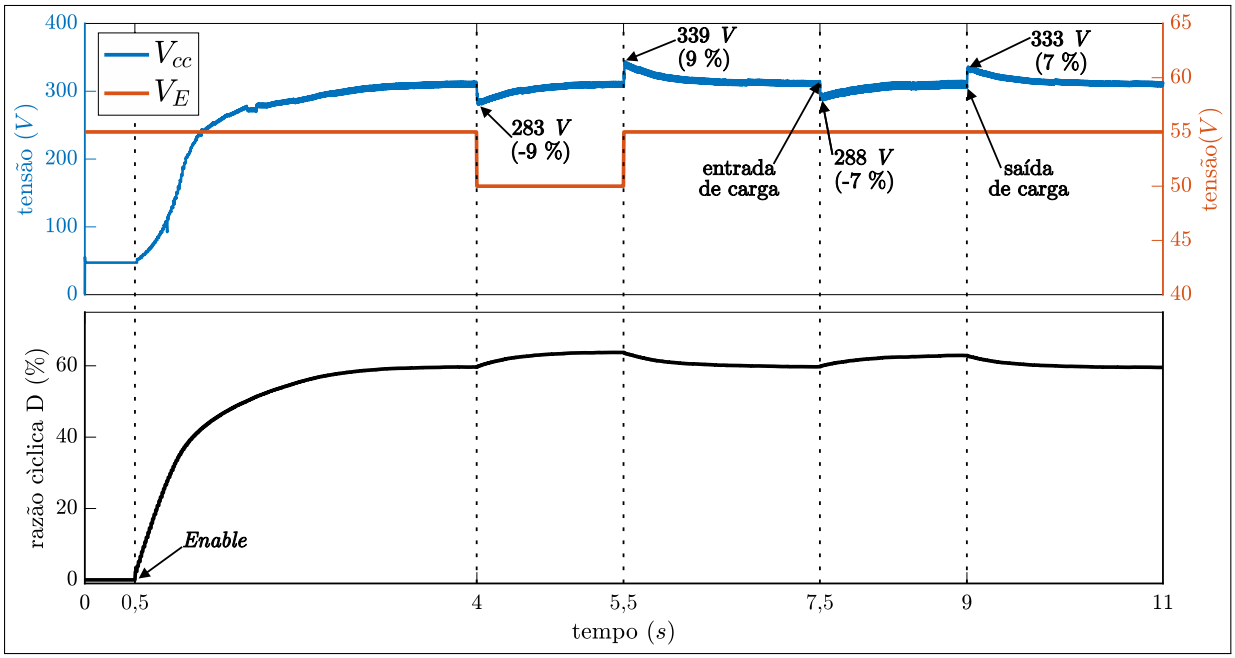
Um teste para avaliar este sistema de controle foi construído e é ilustrado na Figura 48a. Um *setpoint* de $2,3\,V$ (referente a saída de $311\,V$) é aplicado. Um sinal de *Enable* é enviado em $0,05\,s$ de simulação, habilitando a saída do controlador. A tensão de entrada do conversor CC-CC *boost* sofre variações em forma de degraus positivos e negativos para que se possa ver o sistema regulando a tensão. Posteriormente, há a entrada e saída de carga, representada pela entrada e saída de um resistor na saída do conversor CC-CC *boost*. Finalmente, é possível observar os resistores que constituem o sensor de tensão utilizado no sistema de controle. É importante salientar que a saída máxima a ser implementada pelo controlador é 80% de razão cíclica, por motivos de segurança, como relata Filho, Sousa e Medeiros (2017).

Figura 48 – Teste de funcionamento do controlador do conversor CC-CC *boost* no PSIM com carga.

(a) Circuito de teste do controlador.



(b) Resposta do controlador ao teste.



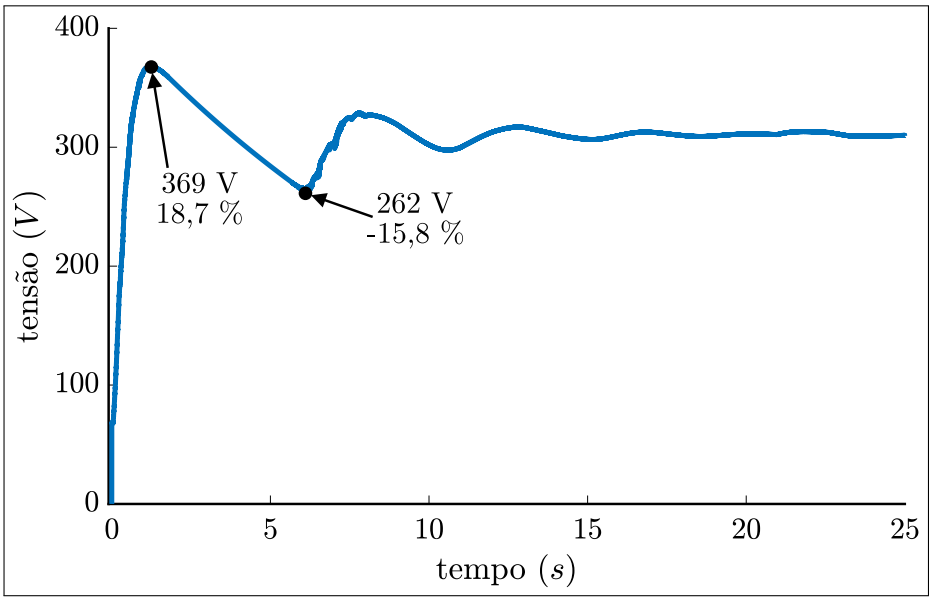
Fonte: Autor.

Na Figura 48b é possível observar a razão cíclica D dos sinais PWM, que é a saída do controlador $U(z)$. Pode-se observar que durante os degraus negativo e positivo de tensão, em $4\,s$ e $5,5\,s$ respectivamente, o controlador consegue atuar de forma a contornar às variações da tensão de entrada, gerando sobressinais de tensão da ordem de $\pm 9\%$. Já nas perturbações referentes à entrada e saída de carga, que acontecem em $7,5\,s$ e $9\,s$ respectivamente, o sobressinal é da ordem de $\pm 7\%$.

Durante a inicialização do sistema, a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* é regulada em $311\,V$. Isso acontece sem que o inversor de frequência variável esteja

funcionando, por motivos de segurança. Assim, o conversor CC-CC *boost* não possui carga em sua saída e opera em modo de condução descontínua (MCD). Quando o sistema inicia o MPPT, pode-se considerar que o conversor CC-CC *boost* continua a operar em MCD, uma vez que as baixas frequências no conjunto motor-bomba durante a partida do MPPT equivalem a uma carga pequena. A partida do conversor CC-CC *boost* com carga de $30\,k\Omega$ e controlado pelo controlador PI projetado anteriormente nesta seção é ilustrada na Figura 49.

Figura 49 – Resposta do controlador PI clássico digital para carga de $30\,k\Omega$.



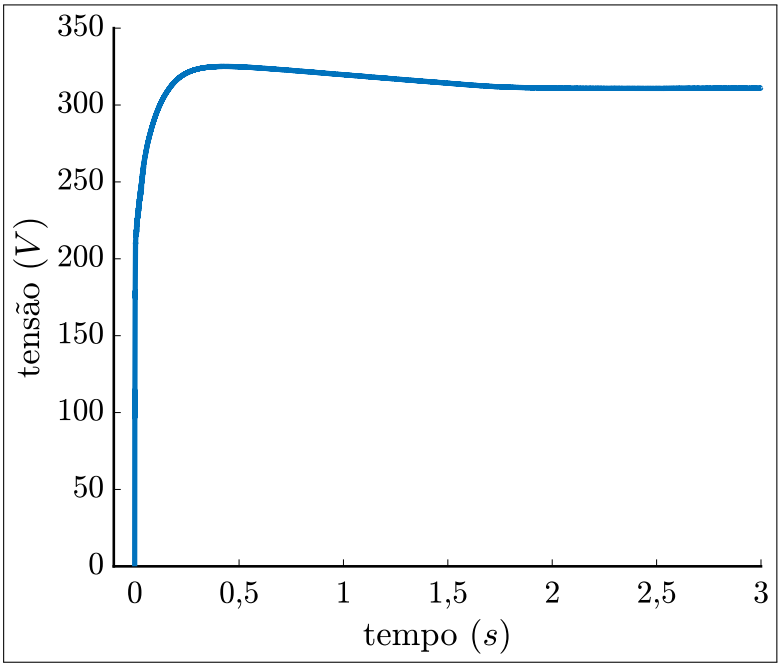
Fonte: Autor.

Pode-se observar que a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* sob controle do PI clássico projetado anteriormente é bastante diferente da resposta presente na Figura 48b, pois há uma grande oscilação com grandes picos e vales. Estas oscilações ocorrem porque o conversor CC-CC *boost* está operando em MCD e o modelo do conversor não é mais o mesmo da Equação 2.4. Além disso, estas oscilações podem ser prejudiciais para o desempenho do algoritmo MPPT.

3.6.1 Controle para o modo de condução descontínua

Na Figura 50 é ilustrada a resposta do conversor CC-CC *boost* à entrada em degrau de razão cíclica de $33,7\,\%$ com tensão de entrada de $55\,V$ e uma carga de $30\,k\Omega$. Uma análise mais detalhada pode indicar a natureza não linear da resposta do conversor.

Figura 50 – Resposta do conversor CC-CC *boost* a um degrau de razão cíclica.



Fonte: Autor.

Utilizando informações de máximo sobressinal e tempo de acomodação, pode-se obter um modelo para um sistema de segunda ordem no domínio da frequência (s) Ogata e Severo (1998). Assim, um modelo que relaciona a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* com a razão cíclica aplicada é dimensionado segundo a Equação 3.6,

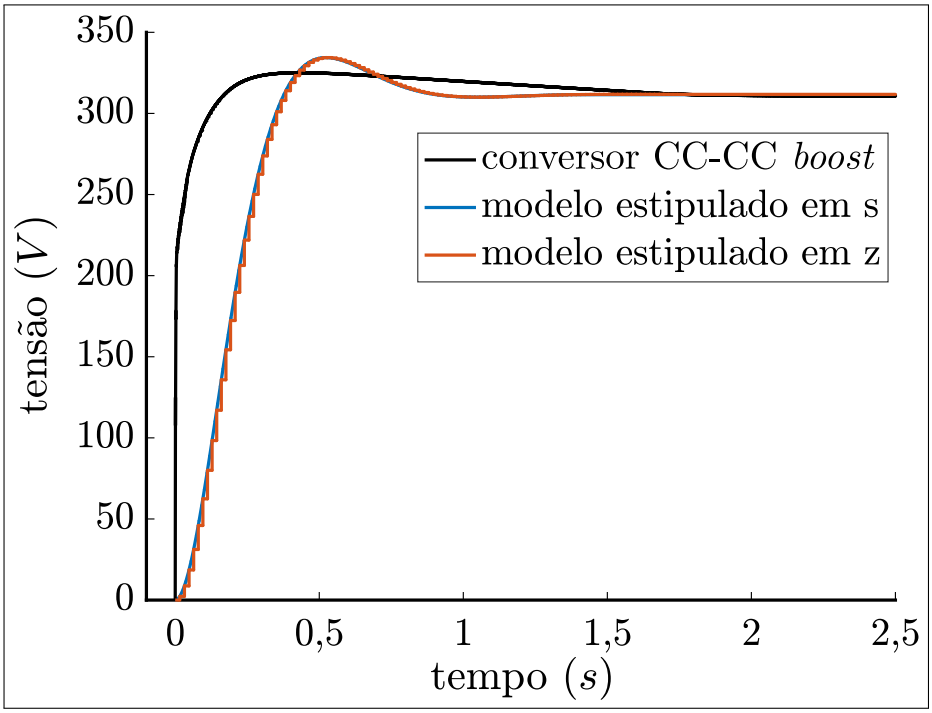
$$G_p(s) = \frac{Vcc(s)}{D(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} = \frac{61,02}{s^2 + 10s + 61,02}, \tag{3.6}$$

enquanto que a discretização desse modelo no domínio da frequência discreta (z) para o período de amostragem de $16\,ms$ é apresentado na Equação 3.7,

$$G_p(z) = \frac{0,0074z + 0,007016}{z^2 - 1,838z + 0,8521}. \tag{3.7}$$

A comparação entre as respostas em degrau dos modelos e do sistema real é ilustrada na Figura 51. Nota-se que o modelo estipulado não corresponde inteiramente à resposta real do sistema. Isto se deve à natureza não linear da planta.

Figura 51 – Comparação entre o modelo e o sistema real à resposta em degrau.



Fonte: Autor.

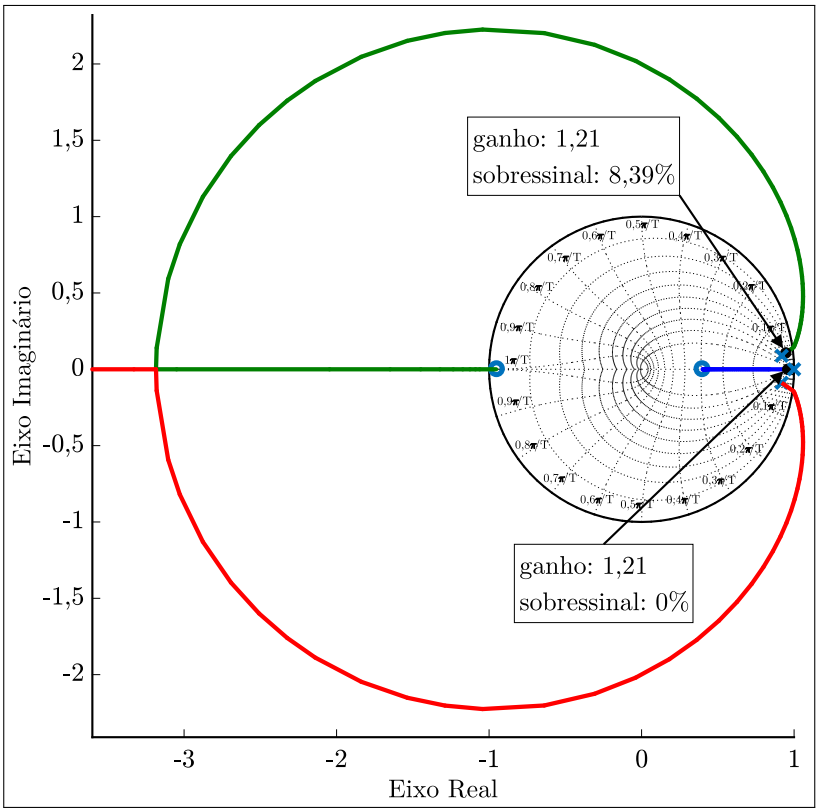
O lugar das raízes para o modelo estipulado com um controlador PI clássico é apresentado na Figura 52. É possível observar que a maior parte do lugar das raízes se encontra em região de instabilidade, ou seja, fora do círculo unitário.

Com o zero do controlador em $0,4$, o mesmo para o controlador projetado para o sistema em MCC, o lugar das raízes é ilustrado na Figura 52a. Pode-se observar que para o mesmo ganho do controlador para MCC $(1,21)$, os polos complexos conjugados são dominantes. Isto explica as oscilações que ocorrem na Figura 49, uma vez que o lugar das raízes não é mais o mesmo da Figura 45.

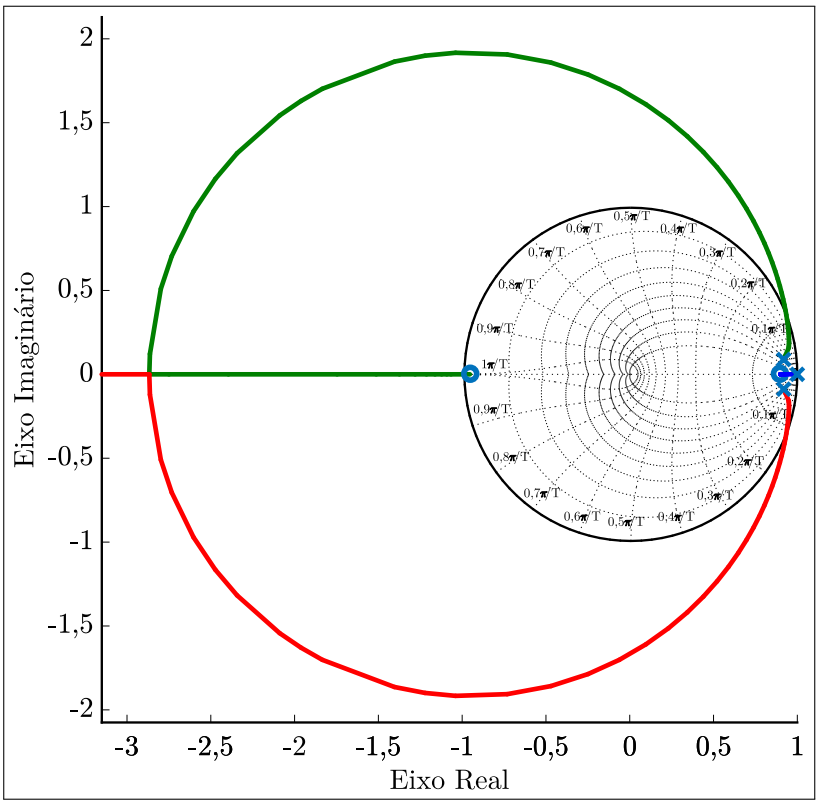
Mesmo com o zero do controlador em $0,9$, ilustrado na Figura 52b, o lugar das raízes não apresenta pontos que atendam à especificação de não existir sobressinal. Isto significa que o controlador PI clássico não é apropriado para não produzir sobressinal neste sistema.

Figura 52 – Lugar das raízes para sistema com controlador PI clássico digital.

(a) Zero do controlador em 0,4.



(b) Zero do controlador em 0,9.



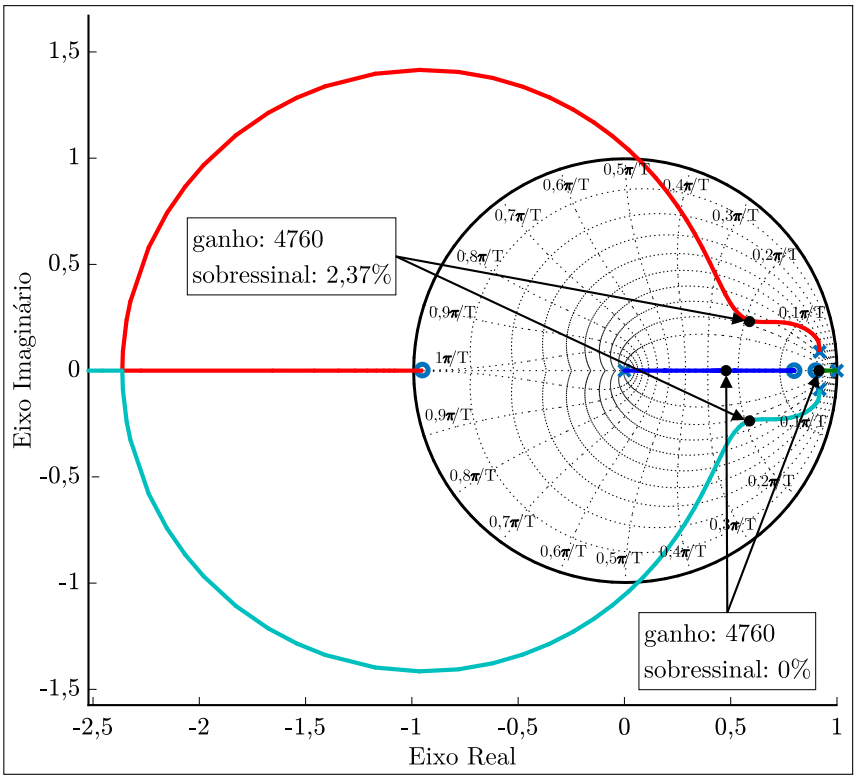
Fonte: Autor.

Um controlador Proporcional-Integrador-Derivativo (PID) clássico é aplicado ao sistema na tentativa de suprir as necessidades do projeto de controle. A equação de transferência do controlador PID digital é expressa na Equação 3.8,

$$G_{pid}(z) \quad = \quad K\frac{(z-a)(z-b)}{z(z-1)}\,. \tag{3.8}$$

Dentre as diversas possibilidades de zeros do controlador, a escolha dos zeros em $0,8$ e $0,9$ faz com que existam pontos no lugar das raízes em que é possível obter sobressinal de $2,37\%$ e polo real dominante, como pode ser observado na Figura 53. Porém, o ganho necessário para isto é 4760, um valor absurdamente alto, o que leva à saturação do controlador.

Figura 53 – Lugar das raízes para sistema com controlador PID clássico digital.



Fonte: Autor.

Ao invés de tentar aplicar outros controladores clássicos como o avanço e atraso de fase, optou-se pela utilização de técnicas de controle moderno para a tentativa de suprir as imposições do projeto de controle.

3.6.1.1 Servossistema com integrador baseado em representação por equações de estados

A representação de um sistema discreto por equações de estado é expressa matricialmente pelas Equações 3.9 e 3.10,

$$\boldsymbol{x}[k+1] = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}[k] + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}[k] \tag{3.9}$$

$$\boldsymbol{y}[k] = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}[k] + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}[k]\,, \tag{3.10}$$

em que $\boldsymbol{x}$ é o vetor de variáveis de estado, $\boldsymbol{u}$ é o vetor de entradas do sistema, $\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{B}$, $\boldsymbol{C}$ e $\boldsymbol{D}$ são as matrizes decorrentes da modelagem do sistema. O desenvolvimento da Equação 3.7 para o domínio do tempo discreto mostra que existem dois estados no sistema.

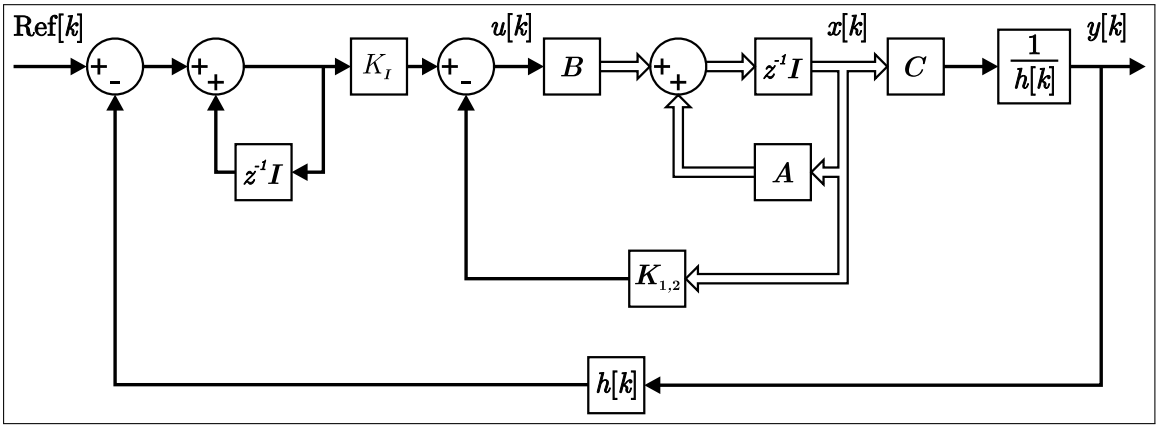
Assim, as equações de estados são desenvolvidas de forma que os estados sejam variáveis físicas do sistema, tornando a implementação do sistema de controle moderno mais fácil. Para o modelo desenvolvido, os estados $x_1[k]$ e $x_2[k]$ são respectivamente $y[k]$ e $y[k-1]$, ou seja, a saída atual e anterior do sistema. As equações de estado do sistema em questão para $T = 16\,ms$ são apresentadas nas Equações 3.11 e 3.12,

$$\begin{bmatrix} x_1[k+1] \\ x_2[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,848603 & -0,862069 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,013465 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u[k] \tag{3.11}$$

$$y[k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + [0] \cdot u[k]\,, \tag{3.12}$$

em que a entrada do sistema $u[k]$ é a razão cíclica $d[k]$. Um sistema de controle moderno é projetado por Equações de Estado com Servossistema com Integrador (EESI). O diagrama de blocos é ilustrado na Figura 54, em que $h[k]$ é ganho do sensor de tensão $(0,007395)$.

Figura 54 – Diagrama de blocos do sistema de controle com servossistema com integrador.



Fonte: Autor.

Após análise e sintonização, os três polos do sistema são impostos em $0,8$, $0,8$ e $0,9$ com a utilização da técnica de alocação de polos. A partir da Equação 3.13,

$$\boldsymbol{\xi}[k+1] = \hat{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{\xi}[k] + \hat{\boldsymbol{B}}\hat{\boldsymbol{K}}\boldsymbol{\xi}[k]\,, \tag{3.13}$$

em que

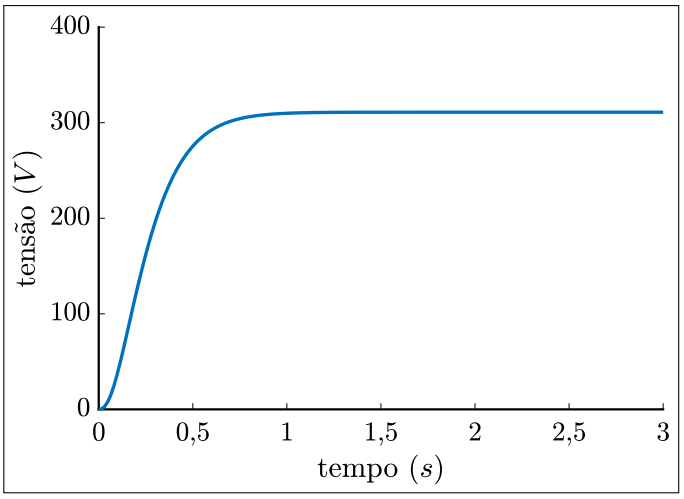
$$\boldsymbol{\xi}[k] = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}[k] \\ \boldsymbol{u}[k] \end{bmatrix}; \qquad \hat{\boldsymbol{A}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A} & \boldsymbol{B} \\ \boldsymbol{0} & 0 \end{bmatrix}; \qquad \hat{\boldsymbol{B}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B} \\ \boldsymbol{I} \end{bmatrix};$$

$$\hat{\boldsymbol{K}} = -\begin{bmatrix} \boldsymbol{K}_{1,2} - \boldsymbol{K}_{1,2}\boldsymbol{A} - K_I\boldsymbol{C}\boldsymbol{A} & \boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_{1,2}\boldsymbol{B} - K_I\boldsymbol{C}\boldsymbol{B} \end{bmatrix},$$

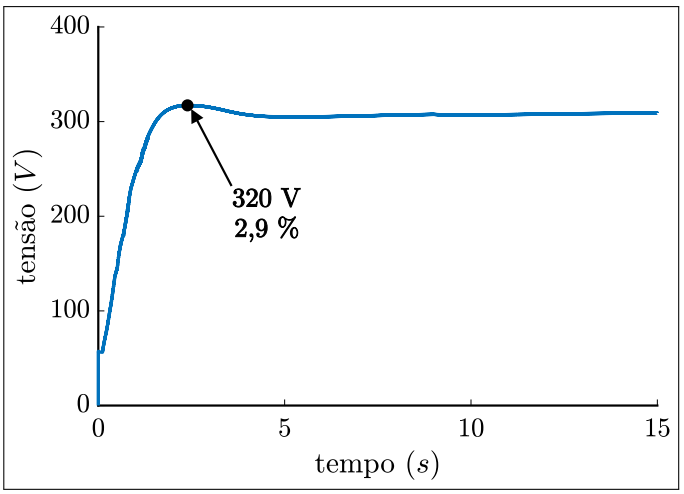
os ganhos do sistema são $\boldsymbol{K}_{1,2} = \begin{bmatrix} 25,59157 & -21,24457 \end{bmatrix}$ e $K_I = 0,29705$. Mais informações sobre o cálculo destes ganhos podem ser encontradas em Ogata (1995). O diagrama de blocos da Figura 54 é simulado no MATLAB e o resultado da resposta ao degrau é apresentado na Figura 55a. Já a aplicação deste controlador no ambiente PSIM de forma similar ao teste da Figura 49 é ilustrado na Figura 55b. O código do controlador por EESI para o *Simplified C Block* para PSIM está presente no Seção B.4.

Figura 55 – Simulações do sistema de controle moderno com servossistema com integrador.

(a) Simulação do diagrama da Figura 54 no MATLAB.



(b) Resposta do controle por EESI no PSIM.



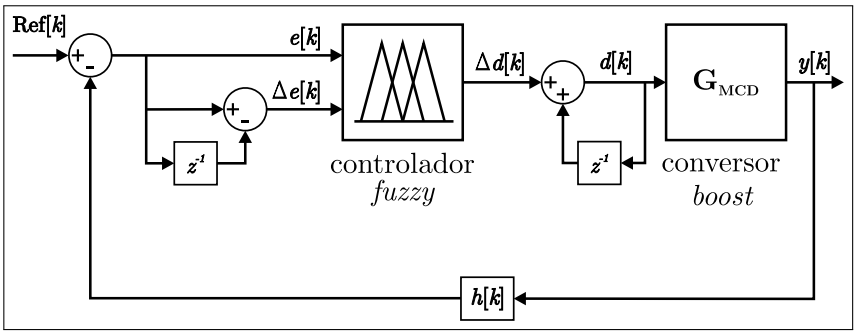
Fonte: Autor.

Pode-se observar que a simulação do sistema de controle moderno no ambiente MATLAB não possui sobressinal, uma vez que os polos foram alocados no eixo real. Porém, quando aplicado no ambiente PSIM, a resposta do sistema possui um sobressinal de $2,9\,\%$. Esta diferença se deve ao fato da simulação do MATLAB ser realizada com um modelo linear da planta, enquanto a simulação do PSIM possui uma resposta mais próxima do real. Uma outra opção de controle para o sistema em questão é a utilização de controle *fuzzy*, abordada na seção a seguir.

3.6.1.2 Controle *fuzzy* do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD

Uma vez que o sistema se comporta de forma não linear para a condição de MCD, a utilização de um controlador *fuzzy* é bem atrativa. O diagrama de blocos do sistema de controle *fuzzy* é apresentado na Figura 56.

Figura 56 – Diagrama de blocos do sistema de controle *fuzzy*.



Fonte: Autor.

As entradas do controlador *fuzzy* neste sistema são o erro $e[k]$ e a variação do erro $\Delta e[k]$, definidos segundo as Equações 3.14 e 3.15, como

$$e[k] = ref[k] - sens[k] \tag{3.14}$$

e

$$\Delta e[k] = e[k] - e[k-1]\,, \tag{3.15}$$

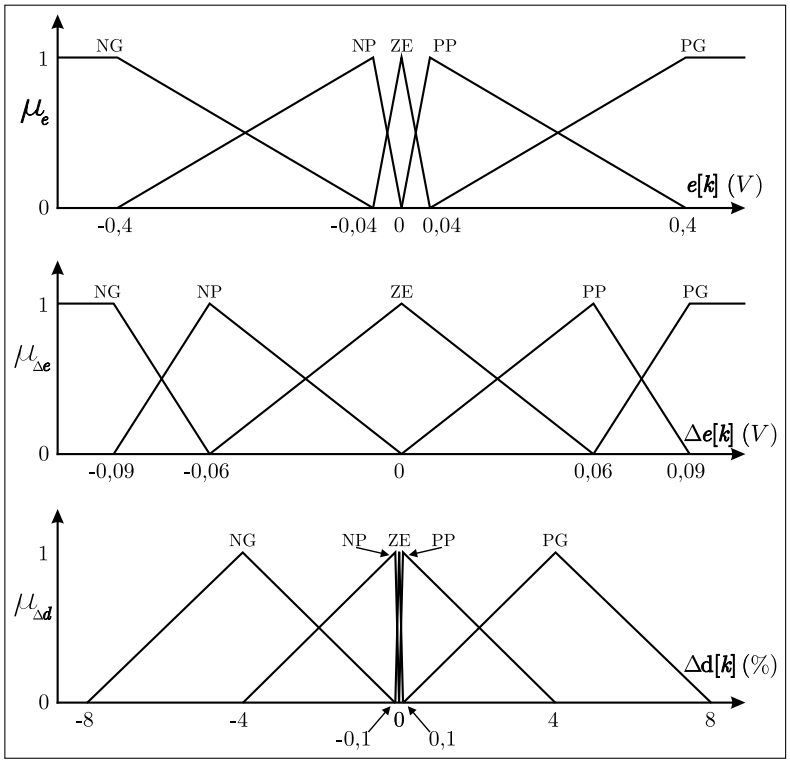
em que $ref[k]$ é o *setpoint* de referência discreto e $sens[k]$ é o sinal de saída discreto do sensor de tensão. Segundo Perry et al. (2007), estas são as entradas utilizadas em um sistema de controle *fuzzy* em que se deseja que o erro de estado permanente seja igual a zero. Já a saída do sistema é a variação de razão cíclica $\Delta d[k]$, e a atualização de $d[k]$ deve ser realizada segundo a Equação 3.16,

$$d[k] = d[k-1] + \Delta d[k]\,. \tag{3.16}$$

São escolhidas cinco funções de pertinência (FP) para o universo de discurso de cada entrada e saída *fuzzy*, possuindo formato triangular pela facilidade de implementação:

Negativo Grande (NG), Negativo Pequeno (NP), Zero (ZE), Positivo Pequeno (PP) e Positivo Grande (PG). Após um processo de sintonização, são escolhidas as FPs de entrada e saída do sistema *fuzzy*, ilustradas na Figura 57. Já as 25 regras *fuzzy*, geradas a partir da inferência, utilizam declarações SE-ENTÃO e são apresentadas de forma compacta na Tabela 2. É utilizada a implicação matemática de Larsen.

Figura 57 – Funções de pertinência dos universos de discurso das variáveis *fuzzy*.



Fonte: Autor.

Tabela 2 – Regras *fuzzy* do controle de tensão *fuzzy*.

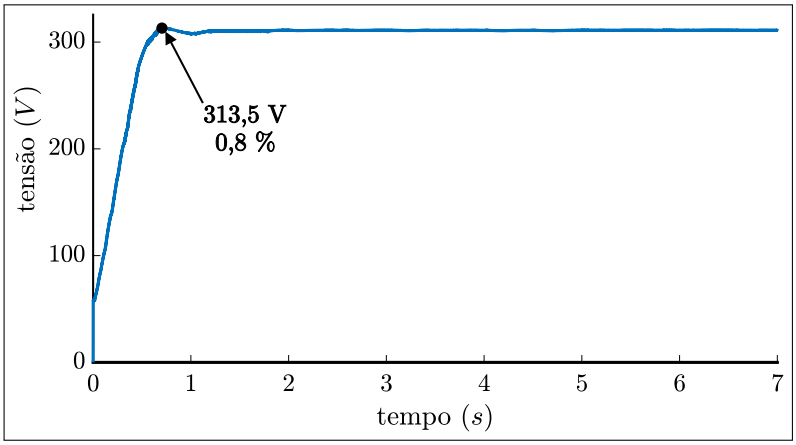
		$\Delta e[k]$				
		NG	NP	ZE	PP	PG
$e[k]$	NG	NG	NG	NG	NG	NG
	NP	NG	NG	NG	NP	ZE
	ZE	NG	NG	NP	ZE	PP
	PP	NG	NP	ZE	ZE	PP
	PG	ZE	ZE	PP	PP	PG

Fonte: Autor.

A aplicação do controlador *fuzzy* no sistema é ilustrado na Figura 58, em um teste similar ao da Figura 49. Pode-se observar que existe um sobressinal de $0,8\,\%$. Já a comparação da resposta do controle PI clássico, controle moderno por equações de estado com servossistema com integrador e controle *fuzzy* para a condição de MCD do conversor

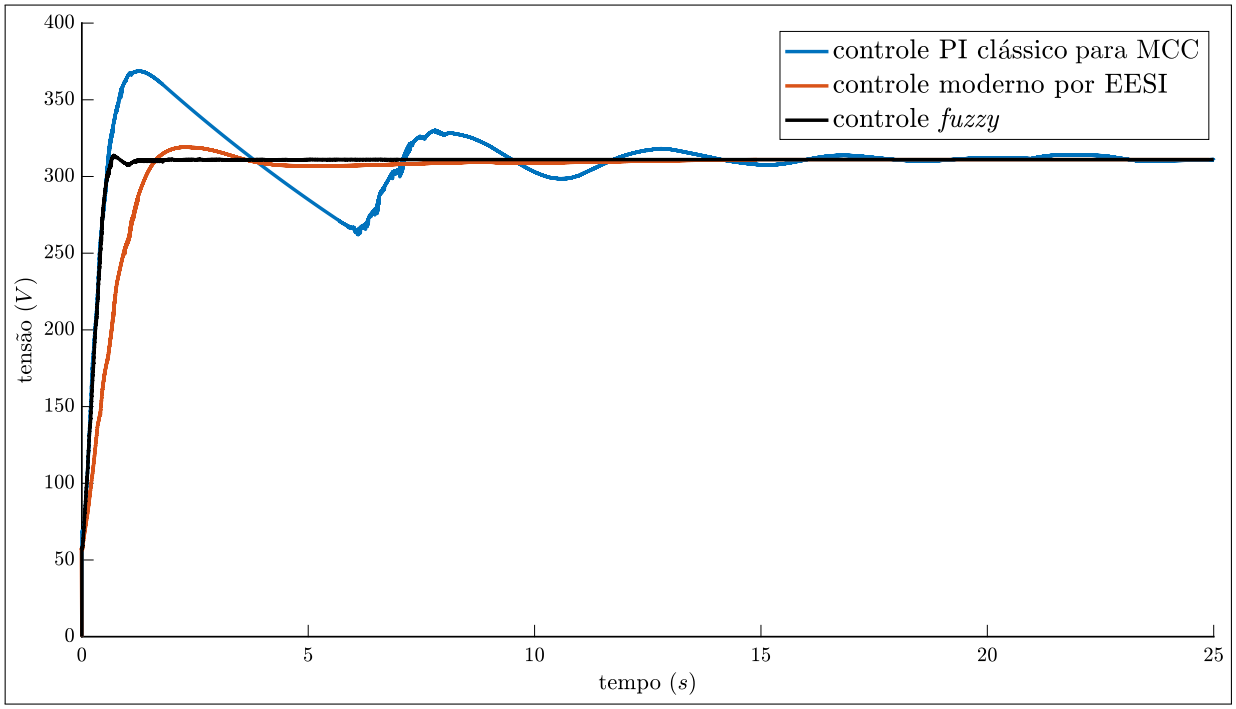
CC-CC *boost* AGT-CCTE é ilustrada da Figura 59. O código deste controlador *fuzzy* para o *Simplified C Block* do PSIM está presente no Seção B.5.

Figura 58 – Resposta do controle *fuzzy* no PSIM.



Fonte: Autor.

Figura 59 – Comparação das técnicas de controle para o conversor CC-CC *boost* em MCD.



Fonte: Autor.

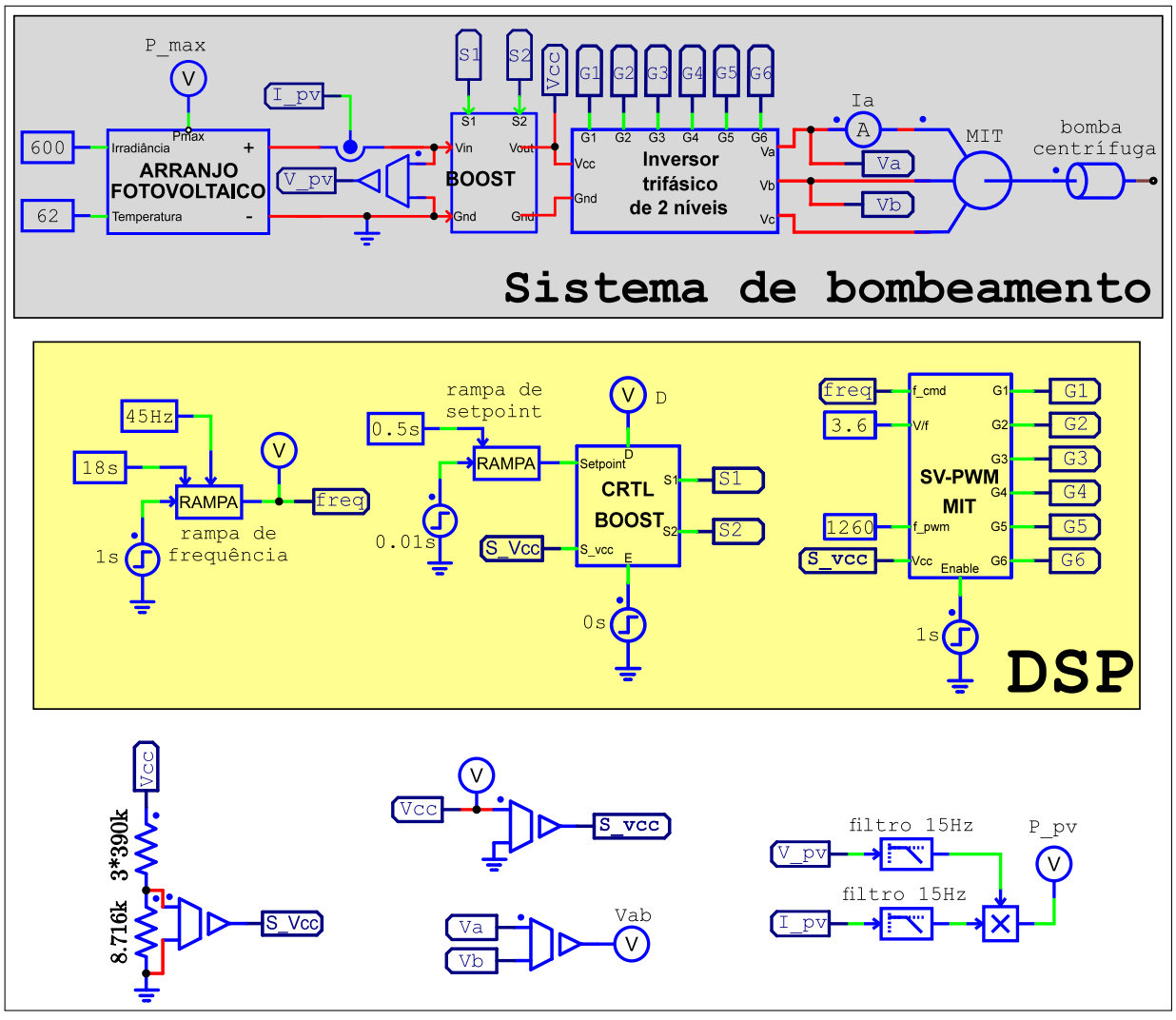
É possível observar que o melhor desempenho é obtido com o controlador *fuzzy*, cuja resposta é a mais rápida e possui o menor sobressinal. Assim, caso seja necessário a utilização de um controlador específico para o funcionamento do conversor CC-CC *boost* em MCD, pode-se optar pelo controlador *fuzzy* projetado.

3.7 Simulação dos componentes integrados

É realizada uma simulação com todos os componentes do sistema proposto conectados, cujo circuito é apresentado na Figura 60. O módulo solar (vide Figura 33b) é conectado ao conversor CC-CC *boost* (vide Figura 36b), cuja saída é conectada ao inversor de frequência (vide Figura 38b). Para a simulação do conjunto motor-bomba, alimentado pelo inversor de frequência, é utilizado um motor de indução trifásico genérico, presente no PSIM, conectado a uma carga genérica com características de uma bomba centrífuga.

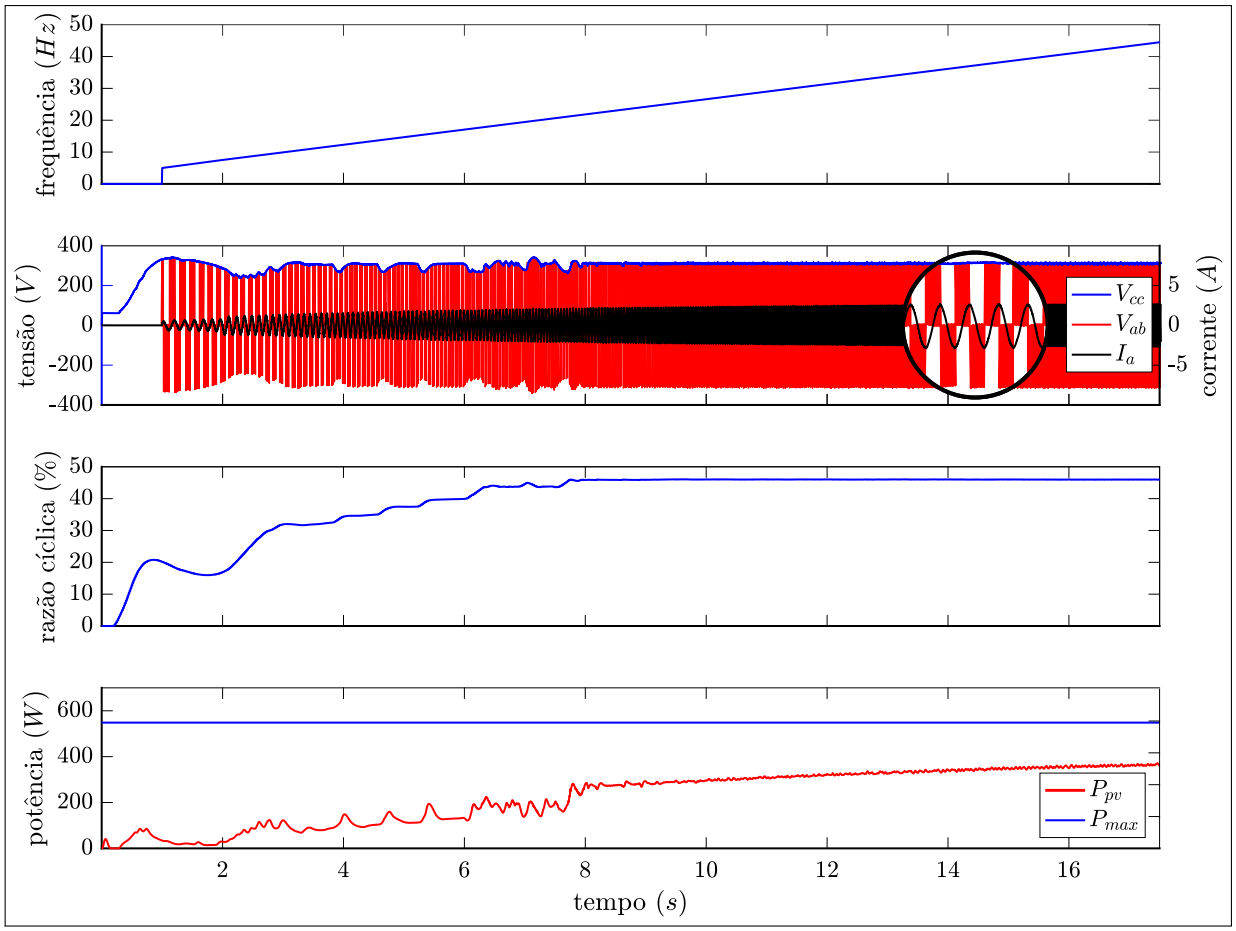
Algumas ações a serem realizadas pelo processador digital também são simuladas. São simulados o controle do conversor CC-CC *boost* (vide Figura 47b), o acionamento do inversor de frequência variável por SVPWM (vide Figura 40) e o comando da frequência comandada (f_{cmd}). Os resultados da simulação podem ser observados na Figura 61.

Figura 60 – Simulação da integração dos componentes do sistema.



Fonte: Autor.

Figura 61 – Resultado da simulação do sistema integrado.



Fonte: Autor.

O controle do conversor CC-CC *boost* é iniciado juntamente com a simulação. O *setpoint* de tensão é realizado em rampa de $0,5\,s$ de duração. Após $1\,s$, o acionamento do inversor de frequência variável é habilitado, e é iniciada uma rampa de f_{cmd} de 5 a $45\,Hz$ em $17\,s$ de duração. Pode-se observar o crescimento da frequência f_{cmd} e seu reflexo na tensão V_{ab}. Há um transitório de tensão no barramento CC do sistema, o que também é refletido em V_{ab}. Este transitório dura cerca de $8\,s$, assim como o transitório de razão cíclica do conversor CC-CC *boost*. Entretanto, nota-se que este transitório em V_{cc} não afeta a amplitude da corrente I_a, que aumenta exclusivamente pelo aumento de f_{cmd}. Isso se deve ao fato das equações do SVPWM (Equações 2.16 e 2.17) contabilizarem o valor atual de V_{cc}, de forma que as oscilações no barramento CC não afetam a tensão de saída desejada do inversor.

O controle do conversor CC-CC *boost* utilizado nesta simulação é o controle PI digital clássico, projetado na Seção 3.6. Isto explica as grandes oscilações na tensão V_{cc} durante a partida do conversor, uma vez que o mesmo está operando em MCD neste

momento. Esta é uma evidência de que o controle *fuzzy* de tensão deve ser utilizado na prática. Estas oscilações de tensão são refletidas na potência dos painéis (P_{pv}), o que pode atrapalhar o funcionamento do algoritmo MPPT. Devido ao MIT e a bomba centrífuga utilizados nesta simulação serem de uso genérico, ou seja, serem diferentes do conjunto motor-bomba a ser utilizado na prática, optou-se por projetar o MPPT a partir do sistema montado na prática. O MPPT é projetado no próximo capítulo, na Seção 4.4.

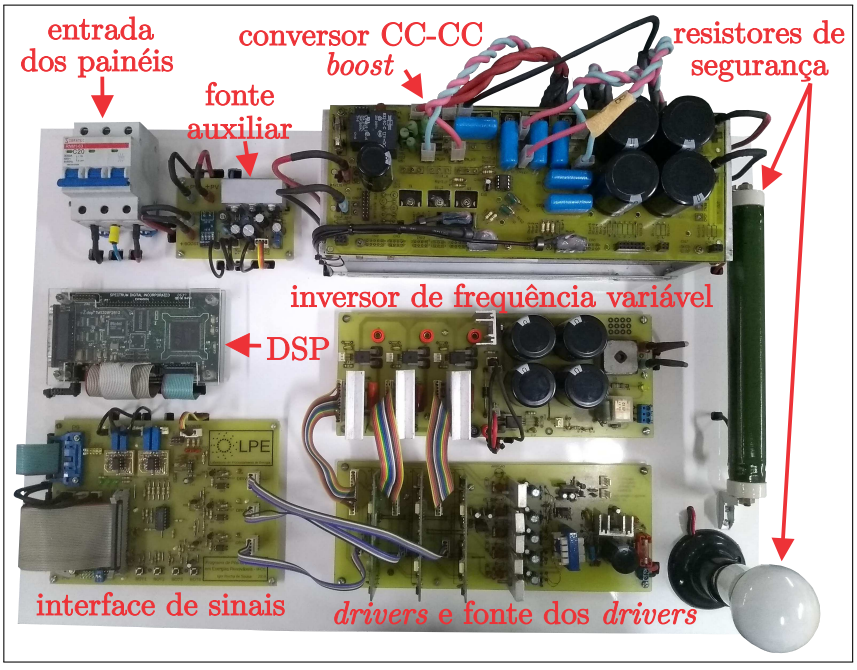
4 Implementação do sistema proposto

Este capítulo está organizado em seis seções. A montagem do sistema eletrônico e hidráulico é apresentada na Seção 4.1, com a descrição dos componentes utilizados. Já na Seção 4.2, é apresentada a implementação do controlador de tensão de saída do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE, enquanto que na Seção 4.3, é discutida a escolha da relação V/f a ser aplicada no sistema. Na Seção 4.4, é apresentada a metodologia utilizada para o projeto e implementação do MPPT *fuzzy*. Já na Seção 4.5, é apresentada uma discussão sobre a possibilidade de mudança da relação V/f para condições de baixíssima irradiância. Por fim, na Seção 4.6, são apresentadas alguma considerações a repeito do funcionamento automático do sistema.

4.1 Montagem do sistema

O sistema apresentado neste trabalho é composto por um sistema eletrônico e um sistema hidráulico. O sistema eletrônico completo utilizado neste trabalho pode ser observado na Figura 62, em que é possível visualizar os componentes do sistema como a placa com DSP, placa para interface de sinais do sistema, conversor CC-CC *boost*, inversor de frequência variável trifásico e seus *drivers*.

Figura 62 – Sistema eletrônico integrado utilizado neste trabalho.



Fonte: Autor.

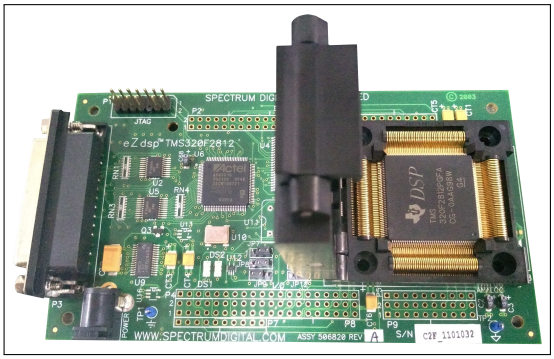
A fonte auxiliar presente na Figura 62 alimenta o circuito de *driver* do conversor CC-CC *boost*, a placa com o DSP e a placa de interface a partir dos painéis. Conta ainda com um sensor de corrente ACS712-030 da Allegro (2006) para leitura de corrente e um sensor de tensão resistivo para leitura de tensão dos painéis fotovoltaicos. A saída destes sensores é conectada aos filtros presentes na placa de interface de sinais. Já os resistores de segurança são ativados para proteger o sistema de uma sobretensão e realizar um teste de potência para inicialização do bombeamento. A aplicação destes resistores é detalhada na Seção 4.6. A seguir, são apresentados os componentes do sistema eletrônico proposto.

4.1.1 Microcontrolador DSP

Para realizar o controle de tensão de saída do conversor CC-CC *boost*, o MPPT dos painéis fotovoltaicos, o acionamento SVPWM do inversor de frequência variável, a leitura e filtragem digital dos sinais analógicos e o comando geral desses processos, optou-se pelo uso de um DSP, devido a grande exigência de processamento. O DSP escolhido é o TMS320F2812 da Texas (2012), presente no kit de desenvolvimento da Spectrum (2003).

As principais características deste DSP responsáveis pela escolha do mesmo neste trabalho são: frequência de *clock* de $150\,MHz$, 16 portas analógicas multiplexadas em dois conversores A/D de $12\,bits$, dois gerenciadores de eventos independentes, registrador de soma e produto de $32\,bits$, e estrutura de *hardware* para aplicação de modulação por vetores espaciais. O DSP utilizado pode ser observado na Figura 63.

Figura 63 – DSP TMS320F2812 presente na placa de desenvolvimento da *Spectrum Digital*.



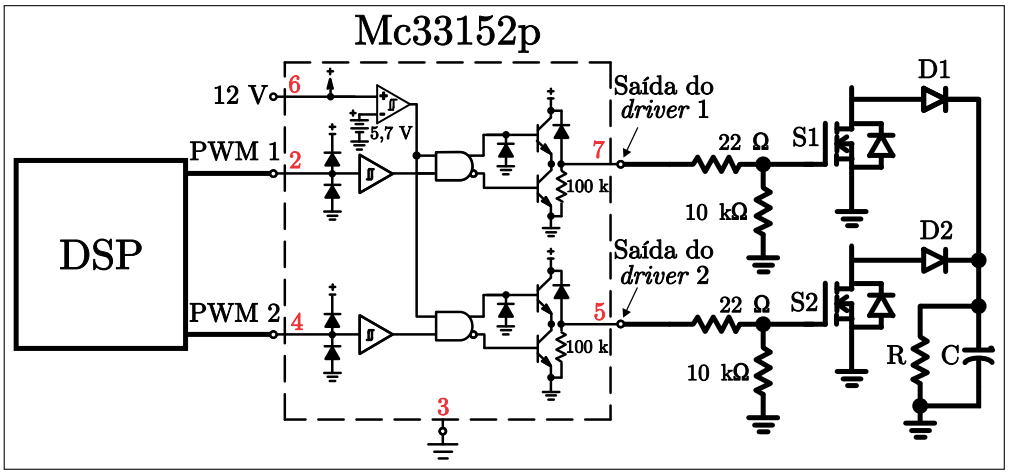
Fonte: Spectrum (2003), adaptado.

4.1.2 Conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE

O conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE a ser utilizado foi construído pelo grupo de pesquisa do Laboratório de Processamento de Energia (LPE) do IFCE. Os sinais PWMs provenientes do DSP para o comando do conversor são conectados ao CI MC33152p,

um *driver* dual não inversor de alta velocidade cujas aplicações típicas incluem fontes chaveadas e conversores CC-CC (On Semiconductor, 2014). O circuito de ligação do DSP ao *driver* e às chaves do conversor é ilustrado na Figura 64, que também contém ilustrações do circuito *snubber* de proteção das chaves $S1$ e $S2$ do conversor, constituído por $D1$, $D2$, R e C[1].

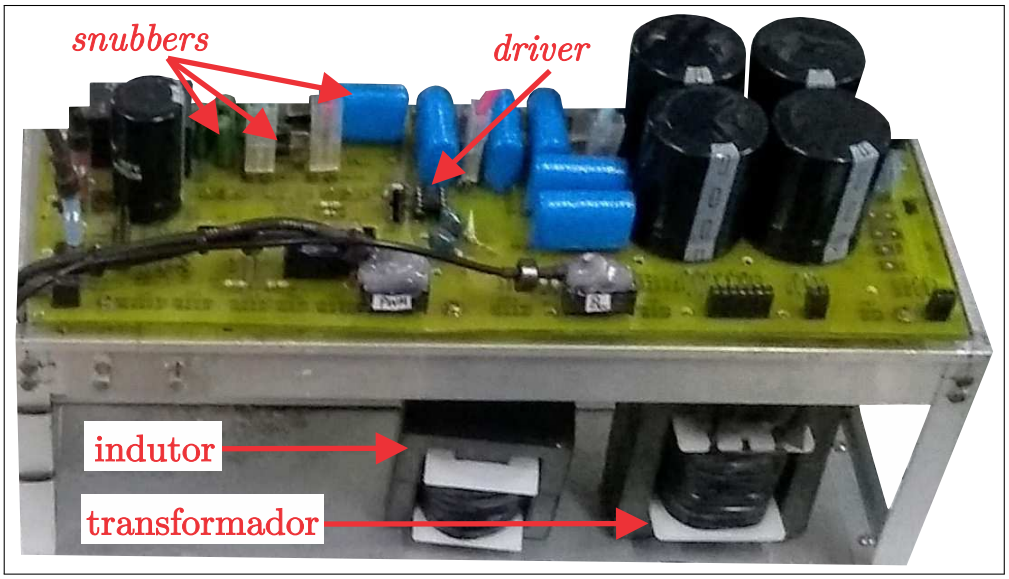
Figura 64 – Circuito de *driver* e *snubber* do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE.



Fonte: Autor.

Todo o circuito do *driver* e dos *snubbers* estão incorporados na placa do circuito do conversor CC-CC *boost*, que pode ser observado na Figura 65 a seguir.

Figura 65 – Conversor CC-CC *boost* utilizado no sistema proposto.

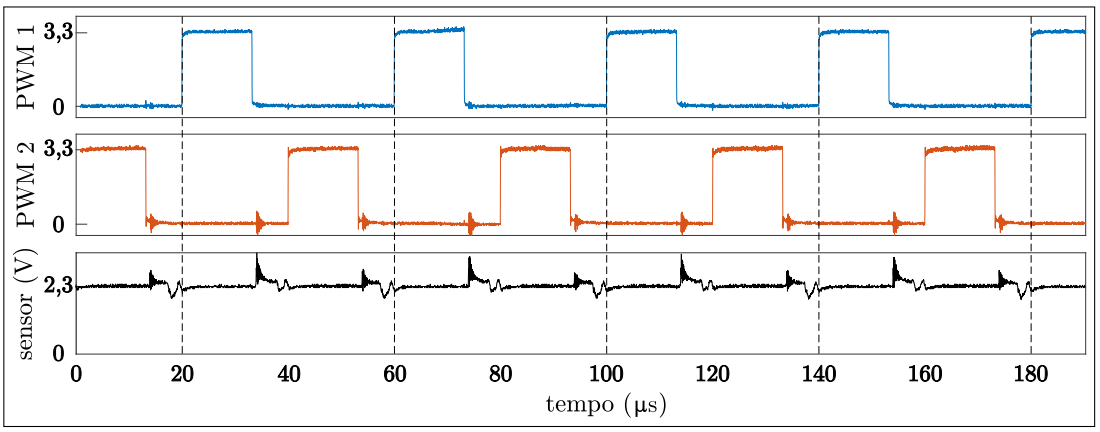


Fonte: Autor.

[1] MUR460, MUR460, $15\,k\,\Omega/10\,W$ e $2,2\,mF/400\,V$, respectivamente.

Um teste de laboratório é realizado para averiguar o funcionamento do conversor CC-CC *boost* conectado ao DSP. Os sinais PWM são conectados ao conversor com razão cíclica de 33 %. A tensão de entrada do conversor é de 60 V, valor próximo ao da associação de painéis utilizados, e é proveniente de uma fonte CC de bancada. A tensão de saída do conversor proveniente do divisor de tensão projetado e os sinais PWM do conversor CC-CC *boost* podem ser observados na Figura 66.

Figura 66 – Teste de bancada do conversor CC-CC *boost* conectado ao DSP.



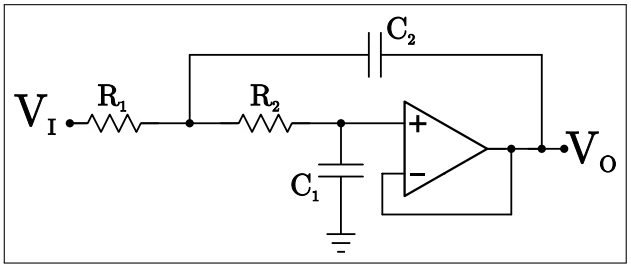
Fonte: Autor.

Pode-se observar que o sinal proveniente do sensor de tensão da saída do conversor é corrompido por ruído. Esta interferência no sinal do sensor pode comprometer a atuação do controlador digital. Assim, o sinal proveniente do sensor deve ser tratado. Para isso, é projetado um filtro passa-baixa, apresentado na subseção a seguir.

4.1.3 Filtro passa-baixa

Um filtro passa-baixa analógico de segunda ordem com aproximação de Butterworth é projetado na topologia proposta por Sallen e Key (1955) e é ilustrado na Figura 67.

Figura 67 – Filtro passa-baixa Sallen-Key de segunda ordem.



Fonte: Texas (2000), adaptado.

De acordo com Texas (2000), a função de transferência do circuito da Figura 67 é apresentada na Equação 4.1,

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{1}{R_1R_2C_1C_2\,s^2 + R_1R_2C_1C_2\left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_1C_1}\right)s + 1}\,, \tag{4.1}$$

e pode ser reescrita como função de transferência de um filtro passa-baixa de segunda ordem de acordo com a Equação 4.2,

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = -\frac{K_f}{\left(\frac{f}{FSF\cdot f_c}\right)^2 + \frac{1}{F_Q}\frac{jf}{FSF\cdot f_c} + 1}\,, \tag{4.2}$$

em que K_f é o ganho do filtro, FSF é o fator de escala de frequência, f_c é a frequência de corte e F_Q é o fator de qualidade. Utilizando $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$, substituindo $s = 2\pi f$ na Equação 4.1 e igualando as Equações 4.1 e 4.2, tem-se

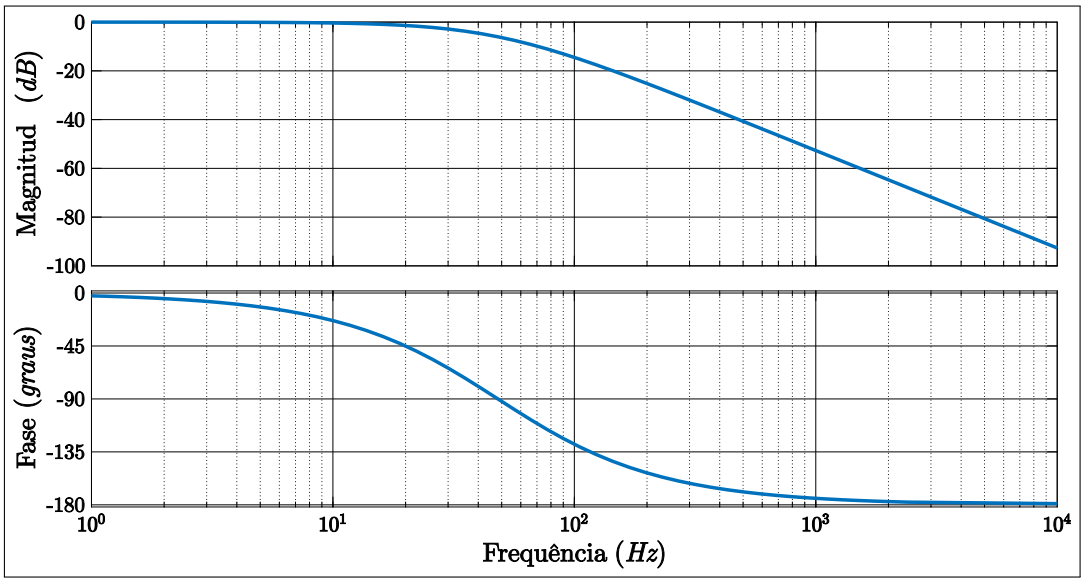
$$FSF \cdot f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{4.3}$$

e

$$F_Q = \frac{1}{3 - K_f} = 0,5\,.$$

O filtro em questão possui fator de qualidade $F_Q = 0,5$, o que significa que o a resposta do sistema é criticamente amortecida, não havendo oscilações durante o transitório. Aplicando $FSF = 1$ na Equação 4.3 para a aproximação de Butterworth, frequência de corte $f_c = 50\,Hz$ e arbitrando $C = 0,1\,\mu F$, o valor e R deve ser $31,8\,k\Omega$. O valor comercial mais próximo é $33\,k\Omega$. O diagrama de Bode é apresentado na Figura 68.

Figura 68 – Diagrama de Bode do filtro projetado.

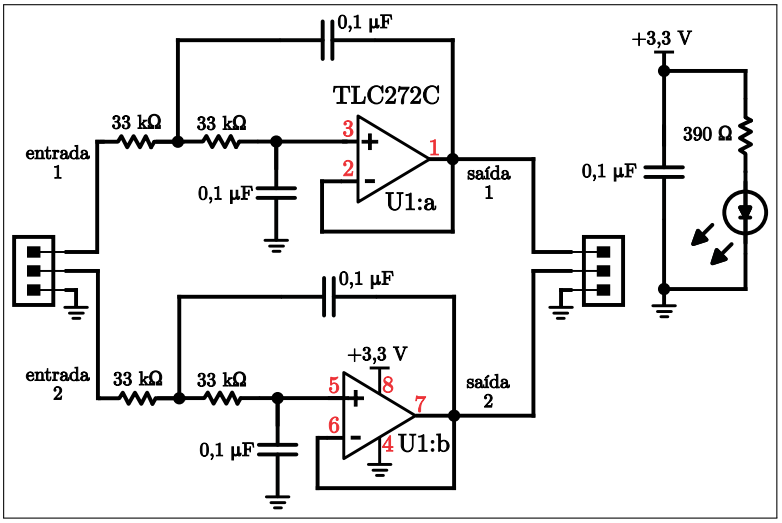


Fonte: Autor.

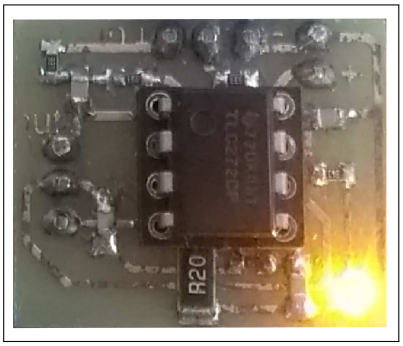
O circuito do filtro é montado utilizando o TLC272C, um amplificador operacional dual de precisão, com tensão de alimentação de $3\,V$ a $16\,V$, baixo *offset* de tensão, alta impedância de entrada ($10^{12}\,\Omega$) e baixo ruído (TEXAS, 1994). O TLC272C é alimentado com $3,3\,V$, proveniente da placa do DSP. O diagrama do circuito eletrônico é apresentado na Figura 69a. Já os filtros montados podem ser observados na Figura 69b.

Figura 69 – Circuito dos filtros passa-baixas projetados.

(a) Diagrama eletrônico dos filtros.



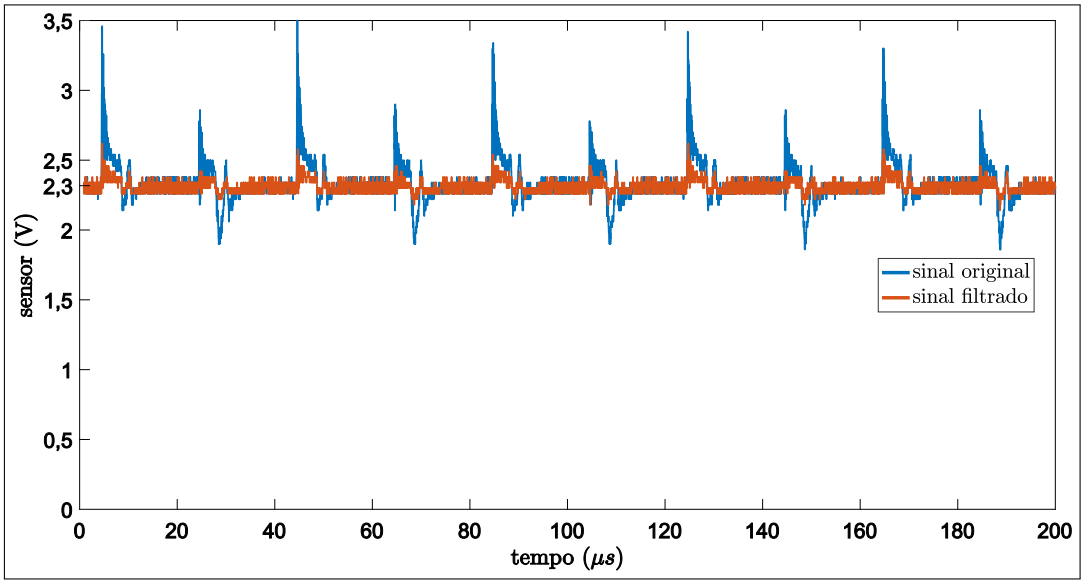
(b) Placa eletrônica.



Fonte: Autor.

O sinal do sensor de tensão corrompido com ruído presente na Figura 66 é filtrado pelo passa-baixa projetado e pode ser observado na Figura 70. É possível observar que o sinal filtrado possui as frequências relacionadas ao ruído bastante atenuadas.

Figura 70 – Sinal do sensor de tensão filtrado.



Fonte: Autor.

Além do sinal de tensão do barramento CC, os sinais de tensão e corrente dos painéis também são filtrados por filtros Sallen-Key projetados. As leituras no conversor A/D do DSP são feitas após uma primeira filtragem realizada pelos filtros Sallen-Key, e são realizadas a cada $1\,ms$. Posteriormente, são implementados dois filtros digitais médias-móveis, um para tensão e um para corrente dos painéis, complementando a filtragem e minimizando ainda mais os efeitos do ruído. Após testes, optou-se por escolher filtros médias-móveis de ordem 30 para este trabalho.

É necessário salientar a importância da utilização dos filtros no sistema, uma vez que a presença de ruído nos sensores de tensão e corrente dos painéis pode induzir o algoritmo MPPT a erros de tomada de decisão.

4.1.4 Inversor de frequência trifásico de dois níveis

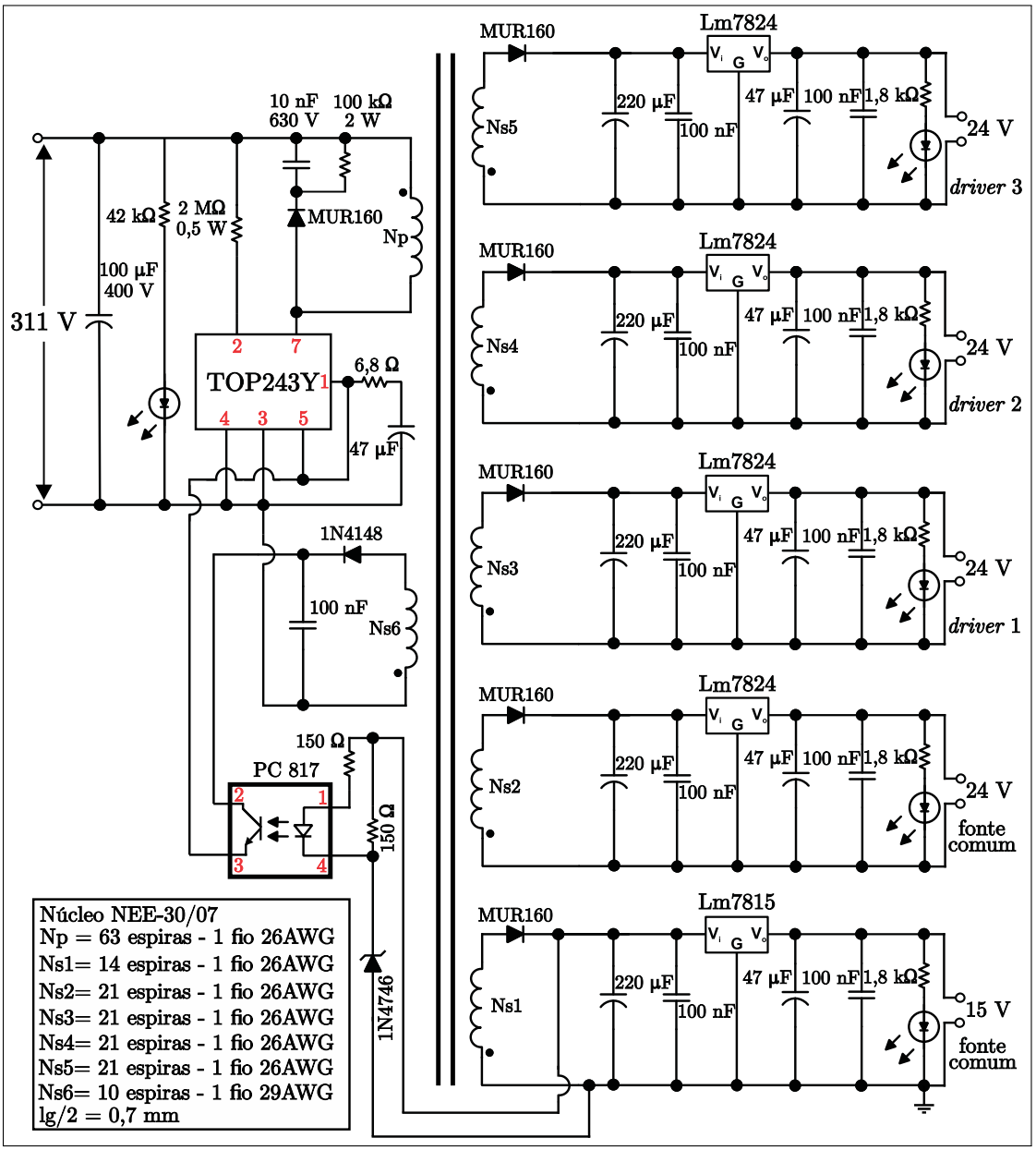
O inversor de frequência variável utilizado foi construído pelo grupo de pesquisa do LPE e é constituído de seis IGBTs IRGP50B60PD1, que possui baixa perda de condução e baixas perdas por chaveamento, o que para aplicações que envolvem energia fotovoltaica, é uma excelente opção (RECTIFIER, 2006). Um resistor de *pull-down* é conectado a cada IGBT para evitar comutações indesejadas. O acionamento dos IGBTs é realizado por três *drivers* de gatilho duplo SKHI-20opA, que possuem estrutura de proteção contra curto-circuito baseada no monitoramento da tensão no IGBT (SEMIKRON, 2005).

O *driver* SKHI-20opA possui as seguintes características principais: uma tensão de alimentação de $15\,V$ e duas de $24\,V$, frequência máxima de chaveamento de $100\,kHz$,

limiar de tensão de entrada para nível alto de $11\,V$, limiar de tensão de entrada para nível baixo de $4,8\,V$, tensão no gatilho para estado ligado de $15\,V$ e tensão no gatilho para estado desligado de $-8\,V$.

As três tensões de alimentação do SKHI-20opA são independentes entre si, sendo a alimentação de $15\,V$ e uma das alimentações de $24\,V$ comum a todos os *drivers*. Uma fonte de alimentação foi projetada pelo grupo de pesquisa para prover a alimentação dos três *drivers* SKHI-20opA e é ilustrada na Figura 71.

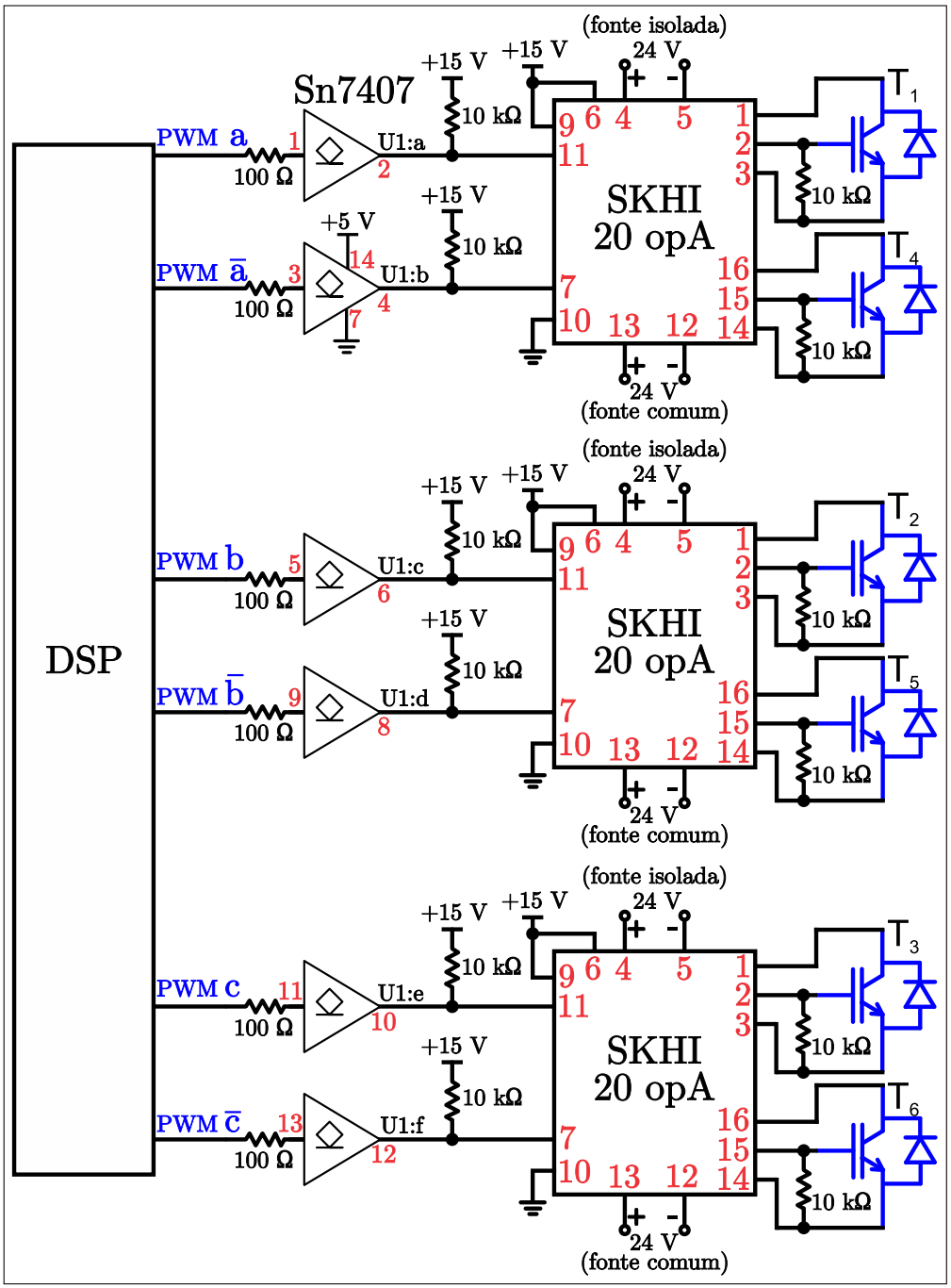
Figura 71 – Circuito de alimentação dos três *drivers* SKHI-20opA.



Fonte: Autor.

Uma vez que este *driver* necessita de uma tensão mínima para reconhecimento de nível alto do sinal PWM de $+11\,V$, e a saída PWM do DSP utilizado é de $+3,3\,V$, uma conversão entre níveis de tensão é necessária. Esta conversão é realizada pelo CI SN7407, um *buffer* sêxtuplo que possui saídas de coletor aberto de alta tensão para interface com circuitos de alto nível (TEXAS, 2004). O circuito de conexão do DSP ao circuito de *buffer*, ao circuito de *driver* e aos IGBTs é ilustrado na Figura 72.

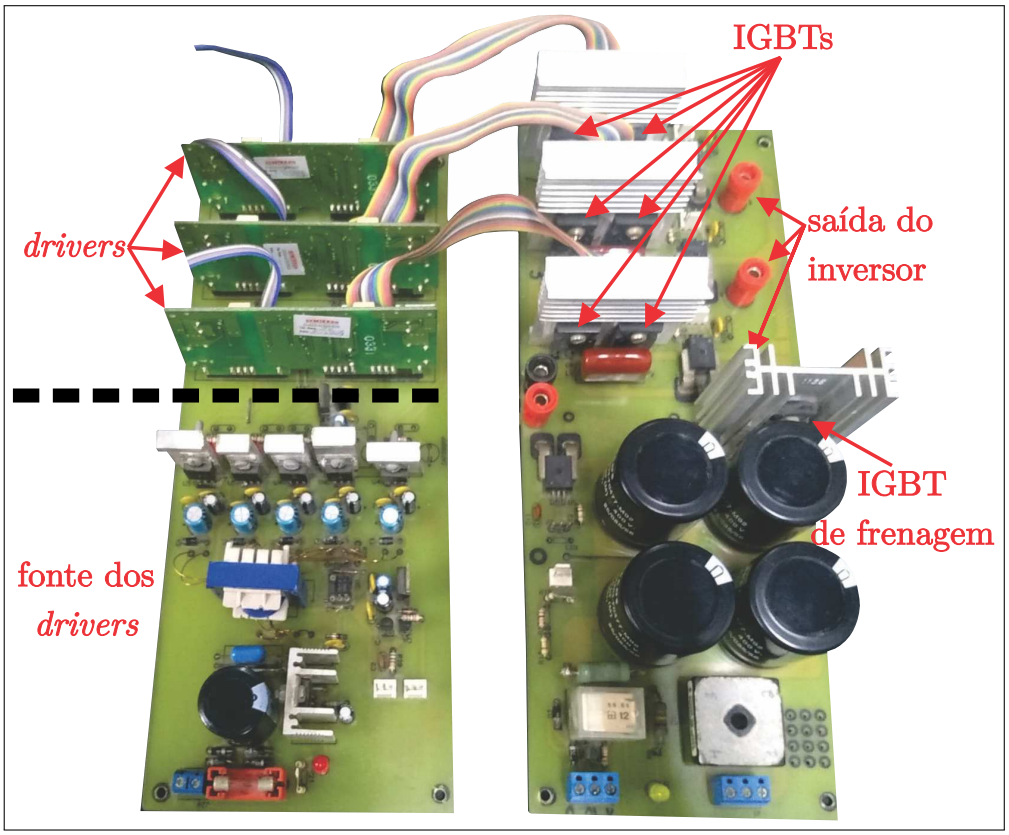
Figura 72 – Circuito de *buffer* e *driver* dos IGBTs.



Fonte: Autor.

O inversor construído e a placa contendo os *drivers* e a fonte os *drivers* podem ser observados na Figura 73.

Figura 73 – Inversor de frequência e placa de *drivers*.

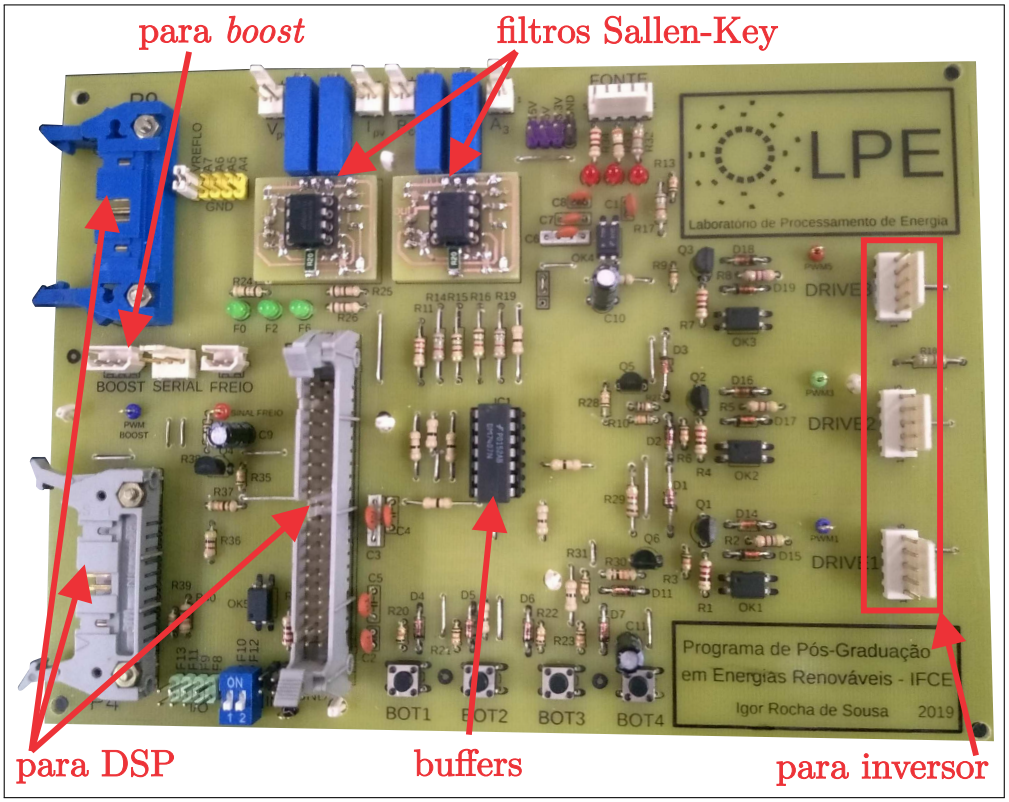


Fonte: Autor.

4.1.5 Interface de sinais

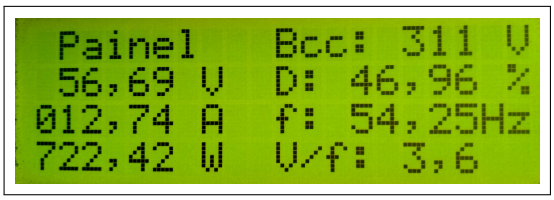
Para fazer todas as conexões entre o DSP, os circuitos do conversor CC-CC *boost* e o circuito do inversor de frequência, é projetada uma placa de interface de sinais, apresentada na Figura 74. Todos os sinais que saída (PWMs e LCD) e de entrada (leitura A/D) do DSP passam pela placa de interface. A mesma também possui o circuito de *buffers* dos *drivers* do inversor de frequência, conexões de um *display* LCD para exibição de informações do sistema (Figura 75) e quatro filtros Sallen-Key passa-baixa de segunda ordem apresentados na Subseção 4.1.3. Estes filtros são utilizados no tratamento do sinal de tensão do barramento CC, na tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos e no sinal de alimentação do sensor de corrente, utilizado para o cálculo da corrente dos painéis.

Figura 74 – Placa de interface de sinais do sistema.



Fonte: Autor.

Figura 75 – *Display* LCD com informações do sistema durante funcionamento.



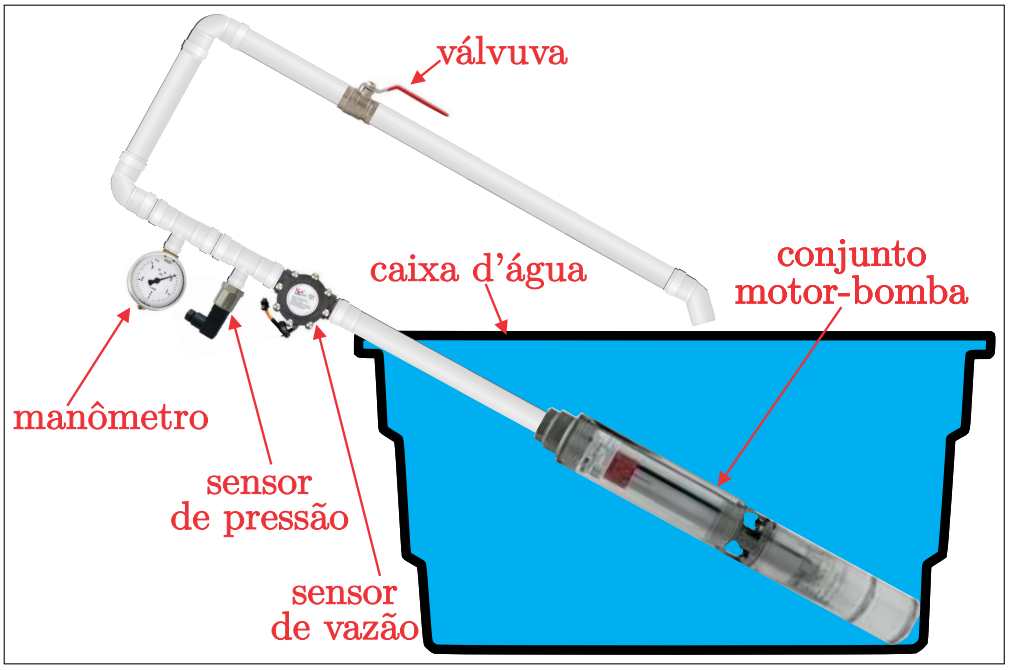
Fonte: Autor.

4.1.6 Sistema hidráulico

O esquema do sistema hidráulico utilizado para os testes do sistema de bombeamento pode ser observado na Figura 76. É utilizado um conjunto motor-bomba da Dancor (2013), modelo SPP-1.1-TSR-13 de 13 estágios, acionada por um motor de indução trifásico de 2 polos, 60 Hz, 3450 rpm, potência de 0,5 CV e tensão nominal de 220 V de tensão eficaz, cedida pela empresa DANCOR para realização deste trabalho. Para a medição de vazão, é utilizado o sensor YF-DN40 da Sea (2014), que possui uma faixa de medição de 120 a

9000 l/h. Já para a medição de pressão, é utilizado o transdutor NP-430 da Novus (2009), com faixa de medição de 0 a 20 bar. A válvula presente na tubulação tem a função de impor uma pressão no sistema. A abertura da válvula é escolhida de modo que para a frequência nominal do motor, a corrente também seja a nominal. O manômetro presente na tubulação é utilizado apenas para a indicação visual da pressão de água no sistema.

Figura 76 – Esquema do sistema hidráulico.



Fonte: Autor.

4.1.7 Sistema completo

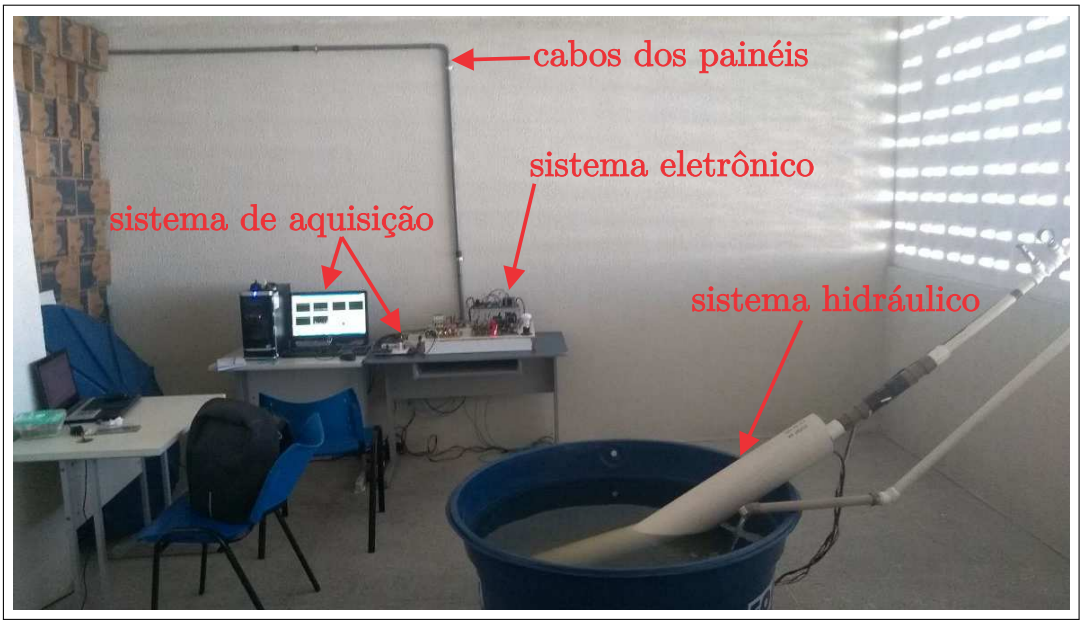
O sistema de bombeamento completo pode ser observado na Figura 77. Os quatro painéis utilizados estão dispostos lado a lado conforme a Figura 77a. Além disso, estão a uma latitude de 3°44′41″ Sul, longitude de 38°32′11″ Oeste, a 24 metros de altitude do solo, direcionados a 315° do Norte geográfico e com 20° de inclinação em relação ao solo. Os sistemas eletrônico, hidráulico e de aquisição conectados são ilustrados na Figura 77b. O computador presente na figura é utilizado para gravação e *debug* do DSP, assim como pra comunicação com o sistema de aquisição de dados.

Figura 77 – Sistema de bombeamento completo.

(a) Vista frontal dos painéis fotovoltaicos utilizados.



(b) Sistema eletrônico, hidráulico e de aquisição de dados conectados.

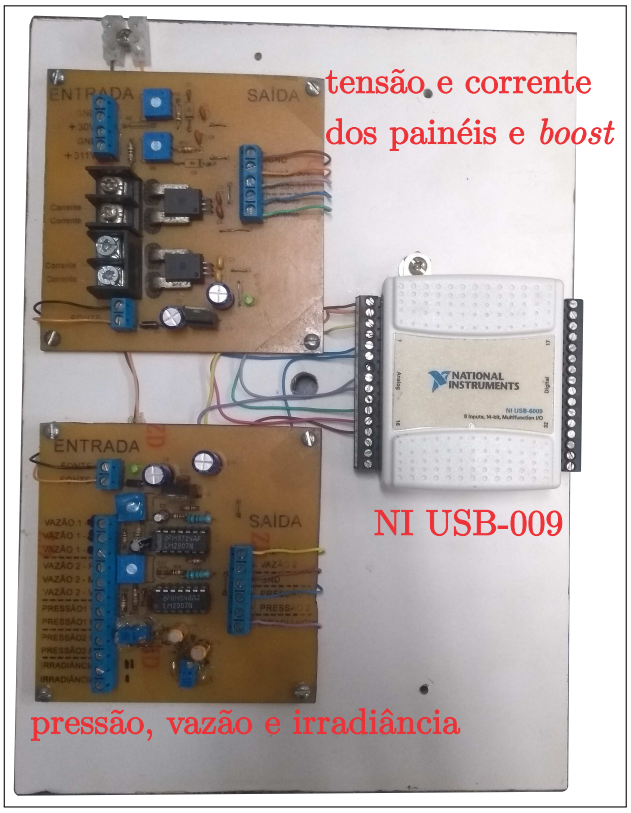


Fonte: Autor.

O sistema de aquisição de dados é construído para adquirir os principais sinais presentes no sistema de bombeamento, como tensão e corrente dos painéis, tensão e corrente

de saída do conversor CC-CC *boost*, pressão e vazão do sistema hidráulico e irradiância solar que incide sobre os painéis. O sensor de irradiância foi desenvolvido exclusivamente para este trabalho. A metodologia do seu desenvolvimento se encontra no Apêndice C. A aquisição é realizada pelo *hardware* NI USB-6009, da National Intruments (2015). O sistema de aquisição pode ser observado na Figura 78. A aquisição de dados é gerenciada por uma aplicação desenvolvida no *software Labview*. Detalhes do sistema de aquisição, da aplicação do *Labview* e dos sensores e circuitos utilizados são apresentados no Apêndice D.

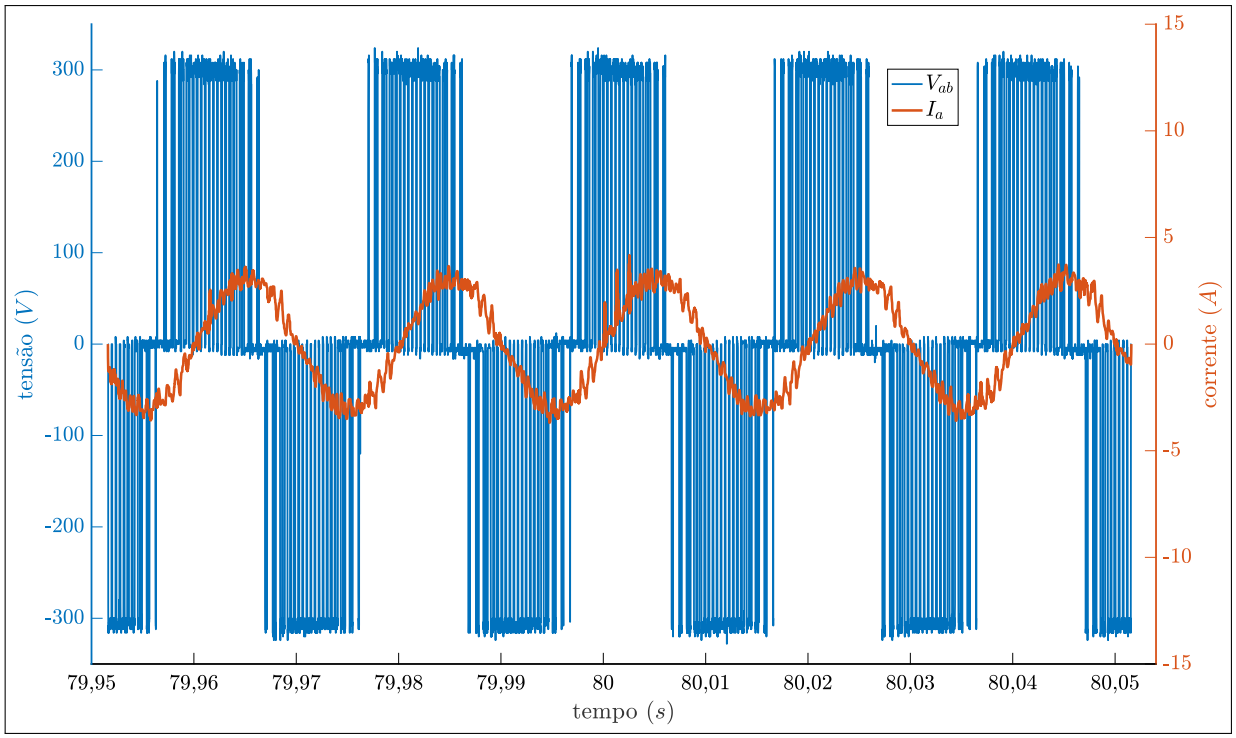
Figura 78 – Sistema de aquisição.



Fonte: Autor.

Um teste de laboratório é realizado para verificar o funcionamento do inversor de frequência variável conectado ao DSP e acionando o conjunto motor-bomba com a técnica SVPWM e relação V/f linear. Após uma rampa de frequência de $0\,Hz$ a $50\,Hz$, a tensão de fase no motor V_{ab} e a corrente da fase I_a em regime permanente são adquiridas e ilustradas na Figura 79.

Figura 79 – Teste de bancada do inversor de frequência variável conectado ao DSP.

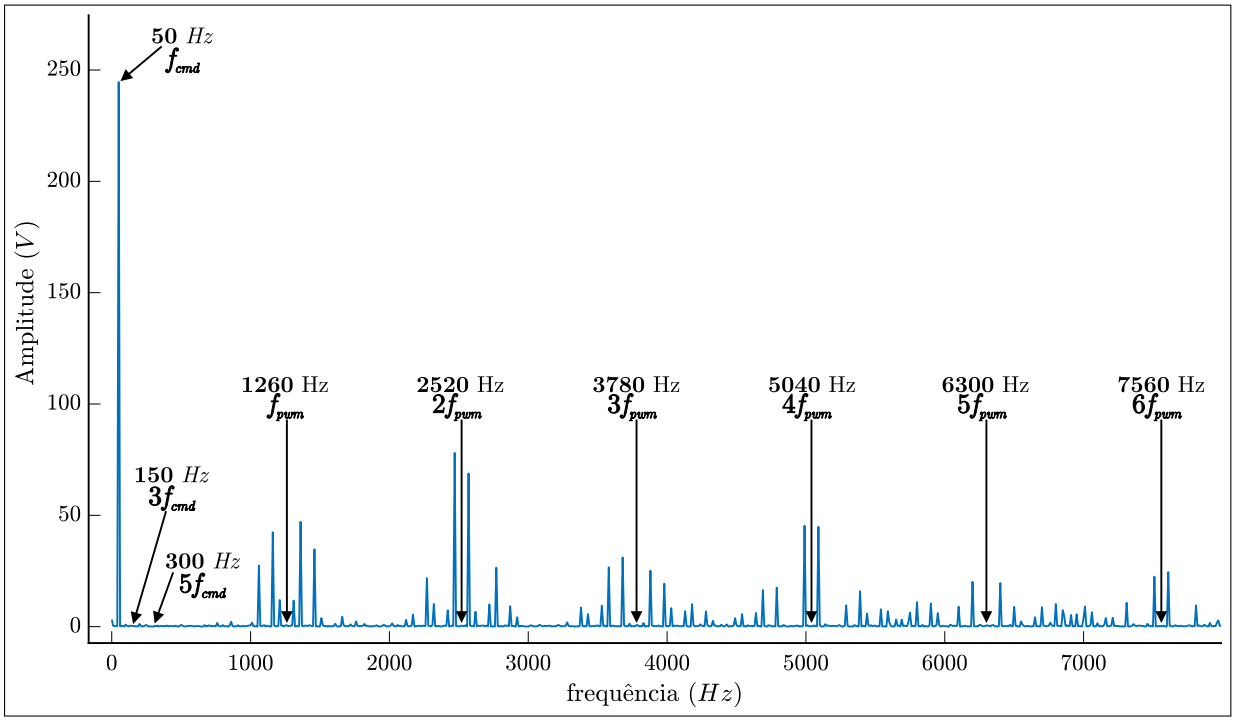


Fonte: Autor.

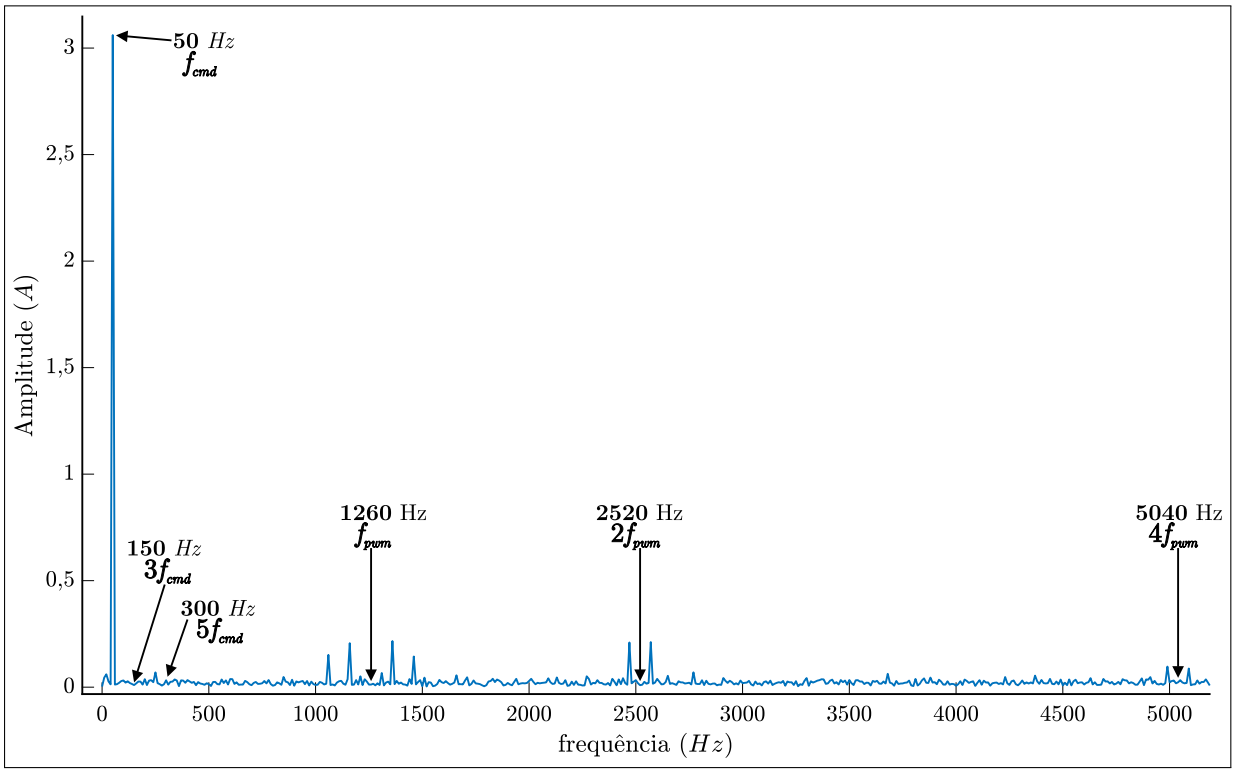
Os espectros de frequência de V_{ab} e I_a da Figura 79 são obtidos com a aplicação da transformada de Fourier e são ilustrados na Figura 80. Pode-se observar que o espectro de frequência da tensão V_{ab} não possui harmônicos múltiplos da frequência comandada f_{cmd} $(50\,Hz)$, possuindo apenas harmônicos relacionadas à frequência de chaveamento f_{pwm} $(1260\,Hz)$. Pode-se observar harmônicos pares de f_{pwm}, resultante da não simetria ímpar e de meia-onda, uma vez que o índice de modulação de frequência m_f para este caso não é ímpar (vide Seção 3.5). O espectro de frequência da corrente I_a também não possui harmônicos relacionados a f_{cmd}, existindo apenas harmônicos pares de f_{pwm}.

Figura 80 – Espectro de Fourier dos sinais adquiridos na Figura 79.

(a) Fourier de V_{ab} .



(b) Fourier de I_a.

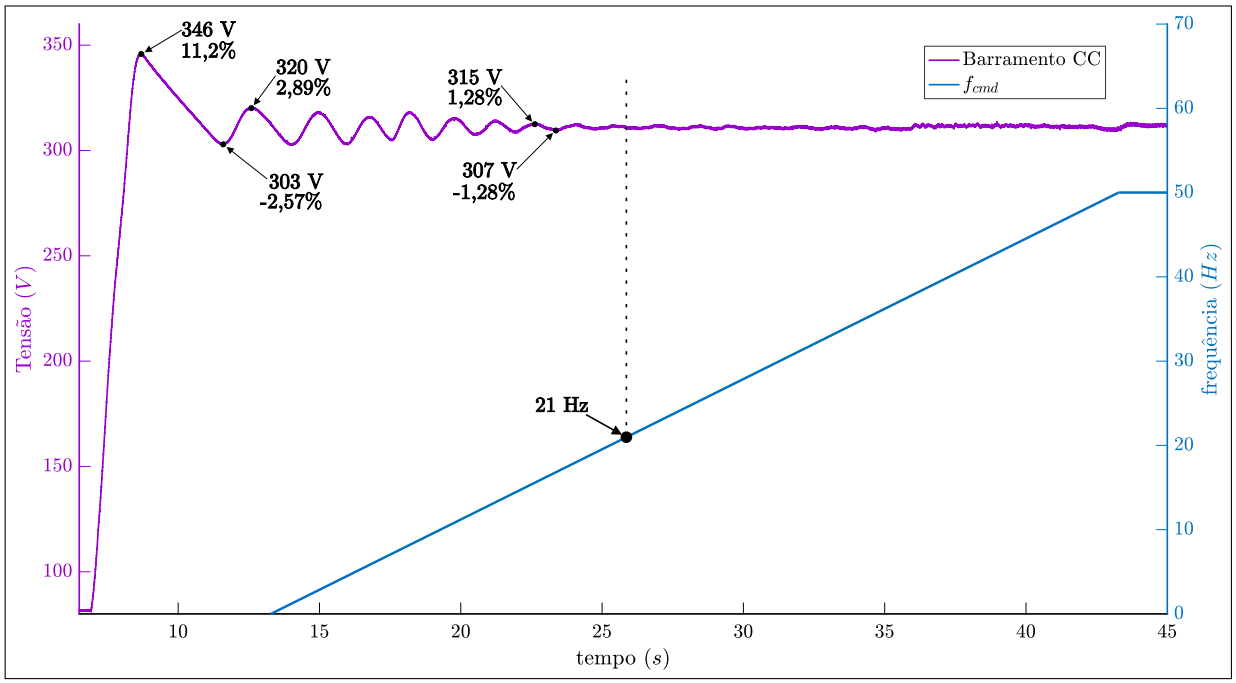


Fonte: Autor.

4.2 Implementação do controle de tensão de saída do conversor CC-CC *boost*

O controlador PI clássico projetado na Seção 3.6 é aplicado ao sistema completo e o resultado é apresentado na Figura 81. Uma rampa de $0\,Hz$ a $50\,Hz$ de frequência é implementada no inversor que alimenta o conjunto motor-bomba sob irradiância constante e uma relação V/f constante, criando o que pode ser considerado uma rampa de carga ao conversor CC-CC *boost*. Esta é uma boa forma de testar o controlador na prática, uma vez que são aplicados diversos níveis de carga no mesmo teste. A entrada de *setpoint* é realizada em rampa, com $2\,s$ de duração.

Figura 81 – Resposta do controlador de tensão PI clássico à carga em rampa.



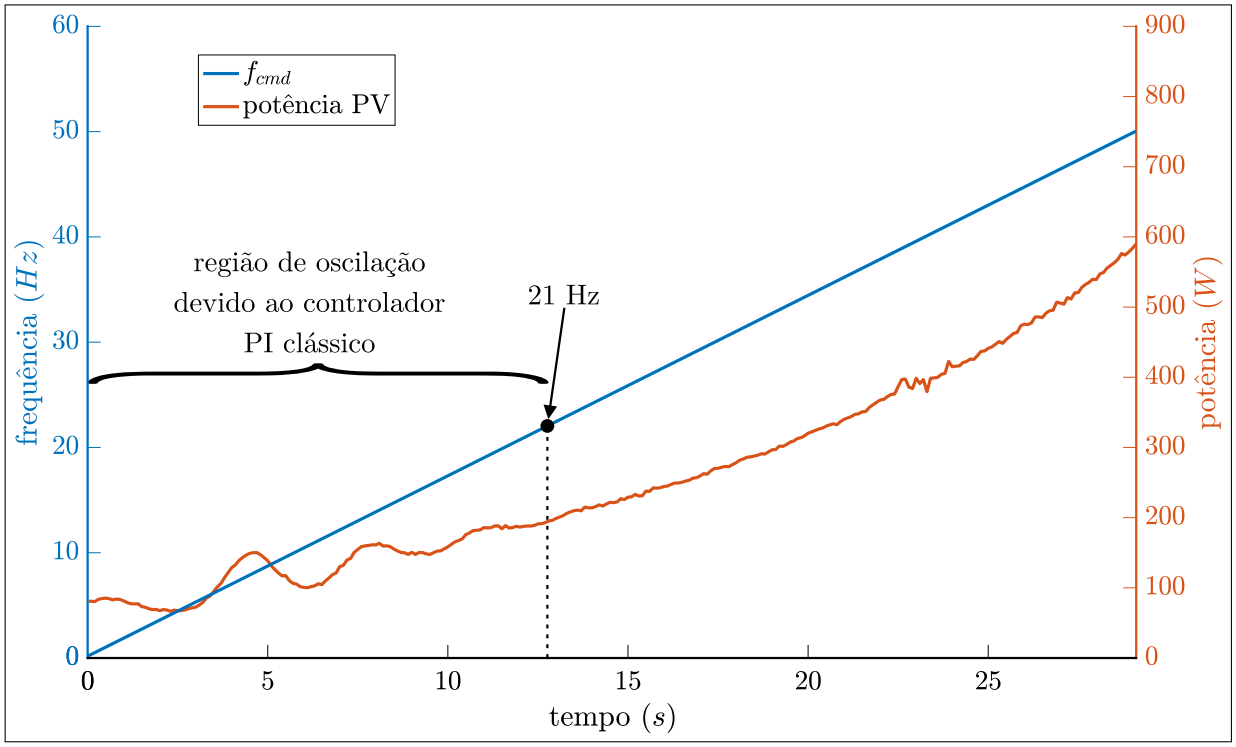
Fonte: Autor.

Como pode ser observado, o controlador PI clássico projetado apresenta-se bastante oscilatório na região entre $0\,Hz$ e $21\,Hz$. Isto se deve ao fato de que nesta região, o conversor CC-CC *boost* funciona em MCD, e a função de transferência desta região é diferente daquela em região de MCC. Como a função de transferência utilizada para o projeto do controlador PI clássico (Equação 2.4) foi obtida para a região nominal de trabalho (MCC), a resposta do conversor CC-CC *boost* para a região em MCD não é a esperada, pois o lugar das raízes real não é mais o mesmo da Figura 45.

Estas oscilações no barramento CC podem ser um problema para o sistema de bombeamento, uma vez que são refletidas para a potência dos painéis. Para verificar o

reflexo destas oscilações na potência dos painéis, é realizado um novo teste. Uma rampa de frequência é aplicada ao sistema, indo de $0\,Hz$ a $50\,Hz$ sob irradiância constante. A frequência comandada f_{cmd} e a potência dos painéis P_{pv} são ilustradas na Figura 82.

Figura 82 – Curva de potência dos painéis ao teste de rampa com controlador PI clássico.



Fonte: Autor.

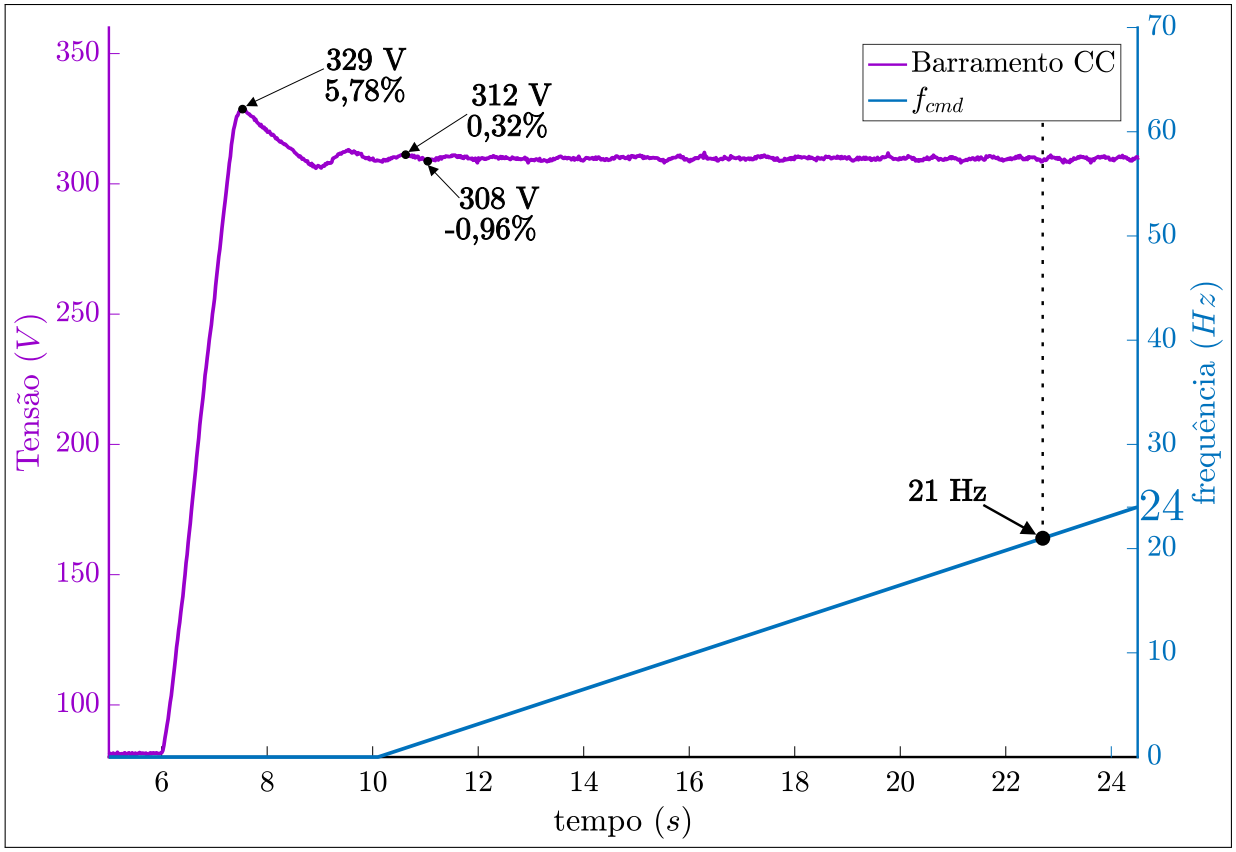
Pode-se observar o reflexo das oscilações da tensão do barramento CC na potência dos painéis no intervalo de $0\,Hz$ a $21\,Hz$. Estas oscilações podem induzir o MPPT ao erro, fazendo com que o mesmo não aumente a frequência f_{cmd} de forma a passar pela região de oscilação, pois o algoritmo MPPT pode interpretar os picos dessa oscilações como se fossem o MPP e assim reduzir f_{cmd} como ação de controle.

Uma possibilidade para contornar este problema é aplicar uma rampa de frequência até o ponto em que não há mais oscilações, e a partir daí, permitir o MPPT controlar a frequência f_{cmd}. Porém, não permitir que o MPPT controle a frequência em situações abaixo de $21\,Hz$ é uma desvantagem para o sistema proposto, uma vez que é interessante bombear água mesmo em situações de baixíssima irradiância, em que a frequência de trabalho do sistema deverá ser menor.

Assim, faz-se necessário utilizar um controlador para a região MCD do conversor CC-CC *boost*. O desempenho do controlador de tensão de saída *fuzzy* apresentado na Subseção 3.6.1.2 é analisado para a região de grandes oscilações do sistema. Um teste em

rampa é realizado para o controlador *fuzzy* e o resultado é apresentado na Figura 83.

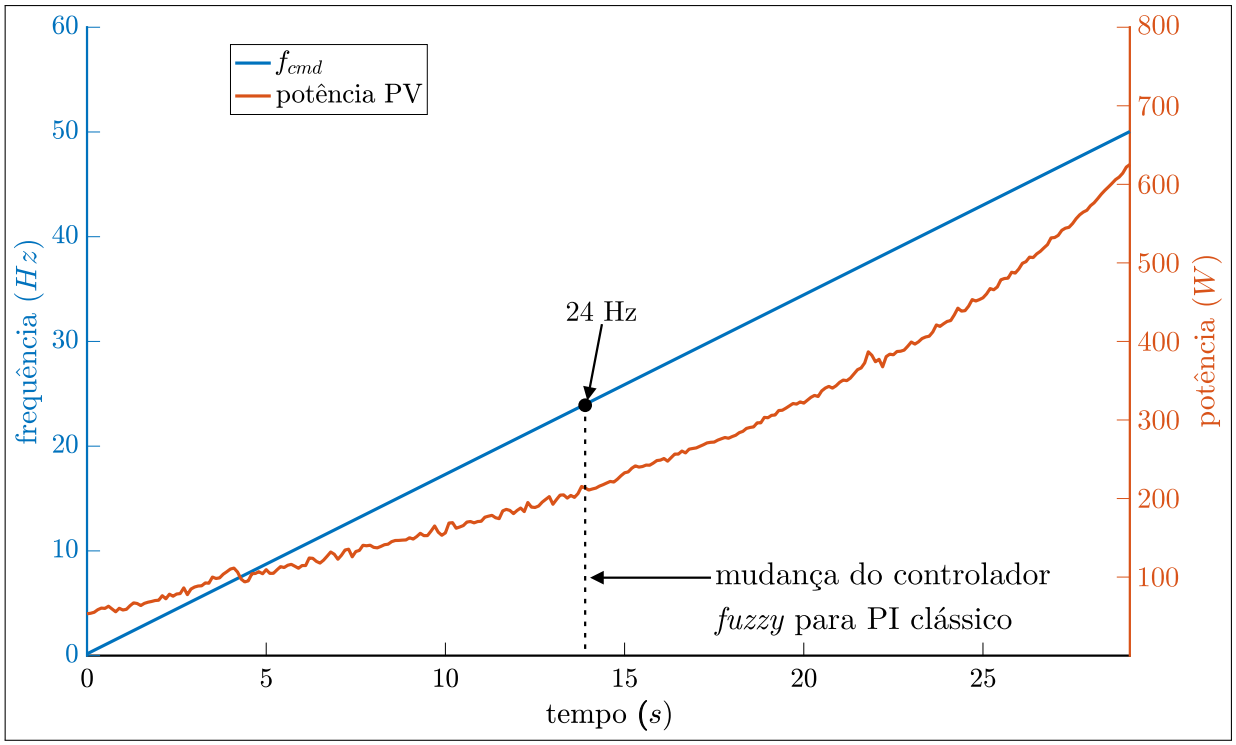
Figura 83 – Resposta do controlador de tensão *fuzzy* à carga em rampa.



Fonte: Autor.

Observa-se que, na região entre $0\,Hz$ e $21\,Hz$, a tensão do barramento CC controlado pelo controlador *fuzzy* possui menos oscilações do que quando controlado pelo controlador PI clássico projetado. Os picos e vales destas oscilações também são menores. Assim, é proposto um controle híbrido para a tensão de saída do conversor CC-CC *boost*, em que o controlador *fuzzy* atua para a região em que $f_{cmd} < 24\,Hz$ e o controlador PI clássico para a região em que $f_{cmd} \geq 24\,Hz$. O valor de $24\,Hz$ é escolhido em vez de $21\,Hz$ por segurança, assim a chance de haver oscilações é ainda menor. O resultado da utilização do controle híbrido na potência dos painéis é apresentada na Figura 84, em que um teste semelhante ao realizado na Figura 81 é aplicado ao sistema com controle híbrido de tensão do barramento CC. Pode-se perceber que as oscilações de potência decorrentes da aplicação do controlador PI clássico foram bastante atenuadas, tornando possível o MPPT controlar a potência para toda a faixa de frequência.

Figura 84 – Curva de potência dos painéis ao teste de rampa com controlador híbrido.



Fonte: Autor.

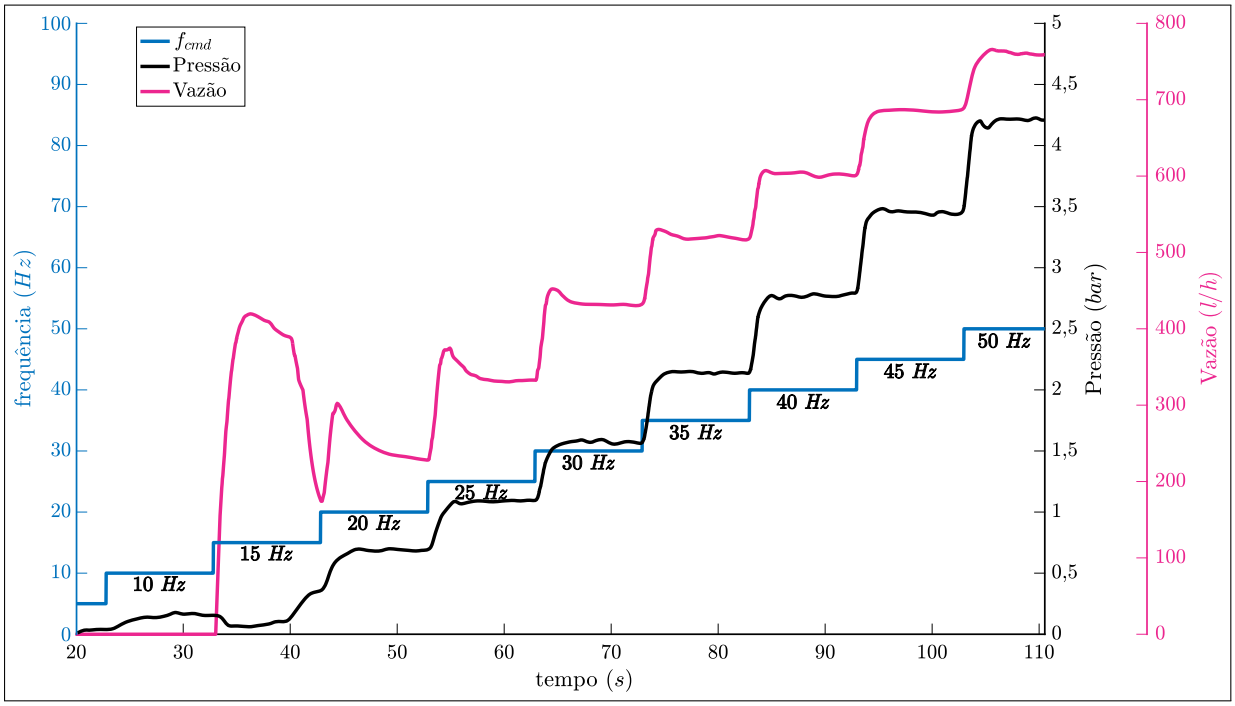
4.3 Escolha da relação V/f

Um ponto importante para o desempenho do sistema é a escolha da relação V/f entre V_{rms} e f_{cmd} a ser aplicado ao conjunto motor-bomba através do inversor de frequência variável. Assim, é realizado um teste em que duas relações, V/f e V/f^2, são aplicadas ao sistema. Uma rampa discreta de 0 a 50 Hz é aplicada ao conjunto motor-bomba e as informações de pressão e vazão de saída da bomba são adquiridas. Os resultados podem ser observados na Figura 85.

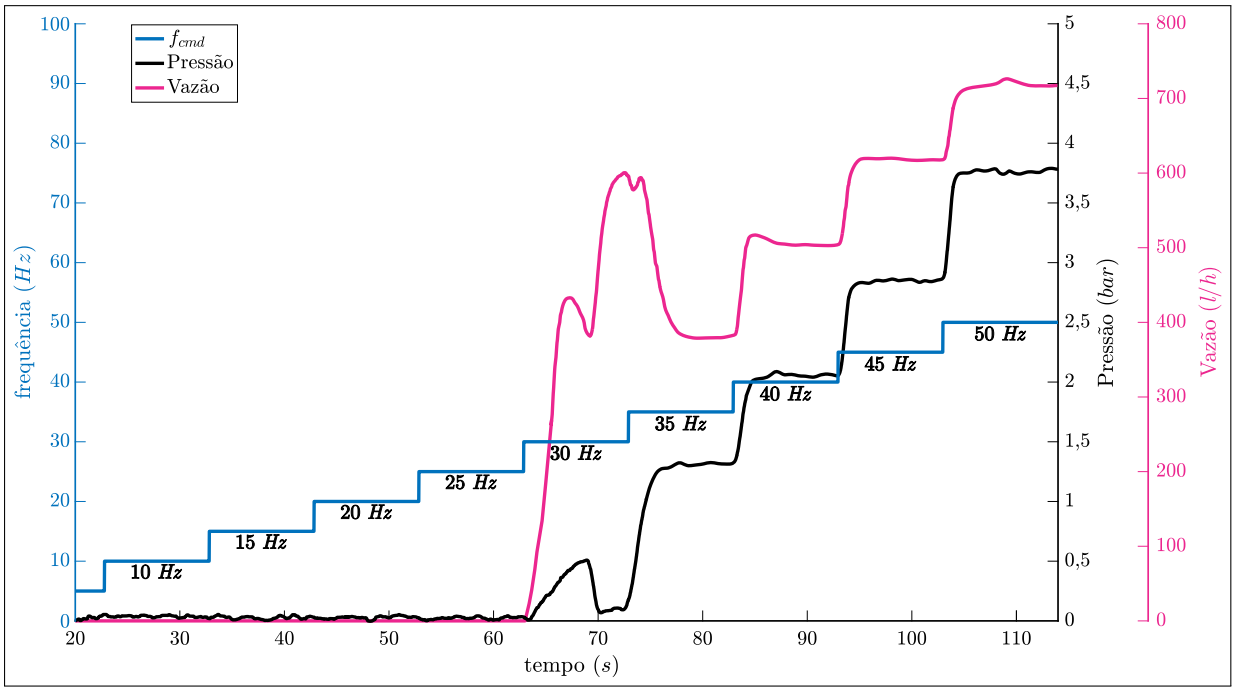
Pode-se perceber que o acionamento pela relação linear começa a bombear desde frequências extremamente baixas como 15 Hz, enquanto que o acionamento pela relação quadrática começa a bombear a partir dos 30 Hz. Isso se deve pelo fato do conjugado desenvolvido pelo motor de indução acionado pela relação quadrática ser bem menor que quando acionado pela relação linear para uma mesma frequência. Esta diferença também pode ser notada comparando os níveis de vazão e pressão para uma mesma frequência nas figuras, em que são sempre menores para a relação quadrática.

Figura 85 – Vazão e pressão do sistema para diferentes relações entre V_{rms} e f_{cmd}.

(a) Relação linear (V/f) .



(b) Relação quadrática (V/f^2).



Fonte: Autor.

É possível notar que existem grandes valores de vazão durante o início do bombeamento, o que ocorre em 15 Hz na Figura 85a e em 30 Hz na Figura 85b. Estes valores podem resultar do processo de início do bombeamento causados pela válvula presente no

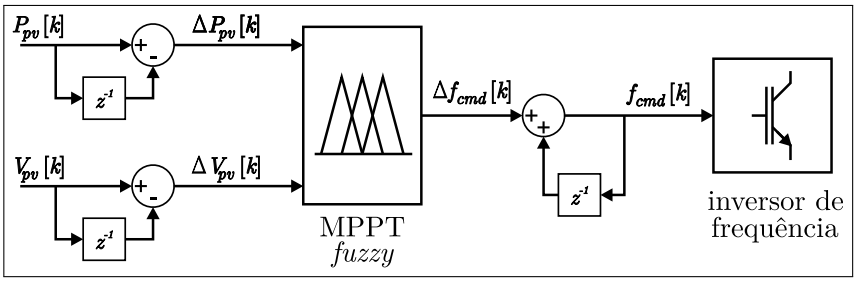
sistema hidráulico (vide Figura 76). Como a válvula está parcialmente fechada, isto cria uma pressão interna na tubulação do sistema hidráulico a medida que a frequência do motor aumenta a partir do $0\,Hz$. Neste momento, não há vazão, pois para isso é necessário vencer a pressão criada pela válvula. A medida que a frequência cresce, a pressão é vencida e um pequeno volume de água flui, fazendo diminuir a pressão momentaneamente. Este pequeno volume de água sai com grande velocidade devido a pressão interna na tubulação, e ao passar pelo sensor de vazão, faz sua turbina girar na mesma velocidade, fazendo o sensor registrar uma falsa vazão. Este regime transitório acontece até que haja um equilíbrio entre pressão e vazão no sistema.

Como o sistema é alimentado por painéis fotovoltaicos, é necessário que o motor opere com baixa frequência em momentos de baixa irradiância. Porém, uma baixa frequência não é suficiente para que o conjunto motor-bomba consiga bombear se for acionado pela relação quadrática. Assim, a relação a ser aplicada é a linear. Por fim, é utilizado um pedestal de $5\,Hz$ de frequência para o início de bombeamento do sistema.

4.4 Projeto e implementação do MPPT *fuzzy*

Como mencionado na Subseção 2.1.2.1, o MPPT é implementado neste trabalho utilizando lógica *fuzzy*. O diagrama de blocos do sistema MPPT *fuzzy* é apresentado na Figura 86.

Figura 86 – Diagrama de blocos do sistema MPPT.



Fonte: Autor.

As entradas do controlador *fuzzy* são ΔP_{pv} e ΔV_{pv}, definidas pelas Equações 4.4 e 4.5 como

$$\Delta P_{pv}[k] = P_{pv}[k] - P_{pv}[k-1] \tag{4.4}$$

e

$$\Delta V_{pv}[k] = V_{pv}[k] - V_{pv}[k-1]\,. \tag{4.5}$$

A variável de controle da máquina *fuzzy* escolhida neste trabalho é a frequência comandada no conjunto motor-bomba, f_{cmd}. O objetivo do sistema desenvolvido neste

trabalho é bombear a maior quantidade de água possível com a energia gerada pelos painéis fotovoltaicos. Uma vez que a vazão de água na saída da bomba é proporcional à f_{cmd} e sua potência proporcional ao cubo da velocidade, que por sua vez é proporcional à f_{cmd}, controlar esta frequência significa controlar a potência dos painéis fotovoltaicos. Assim, a saída do controlador *fuzzy* é Δf_{cmd}, e a atualização de f_{cmd} deve ser realizada segundo a Equação 4.6,

$$f_{cmd}[k] = f_{cmd}[k-1] + \Delta f_{cmd}[k]\,, \tag{4.6}$$

respeitando o limite inferior de frequência como $0\,Hz$ e superior como $60\,Hz$, o nominal do conjunto motor-bomba utilizado. Desta forma, deseja-se que para uma queda de irradiância, seja pelo entardecer ou por uma passagem de nuvem, a frequência f_{cmd} diminua para que o sistema se adeque ao novo MPP, e aumente quando um maior MPP estiver disponível.

Ao contrário de aplicações de MPPT em que a energia gerada nos painéis é injetada em uma rede de corrente alternada, a velocidade em que o sistema proposto deve chegar ao MPP é uma consideração importante que deve ser respeitada. Motores de indução são acionados por inversores de frequência variável em rampa. Isto porque se a frequência comandada parte de $0\,Hz$ para a frequência nominal de forma brusca, correntes de grandes amplitudes irão surgir, podendo danificar todo o sistema. Assim, as variações Δf_{cmd} devem ser menores, proporcionais à rampa que se deseja obter.

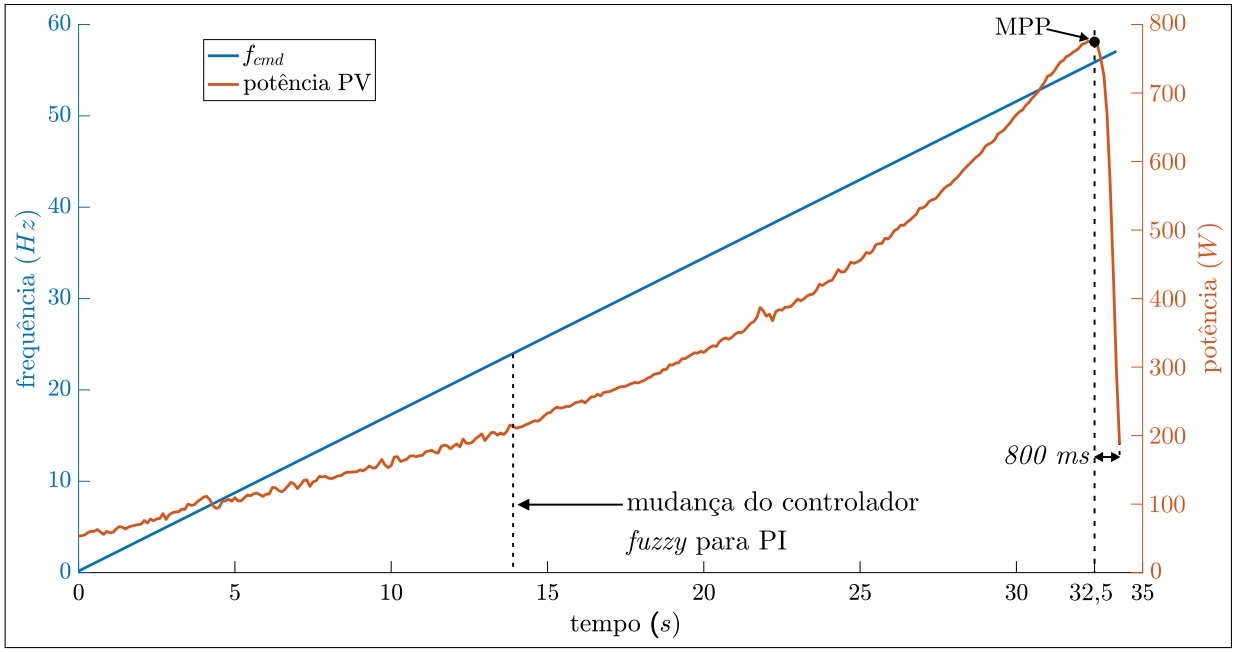
Para gerar as Funções de Pertinência (FP) das entradas ΔP_{pv} e ΔV_{pv}, e para escolher o período de atualização de f_{cmd}, um teste é realizado com o sistema proposto. Uma rampa de frequência é aplicada ao sistema, indo de $0\,Hz$ a $60\,Hz$ em 35 segundos. Esta é a rampa de referência a qual se deseja construir com o controlador *fuzzy*. Em todos os testes realizados nesta seção, a irradiância solar é constante. As informações de tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos adquiridas pelo próprio processador DSP, presente no sistema, são utilizadas para obter a informação de potência do painel. Os resultados do teste são apresentados nas Figuras 87 e 88.

De acordo com a Figura 87, o sistema não atingiu a frequência de $60\,Hz$ durante o teste em rampa. Isso acontece devido a potência solicitada ser maior que a potência máxima fornecida pelos painéis. É possível observar a queda de potência após o ponto de operação passar do MPP, que ocorre com $32,5\,s$ de teste. Nota-se que o tempo de queda da curva de potência na Figura 87 é bastante curto, com cerca de $800\,ms$. A partir deste tempo, é possível definir a taxa de atualização do MPPT. Neste trabalho, esta taxa é definida como $100\,ms$, suficiente para tomar várias medidas dentro do período de queda.

Já na Figura 88, observa-se o trajeto do ponto de operação dos painéis na curva $P-V$. Após passar do MPP, o ponto de operação é movido para a esquerda até o ponto de falha do sistema, em que a tensão do barramento CC fica abaixo do valor mínimo e o sistema se auto desliga pela proteção de sub-tesão. Mais informações sobre este valor

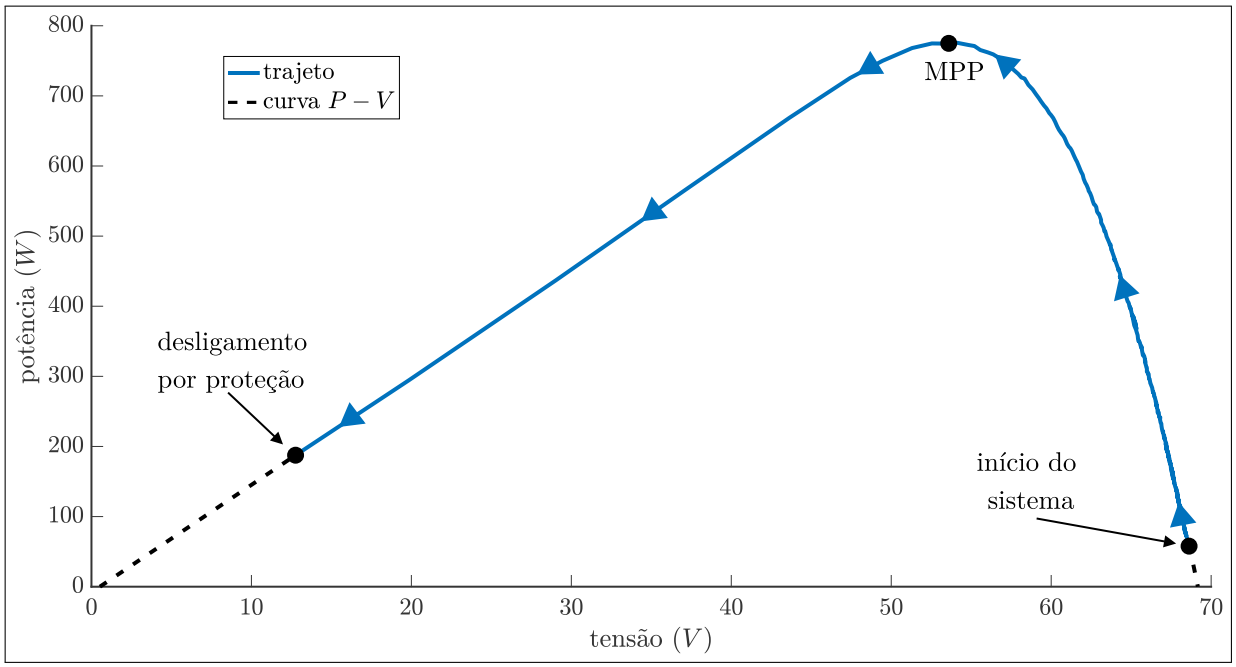
mínimo são apresentados na Seção 4.6.

Figura 87 – Curvas de frequência de rampa e potência dos painéis do teste em rampa.



Fonte: Autor.

Figura 88 – Trajeto do ponto de operação durante o teste em rampa.

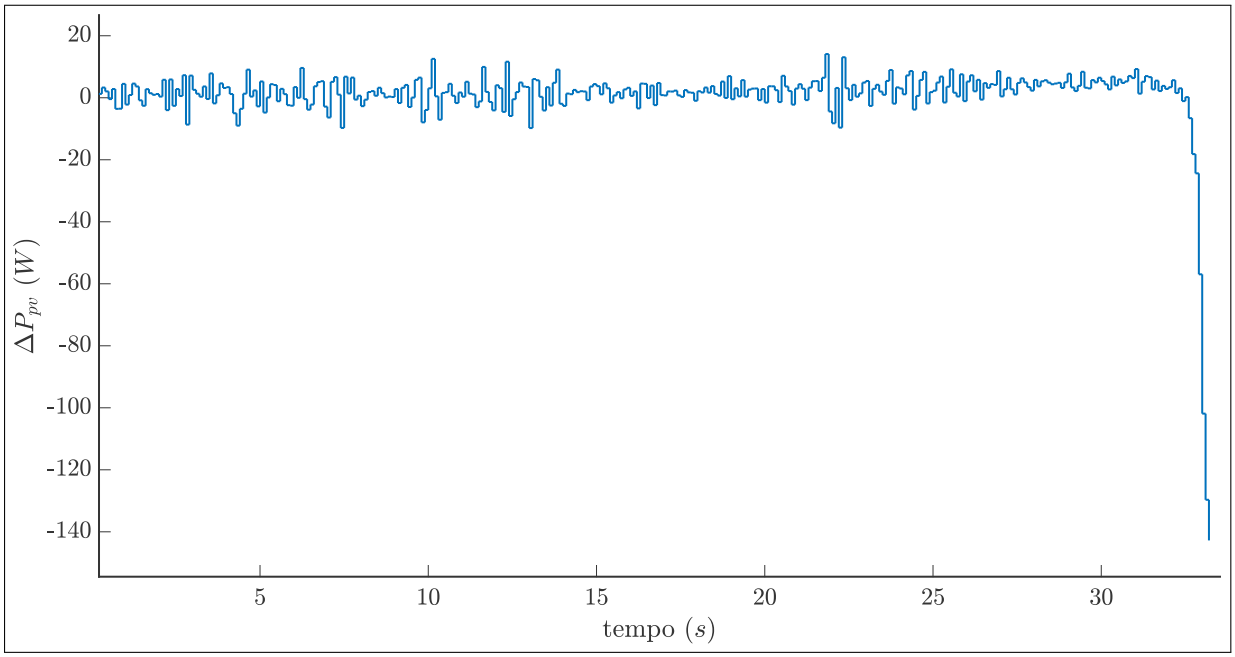


Fonte: Autor.

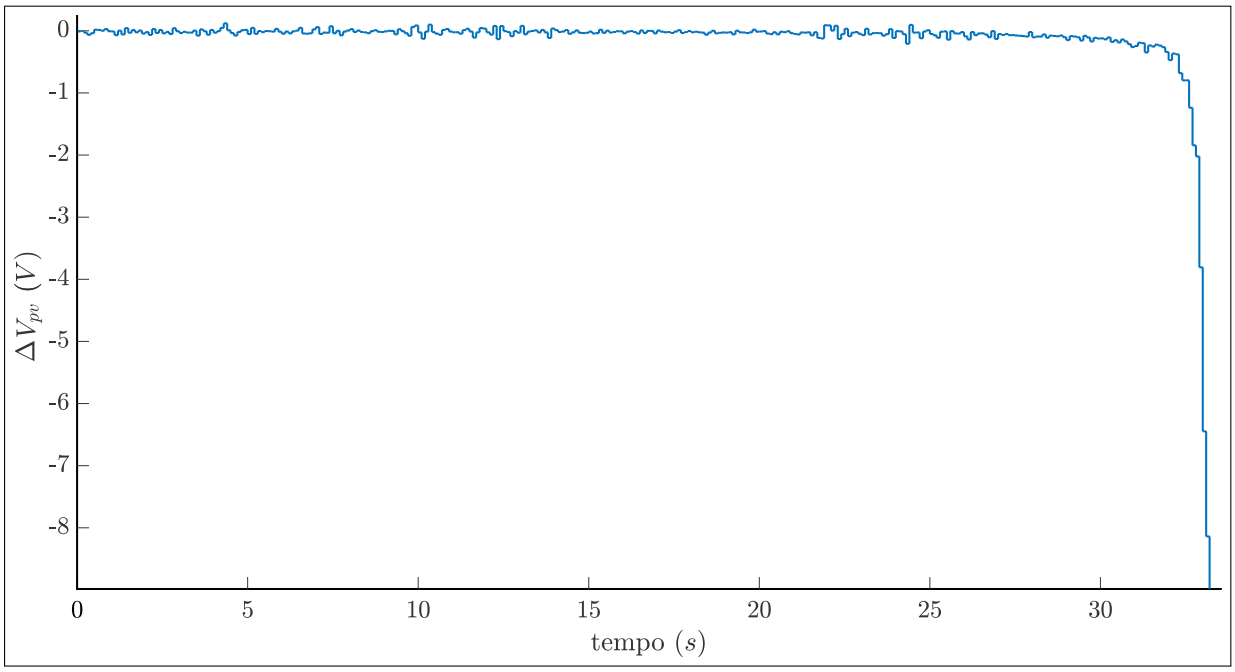
A partir dos dados filtrados de potência e tensão dos painéis PV, as informações de ΔP_{pv} e ΔV_{pv} são adquiridas pelo DSP a um período de amostragem de $100\,ms$, o mesmo período de amostragem em que o MPPT *fuzzy* deve atualizar sua saída. Os sinais de ΔP_{pv} e ΔV_{pv} referentes ao teste realizado na Figura 87 podem ser observadas na Figura 89.

Figura 89 – Discretização de ΔP_{pv} e ΔV_{pv} em resposta à rampa de frequência da Figura 87.

(a) Entrada ΔP_{pv}.



(b) Entrada ΔV_{pv}.

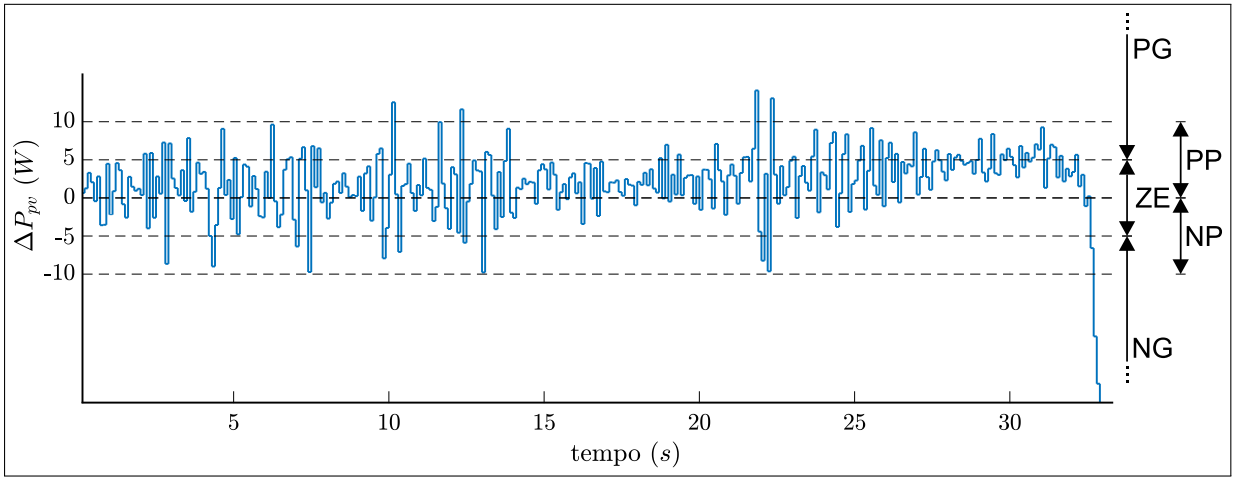


Fonte: Autor.

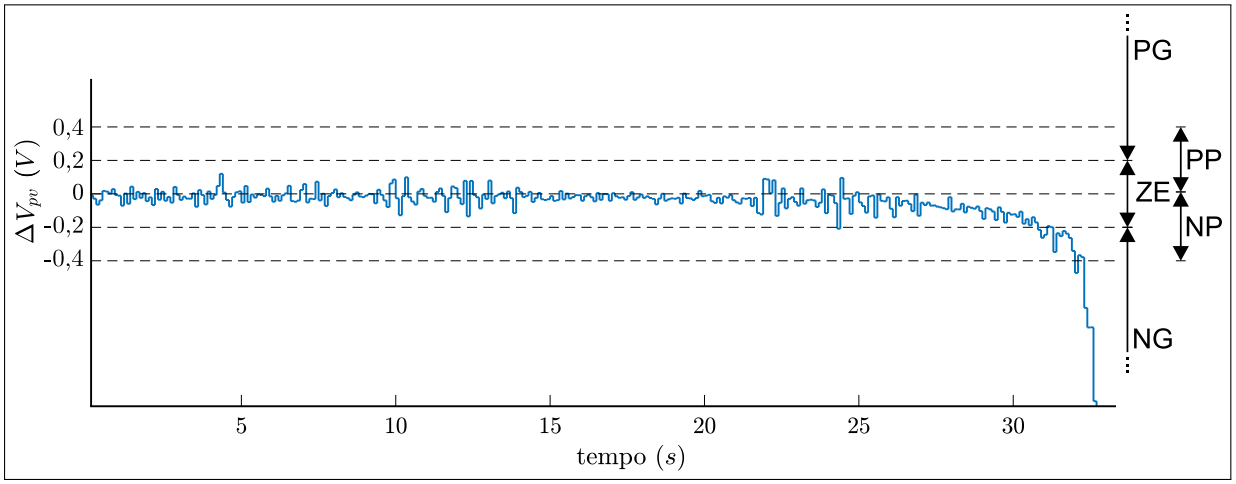
O fato destas informações serem obtidas diretamente pelo DSP traz mais confiança ao controlador *fuzzy* projetado, pois os valores das funções de pertinência são obtidos a partir dos valores reais que o DSP deve trabalhar. A partir da Figura 89, são criadas as Funções de Pertinência (FPs) dos universos de discurso das entradas, cujos limites podem ser observadas na Figura 90. São escolhidas cinco FPs para cada entrada do sistema *fuzzy*, possuindo formato triangular por sua facilidade de implementação. São elas: Negativo Grande (NG), Negativo Pequeno (NP), Zero (ZE), Positivo Pequeno (PP) e Positivo Grande (PG). Os valores das FPs presentes na Figura 90 são escolhidos de modo a representar de forma adequada os valores adquiridos de cada uma das variáveis de entrada do sistema *fuzzy* (ΔP_{pv} e ΔV_{pv}). A descrição e a representação destas FPs podem ser observadas na Tabela 3 e na Figura 91, respectivamente.

Figura 90 – Limites das funções de pertinências das entradas do MPPT *fuzzy*.

(a) Limites das funções de pertinências de ΔP_{pv}.



(b) Limites das funções de pertinências de ΔV_{pv}.



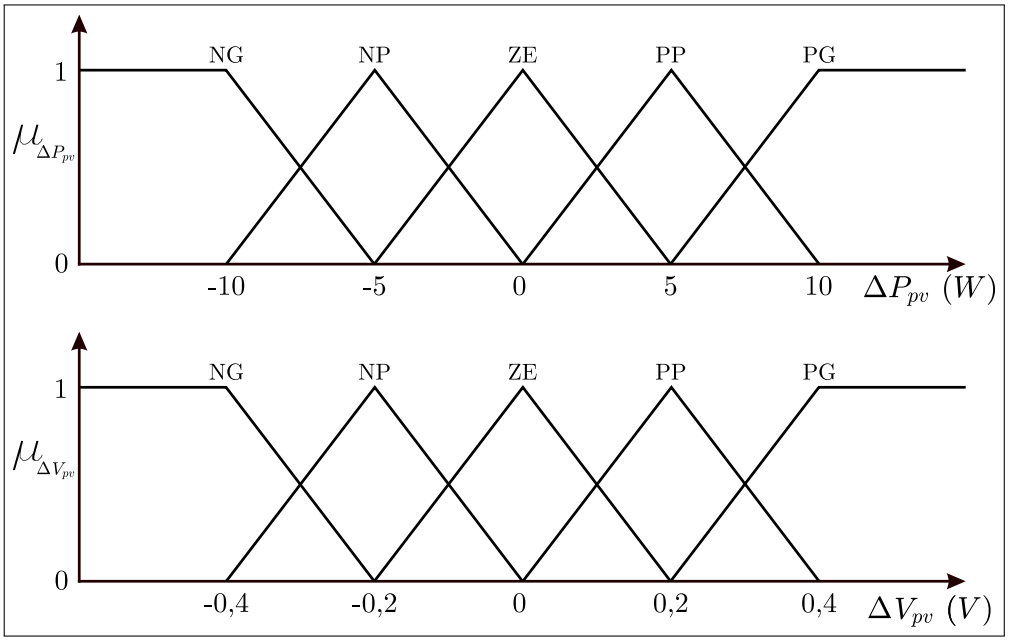
Fonte: Autor.

Tabela 3 – Descrição das Funções de Pertinências das variáveis ΔP_{pv} e ΔV_{pv}.

Função de Pertinência	ΔP_{pv}		ΔV_{pv}	
	Descrição	**Faixa de Valores**	**Descrição**	**Faixa de Valores**
NG - Negativo Grande	grande variação negativa de ΔP_{pv}	$\Delta P_{pv} < -5\,W$	grande variação negativa de ΔV_{pv}	$\Delta V_{pv} < -0,2\,V$
NP - Negativo Pequeno	pequena variação negativa de ΔP_{pv}	$-10\,W < \Delta P_{pv} < 0\,W$	pequena variação negativa de ΔV_{pv}	$-0,4\,V < \Delta V_{pv} < 0\,V$
ZE - Zero	ΔP_{pv} pode variar minimamente para valores acima ou abaixo de zero	$-5\,W < \Delta P_{pv} < 5\,W$	ΔV_{pv} pode variar minimamente para valores acima ou abaixo de zero	$-0,2\,V < \Delta V_{pv} < 0,2\,V$
PP - Positivo Pequeno	pequena variação positiva de ΔP_{pv}	$0\,W < \Delta P_{pv} < 10\,W$	pequena variação positiva de ΔV_{pv}	$0\,V < \Delta V_{pv} < 0,4\,V$
PG - Positivo Grande	grande variação positiva de ΔP_{pv}	$5\,W < \Delta P_{pv}$	grande variação positiva de ΔV_{pv}	$0,2\,V < \Delta V_{pv}$

Fonte: Autor.

Figura 91 – Representação das Funções de Pertinências das variáveis ΔP_{pv} e ΔV_{pv}.

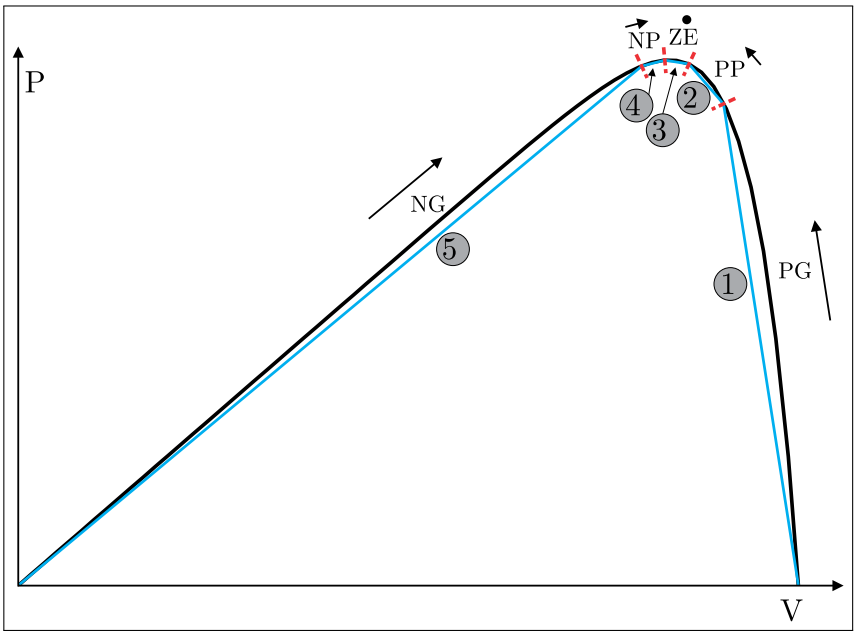


Fonte: Autor.

Um total de cinco FPs também é escolhido para representar a variável de saída do controlador *fuzzy* (Δf_{cmd}), de mesma natureza das FPs de entrada, ou seja: NG, NP, ZE,

PP e PG. A saída do controlador *fuzzy* depende da condição do ponto de operação dos painéis fotovoltaicos. Na Figura 92 é ilustrada, de modo geral, como deve se comportar a saída do controlador *fuzzy* de acordo com o ponto de operação dos painéis. É possível representar a curva $P-V$ em cinco regiões (retas azuis), separadas pelas linhas pontilhadas em vermelho e numeradas de 1 a 5.

Figura 92 – Condições básicas para a saída do MPPT *fuzzy* proposto.



Fonte: Autor.

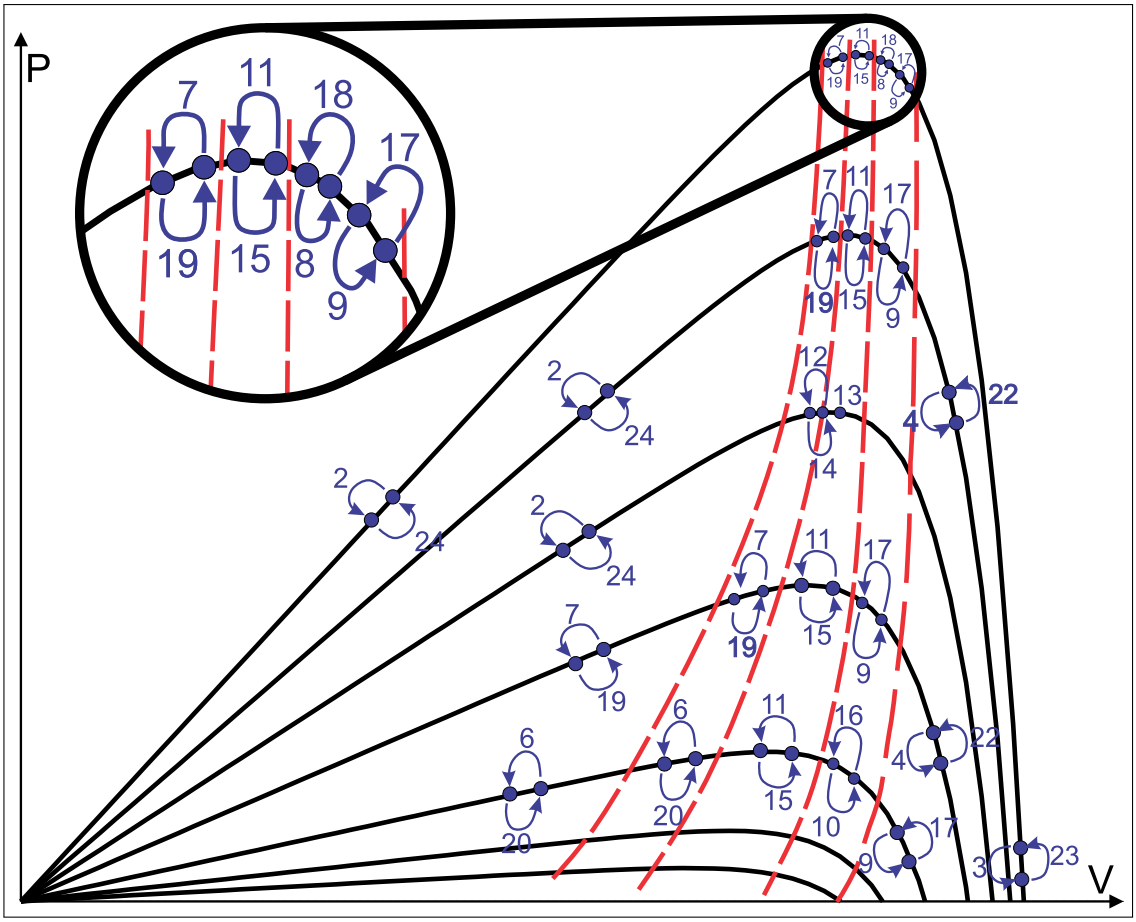
Estando o sistema funcionando com seu ponto de operação na região 1 , a saída do controlador *fuzzy* deverá ser uma grande variação positiva (PG) em f_{cmd}. Isso fará com que a potência do sistema aumente, movendo o ponto de operação em direção à região 2. Uma vez que o ponto de operação esteja na região 2, f_{cmd} deve continuar a crescer, porém com menor intensidade, caracterizando uma saída PP. O ponto de operação continua a se mover, agora em direção à região 3, a qual possui o ponto de MPP. A saída deverá ser zero (ZE) uma vez que o aumento de f_{cmd} nesta região faz o ponto de operação ir para a região 4, passando do MPP. Caso isto aconteça, é necessário que f_{cmd} diminua de forma suave (NP). Isso deve acontecer dado que uma diminuição brusca faz o sistema ter grandes oscilações sobre a região 3, indo da região 2 a 4 sem estabilizar na região 3. Em casos extremos, em que o ponto de operação esteja na região 5, é necessária uma grande diminuição de f_{cmd} (NG), pois esta é uma região crítica, em que o sistema pode falhar e se desligar por autoproteção.

A partir das funções de pertinências, é realizada a inferência, gerando 25 regras *fuzzy* que utilizam declarações SE-ENTÃO. Estas regras são criadas de acordo com a

curva $P-V$ dos painéis. Porém, apenas com as informações de potência atual e tensão atual dos painéis, não é possível saber em que região da curva $P-V$ se encontra o ponto de operação. Isto porque a curva $P-V$ muda conforme a incidência de irradiância e temperatura dos painéis. Por exemplo, para uma determinada potência e tensão, não é possível saber se o ponto de operação está na região 1 de uma curva $P-V$ com alta irradiância ou na região 3 de uma curva $P-V$ de baixa irradiância. Nestas condições, a decisão errada tomada pelo MPPT *fuzzy* pode representar a falha do sistema.

Uma forma de obter a informação da região do ponto de operação é analisando as variações no tempo de potência e tensão do painel. Guardadas as devidas proporções, cada região tem suas características quanto às variações de potência e tensão. A região 1 por exemplo possui uma grande variação positiva/negativa de potência, ao mesmo tempo que possui uma pequena variação negativa/positiva de tensão. Por fim, como o sistema deve funcionar durante todo o dia, é importante que estas mudanças de irradiância sejam incorporadas nas regras. Assim, as condições utilizadas para gerar as regras do MPPT *fuzzy* são ilustradas na Figura 93. Já as regras *fuzzy* são listadas na Tabela 4.

Figura 93 – Condições utilizadas para gerar as regras do MPPT *fuzzy* .



Fonte: Autor.

As condições presentes na Figura 93 expressam mudanças temporais, representando a mudança do ponto de operação dos painéis de um ponto a outro. Várias curvas $P-V$ são utilizadas, como forma de incorporar mudanças de irradiância. A divisão de cada curva $P-V$ em cinco regiões é realizada pelas curvas tracejadas em vermelho.

A condição 23, por exemplo, representa uma grande variação positiva de potência e uma variação de tensão próxima de zero, o que indica que a saída deve ser uma grande variação positiva na frequência f_{cmd}. Esta condição SE-ENTÃO está representada na regra 23 presente na Tabela 4. Todas as condições presentes na Figura 93 estão representadas como regras de mesmo índice na Tabela 4, com exceção das Regras 1, 5, 21 e 25, que apesar de não estarem representadas na Figura 93, foram construídas sob a mesma lógica das demais.

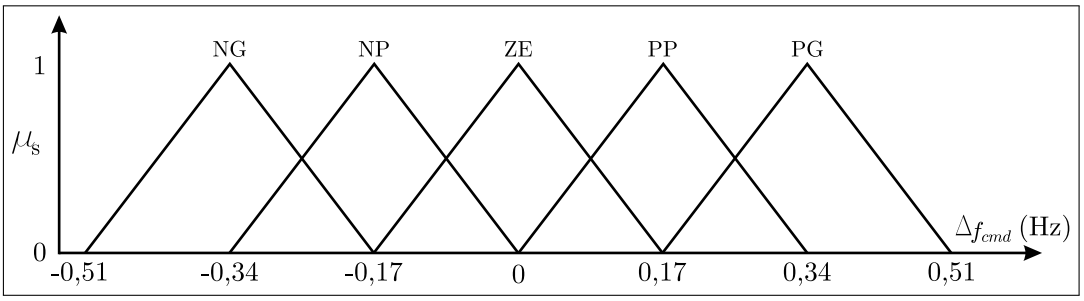
Tabela 4 – Regras *fuzzy* do MPPT.

Regra	**Se**	ΔP_{pv}	**e**	ΔV_{pv}	**Então**	**Saída**
1		NG		NG		NG
2		NG		NP		NP
3	SE	NG	E	ZE	ENTÃO	ZE
4		NG		PP		PP
5		NG		PG		PG
6		NP		NG		NG
7		NP		NP		NP
8	SE	NP	E	ZE	ENTÃO	ZE
9		NP		PP		PP
10		NP		PG		PG
11		ZE		NG		PG
12		ZE		NP		PP
13	SE	ZE	E	ZE	ENTÃO	ZE
14		ZE		PP		PP
15		ZE		PG		PG
16		PP		NG		PG
17		PP		NP		PP
18	SE	PP	E	ZE	ENTÃO	ZE
19		PP		PP		NP
20		PP		PG		NG
21		PG		NG		PG
22		PG		NP		PP
23	SE	PG	E	ZE	ENTÃO	ZE
24		PG		PP		NP
25		PG		PG		NG

Fonte: Autor.

A partir desta base de conhecimento, são construídas as primeiras versões das FPs de saída. A intensidade dos valores das funções de pertinências deve ser escolhida a partir do tempo de rampa de frequência que se deseja obter e do período de atualização da saída do controlador *fuzzy*, de $100\,ms$ neste trabalho. No teste em rampa apresentado na Figura 87, a rampa de frequência possui 35 segundos até atingir $60\,Hz$. Proporcionalmente, $100\,ms$ equivale a $0,17\,Hz$. Este valor é utilizado para compor a primeira versão das FPs de saída do MPPT *fuzzy*, cuja representação pode ser observada na Figura 94.

Figura 94 – Representação da primeira versão das Funções de Pertinência da saída Δf_{cmd}.



Fonte: Autor.

O grau de pertinência de saída μ_s presente na Figura 94 é obtido a partir dos graus de pertinência $\mu_{\Delta P_{pv}}$ e $\mu_{\Delta V_{pv}}$ das FPs das entrada, com a utilização de uma implicação matemática. Dentre as implicações existentes, neste trabalho são comparados os resultados da implicação de Mamdani e da implicação de Larsen, expressas matematicamente nas seguintes equações,

$$\mu_s[k] \;=\; \min\left(\mu_{\Delta P_{pv}}[k]\,,\,\mu_{\Delta V_{pv}}[k]\right) \tag{4.7}$$

e

$$\mu_s[k] \;=\; \mu_{\Delta P_{pv}}[k]\cdot\mu_{\Delta V_{pv}}[k]\,. \tag{4.8}$$

Como há sobreposição entre as funções de pertinências (vide Figura 91), é comum que duas FPs sejam ativadas para uma mesma entrada, cada uma com seu respectivo grau de pertinência μ. De forma geral, para um sistema de duas entradas, quatro funções de pertinência são ativadas, duas para cada entrada. Assim, os graus de pertinência de saída μ_s são obtidos a partir da combinação dois a dois dos graus de pertinência de entrada. Os quatro graus de pertinência de saída utilizados neste trabalho são obtidos conforme apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Graus de pertinência de saída.

pertinência de saída	**implicação de Mamdani**	**implicação de Larsen**
μ_{s_1}	$\min\left(\mu_{\Delta P_{pv_1}}[k]\,,\,\mu_{\Delta V_{pv_1}}[k]\right)$	$\mu_{\Delta P_{pv_1}}[k]\cdot\mu_{\Delta V_{pv_1}}[k]$
μ_{s_2}	$\min\left(\mu_{\Delta P_{pv_1}}[k]\,,\,\mu_{\Delta V_{pv_2}}[k]\right)$	$\mu_{\Delta P_{pv_1}}[k]\cdot\mu_{\Delta V_{pv_2}}[k]$
μ_{s_3}	$\min\left(\mu_{\Delta P_{pv_2}}[k]\,,\,\mu_{\Delta V_{pv_1}}[k]\right)$	$\mu_{\Delta P_{pv_2}}[k]\cdot\mu_{\Delta V_{pv_1}}[k]$
μ_{s_4}	$\min\left(\mu_{\Delta P_{pv_2}}[k]\,,\,\mu_{\Delta V_{pv_2}}[k]\right)$	$\mu_{\Delta P_{pv_2}}[k]\cdot\mu_{\Delta V_{pv_2}}[k]$

Fonte: Autor.

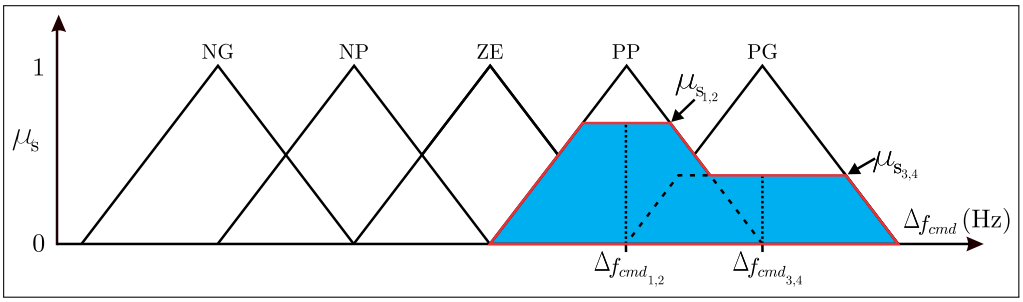
Por fim, o método de defuzzyficação utilizado é o do centro de massa (centróide), no qual as saídas são ponderadas pelas áreas das FPs de saída e cuja fórmula é apresentada na Equação 4.9 como

$$centróide = \frac{\sum_{i=1}^{4} \Delta f_{cmd}(i) \cdot \acute{A}rea(i)}{\sum_{i=1}^{4} \acute{A}rea(i)}\,, \tag{4.9}$$

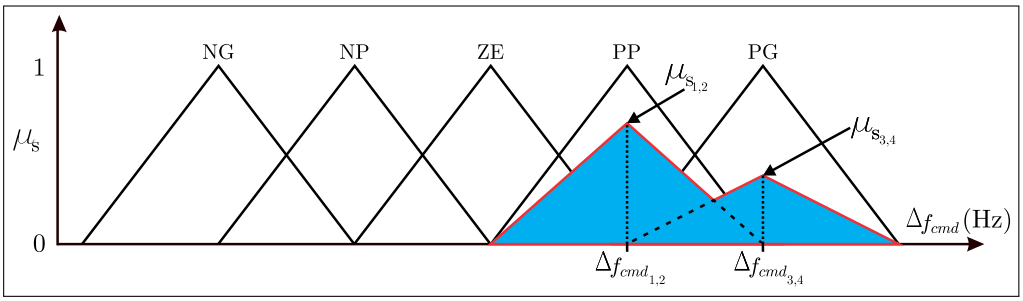
em que $\Delta f_{cmd}(i)$ é a saída referente ao i-ésimo grau de pertinência de saída e $\acute{A}rea(i)$ é a área formada entre o i-ésimo grau de pertinência de saída, a i-ésima função de pertinência ativada e o eixo das abcissas. Um exemplo das representações do método do centróide para as implicações de Mamdani e de Larsen pode ser observado na Figura 95.

Figura 95 – Um exemplo do centro de massa das implicações na saída *fuzzy*.

(a) Implicação de Mamdani.



(b) Implicação de Larsen.

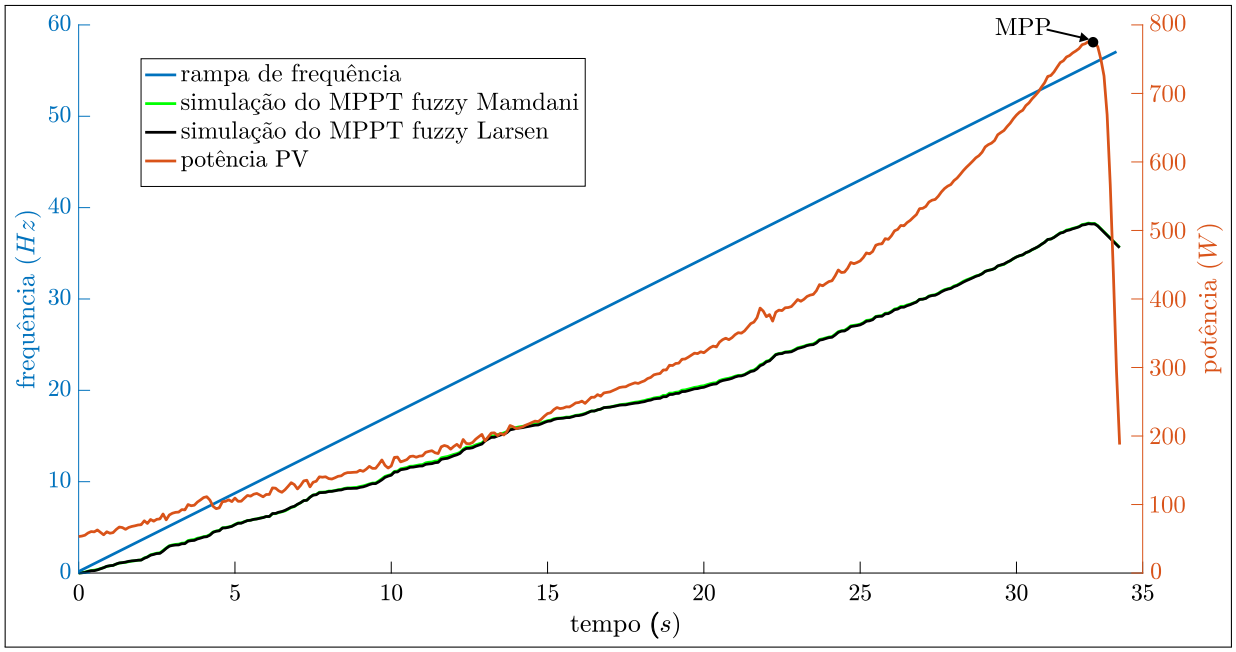


Fonte: Autor.

4.4.1 Refinamento do MPPT *fuzzy*

A partir da aquisição das entradas ΔP_{pv} e ΔV_{pv} apresentadas na Figura 89, que foram realizadas durante o teste ilustrado na Figura 87, pode-se avaliar como seria o comportamento do MPPT *fuzzy* a estas entradas. O resultado é apresentado na Figura 96, em que são geradas as saídas do MPPT *fuzzy* Larsen e Mamdani.

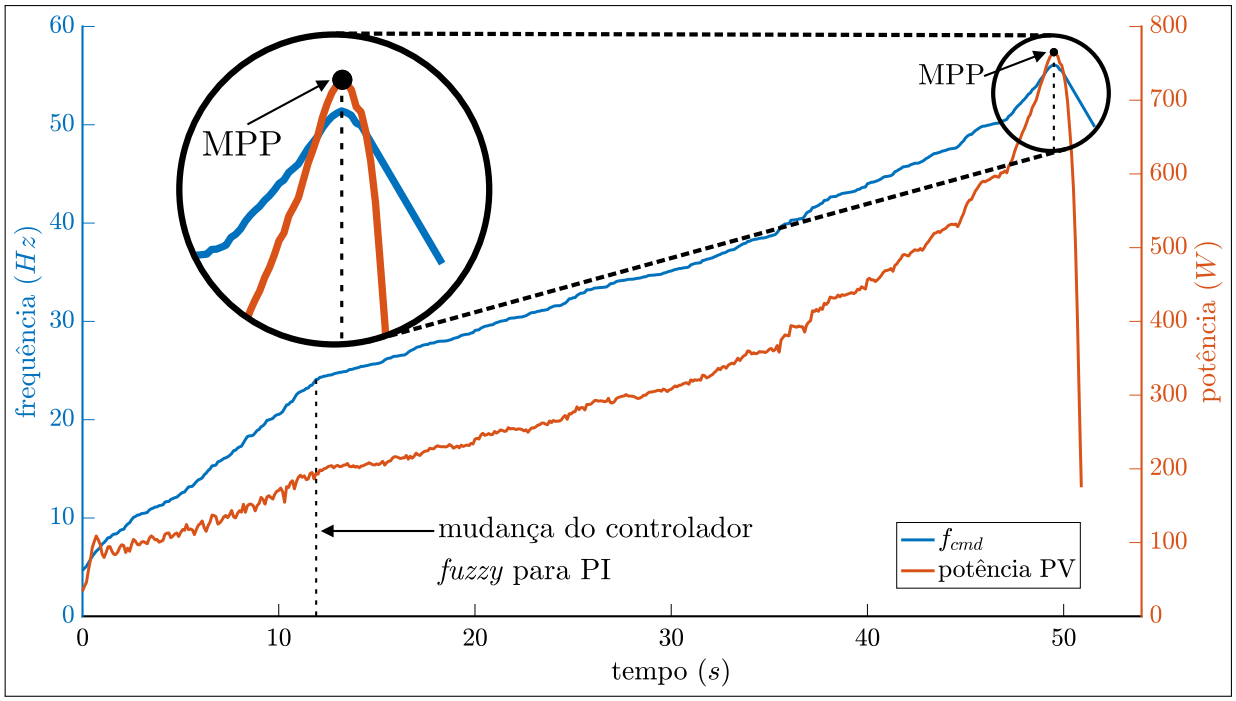
Figura 96 – Simulações dos MPPTs *fuzzy* às entradas reais da Figura 89.



Fonte: Autor.

As simulações dos MPPTs relativas ao teste em rampa presentes na Figura 96 mostram-se aceitáveis, embora o crescimento das frequências simuladas estejam abaixo da rampa (em azul). A simulação do MPPT com implicação de Mamdani possui resposta bastante próxima a da simulação do MPPT com implicação de Larsen. Por possuir menor custo computacional, a implicação de Larsen é a escolhida para ser utilizada no MPPT *fuzzy*. Esta primeira versão do MPPT *fuzzy* é aplicada ao sistema real, e o resultado pode ser observado na Figura 97.

Figura 97 – Aplicação real da primeira versão do MPPT *fuzzy* ao sistema.



Fonte: Autor.

Nota-se uma diferença no comportamento do MPPT quando o mesmo está atuando em conjunto com os diferentes controladores de tensão de saída do conversor *boost*. É possível notar um maior crescimento da frequência na região de atuação do controlador de tensão de saída *fuzzy*. Isso se deve ao fato de que o controlador *fuzzy* utilizado intensifica o valor das variáveis ΔP_{pv} e ΔV_{pv}, que ao serem aplicadas ao MPPT *fuzzy*, causam uma saída Δf_{cmd} mais intensa.

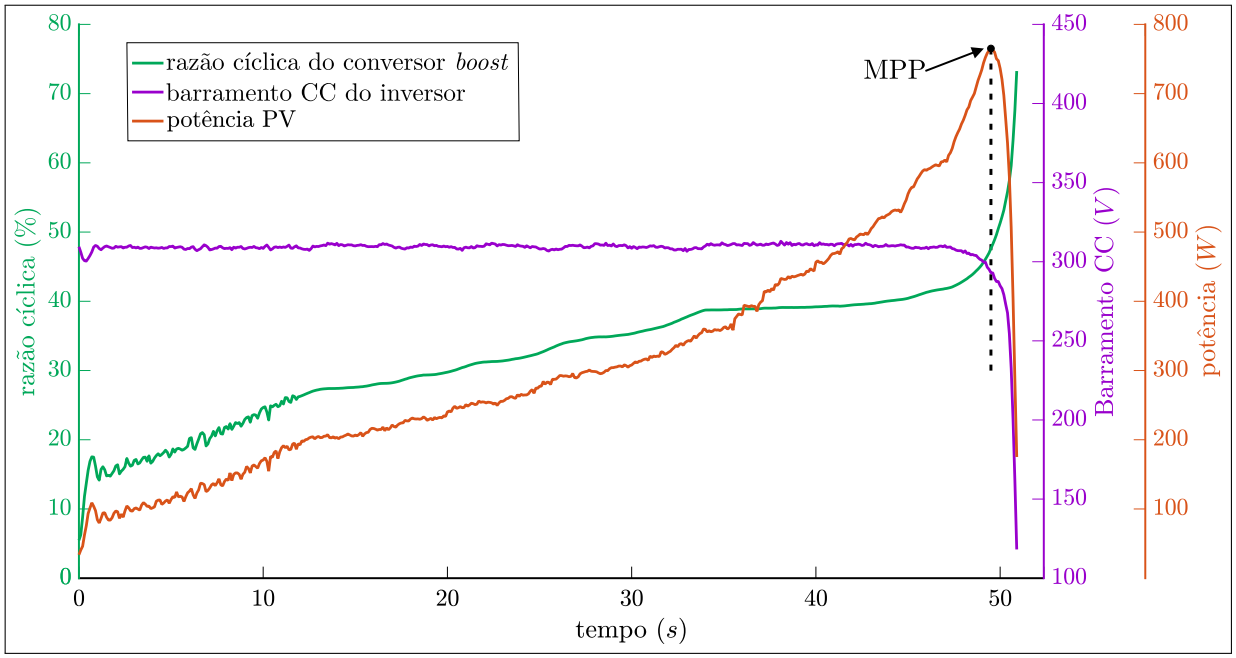
De acordo com a Figura 97, a primeira versão do MPPT *fuzzy* não foi capaz de controlar a potência do sistema, levando o mesmo à falha. Isto se dá pelo fato das FPs de saída serem simétricas, o que faz o MPPT diminuir e aumentar a frequência f_{cmd} na mesma proporção em torno do MPP, como pode ser observado no *zoom* presente na figura. Portanto, se a frequência não for diminuída na proporção adequada, a potência cai rapidamente, levando o sistema à falha.

É importante ressaltar que uma vez que o ponto de operação passa para a região 5 da curva $P-V$ (vide Figura 92), o sistema corre sério risco de sofrer uma falha, pois o controlador de tensão de saída do conversor CC-CC *boost* passa a trabalhar contra a ação do MPPT. Isso ocorre devido a natureza não linear das curvas $I-V$ e $P-V$ dos painéis. A regra de controle dos controladores da malha de tensão de saída utilizados neste trabalho é a de impor acréscimos de razão cíclica quado ocorrem quedas de tensão de saída para que haja regulação da tensão. Na curva $P-V$ dos painéis, a partir do ponto

de início do sistema (vide Figura 88), ao se aumentar f_{cmd}, a tensão RMS sobre o motor aumenta, elevando a corrente de saída do conversor CC-CC *boost*, e consequentemente, a tensão do barramento CC diminui. Assim, o controlador de tensão de saída aumenta a razão cíclica, fazendo circular uma maior corrente nos painéis para compensar e regular a tensão no barramento CC. Isto faz a potência crescer, movendo o ponto de operação para a esquerda, tornando-se mais próximo do MPP. Estas operações ocorrem até a chegada no MPP e durante todo esse processo, a tensão dos painéis sempre diminui.

Porém, se o ponto de operação estiver no MPP e f_{cmd} aumentar, o aumento de razão cíclica promovido pelo controlador de tensão é bem maior, uma vez que o aumento de corrente disponível é cada vez menor. Assim, a razão cíclica aumenta cada vez mais, e como a tensão dos painéis continua sempre a diminuir na curva $P-V$, a potência agora começa a diminuir, movendo o ponto de operação em direção à região 5 da curva $P-V$. Estes acontecimentos podem ser observados na Figura 98, em que são ilustradas a razão cíclica do conversor CC-CC *boost* e a tensão do barramento CC do sistema durante a aplicação do MPPT *fuzzy* simétrico da Figura 97.

Figura 98 – Razão cíclica e barramento CC durante o teste real da Figura 97.

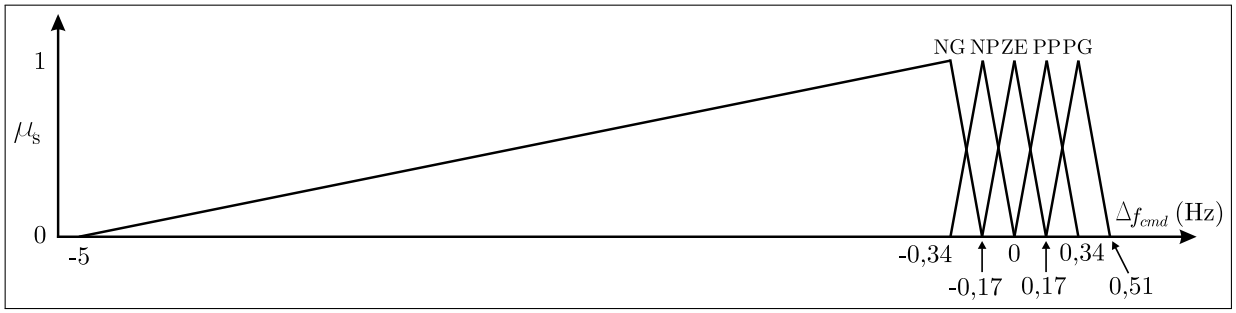


Fonte: Autor.

A velocidade com que o controlador de tensão de saída leva o ponto de operação da região 4 para 5 da curva $P-V$, é bastante grande (com cerca de $-339\,W/s$ para a Figura 97), e depende do tempo de atualização da saída deste controlador e de sua linearidade. Se o controlador de tensão de saída possuir um período de atualização menor,

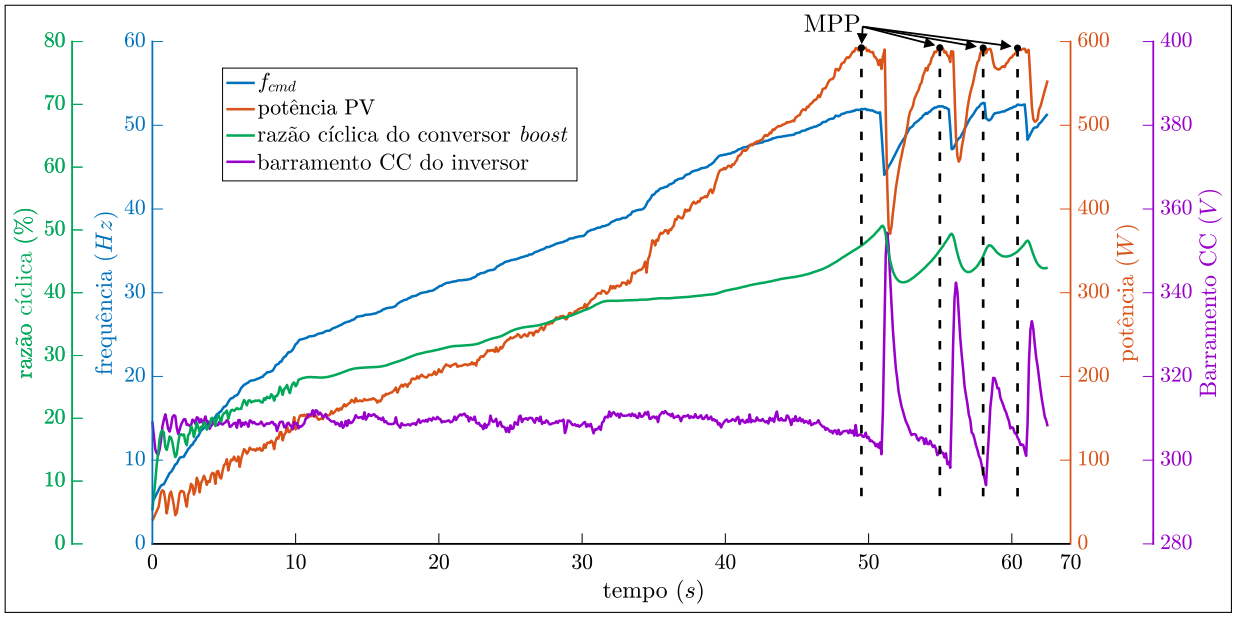
o ponto de operação irá para o ponto de falha ainda mais rápido. Portanto, o MPPT deve diminuir f_{cmd} de forma rápida, evitando que o controlador de tensão de saída leve o ponto de operação para o ponto de falha. Desta forma, são criadas novas FPs de saída visando uma saída assimétrica, cuja representação pode ser observada na Figura 99. A diferença entre a primeira e a segunda versões das FPs de saída é apenas o limite da saída NG, que na segunda versão é $-5\,Hz$. Os resultados da aplicação prática desta segunda versão do MPPT *fuzzy* são apresentados na Figura 100.

Figura 99 – Representação da segunda versão das Funções de Pertinência da saída Δf_{cmd}.



Fonte: Autor.

Figura 100 – Aplicação real da segunda versão do MPPT *fuzzy* ao sistema.

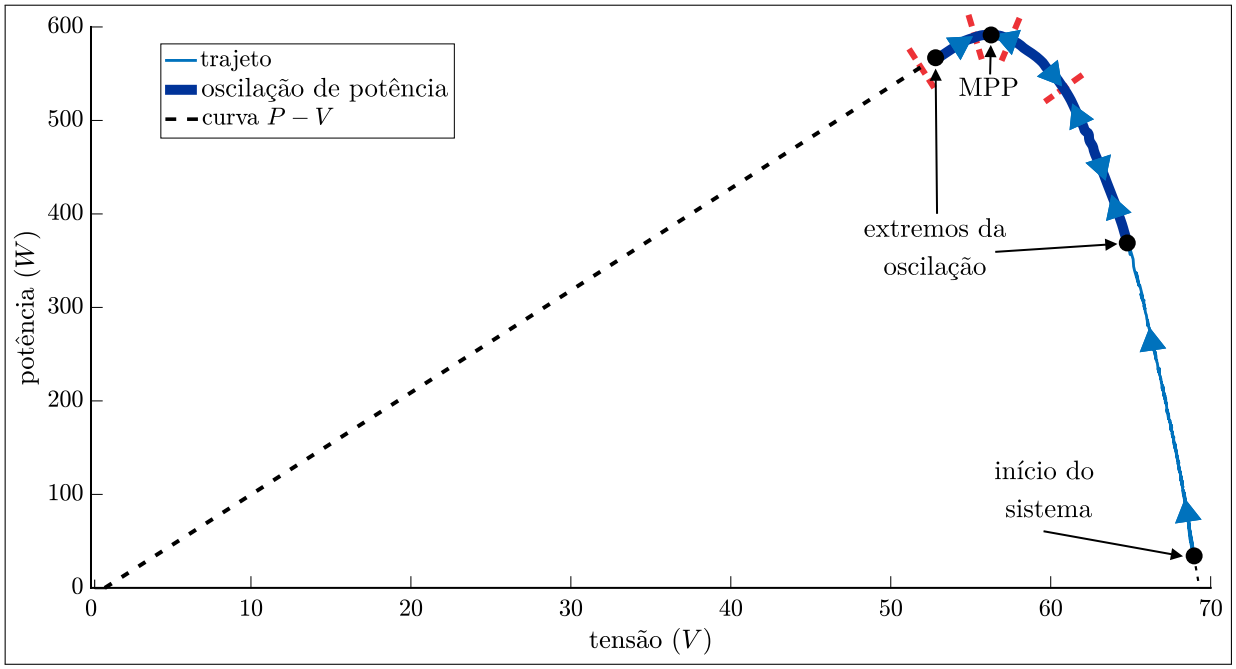


Fonte: Autor.

O teste apresentado na Figura 100 foi finalizado sem que o ponto de falha tenha sido atingido. É possível observar que a segunda versão do MPPT *fuzzy* causa grandes

oscilações indesejadas em f_{cmd} e na potência dos painéis, cuja trajetória do ponto de operação durante o teste pode ser observada na Figura 101. Nota-se que estas oscilações são causadas pelo limite inferior da função de pertinência NG de saída, cujo valor é $-5\,Hz$. Sempre que o MPP é atingido durante o teste e é necessário que se diminua f_{cmd}, o MPPT inicia uma diminuição leve desta frequência, porém, seguida de uma diminuição brusca, causada pela função de pertinência NG.

Figura 101 – Trajeto do ponto de operação durante a aplicação da versão 2 do MPPT *fuzzy*.



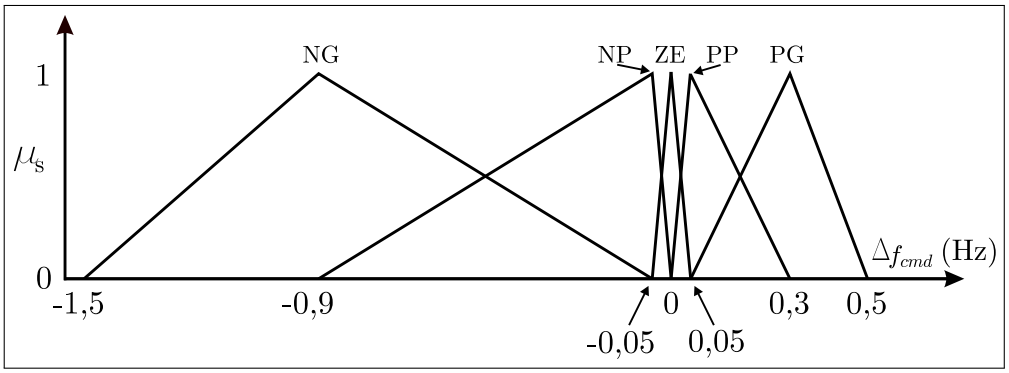
Fonte: Autor.

Estas oscilações de frequência causam estresse mecânico no motor. Além disso, sempre que o MPPT diminui f_{cmd} de forma brusca, há um pico de tensão no barramento CC que ocorre devido a dois fatores. A diminuição brusca de frequência faz a máquina trifásica operar como gerador por um breve instante de tempo, devolvendo energia ao sistema e carregando o barramento CC. O outro fator se deve à razão cíclica possuir um alto valor no instante anterior à diminuição brusca de frequência, o que faz a tensão do barramento CC aumentar no instante seguinte. Estes constantes picos de tensão podem, com o tempo, danificar a rigidez dielétrica dos capacitores do barramento CC.

Percebe-se então que as quedas na curva de potência deste teste, foram causadas pelo próprio MPPT ao diminuir f_{cmd}, e não pela passagem do ponto de operação pelas regiões 4 e 5 da curva $P-V$, como no teste do MPPT *fuzzy* simétrico apresentado na Figura 97. Isto mostra uma vantagem da utilização do *fuzzy* assimétrico sobre o simétrico,

porém sendo necessário encontrar os valores adequados para as FPs de saída. Após alguns testes, chegou-se as FPs representadas na Figura 102, cujos valores limites de NG e NP ($-1,5\,Hz$ e $-0,9\,Hz$) foram ajustados para que se possa diminuir f_{cmd} de forma rápida e ao mesmo tempo não provocar oscilações de frequência e potência. Os limites de ZE também foram alterados ($-0,05\,Hz$ e $0,05\,Hz$), de forma a causarem menores oscilações de potência na região 3 da curva $P-V$.

Figura 102 – Representação da versão final das Funções de Pertinência da saída Δf_{cmd}.



Fonte: Autor.

Uma outra mudança realizada para a versão final do MPPT é a adição de um ganho K_{fuzzy} na equação de saída do controlador *fuzzy*. Com a utilização deste ganho, obtém-se a flexibilidade de atribuir diferentes ganhos K_{fuzzy} para diferentes faixas de operação. Neste trabalho, após diversos testes, decidiu-se dividir o processo em três faixas de operação.

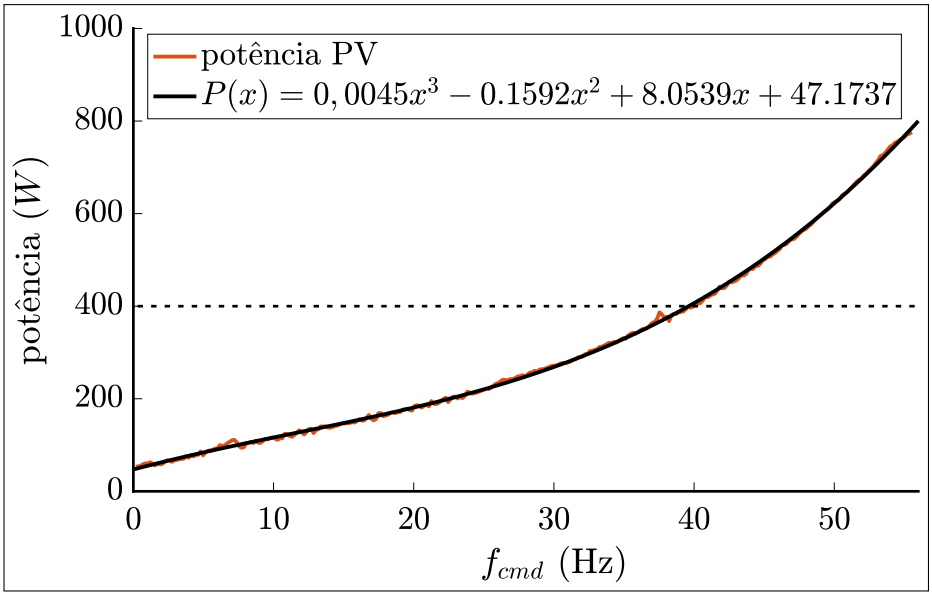
Na primeira faixa, o controle do conversor CC-CC *boost* é realizado pelo controlador *fuzzy*, ou seja, para $f_{cmd} < 24\,Hz$. Como já mencionado, o controlador de tensão *fuzzy* utilizado faz com que a saída do MPPT seja intensificada, causando uma grande aceleração que pode ser observada na Figura 97. Para momentos de baixa irradiância, uma aceleração elevada próxima ao MPP pode causar grandes oscilações de potência ou até mesmo a falha do sistema. Para evitar estes possíveis problemas, o ganho $K_{fuzzy} = 0,6$ é adotado.

Já na segunda faixa, o controle do conversor CC-CC *boost* é realizado pelo controlador PI clássico ($f_{cmd} \geq 24\,Hz$) e o sistema opera a uma potência de até $400\,W$. Nesta faixa, a aceleração de frequência causada pelo MPPT é mais lenta que na primeira faixa, e por isso, recebe $K_{fuzzy} = 1$.

Por fim, na terceira faixa, o sistema opera acima de $400\,W$. Este valor foi escolhido com base na curva $P - f_{cmd}$, que pode ser observada na Figura 103. Como pode ser observado na figura, a potência no motor de indução trifásico é proporcional ao cubo da frequência comandada f_{cmd}, e esta potência é refletida na potência dos painéis. Nota-se que a partir de um determinado ponto, aqui definido como $400\,W$, a inclinação da curva se

acentua, fazendo com que um pequeno incremento de f_{cmd} resulte em um grande aumento da potência. Portanto, nesta região, há o perigo de haver oscilações. Por este motivo, esta região recebe $K_{fuzzy} = 0,6$.

Figura 103 – Curva $P - f_{cmd}$ obtida a partir da Figura 87.



Fonte: Autor.

Assim, a Equação 4.6 é atualizada para a Equação 4.10 a seguir,

$$f_{cmd}[k] = f_{cmd}[k-1] + K_{fuzzy} \cdot \Delta f_{cmd}\,. \tag{4.10}$$

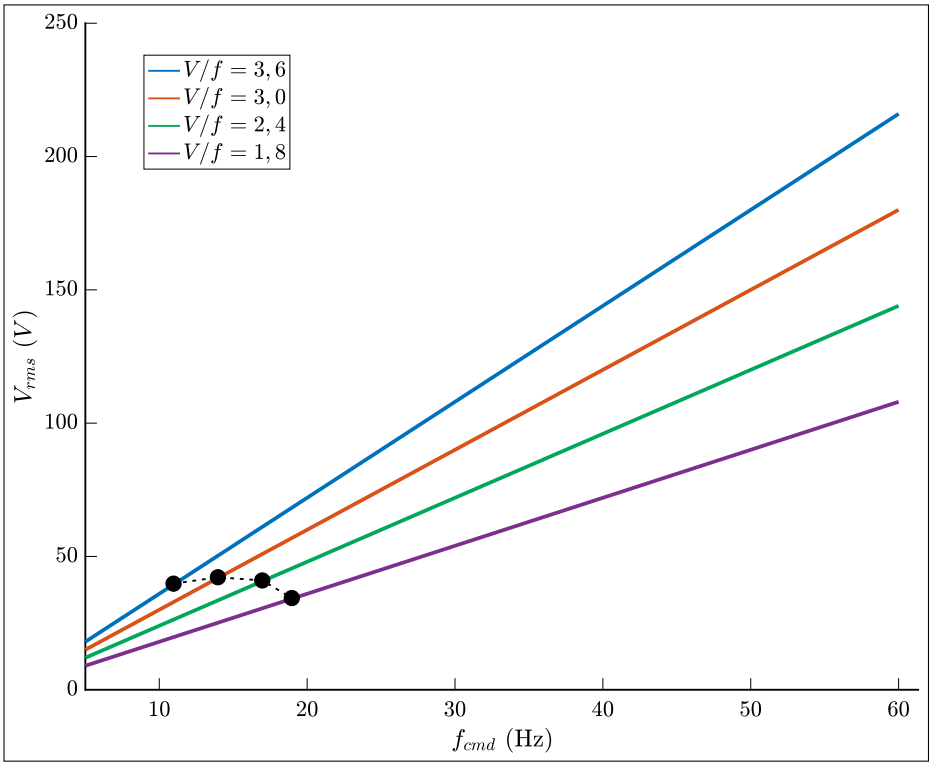
Os resultados da versão final do MPPT *fuzzy* são apresentados no Capítulo 5.

4.5 Mudança na relação V/f em baixíssima irradiância

Para situações de baixíssima irradiância, como no amanhecer, entardecer e em dias nublados, o valor máximo de f_{cmd} que o MPPT consegue atingir é baixo, e o risco do sistema parar de bombear é eminente. Na relação V/f nominal de $3,6$, a menor frequência f_{cmd} para que haja bombeamento no sistema é de $11\,Hz$, porém com baixa vazão e pressão. Para isto, a potência do painéis P_{pv} é da ordem de $115\,W$.

Uma solução para que o sistema não pare de bombear em situações de baixíssima irradiância, é diminuir a relação V/f do inversor, permitindo o MPPT elevar f_{cmd} e garantir que o sistema continue a funcionar, prolongando o tempo de bombeamento. Assim, um teste é realizado para a escolha da relação a ser utilizada em momentos de baixíssima irradiância. São aplicadas três diferentes relações: $3,0$, $2,4$ e $1,8$. O resultado é apresentado na Figura 104 e na Tabela 6.

Figura 104 – Diferentes condições de operação para $P_{pv} = 115\,W$.



Fonte: Autor.

Tabela 6 – Características das diferentes condições de operação da Figura 104.

V/f	f_{cmd}	vazão	pressão	potência hidráulica
3,6	$11\,Hz$	$117\,l/h$	$0,17\,bar$	$0,553\,W$
3,0	$14\,Hz$	$165\,l/h$	$0,35\,bar$	$1,604\,W$
2,4	$\mathbf{17\,Hz}$	$\mathbf{195\,l/h}$	$\mathbf{0,40\,bar}$	$\mathbf{2,167\,W}$
1,8	$19\,Hz$	$162\,l/h$	$0,32\,bar$	$1,440\,W$

Fonte: Autor.

Os pontos pretos nas curvas da Figura 104 representam a operação do motor para diferentes relações V/f para uma mesma potência $P_{pv} = 115\,W$. De acordo com as características dessas operações apresentadas na Tabela 6, a melhor condição de bombeamento para esta potência acontece com $V/f = 2,4$, em que há a maior vazão e pressão no sistema hidráulico (maior potência hidráulica). A maior frequência é obtida com a relação $V/f = 1,8$, atingindo $19\,Hz$, porém o conjugado desenvolvido pelo motor produz a menor vazão e pressão. Nota-se que a medida que se diminui a razão V/f, aumenta-se a vazão e pressão no sistema e, a partir de um determinado ponto, a vazão e pressão começam a diminuir. Este fato deve-se provavelmente às características da bomba centrífuga.

Durante o amanhecer, o MPPT tenta elevar f_{cmd} mas é inviabilizado pela potência máxima disponível pelos painéis. Assim, quando o sistema estiver abaixo de uma certa frequência devido à baixíssima irradiância, a relação V/f é alterada para $2,4$. É necessário que o sistema já esteja bombeando minimamente para que possa ocorrer a mudança, pois em baixas frequências, o acionamento com $V/f = 2,4$ pode não conseguir vencer as perdas iniciais do bombeamento. Embora a frequência mínima para bombeamento com $V/f = 3,6$ seja $f_{cmd} = 11\,Hz$, a frequência escolhida para a mudança $3,6 \rightarrow 2,4$ de V/f é $f_{cmd} = 15\,Hz$ para garantir que haja um bombeamento antes da mudança.

Com o passar do amanhecer, consequentemente há o aumento de irradiância, o que permite o sistema retornar à relação V/f nominal. O retorno $2,4 \rightarrow 3,6$ de V/f ocorre quando o sistema está com $V/f = 2,4$ e $f_{cmd} \geq 26\,Hz$, o que equivale aproximadamente a operação em $V/f = 3,6$ e $f_{cmd} = 18\,Hz$. Neste ponto, o sistema já opera com pressão de $0,77\,bar$, vazão de $268\,l/h$ e potência $P_{pv} = 155\,W$. Este processo é ilustrado na Figura 105a.

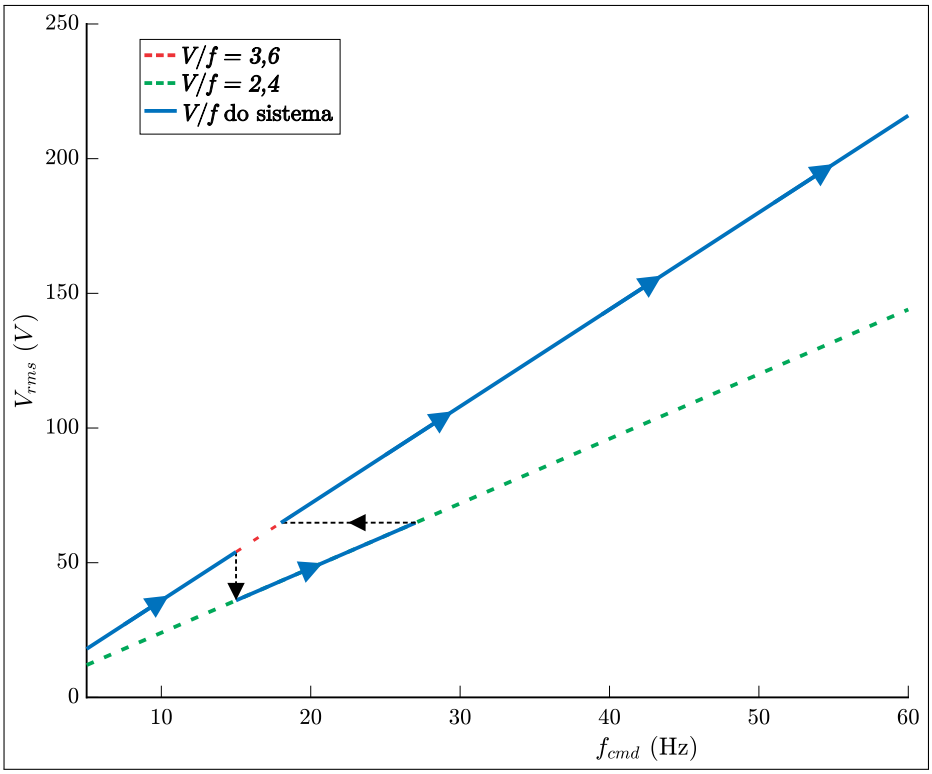
Já durante o entardecer, outra situação em que há baixíssima irradiância, o MPPT diminui f_{cmd} conforme a potência disponível. Caso f_{cmd} diminua abaixo de $15\,Hz$, a relação V/f muda de $3,6 \rightarrow 2,4$, o que equivale à frequência de $22\,Hz$ com $V/f = 2,4$. Neste ponto, o sistema opera com pressão de $0,67\,bar$, vazão de $265\,l/h$ e potência $P_{pv} = 140\,W$. Conforme a irradiância diminui ainda mais durante o entardecer, f_{cmd} também diminui. Uma vez que a f_{cmd} diminui para um valor abaixo de $12\,Hz$, o sistema para o bombeamento. A frequência de $12\,Hz$ foi escolhida pois é a menor frequência para que o sistema proposto consiga bombear para $V/f = 2,4$, obtendo uma pressão de $0,14\,bar$, vazão de $105\,l/h$ e potência $P_{pv} = 94\,W$. Este processo é ilustrado na Figura 105b.

A melhora da condição de bombeamento pode ser explicada com uma análise da máquina de indução. Ao mudar a relação V/f de $3,6 \rightarrow 2,4$, há uma menor corrente de magnetização no motor e consequentemente menos reativos são solicitados pelo mesmo. Para uma mesma potência aparente no motor, que é atingida com o MPPT *fuzzy*, mais ativos são fornecidos, conseguindo assim uma melhor condição de bombeamento.

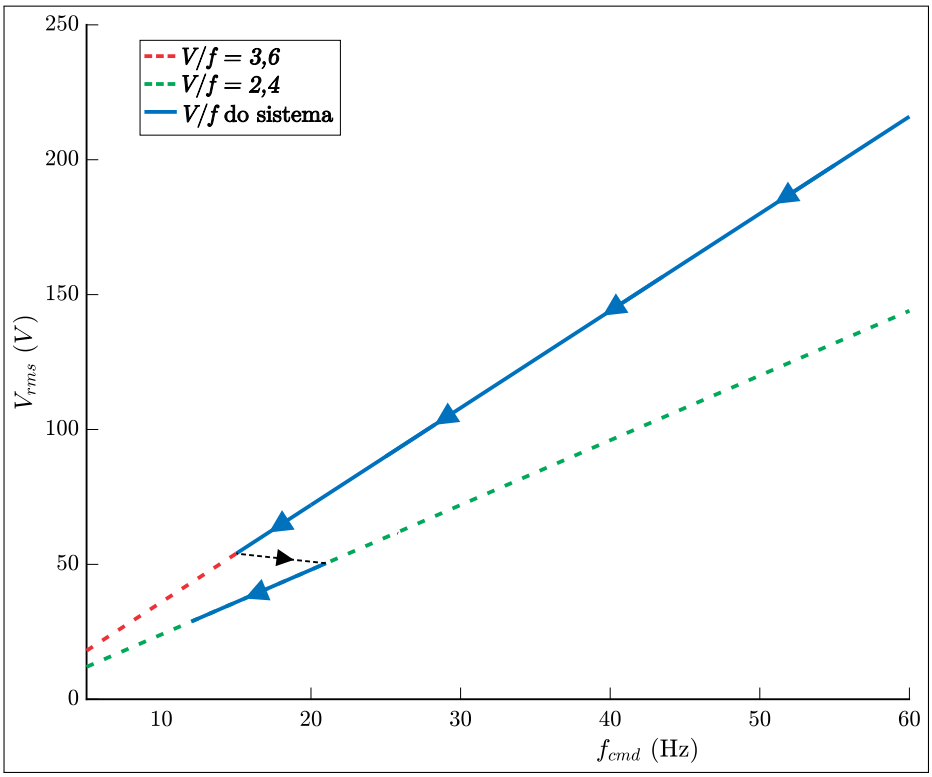
É importante mencionar que embora a mudança da relação V/f prolongue o tempo de bombeamento, este feito é realizado às custas de condições adversas de trabalho da máquina de indução, em que o seu rotor opera com correntes maiores que as normais. Somando ao fato da troca de calor ser menor em baixas frequências, isto faz a temperatura do rotor ser elevada, o que pode acarretar em falhas na máquina de indução. Por isto, esta medida não deve ser utilizada durante muito tempo.

Figura 105 – Relação V/f em diferentes situações de trabalho.

(a) Durante o amanhecer.



(b) Durante o entardecer.



Fonte: Autor.

4.6 Considerações sobre o funcionamento automático do sistema

Aqui são apresentados alguns pontos importantes para o funcionamento automático do sistema de bombeamento proposto. É necessário se certificar de que o sistema opere dentro de certas condições de funcionamento. Para isto, são criadas proteções de "subtensão", "sobretensão" e de "falta de energia suficiente". Estas proteções são criadas apenas para proteger os componentes do sistema de uma eventual falha, uma vez que o mesmo deve funcionar sem a supervisão de um humano.

Uma sobretensão no barramento CC do sistema pode ser prejudicial se chegar a níveis que os capacitores ou as trilhas do barramento percam isolamento. O sistema toma uma medida quando esta tensão chega a $380\,V$, ligando um resistor ($100\,\Omega$) de segurança ao barramento CC através de um IGBT. Caso a tensão não diminua deste valor mesmo com o resistor de segurança conectado, o sistema é acometido pelo erro 01 (sobretensão) e desliga o inversor de frequência variável e o conversor CC-CC *boost* para autoproteção.

A tensão mínima do barramento CC para funcionamento é variável neste sistema. De modo geral, inversores de frequência variável comerciais possuem esta tensão mínima fixada em $200\,V$, como o inversor utilizado no sistema de bombeamento fotovoltaico proposto por Filho et al. (2018). Porém, durante transitórios de irradiância, a tensão do barramento CC pode atingir valores inferiores a $200\,V$ devido a transitórios no conversor CC-CC *boost*. Caso aconteça, o inversor comercial é acometido por subtensão. O constante desligamento do sistema de bombeamento devido ao acometimento de subtensão do inversor é indesejável. Neste trabalho, esta tensão mínima é variável proporcionalmente à f_{cmd}, como $V_{min} = \vec{V}_{ref}$ (vide Equação 3.3). Assim, se a tensão do barramento CC estiver abaixo de $\vec{V}_{ref}$, o sistema proposto é acometido pelo erro 02 (subtensão) e também desliga o inversor de frequência variável e o conversor CC-CC *boost*.

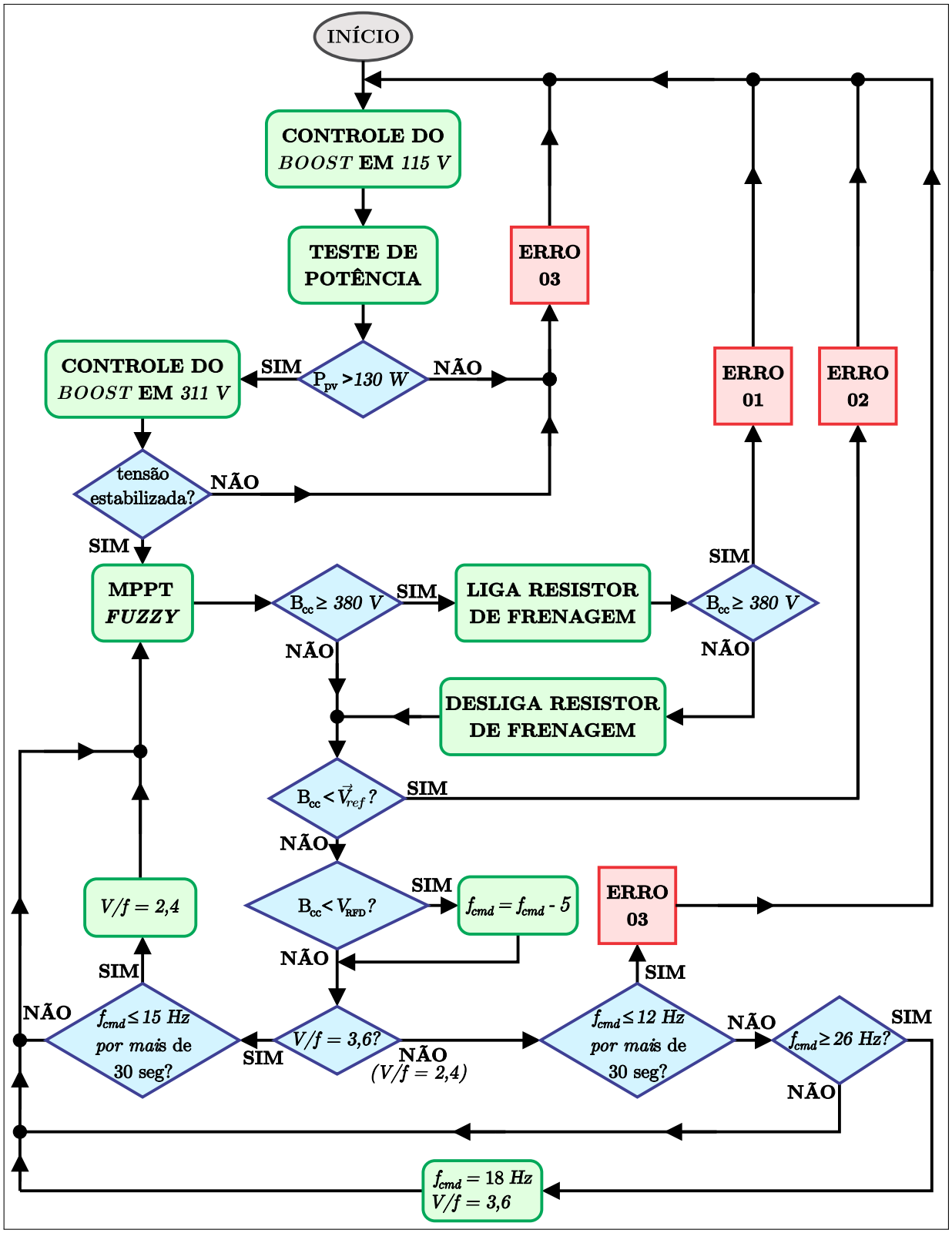
Se o sistema estiver funcionando próximo da frequência nominal e houver uma diminuição brusca de irradiância, o sistema poderá ir rapidamente para a região crítica (região 5) da curva $P-V$ (vide Figura 92). A tensão do barramento CC começa a diminuir sem que o controlador de tensão de saída possa regulá-la, e se o MPPT não for rápido o suficiente para diminuir f_{cmd}, o sistema será acometido pelo erro 02. Nesta situação, são retirados $5\,Hz$ de f_{cmd} em degrau, fazendo a máquina de indução funcionar brevemente como gerador, aumentando a tensão do barramento CC, aliviando a carga do conversor CC-CC *boost* e levando o ponto de operação do painéis para longe da região crítica. Desta forma, o MPPT pode retomar o controle do processo de bombeamento. Neste trabalho, a retirada de frequência em degrau é realizada quando a tensão do barramento CC é inferior a V_{RFD}, defina como

$$V_{RFD} = \begin{cases} 280\,V\,, & \text{para } f_{cmd} \geq 30\,Hz \\ 240\,V\,, & \text{para } f_{cmd} < 30\,Hz\,. \end{cases}$$

Quando o sistema é iniciado, o mesmo realiza um teste de potência para avaliar se naquele momento já é possível iniciar o bombeamento. O teste resume-se em controlar a tensão de saída do conversor CC-CC *boost* em $115\,V$ e ligar o resistor de segurança no barramento CC. Após isso, é analisada a potência dos painéis, P_{pv}. Se a potência atingida no teste for igual ou superior a $130\,W$, o início do bombeamento é aprovado. Esta valor de potência foi escolhido de acordo com testes prévios explicados na Seção 4.5. Caso a potência não atinga o valor estabelecido, isto significa que não há a potência mínima necessária para que o sistema possa bombear com segurança, e o início do bombeamento não é aprovado, caracterizando o erro 03 (falta de energia suficiente). É importante citar que o teste de potência é realizado sobre o resistor de segurança para que não seja utilizado o conjunto motor-bomba, o que pode levar a estresses devido a inúmeras tentativas feitas todo dia ao longo do amanhecer e entardecer.

Por fim, quando o sistema está operando em $V/f = 2,4$ e $f_{cmd} < 12\,Hz$, isso implica que o sistema está operando abaixo das condições mínimas para que haja bombeamento. No caso em que isso aconteça, o sistema para de bombear por erro 03 (sem energia suficiente). O fluxograma simplificado do sistema de bombeamento proposto é ilustrado na Figura 106.

Figura 106 – Fluxograma simplificado do sistema de bombeamento proposto.



Fonte: Autor.

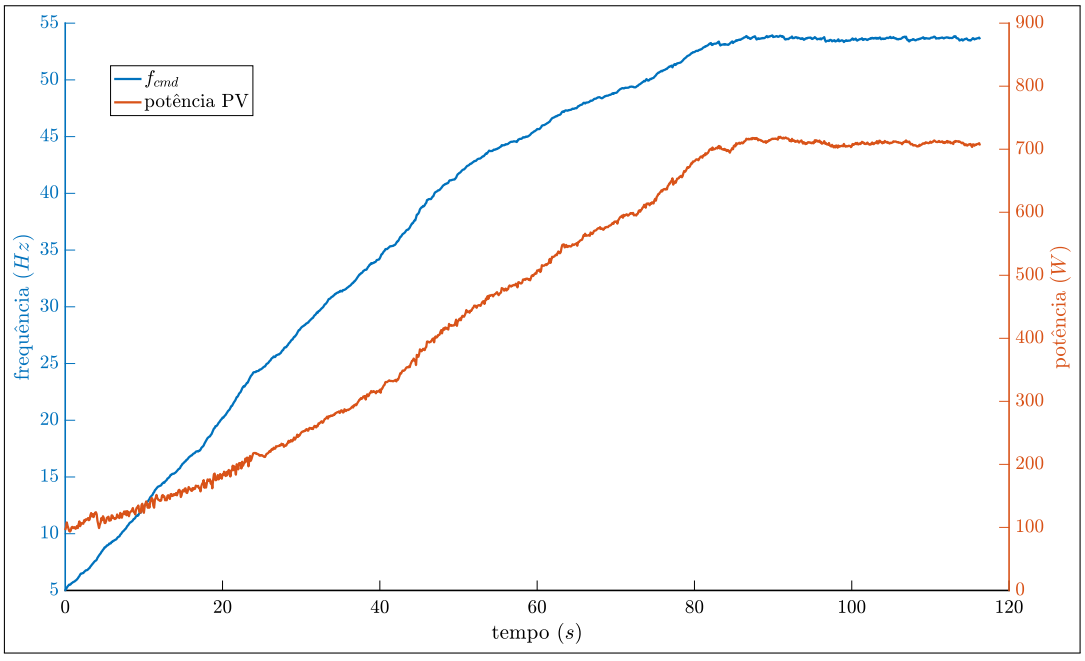
5 Resultados

Este capítulo é dividido em 5 partes. Na Seção 5.1, são apresentados os resultados do refinamento da versão final do MPPT, desenvolvido na Subseção 4.4.1. Os resultados referentes à mudança da relação V/f são apresentado na Seção 5.2, enquanto que os resultados referentes às considerações sobre o funcionamento automático do sistema são apresentados na Seção 5.3. Já na Seção 5.4, é apresentada a aquisição de um dia típico de bombeamento. Por fim, o rendimento das partes que compõem o sistema e o rendimento total do sistema são apresentados na Seção 5.5. Todos os resultados apresentados neste capítulo são referentes à aplicações reais do sistema proposto.

5.1 Desempenho da versão final do MPPT

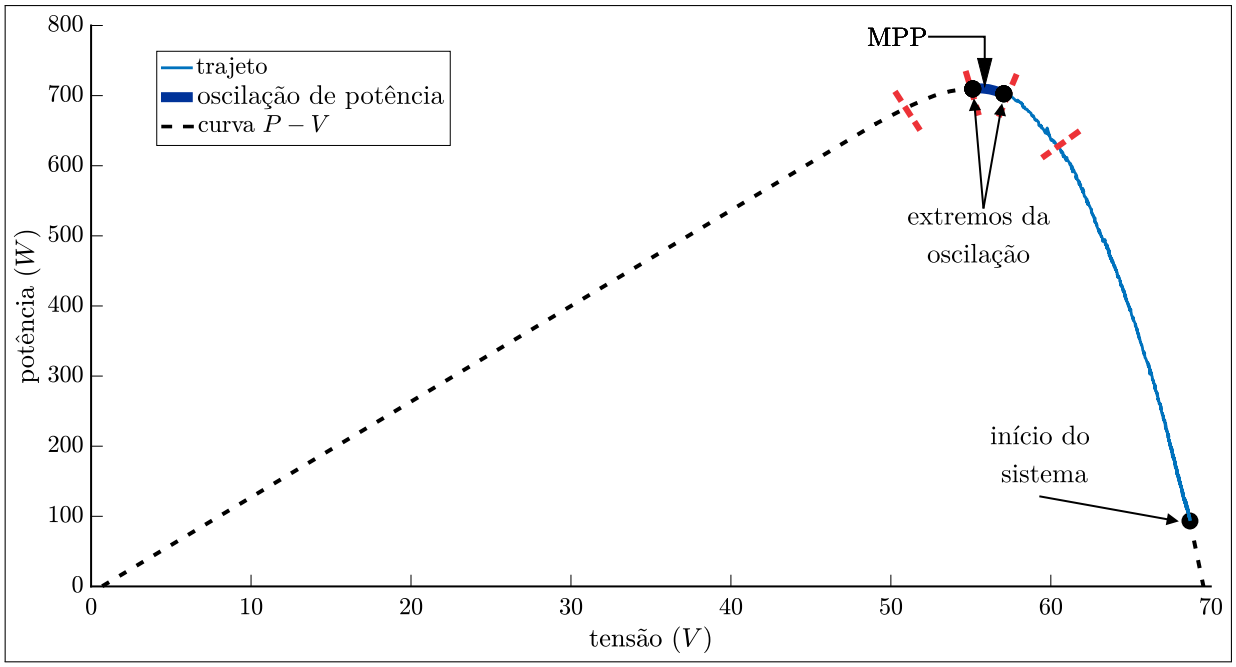
O resultado do refinamento do algoritmo MPPT *fuzzy* desenvolvido na Subseção 4.4.1, é apresentado na Figura 107, em que o MPPT inicia o sistema de bombeamento sob irradiância fixa. Pode-se observar que o MPPT faz uma rampa suave de f_{cmd}, que estabiliza em um valor referente ao MPP. Após a estabilização de f_{cmd}, o MPPT promove pequenas oscilações, como pode ser observado na Figura 108. É importante ressaltar que as oscilações existentes são restritas à região três da curva $P-V$ (vide Figura 92).

Figura 107 – Aplicação real da versão final do MPPT *fuzzy* ao sistema.



Fonte: Autor.

Figura 108 – Trajeto do ponto de operação durante a aplicação da versão final do MPPT.



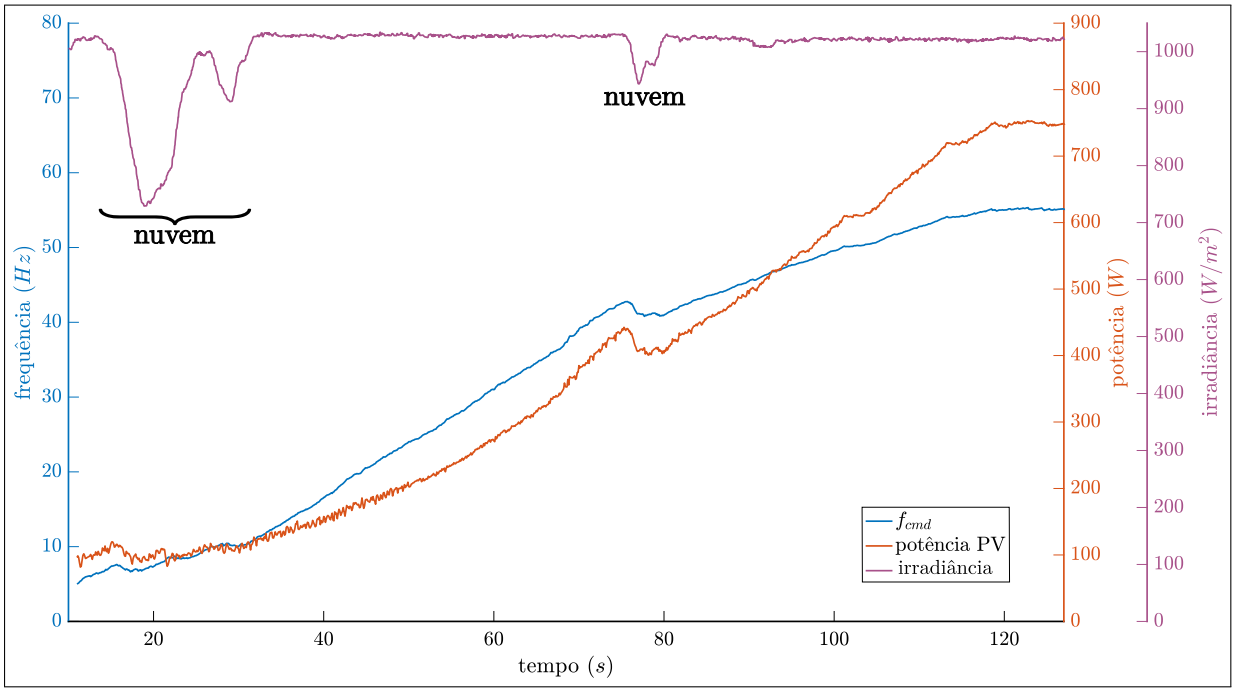
Fonte: Autor.

O comportamento do sistema durante uma partida em que há pertubações de irradiância é ilustrada na Figura 109. Na Figura 109a, é possível observar as perturbações de irradiância promovidas pela passagem de nuvens sobre os painéis fotovoltaicos. A primeira pertubação, no início do funcionamento do MPPT, provoca uma pequena redução na inclinação da rampa de frequência criada pelo MPPT. Como ilustrado na Figura 109b, neste momento não há vazão, e a pressão é baixíssima, pois f_{cmd} ainda é muito baixa. Esta primeira pertubação não oferece grandes problemas, uma vez que a máxima potência que pode ser fornecida pelos painéis neste momento é muito maior que a potência necessária para o sistema funcionar na frequência em que se encontra.

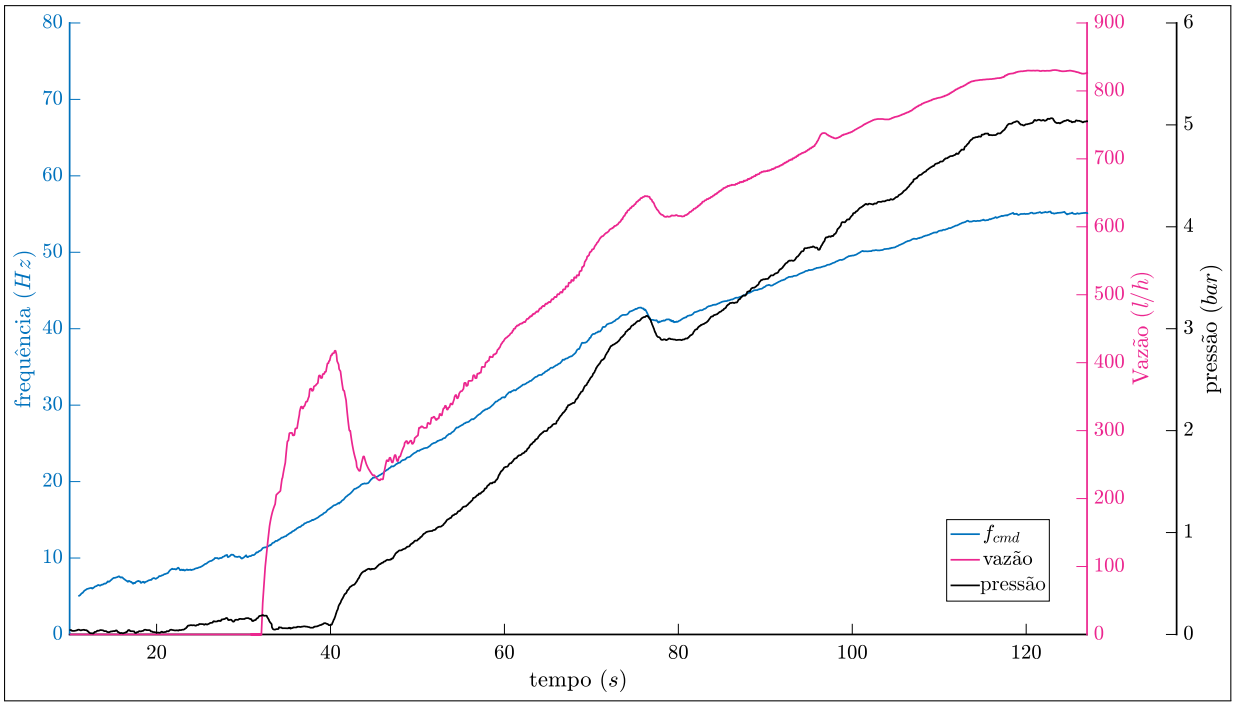
Logo após a passagem da primeira nuvem, o MPPT aumenta a inclinação desta rampa até o momento em que uma segunda pertubação de irradiância acontece (em aproximadamente $80\,s$). O MPPT então reage à perturbação, e finalmente estabiliza a frequência. O reflexo da potência dos painéis pode ser observado nas curvas de pressão e vazão da Figura 109b.

Figura 109 – Partida do sistema com pertubações de irradiância .

(a) Curvas de frequência, potência e irradiância.



(b) Curvas de vazão e pressão.



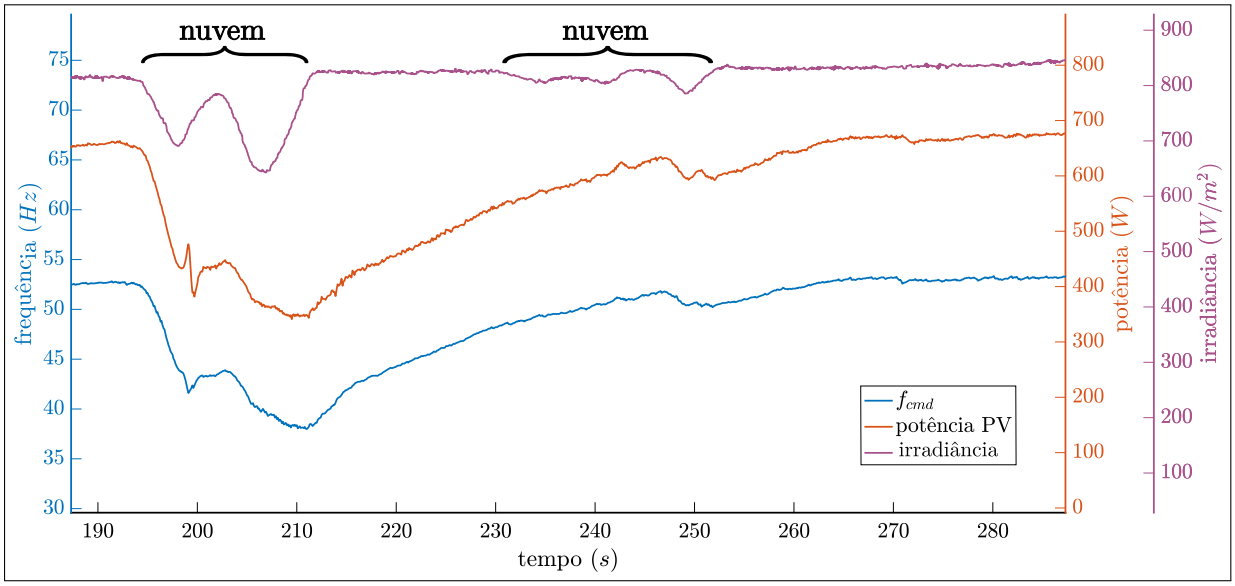
Fonte: Autor.

Já o comportamento do MPPT às perturbações de irradiância enquanto em estado permanente de frequência é ilustrado na Figura 110. É possível observar que a primeira

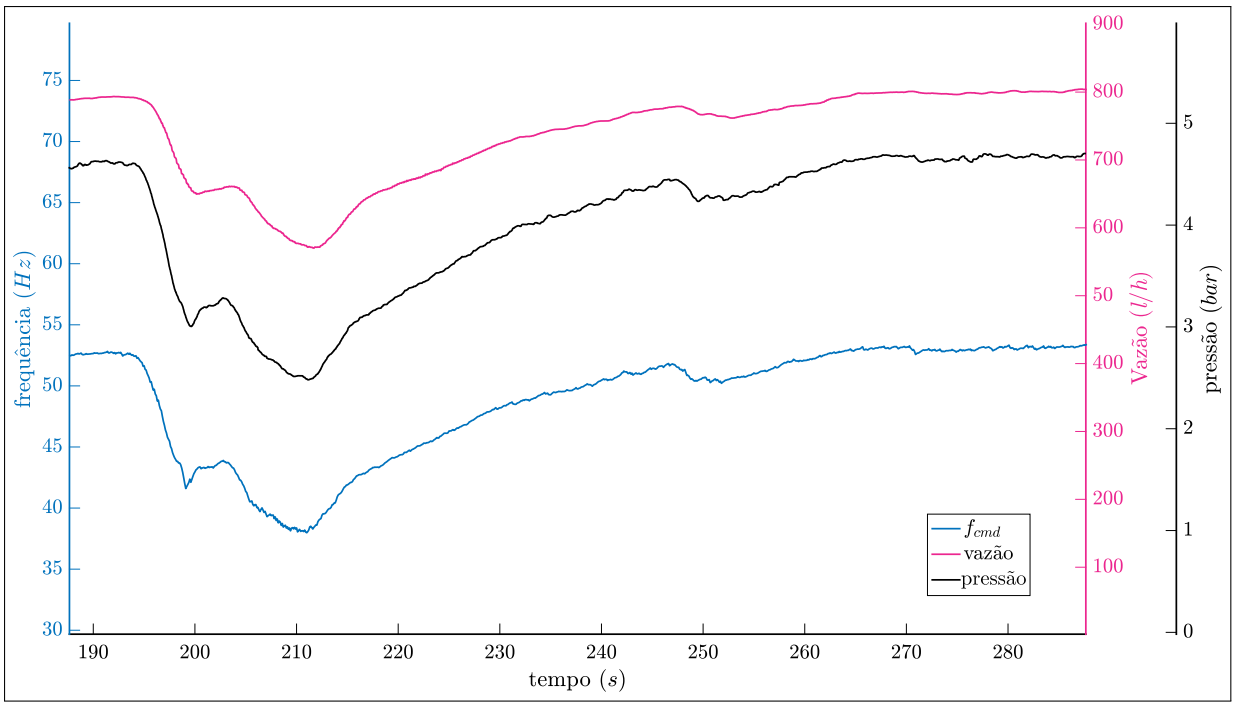
perturbação causa uma grande redução de frequência (de 53 Hz para 38 Hz), seguida de uma recuperação lenta porém consistente até o ponto de MPP. Durante esta recuperação, uma segunda perturbação ocorre, porém menos significante.

Figura 110 – Pertubações de irradiância durante estado permanente.

(a) Curvas de frequência, potência e irradiância.



(b) Curvas de vazão e pressão.



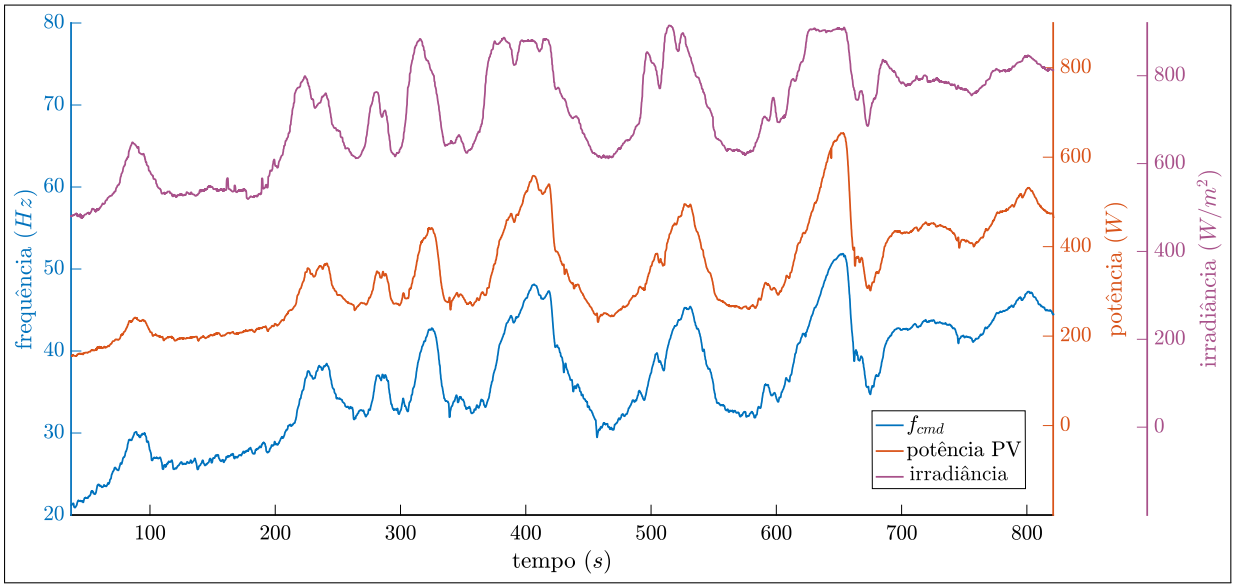
Fonte: Autor.

Na Figura 111, é ilustrado o comportamento do sistema às grandes perturbações de

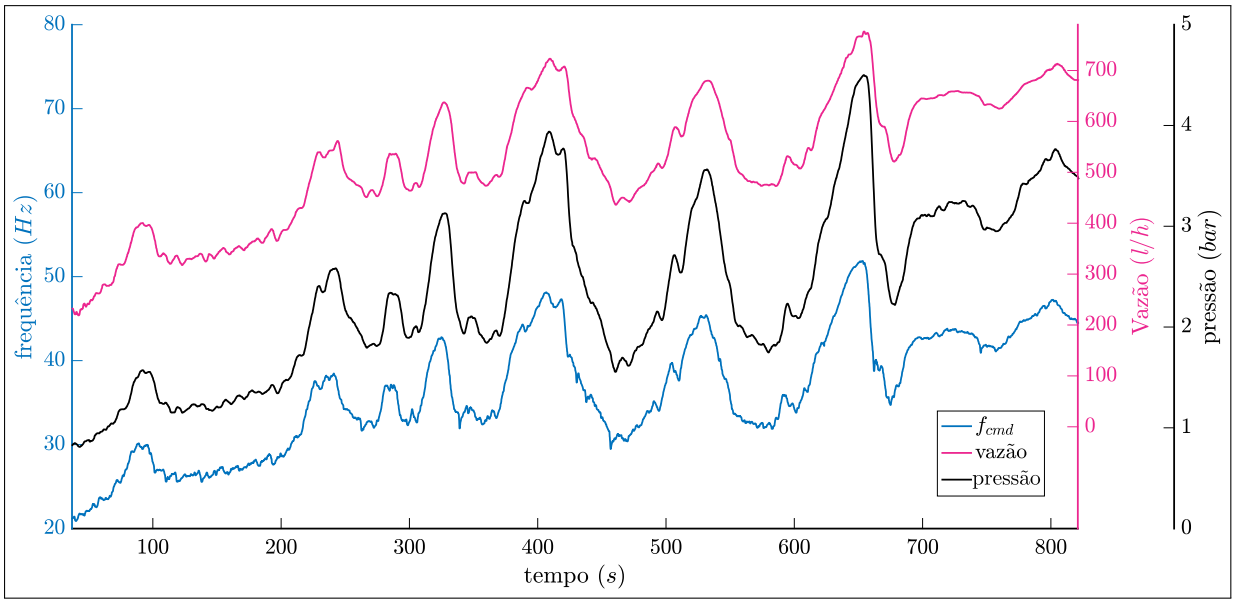
irradiância em sequência. Pode-se notar que o MPPT consegue contornar as perturbações de irradiância, sejam grandes e frequentes, como na Figura 111, sejam pequenas como nas Figuras 109 e 110.

Figura 111 – Sequência de grandes pertubações de irradiância.

(a) Curvas de frequência, potência e irradiância.



(b) Curvas de vazão e pressão.

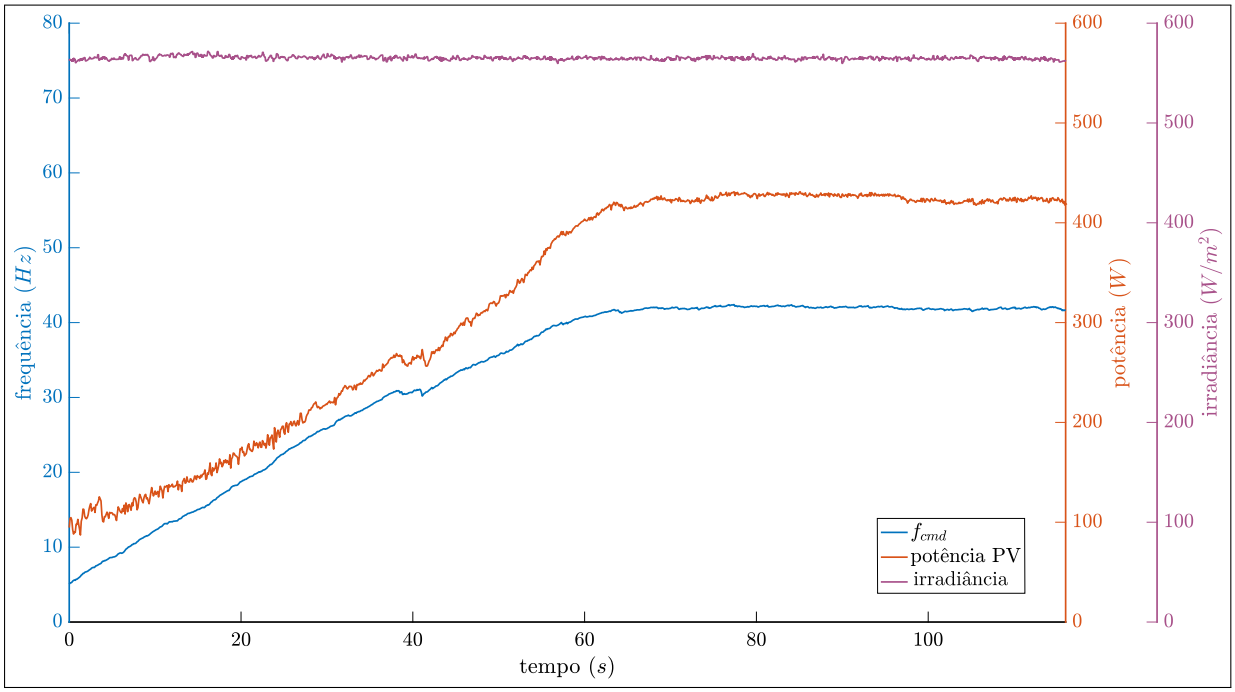


Fonte: Autor.

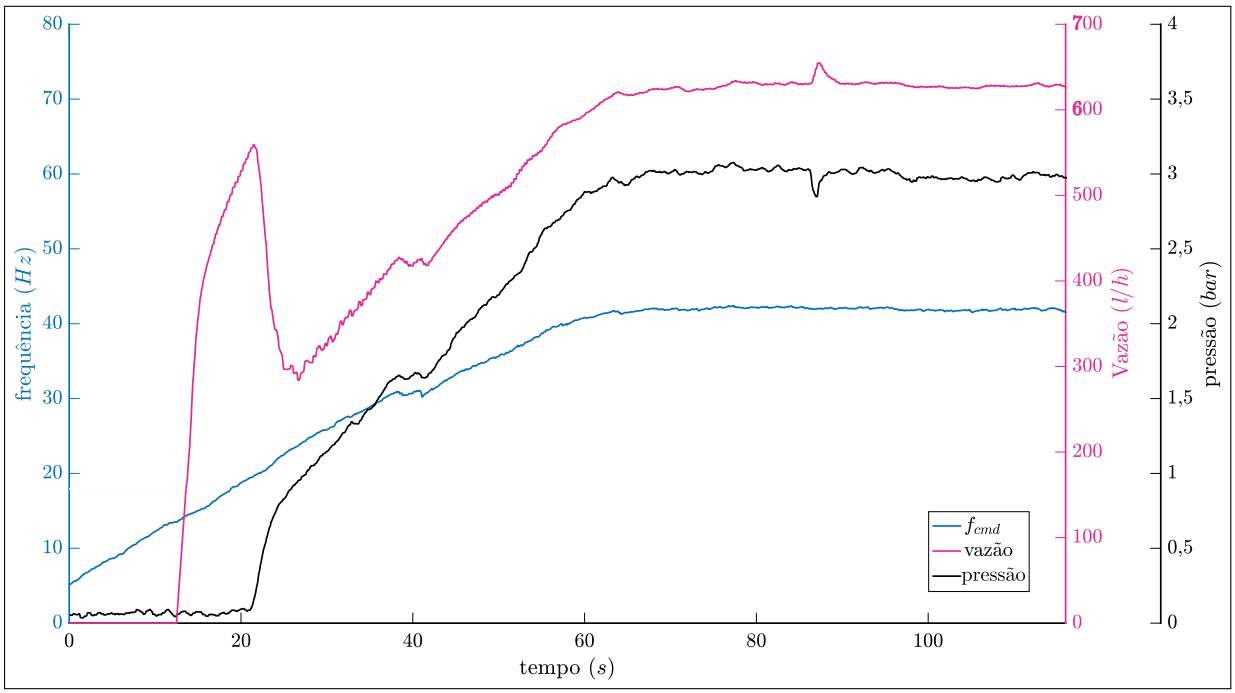
Na Figura 112 a seguir, é ilustrada a partida do sistema sob o que pode ser considerado um nível médio de irradiância constante. Pode-se observar o transitório e a estabilização da frequência, potência dos painéis, vazão e pressão.

Figura 112 – Partida com irradiância média.

(a) Curvas de frequência, potência e irradiância.



(b) Curvas de vazão e pressão.

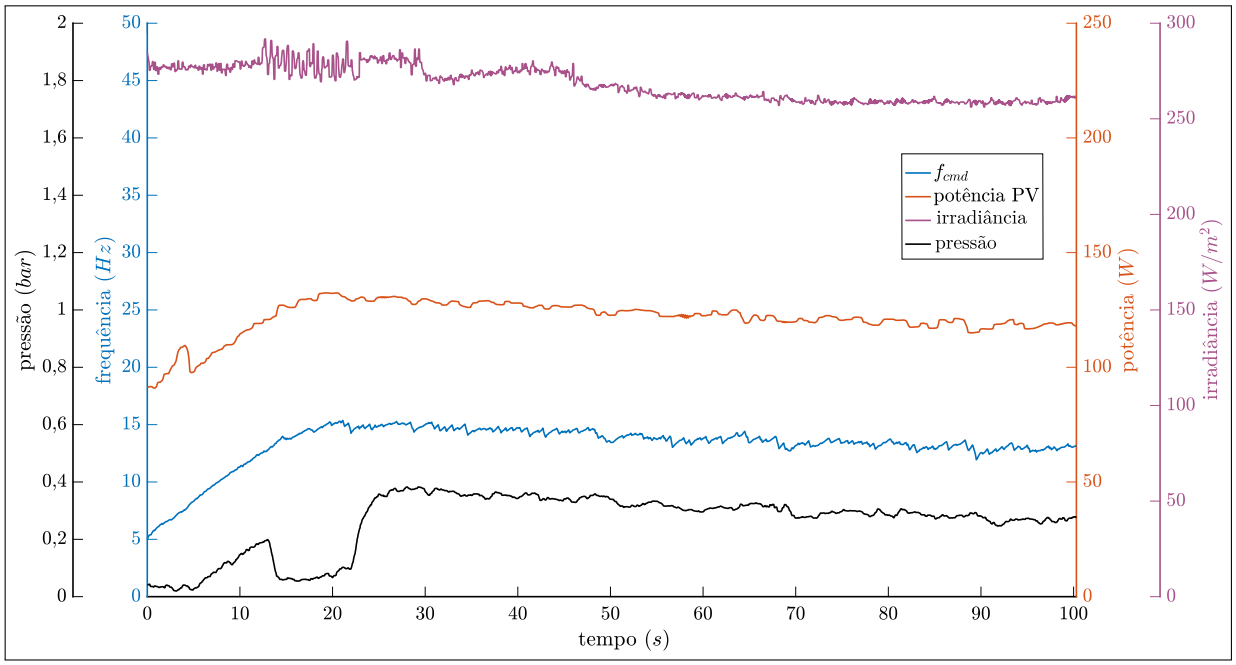


Fonte: Autor.

Já na Figura 113, o mesmo pode ser observado para uma partida sob o que pode ser considerado um nível baixo de irradiância. A curva de vazão não é ilustrada devido

ao fato de ser baixa a ponto do sensor de vazão ter dificuldade de realizar as medições. Porém, uma medição indireta indica uma vazão média de $170\,l/h$. É importante notar que o MPPT consegue partir o sistema sob diferentes níveis de irradiância. Na partida ilustrada na Figura 113 não há mudança da relação V/f. Estas mudanças são tratadas na Seção 5.2 a seguir.

Figura 113 – Partida com baixa irradiância.

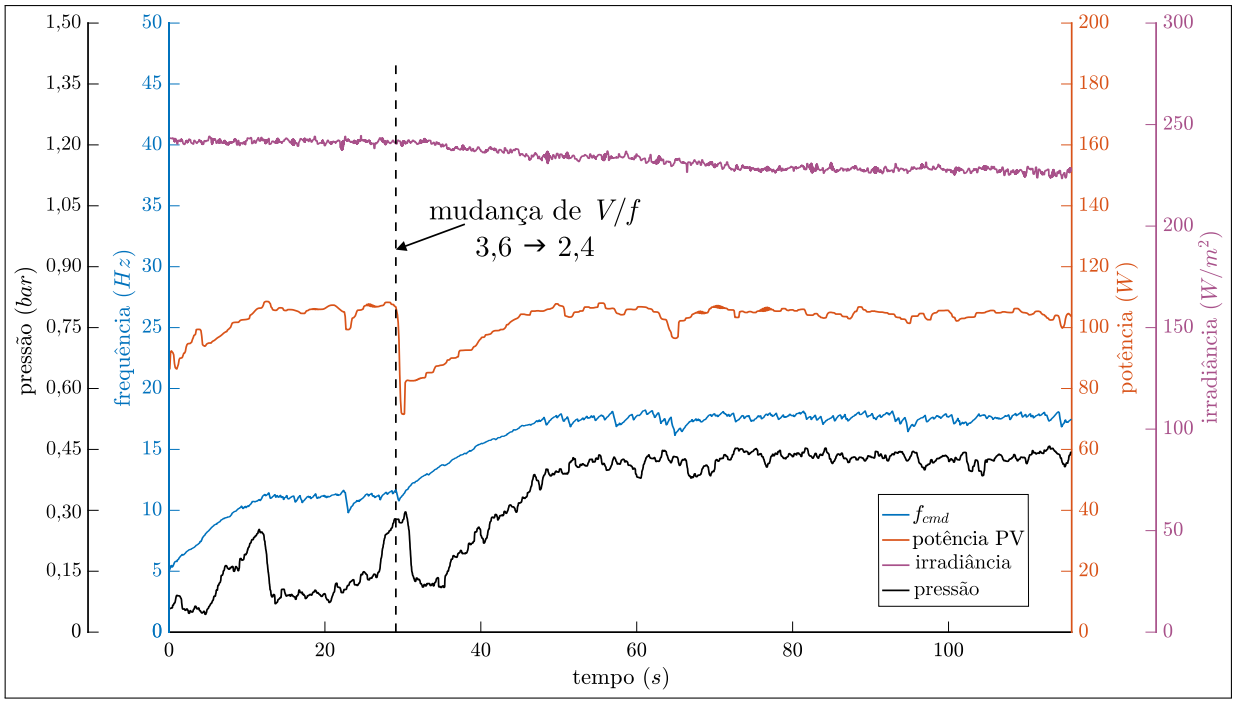


Fonte: Autor.

5.2 Mudança da relação V/f

As mudanças da relação V/f, descritas na Seção 4.5, são implementadas no sistema e apresentadas a seguir. Na Figura 114, é ilustrada a partida do sistema com baixíssima irradiância, como no amanhecer. Durante a partida, o MPPT estabiliza a frequência em torno de $11\,Hz$, a máxima permitida pelos painéis neste momento para $V/f = 3,6$. Após $30\,s$ de funcionamento com f_{cmd} abaixo de $15\,Hz$, o sistema muda a relação V/f de $3,6 \rightarrow 2,4$. Imediatamente após esta mudança, a potência dos painéis fotovoltaicos sofre uma queda, uma vez que a tensão V_{rms} de linha do motor de indução é menor com $V/f = 2,4$. A potência retoma o crescimento até atingir o patamar que estava anteriormente à mudança, porém com uma frequência maior, em torno de $17\,Hz$. Nota-se que a pressão no sistema aumenta, e embora a vazão não seja ilustrada pelos motivos já mencionados no final da Seção 5.1, uma medida indireta indica o aumento de vazão de $117\,l/h$ para $195\,l/h$.

Figura 114 – Partida com baixíssima irradiância e mudança de V/f de $3,6$ para $2,4$.



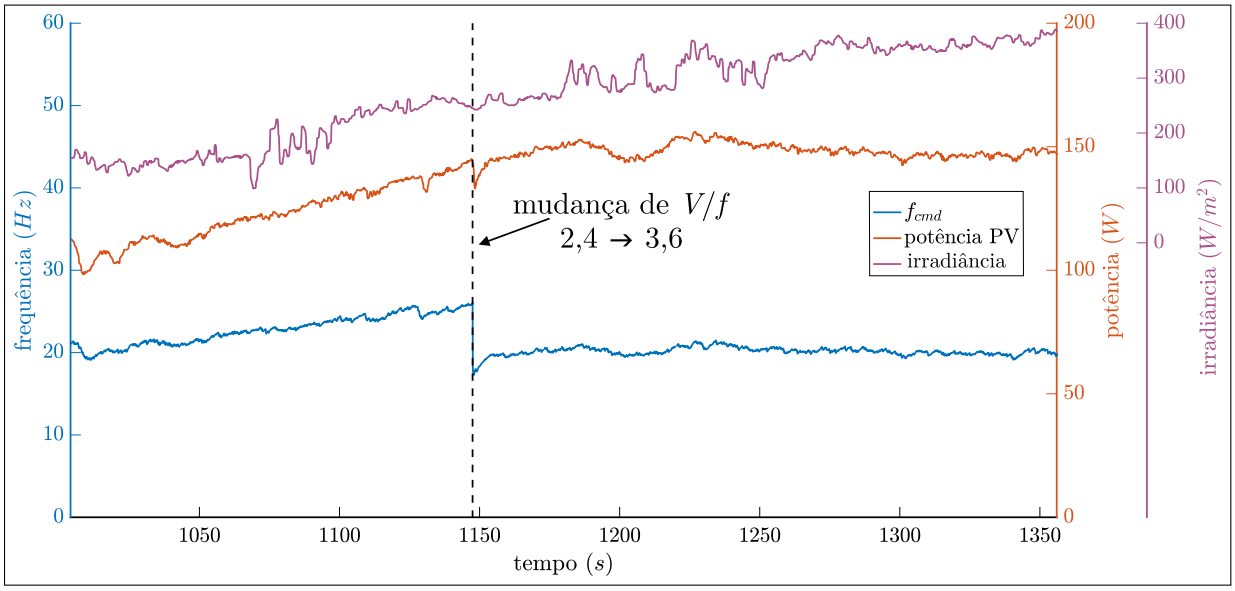
Fonte: Autor.

Conforme a Seção 4.5, a relação V/f volta para o valor nominal de $3,6$ após a frequência f_{cmd} ser superior a $26\,Hz$. Esta mudança é ilustrada na Figura 115. No momento da mudança, a frequência passa de $26\,Hz$ para $18\,Hz$ por segurança, uma vez que se houver um aumento na relação V/f e a frequência permanecer a mesma, o sistema pode sofrer um desligamento por autoproteção.

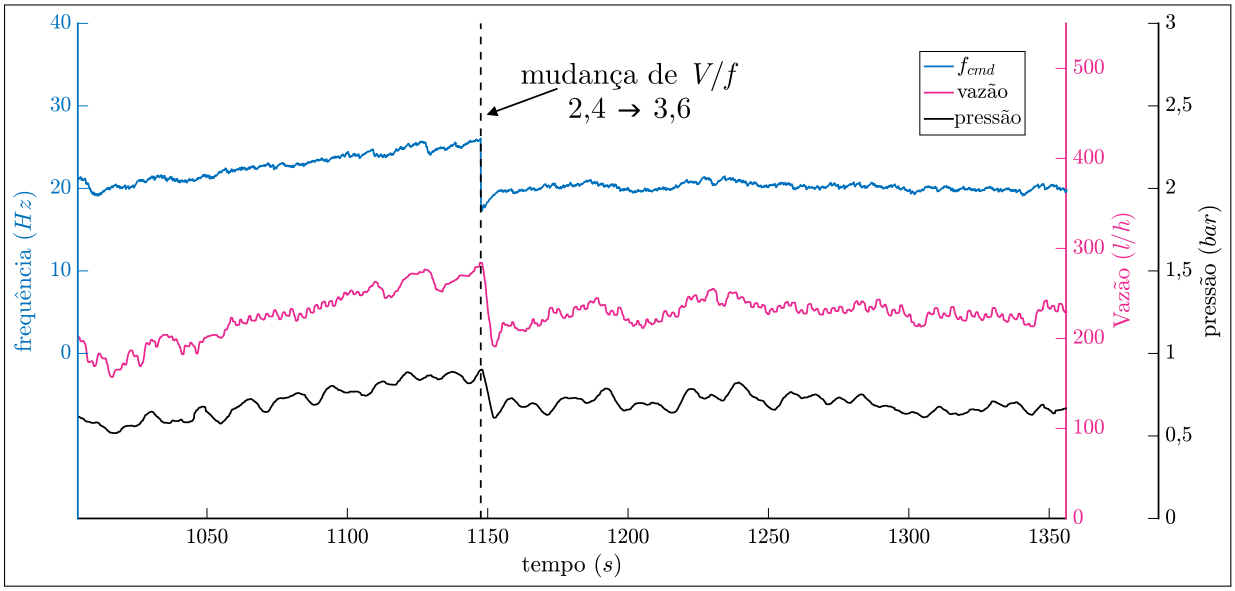
É possível notar que a queda de potência no momento da mudança $2,4 \longrightarrow 3,6$ de V/f é pequena, se comparada à mudança de $3,6 \longrightarrow 2,4$ na Figura 114. Isso porque na Figura 114, após a mudança, a frequência muda conforme o MPPT *fuzzy*, diferente da Figura 115 em que a frequência é imposta em $18\,Hz$ por segurança. Também é possível observar uma mudança na vazão, que sofre uma queda de $50\,l/h$ em média, e na pressão, que sofre uma queda de $0,2\,bar$ em média. A mudança na relação V/f de $3,6 \longrightarrow 2,4$ volta a acontecer durante o entardecer e em dias bastante nublados, quando a irradiância é baixíssima.

Figura 115 – Retorno da relação V/f de 2,4 para 3,6.

(a) Curvas de frequência, potência e irradiância.



(b) Curvas de vazão e pressão.



Fonte: Autor.

Uma estimativa de quantos litros podem ser bombeados a mais durante o entardecer, comparado com o mesmo sistema sem esta mudança de V/f pode ser realizada. Assumindo uma queda de irradiância constante, ou seja, sem a presença de nuvens, é possível bombear cerca de 150 l a mais a cada hora. Além disso, esta mudança possibilita que exista bombeamento em dias extremamente nublados.

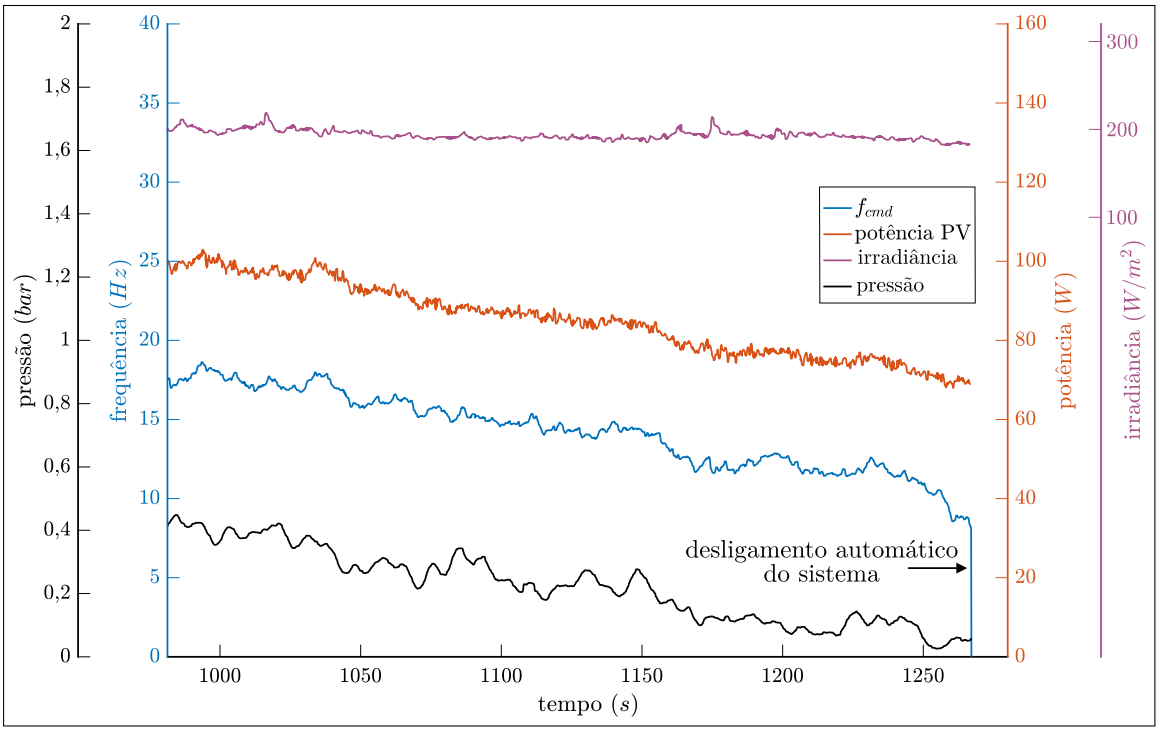
5.3 Funcionamento automático do sistema

Aquisições referentes a aspectos do funcionamento automático do sistema, como o desligamento automático, o teste de potência e a retirada de frequência em degrau apresentados na Seção 4.6, são apresentados a seguir nesta seção.

5.3.1 Desligamento automático

Quando o sistema estiver com frequência f_{cmd} abaixo de $12\,Hz$ e $V/f = 2,4$ por mais de $30\,s$, o sistema é desligado por autoproteção, como exibido na Figura 116. Após o desligamento, o sistema inicia o processo de teste de potência, para saber se é permitido reiniciar o bombeamento. Este processo se repete até o momento em que a energia produzida pelos painéis não é mais capaz de alimentar o circuito de fonte do sistema, que fornece a tensão de alimentação do DSP e dos *drivers*.

Figura 116 – Desligamento automático do sistema durante entardecer.



Fonte: Autor.

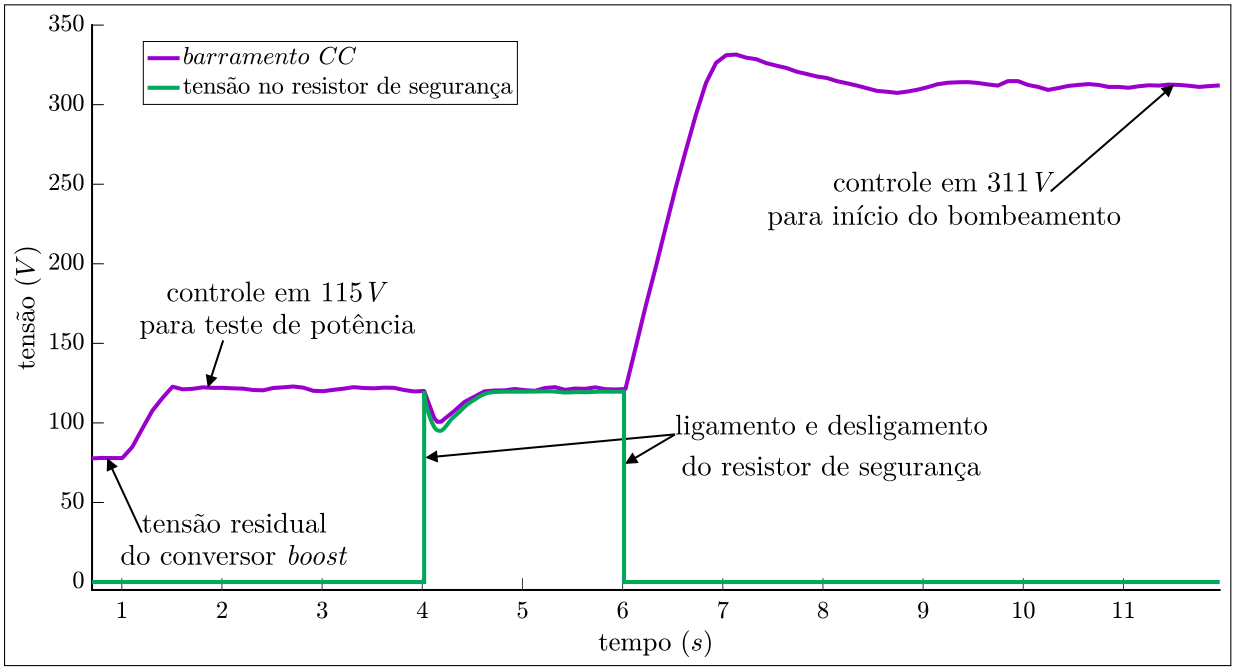
5.3.2 Teste de potência

O teste de potência é ilustrado na Figura 117. Na Figura 117a, pode-se observar um exemplo em que o sistema realizou o teste e aprovou o início do bombeamento. O sistema inicia o teste controlando a tensão do barramento CC em $115\,V$. Após a estabilização

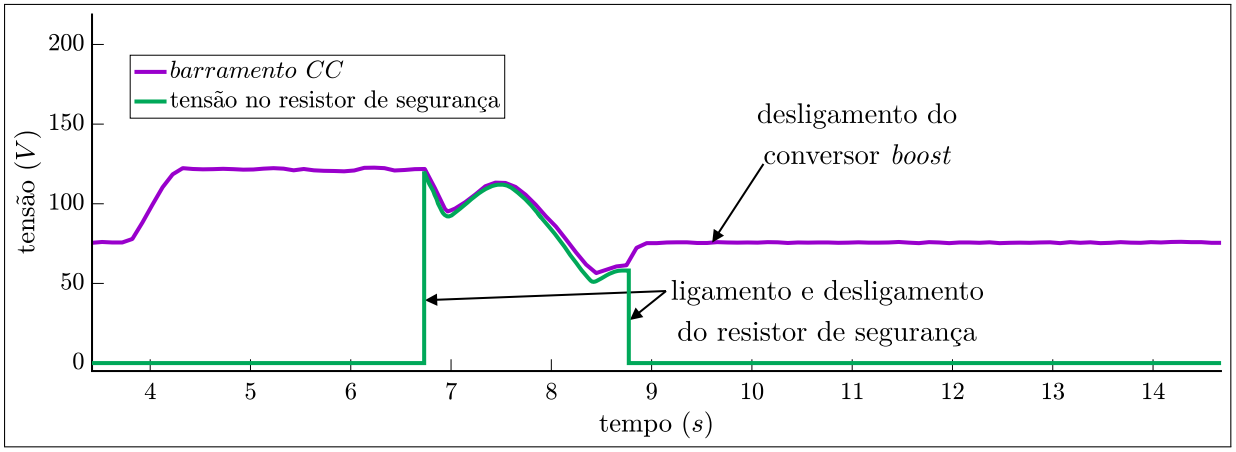
da tensão, o resistor de segurança é conectado ao barramento CC. Há um transitório de tensão, regulado pelo controlador de tensão de saída *fuzzy*. Após a nova estabilização de tensão do barramento CC, a potência dos painéis fotovoltaicos é mensurada. No caso em que esta potência seja igual ou superior aos $130\,W$ estabelecidos na Seção 4.6, o sistema está habilitado a iniciar o processo de bombeamento, mudando a referência do controlador para $311\,V$, como pode ser observado na Figura 117a. Nos casos em que a potência dos painéis não atinge $130\,W$, o processador desliga os pulsos do conversor CC-CC *boost*, como na Figura 117b. Após dois minutos, há uma nova tentativa.

Figura 117 – Teste de potência do sistema de bombeamento.

(a) Um caso de aprovação.



(b) Um caso de reprovação.

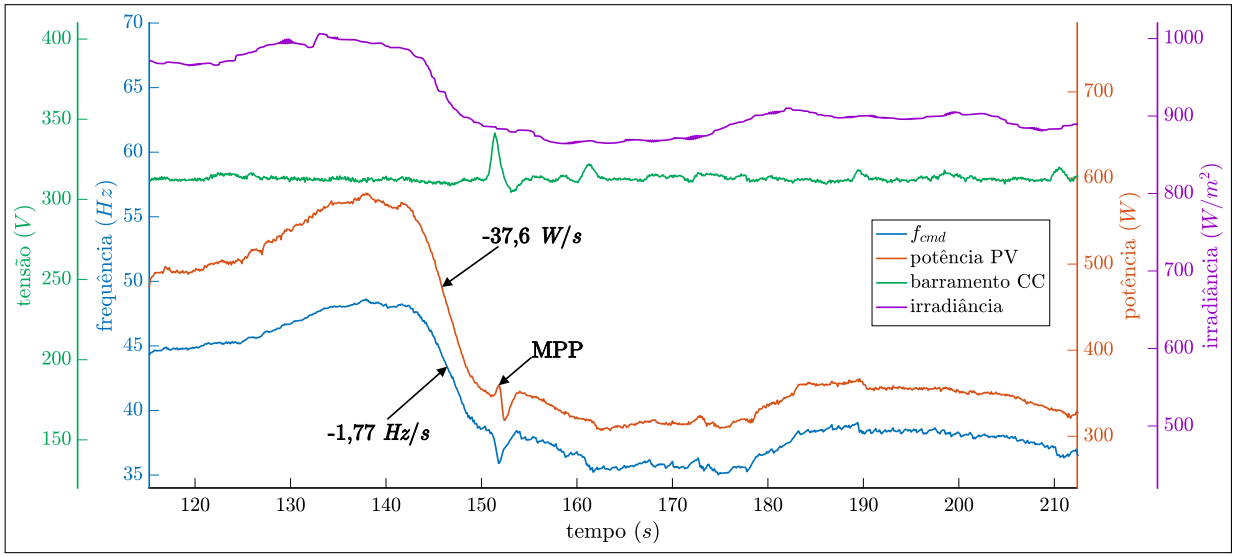


Fonte: Autor.

5.3.3 Retirada de frequência em degrau

A retirada de frequência em degrau é utilizada como uma segurança do sistema em casos em que a irradiância sofre uma grande queda em um curto espaço de tempo e o MPPT *fuzzy* não seja capaz de contornar a situação. Situações em que a irradiância sofre uma queda suave em períodos mais longos são contornadas pelo MPPT *fuzzy*, como ilustrado na Figura 118.

Figura 118 – Comportamento do sistema sob queda suave de irradiância.



Fonte: Autor.

Pode-se observar que, com a queda de irradiância, logo a potência começa a cair a uma taxa de $37,6\,W/s$. O MPPT *fuzzy* começa a diminuir f_{cmd} de forma suave, até chegar à razão de $1,77\,Hz/s$. A medida em que se aproxima do novo MPP, a diminuição de frequência retorna a ser suave, até o momento em que o ponto de operação dos painéis cruza o MPP e sai da região crítica da curva $P-V$. Posteriormente, a frequência começa a subir e descer conforme a irradiância. Percebe-se que a tensão do barramento CC não sofreu queda durante o processo e que o MPPT *fuzzy* não perdeu o controle do sistema em nenhum momento.

Porém, em casos em que a irradiância sofre uma grande queda em um menor espaço de tempo, o MPPT *fuzzy* pode não diminuir f_{cmd} em tempo hábil e levar o sistema à falha. Para estes casos, pode-se diminuir f_{cmd} em degrau, a fim de evitar a autoproteção do sistema.

Uma aplicação de uma retirada de frequência em degrau é ilustrada na Figura 119a. A partir do momento em que a irradiância começa a cair, a potência dos painéis também cai, a uma taxa de $166,7\,W/s$. Em seguida, o MPPT *fuzzy* começa a diminuir f_{cmd} até chegar

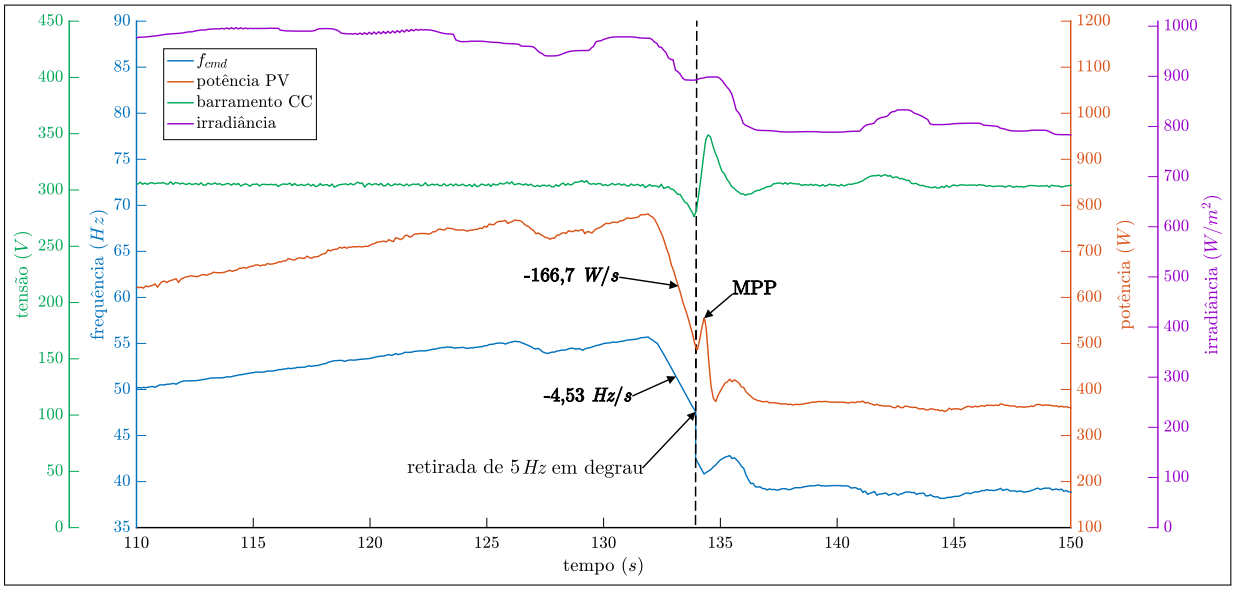
em uma taxa de $4,53\,Hz/s$. Porém, esta taxa não é intensa o suficiente, de forma que a tensão do barramento CC começa a cair. No momento em que a tensão do barramento CC atinge $276\,V$, o processador retira $5\,Hz$ de f_{cmd} em degrau. No instante seguinte, pode-se observar que o ponto de operação dos painéis volta a passar pelo MPP, fazendo o MPPT *fuzzy* retomar o controle do sistema. Após o processo, a tensão do barramento CC dá um salto até atingir $347\,V$.

Já na Figura 119b, é ilustrada uma situação em que apenas uma retirada de $5\,Hz$ em degrau não é suficiente. A potência está caindo a uma taxa de $447,6\,W/s$, e embora o MPPT *fuzzy* esteja diminuindo f_{cmd} a uma taxa mínima de $6,22\,Hz/s$, a potência dos painéis continua a diminuir rapidamente, assim como a tensão do barramento CC. Ao total, o sistema faz três retiradas de $5\,Hz$ em degrau com intervalo de $300\,ms$ entre cada retirada. Observa-se que logo após a terceira retirada, o ponto de operação dos painéis cruza o MPP, fazendo o MPPT *fuzzy* retomar o controle do sistema. Posteriormente, a potência do sistema volta ao patamar que antecede à pertubação de irradiância. Durante o processo, a tensão do barramento CC atinge $388,4\,V$, acionando o resistor de segurança do sistema para descarregar o excesso de energia. Estima-se que sem a utilização do resistor de segurança neste caso, a tensão do barramento CC poderia chegar a $450\,V$, o que poderia danificar alguns componentes do inversor de frequência variável e do conversor CC-CC *boost*.

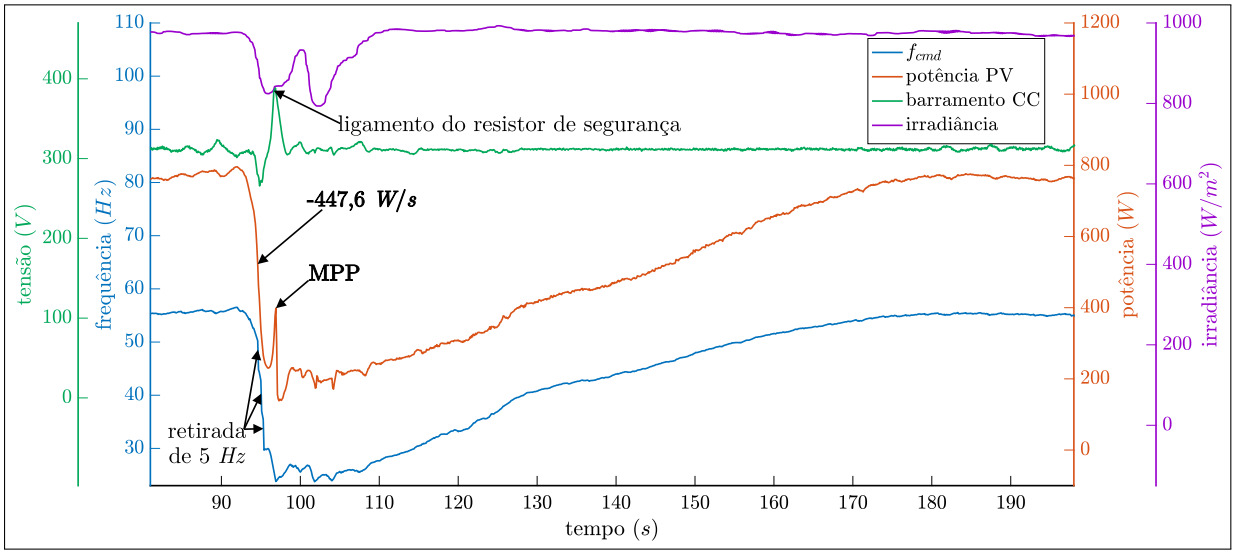
É importante notar que sem as retiradas de frequência em degrau, o sistema iria sofrer falha de subtensão devido à rápida queda de tensão do barramento CC. Além disso, foi observado que as retiradas de frequência em degrau somente são necessárias quando o sistema está operando com f_{cmd} acima de $50\,Hz$ e há uma queda brusca de irradiância.

Figura 119 – Retirada de 5 Hz em degrau.

(a) retirada siples.



(b) retirada tripla.



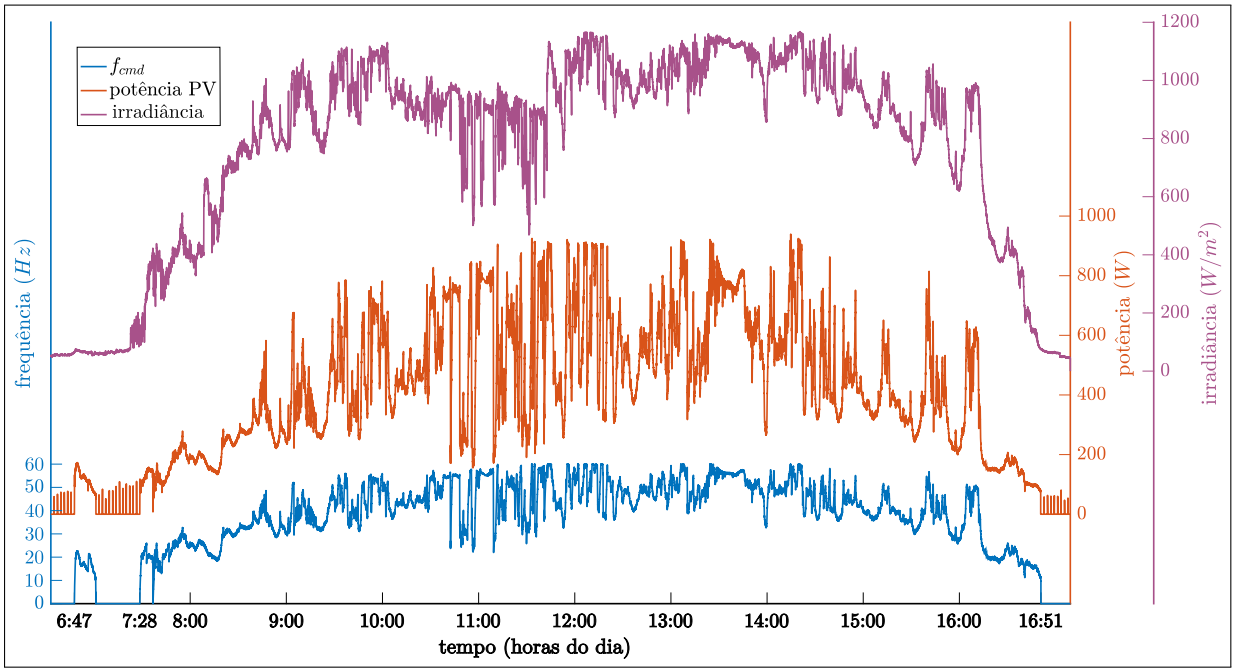
Fonte: Autor.

5.4 Aquisição ao longo de um dia de funciomanento

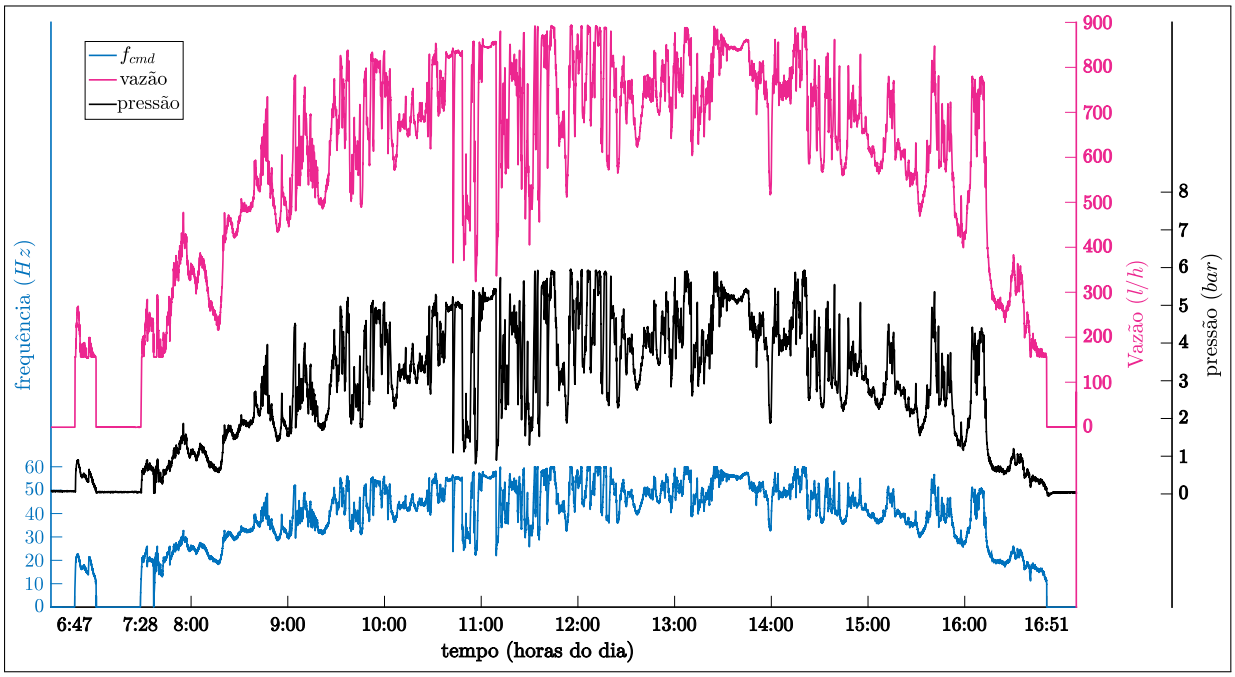
A aquisição de um dia típico de bombeamento é ilustrada na Figura 120. Pode-se observar a presença constante de perturbações na irradiância, provocadas por passagens de nuvens. Sob estas perturbações, nota-se que a reação do sistema (frequência, potência, vazão e pressão) acompanha as variações de irradiância. Os valores médios e máximos deste dia típico são apresentados na Tabela 7.

Figura 120 – Dia típico de bombeamento.

(a) Curvas de frequência, potência e irradiância.



(b) Curvas de vazão e pressão.



Fonte: Autor.

Tabela 7 – Variáveis do sistema referentes à Figura 120.

	f_{cmd}	potência PV	vazão	pressão	irradiância
valor médio	$41\,Hz$	$450,7\,W$	$617,9\,l/h$	$2,98\,bar$	$857,2\,W/m^2$
valor máximo	$60\,Hz$	$938,4\,W$	$894,4\,l/h$	$5,95\,bar$	$1167,8\,W/m^2$

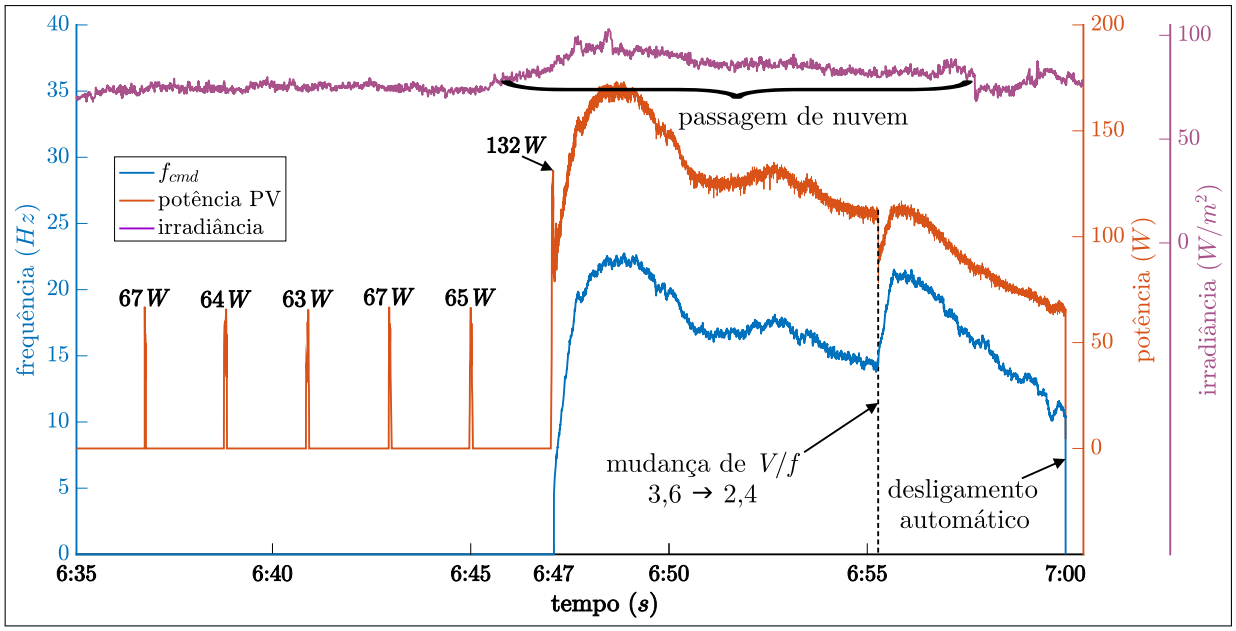
Fonte: Autor.

Observa-se na Tabela 7 que o sistema consegue atingir a frequência nominal do conjunto motor-bomba ($60\,Hz$). A pressão máxima registrada de $5,95\,bar$ equivale a uma altura manométrica de aproximadamente $59,5\,m$. Para este dia típico, são bombeados um total de $5813,7\,l$ de água, consumindo um total de $4,22\,kWh$ através dos painéis fotovoltaicos. A energia total diária incidente sobre os painéis, segundo o sensor utilizado, é de $48,8\,kWh$. O bombeamento dura um total de $9:23\,h$.

Conforme ilustrado na Figura 120, o sistema encerra o bombeamento às $16:51\,h$. Isto porque durante as aquisições neste trabalho, o entardecer acontece com grande presença de nuvens entre o Sol e os painéis, evitando que o bombeamento seja prolongado por mais tempo. Além disso, nota-se que durante um breve momento, que inicia às $6:47\,h$, há bombeamento no sistema, parando logo em seguida e retornando às $7:28\,h$. Este breve bombeamento pode ser explicado pela presença de nuvens durante o amanhecer.

Embora a presença de nuvens sobre os painéis seja algo indesejável, há casos em que esta presença é positiva para o sistema, como no amanhecer presente na Figura 120 e ilustrado com detalhes na Figura 121. Até as $6:45\,h$, o sistema faz vários testes de potência para verificar se é possível iniciar o bombeamento. Devido a baixa irradiância, a máxima potência atingida é de $67\,W$. Porém, entre $6:45\,h$ e $6:47\,h$, há um pequeno aumento de irradiância, suficiente para que o teste de potência atinja $132\,W$ e o sistema inicie o bombeamento. A irradiância continua a aumentar, permitindo ao sistema um máximo de $173\,W$ de potência dos painéis, com $V/f = 3,6$, $f_{cmd} = 22,7\,Hz$, $0,9\,bar$ de pressão e $269\,l/h$ de vazão. Após este máximo, a irradiância começa a diminuir até atingir o patamar do início da aquisição. Durante a diminuição de irradiância, há a mudança de $3,6 \rightarrow 2,4$ de V/f, assim como o desligamento automático do sistema.

Figura 121 – Início de bombeamento causado pela passagem de nuvem.



Fonte: Autor.

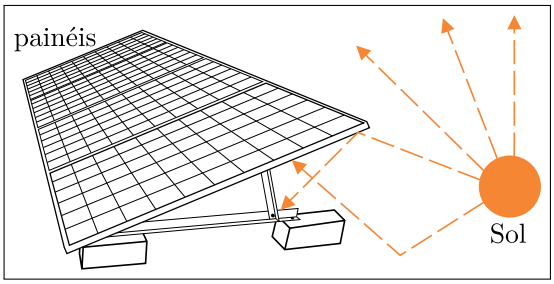
O aumento de irradiância presente na Figura 121 é resultado da passagem de uma grande nuvem. Isto acontece porque durante as aquisições para este trabalho, o Sol nasce atrás dos painéis, conforme a Figura 122a. Assim, os raios solares chegam aos painéis por trás, de forma que não há radiação direta. A única radiação que incide nos painéis é a radiação difusa, proveniente da reflexão dos raios por nuvens distantes e pelo solo.

Porém, no caso de uma passagem de nuvem próxima, mais raios solares são refletidos, aumentando a radiação difusa que chega aos painéis conforme a Figura 122b. Por esta razão, há o bombeamento ilustrado na Figura 121. Conforme as horas passam, o ângulo de elevação do Sol aumenta, até que seja possível os raios solares incidirem diretamente na superfície dos painéis, como ilustrado na Figura 122c. Neste trabalho, os primeiros raios solares incidem diretamente sobre os painéis por volta de 7 : 28 h da manhã.

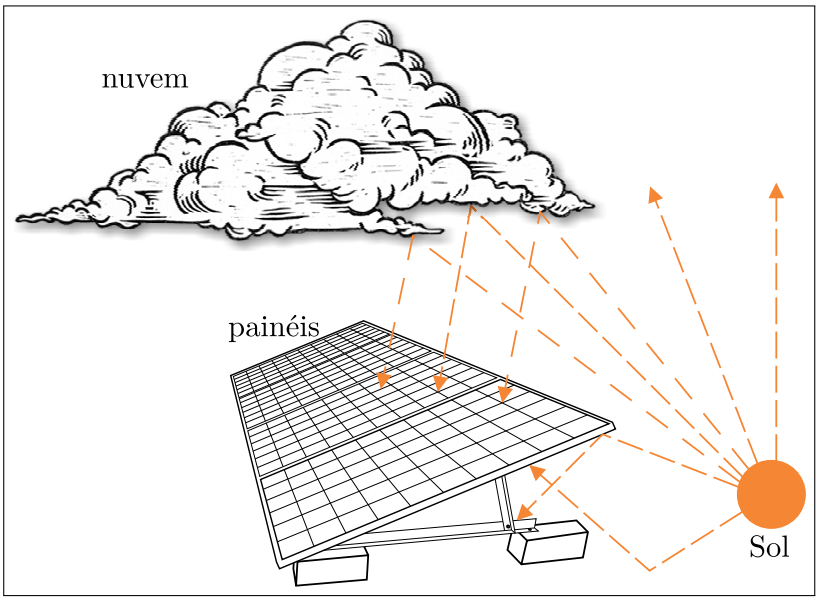
Esta passagem de nuvem faz o sistema funcionar durante 13 minutos, bombeando um total de $30,3\,l$ com pressão média de $0,55\,bar$ e vazão média de $139,7\,l/h$. Após o desligamento automático, o sistema retoma os testes de potência, de modo que o bombeamento reinicia às $7:28\,h$. Os testes de potência também são retomados após o encerramento do bombeamento ($16:51\,h$), como pode ser observado na Figura 120a.

Figura 122 – Amanhecer durante as aquisições deste trabalho.

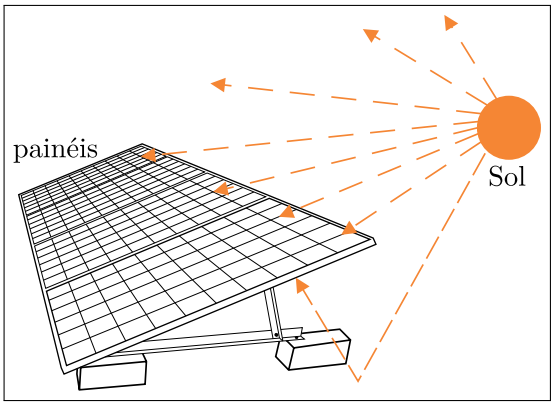
(a) Nascer do Sol atrás dos painéis do sistema.



(b) Raios solares refletidos por nuvem.



(c) Incidência direta dos raios solares nos painéis.



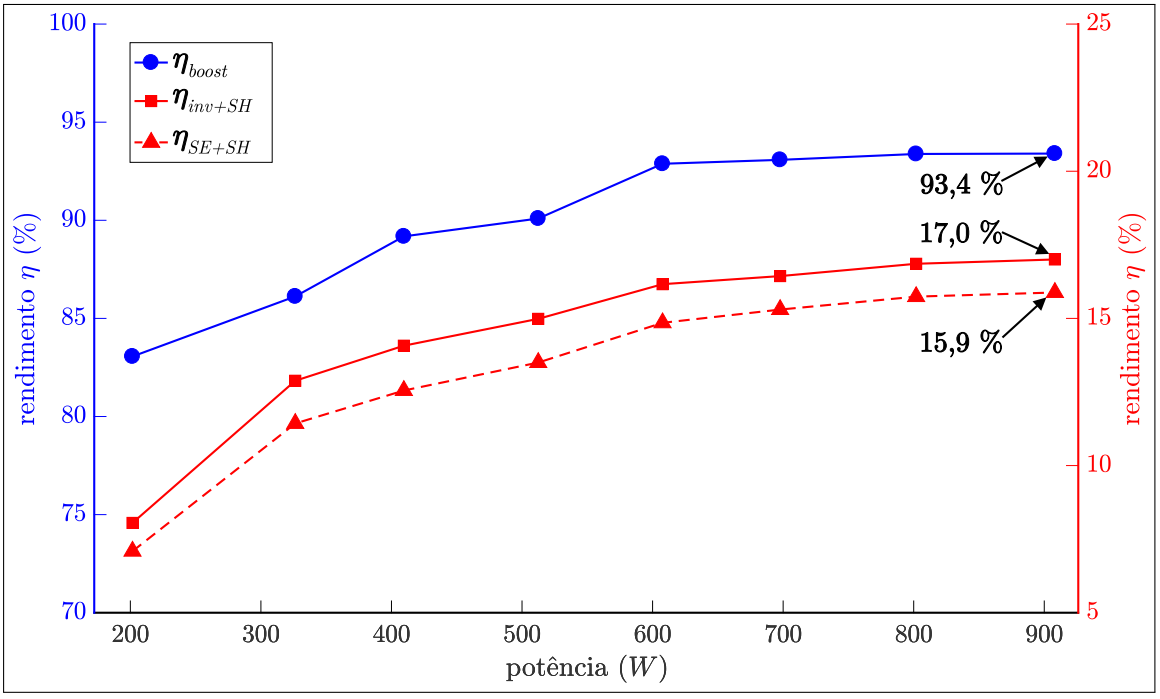
Fonte: Autor.

5.5 Rendimento do sistema

Na Figura 123, são apresentadas as curvas de rendimento do conversor CC-CC *boost* (η_{boost}), do conjunto inversor de frequência variável + sistema hidráulico (η_{inv+SH}) e do conjunto sistema eletrônico + sistema hidráulico (η_{SE+SH}). Todos os rendimentos citados foram calculados para diversas potências de operação dos painéis fotovoltaicos. Mais informações sobre as curvas de rendimento apresentadas na Figura 123 podem ser observadas na Tabela 8. A potência de saída ($P_{saída}$) é obtida com o produto entre vazão (em m^3/s) e pressão (em N/m^2).

Nota-se que para operações próximas da nominal do sistema, como em $P_{pv} = 908,14\,W$, o sistema tem o melhor rendimento ($15,9\,\%$). Isto pode ser explicado pelo fato dos componentes do sistema estarem operando próximo ao seu regime nominal, ou seja, conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE utilizado próximo a $1000\,W$ e o conjunto motor-bomba em $60\,Hz$. Para potências muito abaixo da nominal, como em $P_{pv} = 201,65\,W$, o rendimento do conversor CC-CC *boost* sofre uma grande redução, atingindo $83,06\,\%$. Uma explicação para este fato é a de que para baixas potências, o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE opera em MCD, aumentando as perdas por problemas de indução magnética no transformador (TORRICO-BASCOPÉ et al., 2006). É importante mencionar que, segundo Silveira e Torrico-Bascopé (2011), a curva de η_{boost} muda conforme a tensão de entrada do conversor, a qual pode ser observada na Tabela 8.

Figura 123 – Curvas de rendimento do sistema de bombeamento proposto.



Fonte: Autor.

Tabela 8 – Detalhes das curvas de rendimento da Figura 123.

P_{pv} (W)	V_{pv} (V)	P_{boost} (W)	η_{boost} $(\%)$	f_{cmd} (Hz)	$P_{saída}$ (W)	η_{inv+SH} $(\%)$	η_{SE+SH} $(\%)$
201,65	58,0	167,49	83,06	26,1	14,27	8,05	7,09
326,31	57,2	281,31	86,12	36,7	37,24	12,88	11,43
409,49	56,8	365,18	89,18	41,5	51,56	14,07	12,55
512,43	58,5	461,65	90,09	46,2	69,52	14,98	13,50
607,64	57,5	564,37	92,88	50,4	90,71	16,16	14,85
697,69	58,9	649,41	93,08	53,8	106,98	16,44	15,30
801,88	55,3	748,79	93,38	57,2	126,65	16,86	15,74
908,14	55,3	848,20	93,41	60,0	144,37	17,00	15,88

Fonte: Autor.

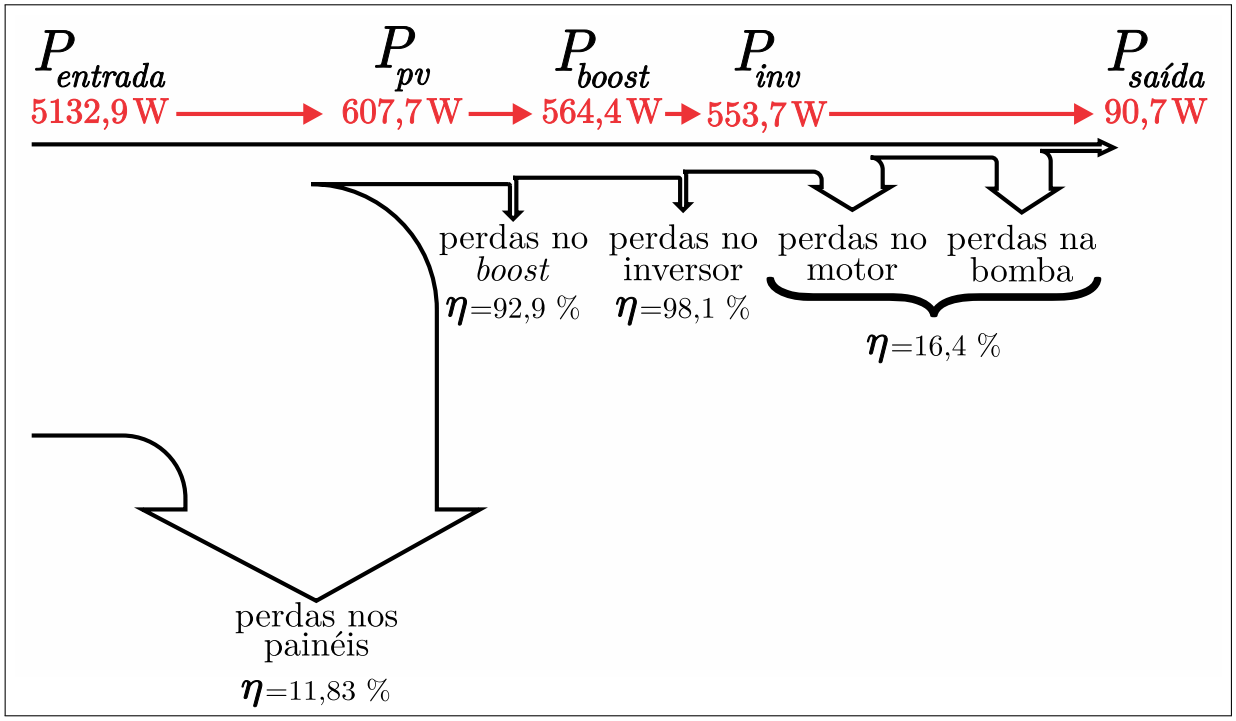
O maior rendimento do conjunto inversor de frequência variável + sistema hidráulico é de apenas 17 %. Uma análise do rendimento do inversor de frequência variável é realizada para $f_{cmd} = 50\,Hz$. A potência da saída trifásica é mensurada com a aplicação da técnica dos dois wattímetros e indica um rendimento de 98,1 %. Este alto rendimento se dá pelo bom desempenho dos IGBTs utilizados (vide Subseção 4.1.4) e pela não utilização de diodos retificadores na entrada do inversor, existentes em inversores comerciais. Já para o conjunto motor-bomba, a estimativa e rendimento é de 16,4 %. É interessante notar que o rendimento do sistema eletrônico (η_{SE}) é de 91,1 %.

Uma análise superficial do rendimento do motor de indução é realizada com o mesmo desacoplado da bomba. São realizados os ensaios à vazio e de rotor travado, os quais indicam um rendimento aproximado de 43 % para frequência nominal, o que é coerente com o tipo de aplicação. Dada a potência de saída do conversor CC-CC *boost* (P_{boost}) e a potência de saída do sistema ($P_{saída}$) na Tabela 8, pode-se concluir que há uma grande perda na conversão de energia elétrica e cinética da água, o que evidencia um baixo rendimento do conjunto motor-bomba.

O rendimento dos painéis fotovoltaicos também é analisado. Para uma condição

em que $f_{cmd} = 50\,Hz$, a irradiância que incide sobre os painéis é, segundo o sensor, de $843,41\,W/m^2$. Considerando a área de incidência dos raios solares nos quatro painéis como $6,086\,m^2$, a potência que incide sobre a área útil dos painéis é de $5132,97\,W$. Nestas condições, para $P_{pv} = 607,69\,W$, o rendimento dos painéis é da ordem de $11,83\,\%$. Entretanto, o fabricante dos painéis sugere um rendimento de $16\,\%$ para a condição STC Canadian (2016). A diferença entre o valor do fabricante e o valor medido se dá pelo fato da medição não ocorrer sobre as condições STC e por serem utilizados diodos de bloqueio no arranjo fotovoltaico (vide Seção 3.2), acarretando em perdas nos diodos. Embora esta potência nos painéis fotovoltaicos seja superior à potência nominal do conjunto motor-bomba $(0,5\,CV)$, o sistema de bombeamento possui diversas perdas, que podem ser observadas Figura 124.

Figura 124 – Fluxo de potência do sistema proposto para $f_{cmd} = 50\,Hz$.



Fonte: Autor.

Considerando o rendimento dos painéis como $16\,\%$, valor descrito pelo fabricante, o rendimento global é de $2,54\%$. Já considerando como $11,83\,\%$, o rendimento global é de $1,88\%$. Embora o rendimento global seja baixo, está dentro da margem de rendimento encontrada por outros autores, como Muhsen, Khatib e Nagi (2017), que apresentam em seus estudos rendimentos globais entre $1,3\%$ e $2,5\%$ para potência de 900 a $2100\,W_p$ dos painéis fotovoltaicos. Apesar disto, o sistema proposto é capaz de bombear em $f_{cmd} = 60\,Hz$ a uma vazão de $894,4\,l/h$ sob pressão de $5,95\,bar$ ($59,5\,m$ de altura manométrica).

6 Conclusões

Neste trabalho, foi apresentado um sistema de bombeamento cuja fonte de energia são quatro painéis fotovoltaicos que totalizam $1080\,W_p$ de potência instalada, e que acionam um conjunto motor-bomba trifásico de $0,5\,CV$. O sistema faz o processamento da energia solar fotovoltaica através de um conversor CC-CC *boost* e de um inversor de frequência trifásico. É realizado o controle da tensão de saída do conversor CC-CC *boost*, enquanto o acionamento do inversor de frequência trifásico é realizado com a técnica SVPWM. É implementado um MPPT dos painéis fotovoltaicos para melhor aproveitamento do sistema. Por fim, uma solução para o bombeamento em baixíssima irradiância é proposta. A seguir, são apresentadas as conclusões do trabalho, as considerações gerais e sugestões de trabalhos futuros.

6.1 Conclusões quanto aos objetivos

Conclui-se que o sistema proposto obteve bons resultados quanto aos objetivos geral e específicos. O algoritmo MPPT *fuzzy* projetado consegue contornar vários níveis de perturbação de irradiância (vide Figuras 109, 110, e 111), mantendo o sistema operando na máxima potência dos painéis fotovoltaicos. Porém, em grandes perturbações de irradiância em curtos espaços de tempo (vide Figura 119), apenas o MPPT projetado não é capaz de controlar o sistema. Para estes casos, a ação de reduzir $5\,Hz$ na frequência comandada do motor (f_{cmd}) em degrau mostrou-se satisfatória. Sem esta ação, o sistema seria acometido por erro de subtensão.

O controlador digital de tensão do conversor CC-CC *boost* mostrou-se satisfatório para ambos os modos de condução (MCD e MCC). Para a região de MCC, não houve problemas com o controlador PI clássico utilizado. Já para a região de MCD, a utilização de um controlador convencional acarretou em grandes oscilações na curva de potência dos painéis (vide Figura 82), o que poderia influenciar negativamente no funcionamento do algoritmo MPPT. A utilização do controlador *fuzzy* para a região de MCD reduziu substancialmente as amplitudes das oscilações de tensão do barramento CC e na curva de potência dos painéis (vide Figuras 83 e 84). Sem esta mudança de controlador, as grandes oscilações de potência dos painéis poderiam inviabilizar o funcionamento do sistema para baixas frequências.

A mudança de relação V/f possibilitou um prolongamento do bombeamento durante o entardecer, assim como um início antecipado durante o amanhecer. Pode-se afirmar que para dias nublados de baixíssima irradiância, o sistema não funcionaria sem esta medida. A estimativa da quantidade de água que pode ser bombeada a mais com esta medida,

comparada com o mesmo sistema sem esta medida é de $150\,l$ a cada hora (para condições sem nuvens).

As proteções existentes mostraram-se necessárias. A utilização de um resistor de segurança para proteção contra sobretensões no barramento CC pode ser utilizada em momentos de retirada em degrau de frequência do motor (vide Figura 119b). Sem esta medida, estipula-se que a a tensão poderia a $450\,V$, danificando a rigidez dielétrica dos capacitores do conversor CC-CC *boost*. Já a proteção por subtensão, definida na Seção 4.6, se destaca por ter o limite mínimo de tensão do barramento CC variável conforme a frequência comandada do motor. Assim, por exemplo, em momentos de baixa irradiância, em que o sistema opera com baixa frequência no motor, a tensão mínima do barramento CC para o funcionamento do sistema é reduzida, diferente de inversores comerciais em que este valor não pode ser alterado.

A aplicação de um teste de potência, que utiliza o mesmo resistor de segurança, é um importante passo para um sistema de bombeamento autônomo, pois sem isto, as sucessivas tentativas de bombeamento em condições em que não é possível fazê-lo podem danificar o conjunto motor-bomba. A utilização das proteções, do teste de potência, e da retirada de frequência em degrau contribuem para um sistema de bombeamento automático satisfatório.

6.2 Considerações gerais

O rendimento do sistema para sua condição nominal é de $15,9\,\%$, enquanto que o rendimento global do sistema está entre $1,88\,\%$ e $2,54\,\%$. Embora baixo, este valor está dentro da margem de rendimento encontrada por autores como Muhsen, Khatib e Nagi (2017), que apresentam em seus estudos rendimentos globais entre $1,3\%$ e $2,5\%$ para potência de 900 a $2100\,W_p$ dos painéis fotovoltaicos.

O sistema consegue, em um dia típico, uma vazão média de $617,9\,l/h$ e pressão média de $2,98\,bar$ (aproximadamente $29,8\,m$ de altura manométrica), com máxima de $894,4\,l/h$ e $5,95\,bar$, totalizando $5813,7\,l$ em $9:23\,h$ de funcionamento. Diante dos resultados obtidos, conclui-se que o sistema proposto é uma solução viável para bombeamento solar fotovoltaico.

6.3 Sugestões de trabalhos futuros

Como trabalhos futuros, pode-se:

- Aprimorar o MPPT *fuzzy* para que o mesmo consiga contornar grandes perturbações bruscas de irradiância, não necessitando da retirada de frequência em degrau;

- Modelar todas as etapas do sistema em rede de Petri, visando encontrar possíveis erros que possam levar o sistema à falha;
- Projetar um controlador digital único para ambos os modos de condução do conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE;
- Implementar as equações de SVPWM para acionamento de motor monofásico em inversor de frequência variável trifásico descritas e simuladas no Apêndice A, tornando o sistema funcional para conjunto motor-bomba trifásico e monofásico, com uma simples alteração de parâmetro na interface com o usuário;

Referências

AGARWAL, A.; AGARWAL, V. FPGA realization of trapezoidal PWM for generalized frequency converter. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, v. 8, n. 3, p. 501–510, 2012.

AL-DIAB, A.; SOURKOUNIS, C. Variable step size P&O MPPT algorithm for PV systems. In: IEEE. **Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on**. 2010. p. 1097–1102.

ALGHUWAINEM, S. Matching of a DC motor to a photovoltaic generator using a step-up converter with a current-locked loop. **IEEE transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 9, n. 1, p. 192–198, 1994.

ALLEGRO, M. I. **ACS712 Datasheet**. 2006.

ANDRADE, E. H. P. et al. Sistema de bombeamento de água com energia solar fotovoltaica utilizando motor de indução trifásico. 2008.

ANEEL. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 2005.

ARAGÃO, P. M. C.; CARVALHO, A. S. d.; ANHALT, J. Photovoltaic water pumps for small communities in the semi-arid northeastern region of brazil. In: **12th European Photovoltaic Solar Energy Conference. Amsterdam**. 1994. p. 2016–2019.

BADRAN, O. Wind turbine utilization for water pumping in jordan. **Journal of wind engineering and industrial aerodynamics**, Elsevier, v. 91, n. 10, p. 1203–1214, 2003.

BANERJEE, S.; VERGHESE, G. C. **Nonlinear phenomena in power electronics**. : IEEE, 1999.

BECQUEREL, E. **La lumière, ses causes et ses effets**. : Firmin Didot frères, 1867. v. 2.

BENLARBI, K.; MOKRANI, L.; NAIT-SAID, M. A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system. **Solar energy**, Elsevier, v. 77, n. 2, p. 203–216, 2004.

BETKA, A.; MOUSSI, A. Performance optimization of a photovoltaic induction motor pumping system. **Renewable energy**, Elsevier, v. 29, n. 14, p. 2167–2181, 2004.

BHAT, S. A. K.; VITHAYATHIL, J. A simple multiple pulsewidth modulated AC chopper. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, n. 3, p. 185–189, 1982.

BISHOP, J. Computer simulation of the effects of electrical mismatches in photovoltaic cell interconnection circuits. **Solar cells**, Elsevier, v. 25, n. 1, p. 73–89, 1988.

BOGLIETTI, A. et al. Different PWM modulation techniques indexes performance evaluation. In: IEEE. **Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93-Budapest., IEEE International Symposium on**. 1993. p. 193–199.

BOSE, B. K. **Modern Power Electronics And AC Drives**. Prentice hall ptr. : Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0-13-016743-6.

BOWES, S. R. New sinusoidal pulsewidth-modulated invertor. In: IET. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**. 1975. v. 122, n. 11, p. 1279–1285.

BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988.

CAMILO, A. R. M. Energia solar no brasil. 2018.

CANADIAN, S. I. **PV Module Product Datasheet V5.4C2EN**. 2016.

CARRERO, C.; AMADOR, J.; ARNALTES, S. A single procedure for helping PV designers to select silicon PV modules and evaluate the loss resistances. **Renewable Energy**, Elsevier, v. 32, n. 15, p. 2579–2589, 2007.

CARVALHO, P. D. et al. Control method of a photovoltaic powered reverse osmosis plant without batteries based on maximum power point tracking. In: IEEE. **Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES**. 2004. p. 137–142.

CHACON, S. Avaliação da sustentabilidade sócio-econômica e financeira do projeto pvp no ceará - brasil. In: **GTZ**. 1995.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. : AMGH Editora, 2013.

CHENG, P.-C. et al. Optimization of a fuzzy-logic-control-based MPPT algorithm using the particle swarm optimization technique. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 8, n. 6, p. 5338–5360, 2015.

CHIN, V. J.; SALAM, Z.; ISHAQUE, K. Cell modelling and model parameters estimation techniques for photovoltaic simulator application: A review. **Applied Energy**, Elsevier, v. 154, p. 500–519, 2015.

CHOI, J.-W.; SUL, S.-K. A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 31, n. 5, p. 1001–1008, 1995.

CHOI, J.-W.; SUL, S.-K. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. **IEEE transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 11, n. 2, p. 221–227, 1996.

CLARKE, E. **Circuit analysis of AC power systems**. : Wiley, 1943. v. 1.

CORREA, M. B. de R. et al. A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 17, n. 4, p. 517–523, 2002.

DANCOR. **Série SPP-1.1 Submersa para Poços Profundos**. 2013.

ENEVA. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 2016.

ENGELBRECHT, A. P. **Computational intelligence: an introduction**. : John Wiley & Sons, 2007.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. **IEEE Transactions on energy conversion**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007.

FEDRIZZI, M.; RIBEIRO, F.; ZILLES, R. Bombeamento de água no meio rural, análise econômica de duas configurações fotovoltaicas e uma elétrica convencional. **Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente–AVERMA**, v. 13, 2009.

FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 20, n. 4, p. 963–973, 2005.

FILHO, J. R. M. F. et al. Photovoltaic panel based pumping system: A solution without batteries. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 16, n. 2, p. 514–520, 2018.

FILHO, J. R. M. F.; SOUSA, J. R. d. B.; MEDEIROS, C. M. d. S. **Controlador Digital de tensão de conversor *boost* de alto ganho aplicado a sistema fotovoltico para bombeamento de água.** Dissertação (Mestrado) — Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia, 2017.

FILHO, W. C. D. A.; BARBI, I. A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation. In: IEEE. **Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC'96., 18th International**. 1996. p. 313–320.

FOSTER, R.; MAJID, G.; COTA, A. A test book of solar energy. **Renew Energy Environ**, 2014.

FRIEDLAND, B. **Control system design: an introduction to state-space methods**. : Courier Corporation, 2012.

FUKUDA, S.; IWAJI, Y. Introduction of the harmonic distortion determining factor and its application to evaluating real time PWM inverters. **IEEE transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 31, n. 1, p. 149–154, 1995.

GRÄTZEL, M. Solar energy conversion by dye-sensitized photovoltaic cells. **Inorganic chemistry**, ACS Publications, v. 44, n. 20, p. 6841–6851, 2005.

HAMMAD, M. Photovoltaic, wind and diesel: a cost comparative study of water pumping options in jordan. **Energy Policy**, Elsevier, v. 23, n. 8, p. 723–726, 1995.

HERTZ, H. Ueber einen einfluss des ultravioletten lichtes auf die electrische entladung. **Annalen der Physik**, Wiley Online Library, v. 267, n. 8, p. 983–1000, 1887.

HILLOOWALA, R.; SHARAF, A. Single phase induction motor drive scheme for pump irrigation using photovoltaic source. In: IEEE. **Power Symposium, 1990., Proceedings of the Twenty-Second Annual North American**. 1990. p. 415–427.

HOLMES, D. G. The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 32, n. 5, p. 1122–1129, 1996.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse width modulation for power converters: principles and practice**. : John Wiley & Sons, 2003. v. 18.

HORNIK, K.; STINCHCOMBE, M.; WHITE, H. Multilayer feedforward networks are universal approximators. **Neural networks**, Elsevier, v. 2, n. 5, p. 359–366, 1989.

HSIAO, Y. R.; BLEVINS, B. A. Direct coupling of photovoltaic power source to water pumping system. **Solar Energy**, Elsevier, v. 32, n. 4, p. 489–498, 1984.

HSIEH, Y.-P. et al. A novel high step-up DC-DC converter for a microgrid system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 26, n. 4, p. 1127–1136, 2011.

HU, L.; CHEN, G. Analysis of optical absorption in silicon nanowire arrays for photovoltaic applications. **Nano letters**, ACS Publications, v. 7, n. 11, p. 3249–3252, 2007.

HUA, C.-C.; LIN, J.-R. Fully digital control of distributed photovoltaic power systems. In: IEEE. **ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No. 01TH8570)**. 2001. v. 1, p. 1–6.

IEMA. **Como a energia renovável pode beneficiar o Território Indígena do Xingu**. 2019.

IQBAL, A. et al. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE**. 2006. p. 1–7.

JABBAR, M.; KHAMBADKONE, A. M.; YANFENG, Z. Space-vector modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 51, n. 5, p. 1081–1088, 2004.

JÄGER, K.-D. et al. **Solar Energy: Fundamentals, Technology and Systems**. : UIT Cambridge, 2016.

JEEVANANTHAN, S.; RAKESH, S.; DANANJAYAN, P. A unified time ratio recursion (TRR) algorithm for SPWM and TEHPWM methods: Digital implementation and mathematical analysis. **IETE Technical review**, Taylor & Francis, v. 23, n. 1, p. 71–90, 2006.

JONES, A.; UNDERWOOD, C. A thermal model for photovoltaic systems. **Solar energy**, Elsevier, v. 70, n. 4, p. 349–359, 2001.

KIMO INSTRUMENTS. **Solarimeter SL 200**. 2008. Rev. A.

KITANO, T.; MATSUI, M.; XU, D.-h. Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link-system design to ensure stability and response. In: IEEE. **Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE**. 2001. v. 2, p. 1309–1314.

KOLHE, M.; JOSHI, J.; KOTHARI, D. Performance analysis of a directly coupled photovoltaic water-pumping system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 19, n. 3, p. 613–618, 2004.

KRAUSE, P. et al. **Analysis of electric machinery and drive systems**. : John Wiley & Sons, 2013. v. 75.

KUMAR, K. V. et al. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. **ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences**, v. 5, n. 7, p. 61–74, 2010.

KUMAR, V.; SHRIVASTAVA, R.; UNTAWALE, S. Solar energy: Review of potential green & clean energy for coastal and offshore applications. **Aquatic**, v. 4, p. 473–480, 2015.

LAKKA, M.; KOUTROULIS, E.; DOLLAS, A. Development of an FPGA-based SPWM generator for high switching frequency DC/AC inverters. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 29, n. 1, p. 356–365, 2014.

LALOUNI, S. et al. Fuzzy logic control of stand-alone photovoltaic system with battery storage. **Journal of power Sources**, Elsevier, v. 193, n. 2, p. 899–907, 2009.

LANDSMAN, E. A unifying derivation of switching dc-dc converter topologies. In: **IEEE power electronics specialists conference**. 1979. v. 79, p. 18–22.

LASNIER, F. **Photovoltaic engineering handbook**. : Routledge, 2017.

LEYVA, R. et al. Linear state-feedback control of a boost converter for large-signal stability. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, IEEE, v. 48, n. 4, p. 418–424, 2001.

LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, 2011.

LIU, C.-L. et al. An asymmetrical fuzzy-logic-control-based MPPT algorithm for photovoltaic systems. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 7, n. 4, p. 2177–2193, 2014.

LOPEZ-VARO, P. et al. Physical aspects of ferroelectric semiconductors for photovoltaic solar energy conversion. **Physics Reports**, Elsevier, v. 653, p. 1–40, 2016.

LUO, F. L.; YE, H.; RASHID, M. H. **Digital power electronics and applications**. : Elsevier, 2010.

MAMDANI, E. H.; ASSILIAN, S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. **International journal of man-machine studies**, Elsevier, v. 7, n. 1, p. 1–13, 1975.

MANCILLA-DAVID, F. et al. A neural network-based low-cost solar irradiance sensor. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 63, n. 3, p. 583–591, 2014.

MASMOUDI, F.; SALEM, F. B.; DERBEL, N. Single and double diode models for conventional mono-crystalline solar cell with extraction of internal parameters. In: IEEE. **Systems, Signals & Devices (SSD), 2016 13th International Multi-Conference on**. 2016. p. 720–728.

MASWOOD, A. I. A switching loss study in SPWM IGBT inverter. In: IEEE. **Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International**. 2008. p. 609–613.

MAYO-MALDONADO, J. C. et al. State space modeling and control of the DC-DC multilevel boost converter. In: IEEE. **2010 20th International Conference on Electronics Communications and Computers (CONIELECOMP)**. 2010. p. 232–236.

MEDRANO-MARQUES, N. J.; BRIO, B. Martin-del. Sensor linearization with neural networks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 48, n. 6, p. 1288–1290, 2001.

MESSAI, A. et al. FPGA-based implementation of a fuzzy controller (MPPT) for photovoltaic module. **Energy conversion and management**, Elsevier, v. 52, n. 7, p. 2695–2704, 2011.

MIRANDA, M. S.; LYRA, R. O.; SILVA, S. R. An alternative isolated wind electric pumping system using induction machines. **IEEE transactions on energy conversion**, IEEE, v. 14, n. 4, p. 1611–1616, 1999.

MIRBAGHERI, S. Z.; MEKHILEF, S.; MIRHASSANI, S. M. MPPT with inc. cond method using conventional interleaved boost converter. **Energy Procedia**, Elsevier, v. 42, p. 24–32, 2013.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. **Power electronics: converters, applications, and design**. : John Wiley & Sons, 2007.

MOSSANDE, A. R.; MANRIQUE, O. B.; MUJICA, A. Requerimientos hídricos del tomate en el valle de cavaco en benguela, angola. **Revista Ciencias Técnicas Agropecuarias**, 1986, Universidad Agraria de La Habana, v. 24, n. 2, p. 5–10, 2015.

MUHSEN, D. H.; KHATIB, T.; NAGI, F. A review of photovoltaic water pumping system designing methods, control strategies and field performance. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 68, p. 70–86, 2017.

National Intruments. **NI USB-6009 Bus-Powered Multifunction DAQ USB Device**. 2015.

NOGUEIRA, C. E. C. et al. Performance of monocrystalline and polycrystalline solar panels in a water pumping system in brazil. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 51, p. 1610–1616, 2015.

NOVUS, P. E. L. **Transmissor de pressão NP-430D**. 2009.

OGASAWARA, S.; AKAGI, H.; NABAE, A. A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theoryein neues modulationskonzept für wechselrichter mit eingeprägter spannung. **Archiv für Elektrotechnik**, Springer, v. 74, n. 1, p. 33–41, 1990.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. : Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1995. v. 2.

OGATA, K.; SEVERO, B. **Engenharia de controle moderno**. : Prentice Hall do Brasil, 1998.

On Semiconductor. **MC33152p High Speed Dual MOSFET Drivers**. 2014.

PATIL, S. S.; ZENDE, R. M. Solar powered water pumping system. In: IEEE. **Sensing, Signal Processing and Security (ICSSS), 2017 Third International Conference on**. 2017. p. 186–190.

PERAÇA, M. T. et al. Conversores CC-CC elevadores para aplicação em equipamentos de refrigeração. Florianópolis, SC, 2002.

PEREIRA, E. B. et al. **Atlas brasileiro de energia solar**. : INPE, 2017. v. 2.

PEREIRA, F.; MARTINS, A.; CARVALHO, A. Design of a DC-DC converter with high voltage gain for photovoltaic-based microgeneration. In: IEEE. **Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE**. 2014. p. 1404–1409.

PERRY, A. G. et al. A design method for PI-like fuzzy logic controllers for DC-DC converter. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 54, n. 5, p. 2688–2696, 2007.

POWERSIM, I. **How to Use Solar Module Physical Model**. 2016.

RAJU, A.; KANIK, S. R.; JYOTI, R. Maximum efficiency operation of a single stage inverter fed induction motor PV water pumping system. In: IEEE. **Emerging Trends in Engineering and Technology, 2008. ICETET'08. First International Conference on**. 2008. p. 905–910.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. : Makron, 1999.

RECTIFIER, I. **IRGP50B60PD1 ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE**. 2006.

RENGE, M.; SURYAWANSHI, H.; CHAUDHARI, M. Digitally implemented novel technique to approach natural sampling SPWM. **EPE Journal**, Taylor & Francis, v. 20, n. 1, p. 13–20, 2010.

ROHIT, K.; KARVE, G. et al. Solar water pumping system. Citeseer, 2013.

SALAM, Z.; ISHAQUE, K.; TAHERI, H. An improved two-diode photovoltaic (PV) model for PV system. In: IEEE. **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on**. 2010. p. 1–5.

SALLEN, R. P.; KEY, E. L. A practical method of designing RC active filters. **IRE Transactions on Circuit Theory**, IEEE, v. 2, n. 1, p. 74–85, 1955.

SEA. **YF-DN40 electric water flow sensor**. 2014.

SEMIKRON. **SKHI-20opA Datasheet**. 2005.

SEN, P. C. **Principles of electric machines and power electronics**. : John Wiley & Sons, 2007.

SILVA, R. G. **Dimensionamento e levantamento de custos de fontes energéticas, considerando os recursos hídricos para uso em sistemas de bombeamento**. Dissertação (Mestrado), 2014.

SILVEIRA, G. C. et al. A nonisolated DC-DC boost converter with high voltage gain and balanced output voltage. **IEEE Trans. Industrial Electronics**, v. 61, n. 12, p. 6739–6746, 2014.

SILVEIRA, G. C.; TORRICO-BASCOPÉ, R. P. **Conversor CC-CC *boost* baseado na célula de comutação de três estados para alimentação e inversores com divisor capacitivo.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2011.

SILVESTRE, S.; BORONAT, A.; CHOUDER, A. Study of bypass diodes configuration on PV modules. **Applied Energy**, Elsevier, v. 86, n. 9, p. 1632–1640, 2009.

SIMÕES, M. G.; SHAW, I. S. **Controle e modelagem fuzzy**. : Editora Blucher, 2007.

SINGER, S.; APPELBAUM, J. Starting characteristics of direct current motors powered by solar cells. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 8, n. 1, p. 47–53, 1993.

SOUSA, I. R. de et al. Estimation of global solar irradiance with LDR sensor and artificial neural network embedded in an 8-bit microcontroller. In: IEEE. **2018 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)**. 2018. p. 1–8.

SPECTRUM, D. I. **eZdspTM F2812 Technical Reference**. 2003.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on sustainable energy**, IEEE, v. 4, n. 1, p. 89–98, 2012.

SWAMY, C. P.; SINGH, B.; SINGH, B. Dynamic performance of a permanent magnet brushless DC motor powered by a PV array for water pumping. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, Elsevier, v. 36, n. 2, p. 187–200, 1995.

TAKAGI, T.; SUGENO, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. **IEEE transactions on systems, man, and cybernetics**, IEEE, n. 1, p. 116–132, 1985.

TEXAS, I. I. **TLC272 LinCMOS PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS - SLOS091B**. 1994.

TEXAS, I. I. **Active Low-Pass Filter Design - SLOA049A**. 2000.

TEXAS, I. I. **SN7407 hex buffers-drivers with open-collector high-voltage outputs**. 2004.

TEXAS, I. I. **TMS320F2812 Digital Signal Processors Data Manual - SPRS174T**. 2012.

TORRICO-BASCOPÉ, G. V. et al. A high step-up DC-DC converter based on three-state switching cell. In: IEEE. **Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on**. 2006. v. 2, p. 998–1003.

VERBRUGGEN, H. B.; ZIMMERMANN, H.-J.; BABUŠKA, R. **Fuzzy algorithms for control**. : Springer Science & Business Media, 2013. v. 14.

VIDAL-IDIARTE, E. et al. Sliding and fuzzy control of a boost converter using an 8-bit microcontroller. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 151, n. 1, p. 5–11, 2004.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.

VITORINO, M. A.; CORRêA, M. B. R. **Sistema de bombeamento fotovolcaico com motor de indução e sem baterias.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2008.

VONGMANEE, V. The photovoltaic pumping system using a variable speed single phase induction motor drive controlled by field oriented principle. In: IEEE. **Circuits and Systems, 2004. Proceedings. The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on**. 2004. v. 2, p. 1185–1188.

WAI, R.-J. et al. High-efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 54, n. 1, p. 354–364, 2007.

WALKER, G. et al. Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model. **Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia**, Engineers Australia, v. 21, n. 1, p. 49, 2001.

WEG. **Manual do Usuário Inversor de Freqüência CFW - 08**. 2006.

YILMAZ, U.; KIRCAY, A.; BOREKCI, S. PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 81, p. 994–1001, 2018.

YU, W. et al. High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic AC module applications. In: IEEE. **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE**. 2009. p. 3895–3900.

YU, Z.; FIGOLI, D. AC induction motor control using constant V/Hz principle and space vector PWM technique with TMS320C240. **Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments**, 1998.

ZAGO, E. A. et al. O uso de energia fotovoltaica em sistemas de irrigação. **Acta Iguazu**, v. 5, n. 5, p. 154–159, 2016.

ZIOGAS, P. D. The delta modulation technique in static PWM inverters. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, n. 2, p. 199–204, 1981.

Apêndices

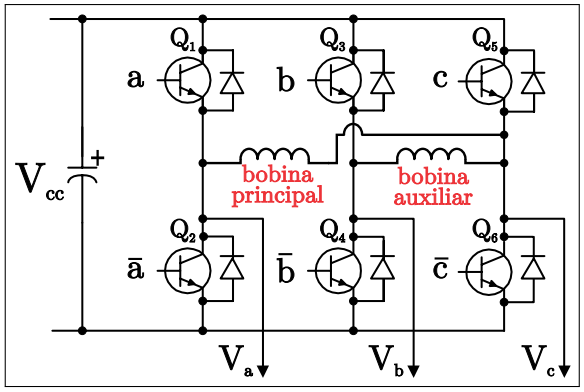
APÊNDICE A – Acionamento de um MIB por SVPWM em um inversor de frequência variável trifásico

Este apêndice é dividido em 4 partes. Na Seção A.1, são apresentadas as vantagens de acionar um MIB por inversor de frequência variável trifásico. Já na Seção A.2, o desenvolvimento das equações da técnica SVPWM para MIB em inversor trifásico é realizado, enquanto que a modelagem dinâmica do MIB para simulação é apresentada na Seção A.3. Por fim, simulações do acionamento de MIB por SVPWM em um inversor de frequência variável trifásico são apresentadas na Seção A.4.

A.1 Acionamento de MIB em inversor trifásico

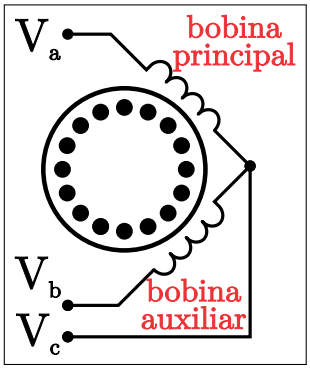
O motor de indução "monofásico" é assim chamado por que é alimentado com apenas uma fase. Porém, este motor é constituído de duas bobinas no estator, uma principal e outra auxiliar, defasadas em 90° mecânicos, caracterizando-o tecnicamente como um motor de indução bifásico (MIB). Internamente ao MIB, há um capacitor cuja função é defasar a corrente aplicada a uma das bobinas em 90° elétricos (ou perto disso), gerando assim o campo girante circular (ou elíptico) necessário para criar um torque de partida (KRAUSE et al., 2013). Essas duas tensões defasadas podem ser geradas com o uso de um inversor de frequência variável trifásico de dois níveis, como em Correa et al. (2002). A conexão das bobinas do estator é ilustrada nas Figuras 125 e 126.

Figura 125 – Inversor de frequência trifásico de dois níveis para MIB.



Fonte: Autor.

Figura 126 – MIB e suas conexões ao inversor de frequência trifásico.



Fonte: Autor.

É importante citar que a técnica SVPWM para acionar um MIB em um inversor trifásico tem a vantagem de ter a tensão de saída maior que utilizando outras técnicas. Técnicas como a SPWM para inversor bifásicos, como a ponte H com neutro capacitivo, possuem tensão máxima de saída $V_{cc}/2$ e maior distorção harmônica. Além disso, segundo Correa et al. (2002), o acionamento de MIB por um inversor de frequência variável trifásico apresenta quase o mesmo desempenho geral quando comparado à topologia de dupla ponte H, porém é menos dispendioso.

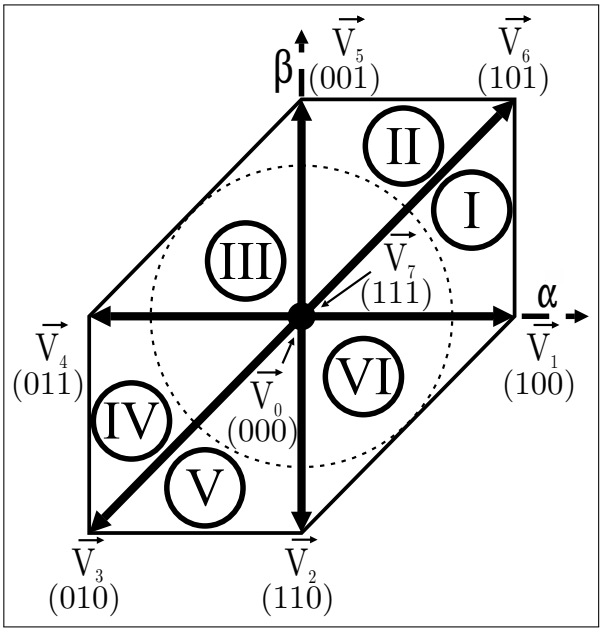
Portanto, para se obter um acionamento de MIB com bom desempenho, o uso da técnica SVPWM em um inversor de frequência variável trifásico é um bom equilíbrio entre custo e desempenho (CORREA et al., 2002). Além disso, como mencionado na Subseção 2.3.2, isto possibilita acionar um MIT ou um MIB com o mesmo inversor de frequência variável, alterando apenas um parâmetro na interface com o usuário.

A.2 SVPWM para MIB em inversor de frequência variável trifásico

O hexágono de vetores espaciais para o acionamento de um MIB simétrico[1], análogo ao da Figura 27a para MIT, é ilustrado na Figura 127. Os vetores ativos $\vec{V_1}$, $\vec{V_2}$, $\vec{V_4}$ e $\vec{V_5}$ tem amplitude de V_{cc}, enquanto os vetores ativos $\vec{V_3}$ e $\vec{V_6}$ tem amplitude de $\sqrt{2}V_{cc}$. Nota-se a presença dos vetores nulos $\vec{V_0}$ e $\vec{V_7}$, assim como no hexágono para MIT. A tensão máxima de saída para este acionamento é $V_{cc}/\sqrt{2}$, delimitada pelo círculo pontilhado na Figura. Para um MIB assimétrico, o círculo pontilhado torna-se uma elipse (CORREA et al., 2002). As tensões V_{ac} e V_{bc} de saída do inversor são definidas de acordo com a Equação A.1.

[1] MIB em que as duas bobinas do estator são idênticas

Figura 127 – Hexágono de vetores espaciais para MIB.



Fonte: Jabbar, Khambadkone e Yanfeng (2004), adaptado.

$$\begin{bmatrix} V_{ac} \\ V_{bc} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{A.1}$$

Diferentemente do hexágono para MIT (vide Figura 27), a decomposição do fasor $\vec{V}_{ref}$ nos dois vetores ativos mais próximos $\vec{V}_i$ e $\vec{V}_j$ não é igual para todos os setores, pois ao contrário do hexágono para MIT, o hexágono para MIB é assimétrico. Assim, partir da Equação 2.7, a decomposição de $\vec{V}_{ref}$ para o setor I se dá da seguinte como:

$$\begin{aligned} \Re\{\vec{V}_{ref}\} = \Re\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Re\{t_1 V_{cc}\angle 0^\circ + t_2\sqrt{2}V_{cc}\angle 45^\circ\} \\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1 V_{cc}\,cos(0^\circ) + t_2\sqrt{2}V_{cc}\,cos(45^\circ) \\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1 V_{cc} + t_2 V_{cc}\,, \end{aligned} \tag{A.2}$$

$$\begin{aligned} \Im\mathfrak{m}\{\vec{V}_{ref}\} = \Im\mathfrak{m}\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Im\mathfrak{m}\{t_1 V_{cc}\angle 0^\circ + t_2\sqrt{2}V_{cc}\angle 45^\circ\} \\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_1 V_{cc}\,sen(0^\circ) + t_2\sqrt{2}V_{cc}\,sen(45^\circ) \\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_2 V_{cc} \\ t_2 &= T\,\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\,sen\theta^\circ\,. \end{aligned} \tag{A.3}$$

.

Aplicando a Equação A.3 na Equação A.2,

$$t_1 = T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\left(cos\theta^\circ - sen\theta^\circ\right).$$

Já para o setor II,

$$\begin{aligned}\Re\{\vec{V}_{ref}\} = \Re\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Re\{t_1\sqrt{2}V_{cc}\angle 45^\circ + t_2V_{cc}\angle 90^\circ\}\\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1\sqrt{2}V_{cc}\,cos(45^\circ) + t_2V_{cc}\,cos(90^\circ)\\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1V_{cc}\\ t_1 &= T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\,cos\theta^\circ,\end{aligned} \tag{A.4}$$

$$\begin{aligned}\Im\mathfrak{m}\{\vec{V}_{ref}\} = \Im\mathfrak{m}\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Im\mathfrak{m}\{t_1\sqrt{2}V_{cc}\angle 45^\circ + t_2V_{cc}\angle 90^\circ\}\\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_1\sqrt{2}V_{cc}\,sen(45^\circ) + t_2V_{cc}\,sen(90^\circ)\\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_1V_{cc} + t_2V_{cc}.\end{aligned} \tag{A.5}$$

.

Aplicando a Equação A.4 na Equação A.5,

$$t_2 = T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\left(sen\theta^\circ - cos\theta^\circ\right).$$

Finalmente, para o setor III,

$$\begin{aligned}\Re\{\vec{V}_{ref}\} = \Re\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Re\{t_1V_{cc}\angle 90^\circ + t_2V_{cc}\angle 180^\circ\}\\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_1V_{cc}\,cos(90^\circ) + t_2V_{cc}\,cos(180^\circ)\\ T\,V_{rms}\,cos\theta^\circ &= t_2V_{cc}\\ t_2 &= T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\,cos\theta^\circ,\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Im\mathfrak{m}\{\vec{V}_{ref}\} = \Im\mathfrak{m}\{T\,V_{rms}\angle\theta^\circ\} &= \Im\mathfrak{m}\{t_1V_{cc}\angle 90^\circ + t_2V_{cc}\angle 180^\circ\}\\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_1V_{cc}\,sen(90^\circ) + t_2V_{cc}\,sen(180^\circ)\\ T\,V_{rms}\,sen\theta^\circ &= t_1V_{cc}\\ t_1 &= T\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\,sen\theta^\circ.\end{aligned}$$

.

Assim, aplicando T_{pwm} ao valor de T, e utilizando o mesmo artifício trigonométrico da Equação 2.11, as equações do SVPWM para MIB são descritas nas Equações A.6, A.7 e A.8.

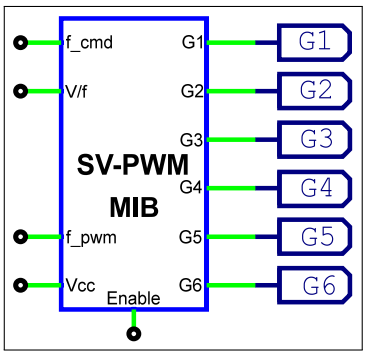
$$t_1 = \begin{cases} T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\sqrt{2}cos(\theta^\circ + 45^\circ), & \text{para setores I e IV} \\ T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}cos\theta^\circ, & \text{para setores II e V} \\ T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}sen\theta^\circ, & \text{para setores III e VI} \end{cases} \tag{A.6}$$

$$t_2 = \begin{cases} T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}sen\theta^\circ, & \text{para setores I e IV} \\ T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}\sqrt{2}sen(45^\circ - \theta^\circ), & \text{para setores II e V} \\ T_{pwm}\frac{V_{rms}}{V_{cc}}cos\theta^\circ, & \text{para setores III e VI} \end{cases} \tag{A.7}$$

$$t_0 = T_{pwm} - t_1 - t_2\,. \tag{A.8}$$

O código de implementação do SVPWM para MIB na plataforma PSIM é escrito no *Simplified C Block* e é apresentado na Seção B.2. O subcircuito do acionamento SVPWM para MIB, análogo ao SVPWM para MIT, é ilustrado na Figura 128.

Figura 128 – Subcircuito de acionamento SVPWM para MIB no PSIM.



Fonte: Autor.

Um teste para este subcircuito é realizado no PSIM. Entretanto, nenhuma das versões do *software* possui o MIB para simulação. Para contornar este problema, é construído um bloco do MIB no PSIM. Para isto, a modelagem dinâmica do motor deve ser realizada.

A.3 Modelagem dinâmica do MIB

Segundo Krause et al. (2013), a equação de tensão na máquina é expressa na Equação A.9, e expandida na Equação A.10,

$$\boldsymbol{v} = \boldsymbol{r} \cdot \boldsymbol{i} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}}{dt}, \tag{A.9}$$

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{ar} \\ v_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{as} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{ar} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{br} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda_{as}} \\ \boldsymbol{\lambda_{bs}} \\ \boldsymbol{\lambda_{ar}} \\ \boldsymbol{\lambda_{br}} \end{bmatrix}, \tag{A.10}$$

em que $\boldsymbol{v}$ representa a tensão, $\boldsymbol{r}$ representa a resistência, $\boldsymbol{i}$ representa a corrente e $\boldsymbol{\lambda}$ representa o fluxo na bobina. As notações $_a$ e $_b$ denotam a bobina principal e auxiliar respectivamente, enquanto as notações $_s$ e $_r$ denotam o estator e o rotor respectivamente.

A equação do fluxo $\boldsymbol{\lambda}$ é expressa na Equação A.11, e expandida nas Equações A.12 e A.13,

$$\boldsymbol{\lambda} = \boldsymbol{L} \cdot \boldsymbol{i}, \tag{A.11}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda_{as}} \\ \boldsymbol{\lambda_{bs}} \\ \boldsymbol{\lambda_{ar}} \\ \boldsymbol{\lambda_{br}} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} \boldsymbol{L}_s & \boldsymbol{L}_{sr} \\ \hline \boldsymbol{L}_{rs} & \boldsymbol{L}_r \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix}, \tag{A.12}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda_{as}} \\ \boldsymbol{\lambda_{bs}} \\ \boldsymbol{\lambda_{ar}} \\ \boldsymbol{\lambda_{br}} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc} L_{las} + L_{mas} & 0 & L_{asr}cos\,\theta_r & -L_{asr}sen\,\theta_r \\ 0 & L_{lbs} + L_{mbs} & L_{bsr}sen\,\theta_r & L_{bsr}cos\,\theta_r \\ \hline L_{ars}cos\,\theta_r & L_{brs}sen\,\theta_r & L_{lar} + L_{mar} & 0 \\ -L_{ars}sen\,\theta_r & L_{brs}cos\,\theta_r & 0 & L_{lbr} + L_{mbr} \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix}, \tag{A.13}$$

em que $\boldsymbol{L}$ representa a matriz de indutâncias do motor, $\boldsymbol{L}_{sr}$ representa a matriz de indutâncias mútuas entre estator e rotor, L_l e L_m representam a indutância de dispersão e de magnetização respectivamente, e θ_r representa o ângulo de deslocamento entre o eixo do rotor e o eixo do estator. Assim, a Equação A.9 pode ser expressa como na Equação A.14,

$$\boldsymbol{v} = \boldsymbol{r} \cdot \boldsymbol{i} + \frac{d\boldsymbol{L}}{dt} \cdot \boldsymbol{i} + \boldsymbol{L} \cdot \frac{d\boldsymbol{i}}{dt},$$

$$\boldsymbol{v} = \left(\boldsymbol{r} + \frac{d\boldsymbol{L}}{dt}\right) \cdot \boldsymbol{i} + \frac{d\boldsymbol{L}}{dt} \cdot \boldsymbol{i} + \boldsymbol{L} \cdot \frac{d\boldsymbol{i}}{dt}. \tag{A.14}$$

Sendo,

$$\frac{d\boldsymbol{L}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L_{asr} sen\,\theta_r \cdot w_r & -L_{asr} cos\,\theta_r \cdot w_r \\ 0 & 0 & L_{bsr} cos\,\theta_r \cdot w_r & -L_{bsr} sen\,\theta_r \cdot w_r \\ -L_{asr} sen\,\theta_r \cdot w_r & L_{bsr} cos\,\theta_r \cdot w_r & 0 & 0 \\ -L_{asr} cos\,\theta_r \cdot w_r & -L_{bsr} sen\,\theta_r \cdot w_r & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

em que w_r é a velocidade rotórica, a Equação A.14 expandida é expressa na Equação A.15 como

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{ar} \\ v_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{as} & 0 & -L_{asr} sen\,\theta_r \cdot w_r & -L_{asr} cos\,\theta_r \cdot w_r \\ 0 & r_{bs} & L_{bsr} cos\,\theta_r \cdot w_r & -L_{bsr} sen\,\theta_r \cdot w_r \\ -L_{asr} sen\,\theta_r \cdot w_r & L_{bsr} cos\,\theta_r \cdot w_r & r_{ar} & 0 \\ -L_{asr} cos\,\theta_r \cdot w_r & -L_{bsr} sen\,\theta_r \cdot w_r & 0 & r_{br} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{las} + L_{mas} & 0 & L_{asr} cos\,\theta_r & -L_{asr} sen\,\theta_r \\ 0 & L_{lbs} + L_{mbs} & L_{bsr} sen\,\theta_r & L_{bsr} cos\,\theta_r \\ L_{ars} cos\,\theta_r & L_{brs} sen\,\theta_r & L_{lar} + L_{mar} & 0 \\ -L_{ars} sen\,\theta_r & L_{brs} cos\,\theta_r & 0 & L_{lbr} + L_{mbr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_{as}}{dt} \\ \frac{di_{bs}}{dt} \\ \frac{di_{ar}}{dt} \\ \frac{di_{br}}{dt} \end{bmatrix}. \tag{A.15}$$

O torque eletromagnético T_e do MIB pode ser expresso em função de i_{ar} e i_{br} como na Equação A.16,

$$T_e = -\overbrace{\frac{P_m}{2} \cdot \left[\left(L_{asr} i_{as} + L_{bsr} i_{bs} \right) sen\,\theta_r \right]}^{K_1} i_{ar} - \overbrace{\frac{P_m}{2} \cdot \left[\left(L_{ars} i_{as} - L_{brs} i_{bs} \right) cos\,\theta_r \right]}^{K_2} i_{br}\,, \tag{A.16}$$

em que P_m é o número de polos da máquina. Além disso, a relação entre T_e e w_r é expressa na Equação A.17 como

$$T_e = \frac{2J}{P_m} \frac{dw_r}{dt} + T_c + K_a w_r\,, \tag{A.17}$$

em que J representa o momento de inércia do rotor conectado à carga T_c e K_a representa o coeficiente de atrito. Utilizando a Equação A.16, a Equação A.17 pode ser reescrita como

$$-T_c = \left(\frac{2J}{P_m} \right) \frac{dw_r}{dt} + K_1 i_{ar} + K_2 i_{br} + K_a w_r\,. \tag{A.18}$$

Por fim, a equação que representa a relação entre θ_r e w_r é expressa na Equação A.19,

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_r}{dt} &= w_r \\ 0 &= \frac{d\theta_r}{dt} - w_r\,. \end{aligned} \tag{A.19}$$

Adicionando as Equações A.18 e A.19 à Equação A.15, e considerando que o rotor é do tipo gaiola de esquilo, ou seja, $v_{ar} = v_{br} = 0$, a equação matricial do MIB é expressa

na Equação A.20,

$$\overbrace{\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ 0 \\ 0 \\ -T_c \\ 0 \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{u}} = \overbrace{\begin{bmatrix} r_{as} & 0 & -L_{asr}sen\,\theta_r \cdot w_r & -L_{asr}cos\,\theta_r \cdot w_r & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs} & L_{bsr}cos\,\theta_r \cdot w_r & -L_{bsr}sen\,\theta_r \cdot w_r & 0 & 0 \\ -L_{asr}sen\,\theta_r \cdot w_r & L_{bsr}cos\,\theta_r \cdot w_r & r_{ar} & 0 & 0 & 0 \\ -L_{asr}cos\,\theta_r \cdot w_r & -L_{bsr}sen\,\theta_r \cdot w_r & 0 & r_{br} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_1 & K_2 & K_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{M_1}} \overbrace{\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ w_r \\ \theta_r \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_{las}+L_{mas} & 0 & L_{asr}cos\,\theta_r & -L_{asr}sen\,\theta_r & 0 & 0 \\ 0 & L_{lbs}+L_{mbs} & L_{bsr}sen\,\theta_r & L_{bsr}cos\,\theta_r & 0 & 0 \\ L_{ars}cos\,\theta_r & L_{brs}sen\,\theta_r & L_{lar}+L_{mar} & 0 & 0 & 0 \\ -L_{ars}sen\,\theta_r & L_{brs}cos\,\theta_r & 0 & L_{lbr}+L_{mbr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2J}{P_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{M_2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_{as}}{dt} \\ \frac{di_{bs}}{dt} \\ \frac{di_{ar}}{dt} \\ \frac{di_{br}}{dt} \\ \frac{dw_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{\boldsymbol{x}}} . \quad \text{(A.20)}$$

A Equação A.20 representa as equações de estado do MIB e pode ser reescrita conforme a Equação A.21,

$$\dot{\boldsymbol{x}} = -\boldsymbol{M}_2^{-1}\boldsymbol{M}_1\boldsymbol{x} + \boldsymbol{M}_2^{-1}\boldsymbol{u}\,. \quad \text{(A.21)}$$

Para realizar a simulação do MIB em computador, a Equação A.21 é discretizada como na Equação A.22,

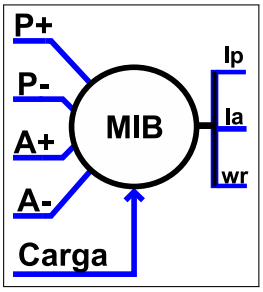
$$\begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{x}}{dt} &= \frac{\boldsymbol{x}[k+1]-\boldsymbol{x}[k]}{T_{simu}} \\ \boldsymbol{x}[k+1] &= \left(\boldsymbol{I} - T_{simu}\boldsymbol{M}_2^{-1}\boldsymbol{M}_1\right)\boldsymbol{x}[k] + T_{simu}\boldsymbol{M}_2^{-1}\boldsymbol{u}[k]\,, \end{aligned} \quad \text{(A.22)}$$

em que T_{simu} é o passo de cálculo da simulação e $\boldsymbol{I}$ é a matriz identidade.

A.4 Simulação do MIB no PSIM

A simulação do MIB no PSIM é realizada com a resolução iterativa da Equação A.22, a qual também é escrita no *Simplified C Block* e é apresentada na Seção B.6. Um subcircuito é criado para a simulação e pode ser observado na Figura 129. As entradas $P+$ e $P-$ referem-se à tensão de alimentação da bobina principal do estador, enquanto que as entradas $A+$ e $A-$ referem-se à tensão que alimenta a bobina auxiliar. Como saída, podem ser observadas as informações de corrente do enrolamento principal (I_p) e auxiliar (I_a), assim como a velocidade rotórica (w_r).

Figura 129 – Subcircuito do MIB no PSIM.

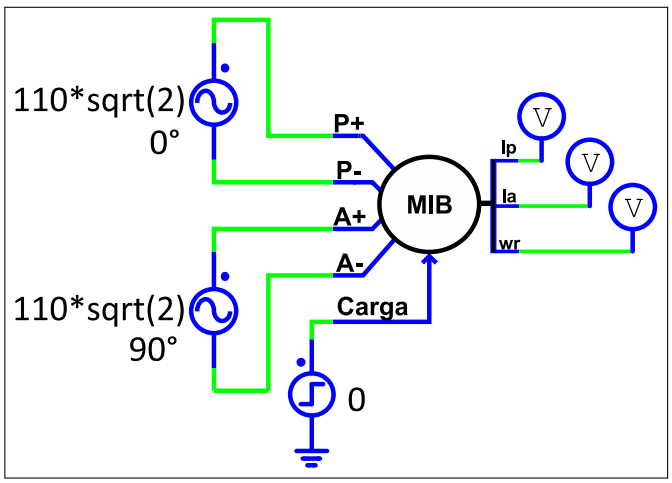


Fonte: Autor.

É realizado um teste do bloco de simulação do MIB no PSIM. O motor em questão é alimentado com duas fontes senoidais de tensão eficaz de linha de $110\,V$ e $60\,Hz$ defasadas 90° elétricos. O teste pode ser observado na Figura 130, enquanto o resultado da simulação é apresentado na Figura 131. Os dados do motor utilizado na simulação são retirados de Krause et al. (2013) e listados como:

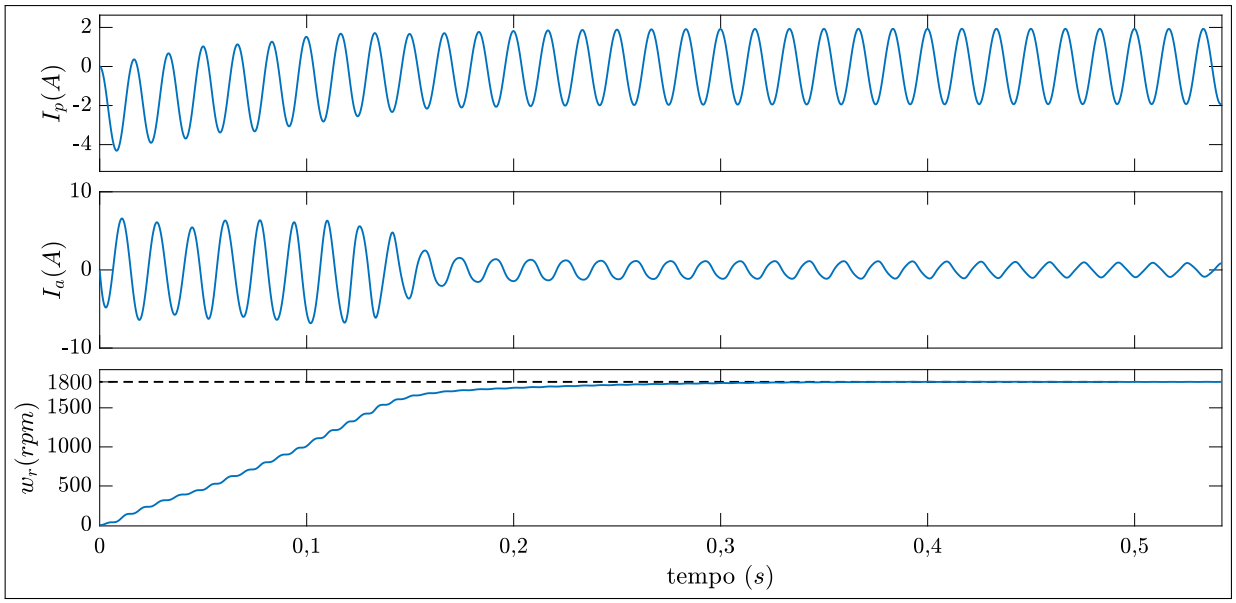
- $R_{as} = 2,02\,\Omega$
- $R_{bs} = 7,14\,\Omega$
- $R_{ar} = 4,12\,\Omega$
- $R_{br} = 5,74\,\Omega$
- $L_{lasr} = 30\,mH$
- $L_{lbsr} = 180\,mH$
- $L_{las} = 7,4\,mH$
- $L_{lbs} = 8,5\,mH$
- $L_{lar} = 5,6\,mH$
- $L_{lbr} = 7,8\,mH$
- $J = 14,6 \cdot 10^{-3}\,kg \cdot m^2$
- $L_{mas} = 180\,mH$
- $L_{mbs} = 246\,mH$
- $L_{mar} = 170\,mH$
- $L_{lmbr} = 150\,mH$
- $P_m = 4$ polos

Figura 130 – Teste do MIB no PSIM.



Fonte: Autor.

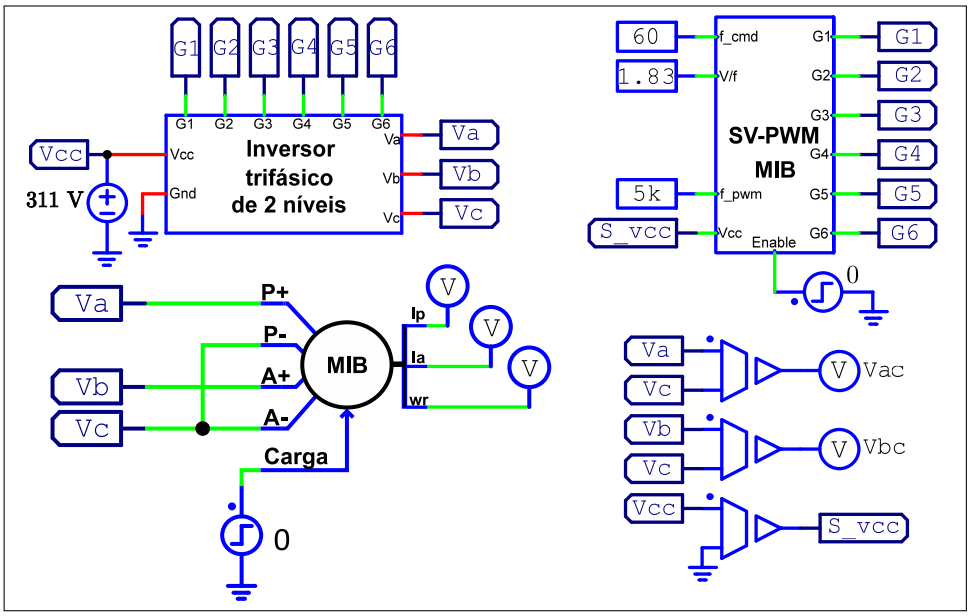
Figura 131 – Correntes e velocidade do MIB para alimentação senoidal.



Fonte: Autor.

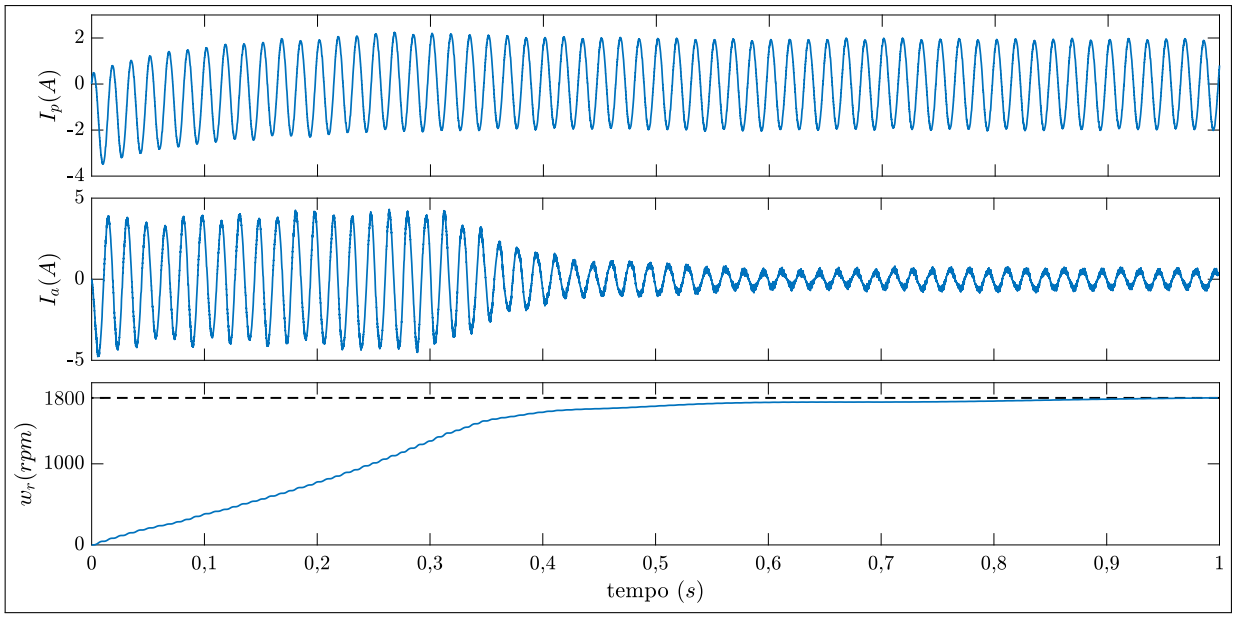
Finalmente, o circuito de teste em que o MIB é acionado por SVPWM em um inversor de frequência variável trifásico pode ser observado na Figura 132. O resultado é apresentado nas Figuras 133 e 134.

Figura 132 – Circuito de teste do SVPWM para MIB em inversor trifásico.



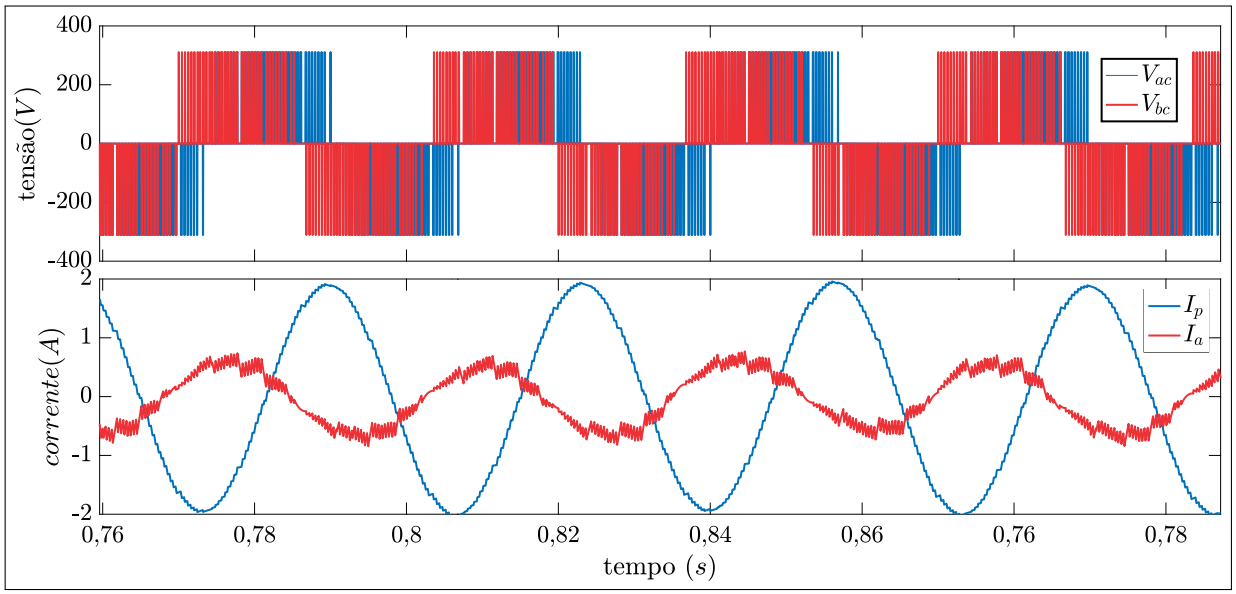
Fonte: Autor.

Figura 133 – Correntes e velocidade do MIB acionado por um inversor trifásico.



Fonte: Autor.

Figura 134 – Tensões e correntes estatóricas do MIB acionado por um inversor trifásico.



Fonte: Autor.

APÊNDICE B – Códigos utilizados para simulação no PSIM

Este apêndice é dividido em 6 partes. O código de SVPWM para MIT é apresentado na Seção B.1, enquanto que para MIB é apresentado na Seção B.2. O código do controlador PI clássico digital para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCC é apresentado na Seção B.3, enquanto que o controlador por EESI para o conversor CC-CC *boost* em MCD é apresentado na Seção B.4 e o código do controlador *fuzzy* para o conversor CC-CC *boost* em MCD é apresentado na Seção B.5. Por fim, o código do modelo dinâmico do MIB é apresentado na Seção B.6. Todos os códigos são utilizados no *Simplified C Block*.

B.1 SVPWM para MIT

O código para o acionamento SVPWM para MIT é apresentado a seguir como:

```
1
2 //    SV1 -> SV2  -> SV0
3
4 static float f_cmd, V_dc, f_s,  Razao_V_f,  Enable;
5 static float tempo =0;
6
7 f_cmd = x1;
8 V_dc = x2;
9 f_s = x3;
10 Razao_V_f = x4;
11 Enable = x5;
12 ////////////////////////////////
13
14 if ( Enable >= 0.5 ){
15 tempo = tempo + delt;
16
17 static float T_s, V_rms, T_1, T_2, T_0;
18 static float div_PWM, f_clock , num_passos, theta_i, theta_inc;
19 static float T_clock;
20 static int setor, aux_setor, Reg_T1 , Reg_T2 , Reg_T0 ;
21 static int t_aux_calculos = 0.;
22 static int enable_calculos = 0;
23 static int en_Ch =0;
24 static int contador=0;
25
26 float pi = 3.1416;
```

```
int chaveamento[7][3] = {0,1,1, 0,0,1, 1,0,1, 1,0,0, 1,1,0, 0,1,0, 0,1,1};

// 1 0 0 = setor 1
// 1 1 0 = setor 2
// 0 1 0 = setor 3
// 0 1 1 = setor 4
// 0 0 1 = setor 5
// 1 0 1 = setor 6
// 1 0 0 = setor 7 = setor 1

//=========================================================
T_clock = delt;
div_PWM = 1024;
f_clock = 1/T_clock;
div_PWM = round(f_clock /f_s);       // f_clock = f_s * div_PWM;
num_passos = f_s/f_cmd;
theta_inc  = (2*pi)/num_passos;
T_s = 1/f_s;
//=========================================================

if (tempo >= t_aux_calculos * T_s)
{
  t_aux_calculos =  t_aux_calculos + 1;
  enable_calculos = 1;
}

if ( enable_calculos ==1 )      // atualizando calculos
{
  enable_calculos = 0;
  theta_i = theta_i + theta_inc; // atualizando theta_i e setor

  if ( theta_i >= pi/3 )
  {
    theta_i = theta_i - pi/3;
    setor = setor + 1;
    if ( setor == 6 )
    {
      setor =0;
    }
  }

  // calculando tempos T_1, T_2 e T_0

  V_rms = 1.2*Razao_V_f * f_cmd;
  T_1 = T_s*sqrt(2)*(sqrt(2)/sqrt(3))*V_rms/V_dc*cos(theta_i + pi/6);
  T_2 = T_s*sqrt(2)*(sqrt(2)/sqrt(3))*V_rms/V_dc*sin(theta_i);
  T_0 = T_s - T_1 - T_2;
```

```
74
75    //  calculando tempos para registradores
76
77    Reg_T1 = round(T_1/T_clock);
78    Reg_T2 = round(T_2/T_clock);
79    Reg_T0 = round(f_clock/f_s) - Reg_T1 - Reg_T2;
80
81    en_Ch = 1;
82  }  // fim da atualizacao dos calculos
83
84  /// chaveamento
85
86  if (en_Ch == 1 )
87  {
88    if ( contador >= Reg_T1 )
89    {
90      contador = 0;
91      en_Ch = 2;
92    }
93    else
94    {
95      contador = contador + 1;
96
97      y1 =chaveamento[setor][0];
98      y2 =chaveamento[setor][1];
99      y3 =chaveamento[setor][2];
100
101   }
102 }
103
104 if (en_Ch == 2 )
105 {
106   if ( contador >= Reg_T2 )
107   {
108     contador = 0;
109     en_Ch = 0;
110   }
111   else
112   {
113     contador = contador + 1;
114     aux_setor = setor+1;
115     y1 = chaveamento[aux_setor ][0];
116     y2 = chaveamento[aux_setor ][1];
117     y3 = chaveamento[aux_setor ][2];
118
119   }
120 }
```

```
121
122 if (en_Ch == 0 )
123 {
124   if ( contador >= Reg_T0 )
125   {
126     contador =0;
127     en_Ch =1;
128   }
129   else
130   {
131     contador = contador + 1;
132
133     y1 = 1;
134     y2 = 1;
135     y3 = 1;
136
137   }
138 }
139
140 } // fim do if do enable
141
142 else
143 {
144   y1 = 1;
145   y2 = 1;
146   y3 = 1;
147 }
```

B.2 SVPWM para MIB

O código para o acionamento SVPWM para MIB em inversor de frequência variável trifásico é apresentado a seguir como:

```
1  //    SV1 -> SV2  -> SV0
2  static float f_cmd, V_dc, f_s, T_s, Razao_V_f, V_rms, T_1, T_2, T_0;
3  static float div_PWM, f_clock , num_passos, theta_i, theta_inc;
4  static float T_clock;
5  static int setor, aux_setor, Reg_T1 , Reg_T2 , Reg_T0 ;
6  static int t_aux_calculos = 0.;
7  static int enable_calculos = 0;
8  static int en_Ch =0;
9  static int contador=0;
10 float pi = 3.1416;
11
12 int chaveamento[7][3] = { 0, 1, 1, 0, 1, 0 ,1, 1, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 0,
       0, 1, 0, 1, 1};
```

```
// 1 0 0 = setor 1
// 1 0 1 = setor 2
// 0 0 1 = setor 3
// 0 1 1 = setor 4
// 0 1 0 = setor 5
// 1 1 0 = setor 6
// 1 0 0 = setor 7 = setor 1

f_cmd = x1;
V_dc = x2;
f_s = x3;
Razao_V_f = x4;
T_clock = delt;

//=============================================================
div_PWM = 1024;
f_clock = 1/T_clock;
div_PWM = round(f_clock /f_s);       // f_clock = f_s * div_PWM;
num_passos = f_s/f_cmd;
theta_inc  = (2*pi)/num_passos;
T_s = 1/f_s;
//=============================================================

if (t >= t_aux_calculos * T_s)
{
  t_aux_calculos =  t_aux_calculos + 1;
  enable_calculos = 1;
}

if ( enable_calculos ==1 )     // atualizando calculos
{
  enable_calculos = 0;
  theta_i = theta_i + theta_inc;       // atualizando theta_i e setor

  if ( theta_i >= (2*pi) )
  {
    theta_i = theta_i - (2*pi);
  }

  if (theta_i >= 0 && theta_i < pi/4)
  {
    setor = 0;
  }
  else if (theta_i >= pi/4 && theta_i < pi/2)
  {
    setor = 1;
  }
```

```
60  else if (theta_i >= pi/2 && theta_i < pi)
61  {
62    setor = 2;
63  }
64  else if (theta_i >= pi && theta_i < 5*pi/4)
65  {
66    setor = 3;
67  }
68  else if (theta_i >=5*pi/4 && theta_i < 3*pi/2)
69  {
70    setor = 4;
71  }
72  else if (theta_i >= 3*pi/2 && theta_i < 2*pi)
73  {
74    setor = 5;
75  }
76
77
78  // calculando tempos T_1, T_2 e T_0
79
80  V_rms = 1.2*Razao_V_f * f_cmd;
81
82  if  ( setor == 0 )
83  {
84    T_1 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs((cos(theta_i) - sin(theta_i)));
85    T_2 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(sin(theta_i));
86    T_0 = T_s - T_1 - T_2;
87  }
88  else if ( setor == 1 )
89  {
90    T_1 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(cos(theta_i));
91    T_2 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs((sin(theta_i) - cos(theta_i)));
92    T_0 = T_s - T_1 - T_2;
93  }
94  else if  (setor == 2 )
95  {
96    T_1 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(sin(theta_i));
97    T_2 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(cos(theta_i));
98    T_0 = T_s - T_1 - T_2;
99  }
100 else if ( setor == 3 )
101 {
102   T_1 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs((cos(theta_i) - sin(theta_i)));
103   T_2 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(sin(theta_i));
104   T_0 = T_s - T_1 - T_2;
105 }
106
```

```
107   else if ( setor == 4 )
108   {
109     T_1 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(cos(theta_i));
110     T_2 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs((sin(theta_i) - cos(theta_i)));
111     T_0 = T_s - T_1 - T_2;
112   }
113   else if ( setor == 5 )
114   {
115     T_1 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(sin(theta_i));
116     T_2 = T_s * (V_rms/V_dc) * abs(cos(theta_i));
117     T_0 = T_s - T_1 - T_2;
118   }
119
120
121   //  calculando tempos para registradores
122
123   Reg_T1 = round(T_1/T_clock);
124   Reg_T2 = round(T_2/T_clock);
125   Reg_T0 = round(f_clock/f_s) - Reg_T1 - Reg_T2;
126
127   en_Ch = 1;
128
129
130 }  // fim da atualizacao dos calculos
131
132
133 // chaveamento
134
135 if (en_Ch == 1 )
136 {
137   if ( contador >= Reg_T1 )
138   {
139     contador = 0;
140     en_Ch = 2;
141   }
142   else
143   {
144     contador = contador + 1;
145
146     y1 =chaveamento[setor][0];
147     y2 =chaveamento[setor][1];
148     y3 =chaveamento[setor][2];
149
150   }
151 }
152
153
```

```
154 if (en_Ch == 2 )
155 {
156   if ( contador >= Reg_T2 )
157   {
158     contador = 0;
159     en_Ch = 0;
160   }
161   else
162   {
163     contador = contador + 1;
164     aux_setor = setor+1;
165 
166     y1 = chaveamento[aux_setor][0];    // erro aqui
167     y2 = chaveamento[aux_setor][1];
168     y3 = chaveamento[aux_setor][2];
169 
170   }
171 }
172 
173 
174 if (en_Ch == 0 )
175 {
176   if ( contador >= Reg_T0 )
177   {
178     contador =0;
179     en_Ch =1;
180   }
181   else
182   {
183     contador = contador + 1;
184 
185     y1 = 1;
186     y2 = 1;
187     y3 = 1;
188 
189   }
190 }
```

B.3 Controlador PI clássico digital para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCC

O código para o controlador PI clássico digital para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCC é apresentado a seguir como:

```

double Tperiod = 0.016;
static float E_atual = 0, E_anterior = 0, saida_pi = 0;
static float saida_anterior = 0;
float setpoint, v_atual, enable;
static float tempo;

////////////////////////////////////
setpoint = x1;
v_atual  = x2;
enable   = x3;
////////////////////////////////////

if (enable > 0.5)
{
  tempo = tempo + delt;

  if (tempo  >=Tperiod)
  {
    tempo = 0;

    E_atual = setpoint - v_atual;
    saida_pi = saida_anterior + 1.21*E_atual -0.484*E_anterior; //Eq. 3.5

    E_anterior  = E_atual;
    saida_anterior = saida_pi ;

    if(saida_pi >= 80)
    {
      saida_pi = 80;
    }
    else if (saida_pi <=0)
    {
      saida_pi = 0;
    }

    y1=saida_pi;

  }


```

```
  else
  {
    y1=saida_pi;
  }

}

else
{
  y1 = 0;
}
```

B.4 Controlador por EESI para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD

O código para o controlador por equações de estado com servossistema com integrador para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD é apresentado a seguir como:

```

double Tperiod = 0.016;
static float erro_atual = 0, saida_ctrl = 0;
static float setpoint, v_atual, enable, v_anterior=0;
static float V_servo,  V_servo_anterior=0;
static float tempo;
float K_11 = 25.59157;
float K_12 = -21.24457;
float K_I  = 0.297055;
////////////////////////////////////
enable = x3;
////////////////////////////////////

if (enable > 0.5)
{
  tempo = tempo + delt;

  if (tempo  >=Tperiod)
  {
    tempo = 0;
    setpoint=x1;
    v_atual= x2;

    erro_atual = setpoint - v_atual;
    V_servo = V_servo_anterior + erro_atual ;
    saida_ctrl =  K_I*V_servo  -  K_11*v_atual  -  K_12*v_anterior;
```

```
27
28
29      if(saida_ctrl >= 80)
30      {
31        saida_ctrl = 80;
32      }
33      else if (saida_ctrl <=0)
34      {
35        saida_ctrl = 0;
36      }
37
38      y1= saida_ctrl;
39      v_anterior = v_atual;
40      V_servo_anterior = V_servo;
41
42    }
43    else
44    {
45      y1= saida_ctrl;
46    }
47
48 }
49
50 else
51 {
52   y1 = 0;
53 }
```

B.5 Controlador *fuzzy* para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD

O código para o controlador *fuzzy* para o conversor CC-CC *boost* AGT-CCTE em MCD é apresentado a seguir como:

```
1
2  ////////////////////////////////////////////////////
3  //              ENTRADAS DO SISTEMA FUZZY
4  ////////////////////////////////////////////////////
5
6  // PONTOS DAS FUNCOES DE PERTINENCIAS DA VARIAVEL DE ENTRADA
7
8  //  _______0                          1                          1_______
9  //          \                         /\                         /
10 //           \                       /  \                       /
11 //            \                     /    \                     /
12 //             \_______     _______/      \_______     _______/
```

```
13 //             1                    0         2                   0
14
15
16 double V1_NM[2]  = {    -0.4,   -0.04          };
17 double V1_NP[3]  = {    -0.4,   -0.04,      0  };
18 double V1_ZE[3]  = {   -0.04,       0,   0.04  };
19 double V1_PP[3]  = {       0,    0.04,    0.4  };
20 double V1_PM[2]  = {    0.04,     0.4          };
21
22
23 double V2_NM[2]  = {   -0.09,   -0.06          };
24 double V2_NP[3]  = {   -0.09,   -0.06,      0  };
25 double V2_ZE[3]  = {   -0.06,       0,   0.06  };
26 double V2_PP[3]  = {       0,    0.06,   0.09  };
27 double V2_PM[2]  = {    0.06,    0.09          };
28
29
30 double U_NM[3]  = {    -8,     -4,   -0.1   };
31 double U_NP[3]  = {    -4,   -0.1,      0   };
32 double U_ZE[3]  = {  -0.1,      0,    0.1   };
33 double U_PP[3]  = {     0,    0.1,      4   };
34 double U_PM[3]  = {   0.1,      4,      8   };
35
36
37 // REGRAS FUZZY
38
39 //                                      delta erro
40
41 //                        |  0   |  1   |  2   |  3   |  4   |
42 //                        |  NM  |  NP  |  ZE  |  PP  |  PM  |
43 //                       ==================================
44 //               0 | NM  ||  NM  |  NM  |  NM  |  NM  |  NM  |
45 //               1 | NP  ||  NM  |  NM  |  NM  |  NP  |  ZE  |
46 //       erro    2 | ZE  ||  NM  |  NM  |  NP  |  ZE  |  PP  |
47 //               3 | PP  ||  NM  |  NP  |  ZE  |  ZE  |  PP  |
48 //               4 | PM  ||  ZE  |  ZE  |  PP  |  PP  |  PG  |
49
50
51 int REGRAS_FUZZY[5][5] = {  0, 0, 0, 0, 0,
52                             0, 0, 0, 1, 2,
53                             0, 0, 1, 2, 3,
54                             0, 1, 2, 2, 3,
55                             2, 2, 3, 3, 4  };
56
57
58 ////////////////////////////////////////////////////////////
59
```

```
60
61
62 ////////////////////////////////////////////////////////////
63 //  declaracao de variavies do script
64
65 static float V1=0,  V2=0;
66 static float erro_atual = 0, erro_anterior = 0, delta_erro = 0;
67 float setpoint, v_atual, K = 1 ;
68
69 static float aux=0;
70 static float mi[4] = {0,0,0,0};
71 static float f[4] = {0,0,0,0};
72 static float f_u[4] = {0,0,0,0};
73 static float mi_u[4] = {0,0,0,0};
74 static float sum_mi, sum, dU=0,saida_fuzzy=0;
75
76 static float centro[4] = {0,0,0,0};
77 static float Area[4] = {0,0,0,0};
78 static float Bmaior[4][2] = {0,0, 0,0,  0,0,  0,0};
79
80 static float Enable, paraliza, sum_Area,centroide=0;
81
82 double Tperiod = 0.016;
83 static float tempo;
84
85 /////////////////
86 setpoint  = x1;
87 v_atual   = x2;
88 Enable    = x3;
89 /////////////////
90
91
92 if (Enable > 0.5)
93 {
94   tempo = tempo + delt;
95
96   if (tempo  >= Tperiod)
97   {
98     tempo = 0;
99     erro_atual = setpoint - v_atual ;
100    delta_erro = erro_atual - erro_anterior ;
101
102
103    V1 = erro_atual  ;
104    V2 = delta_erro  ;
105
106
```

```
107
108
109 ////////////////////////////////////////////
110 // FUZZYFICACAO
111
112 // variavel V1
113
114     aux = 0;
115
116     if(V1 <= V1_NM[0]){ mi[0] = 1; f[0] = 0; mi[1] = 1; f[1] = 0;aux = 2; }
117     if(V1> V1_NM[0] && V1<= V1_NM[1]){ mi[aux] = (V1 - V1_NM[1])/(V1_NM[0]
118       - V1_NM[1]); f[aux] = 0; aux = aux+1; }
119
120     if(V1> V1_NP[0] && V1<= V1_NP[1]){ mi[aux] = (V1 - V1_NP[0])/(V1_NP[1]
121       - V1_NP[0]); f[aux] = 1; aux = aux+1; }
122     if(V1> V1_NP[1] && V1<= V1_NP[2]){ mi[aux] = (V1 - V1_NP[2])/(V1_NP[1]
123       - V1_NP[2]); f[aux] = 1; aux = aux+1; }
124
125     if(V1> V1_ZE[0] && V1<= V1_ZE[1]){ mi[aux] = (V1 - V1_ZE[0])/(V1_ZE[1]
126       - V1_ZE[0]); f[aux] = 2; aux = aux+1; }
127     if(V1> V1_ZE[1] && V1<= V1_ZE[2]){ mi[aux] = (V1 - V1_ZE[2])/(V1_ZE[1]
128       - V1_ZE[2]); f[aux] = 2; aux = aux+1; }
129
130     if(V1> V1_PP[0] && V1<= V1_PP[1]){ mi[aux] = (V1 - V1_PP[0])/(V1_PP[1]
131       - V1_PP[0]); f[aux] = 3; aux = aux+1; }
132     if(V1> V1_PP[1] && V1<= V1_PP[2]){ mi[aux] = (V1 - V1_PP[2])/(V1_PP[1]
133       - V1_PP[2]); f[aux] = 3; aux = aux+1; }
134
135     if(V1> V1_PM[0] && V1<= V1_PM[1]){ mi[aux] = (V1 - V1_PM[0])/(V1_PM[1]
136       - V1_PM[0]); f[aux] = 4; aux = aux+1; }
137     if(V1 > V1_PM[1]){ mi[0] = 1; f[0] = 4; mi[1] = 1; f[1] = 4; aux = 2; }
138
139     if (aux == 0){ mi[0] = 0; mi[1] = 0;  f[0] = 0;  f[0] = 1;  }
140     if (aux == 1){ mi[1] = 0;  f[1] = 0;  }
141
142
143 // variavel V2
144
145 aux = 2;
146
147     if(V2 <= V2_NM[0]){ mi[2] = 1; f[2] = 0; mi[3] = 1; f[3] = 0;aux = 4; }
148     if(V2> V2_NM[0] && V2<= V2_NM[1]){ mi[aux] = (V2 - V2_NM[1])/(V2_NM[0]
149       - V2_NM[1]); f[aux] = 0; aux = aux+1; }
150
151     if(V2> V2_NP[0] && V2<= V2_NP[1]){ mi[aux] = (V2 - V2_NP[0])/(V2_NP[1]
152       - V2_NP[0]); f[aux] = 1; aux = aux+1; }
153     if(V2> V2_NP[1] && V2<= V2_NP[2]){ mi[aux] = (V2 - V2_NP[2])/(V2_NP[1]
```

```
154       - V2_NP[2]); f[aux] = 1; aux = aux+1; }
155
156     if(V2> V2_ZE[0] && V2<= V2_ZE[1]){ mi[aux] = (V2 - V2_ZE[0])/(V2_ZE[1]
157       - V2_ZE[0]); f[aux] = 2; aux = aux+1; }
158     if(V2> V2_ZE[1] && V2<= V2_ZE[2]){ mi[aux] = (V2 - V2_ZE[2])/(V2_ZE[1]
159       - V2_ZE[2]); f[aux] = 2; aux = aux+1; }
160
161     if(V2> V2_PP[0] && V2<= V2_PP[1]){ mi[aux] = (V2 - V2_PP[0])/(V2_PP[1]
162       - V2_PP[0]); f[aux] = 3; aux = aux+1; }
163     if(V2> V2_PP[1] && V2<= V2_PP[2]){ mi[aux] = (V2 - V2_PP[2])/(V2_PP[1]
164       - V2_PP[2]); f[aux] = 3; aux = aux+1; }
165
166     if(V2> V2_PM[0] && V2<= V2_PM[1]){ mi[aux] = (V2 - V2_PM[0])/(V2_PM[1]
167       - V2_PM[0]); f[aux] = 4; aux = aux+1; }
168     if(V2 > V2_PM[1]){ mi[2] = 1; f[2] = 4; mi[3] = 1; f[3] = 4; aux = 4; }
169
170     if (aux == 2){ mi[2] = 0; mi[3] = 0;  f[2] = 0; f[3] = 1;  }
171     if (aux == 3){ mi[3] = 0;  f[3] = 0;  }
172
173 ///////////////       REGRAS
174
175     f_u[0] = REGRAS_FUZZY[   f[0]   ][   f[2]   ];
176     f_u[1] = REGRAS_FUZZY[   f[0]   ][   f[3]   ];
177     f_u[2] = REGRAS_FUZZY[   f[1]   ][   f[2]   ];
178     f_u[3] = REGRAS_FUZZY[   f[1]   ][   f[3]   ];
179
180 ///////////////       DEFUZZYFICACAO
181
182 // implicacoes de Larsen
183
184     mi_u[0] = mi[0]*mi[2];
185     mi_u[1] = mi[0]*mi[3];
186     mi_u[2] = mi[1]*mi[2];
187     mi_u[3] = mi[1]*mi[3];
188
189 // calculo do centroide triangluar
190
191     for (aux=0; aux<4; aux=aux+1)    // calculando valores da base maior
192     {
193       if( f_u[aux]==0 )
194       {
195         Bmaior[aux][0]  = U_NM[2];
196         Bmaior[aux][1]  = U_NM[0] ;
197       }
198       if( f_u[aux]==1 )
199       {
200         Bmaior[aux][0]  = U_NP[2];
```

```
201         Bmaior[aux][1]  = U_NP[0] ;
202       }
203       if( f_u[aux]==2 )
204       {
205         Bmaior[aux][0]  = U_ZE[2];
206         Bmaior[aux][1]  = U_ZE[0] ;
207       }
208       if( f_u[aux]==3 )
209       {
210         Bmaior[aux][0]  = U_PP[2];
211         Bmaior[aux][1]  = U_PP[0] ;
212       }
213       if( f_u[aux]==4 )
214       {
215         Bmaior[aux][0]  = U_PM[2];
216         Bmaior[aux][1]  = U_PM[0] ;
217       }
218     }
219
220     for (aux=0; aux<4; aux=aux+1)
221     {
222       centro[aux] = (Bmaior[aux][0] - Bmaior[aux][1])/2 +  Bmaior[aux][1] ;
223       Area[aux]   = (mi_u[aux]*( Bmaior[aux][0] - Bmaior[aux][1]))/2;
224     }
225
226     sum_Area =0; centroide = 0;
227     for (aux=0; aux<4; aux=aux+1)
228     {
229       sum_Area = sum_Area + Area[aux] ;
230       centroide = centroide + centro[aux]*Area[aux];
231     }
232     centroide = centroide/sum_Area;
233
234 // saida fuzzy
235
236     dU = centroide ;
237     saida_fuzzy = saida_fuzzy+ K* dU;
238
239     if( saida_fuzzy>80 ){saida_fuzzy = 80;}
240     if( saida_fuzzy<0 ){saida_fuzzy =0;}
241
242     erro_anteror = erro_atual ;
243
244
245
246     y1 = saida_fuzzy ;
247
```

```
248   }
249
250   else
251   {
252     y1 = saida_fuzzy ;
253   }
254 }
255
256 else
257 {
258   y1 = 0;
259 }
```

B.6 Modelo dinâmico do MIB

O código para a simulação do modelo dinâmico desenvolvido na Seção A.3 é apresentado a seguir como:

```
1
2 //=====================================
3 //       parametros do motor
4
5 float ras = 2.02;
6 float rbs = 7.14;
7 float rar = 4.12;
8 float rbr = 5.74;
9
10 float Llas = 7.4e-3;
11 float Llbs = 8.5e-3;
12 float Llar = 5.6e-3;
13 float Llbr = 7.8e-3;
14
15 float Lmas = 180e-3;
16 float Lmbs = 246e-3;
17
18 float Lasr = 30e-3;
19 float Lbsr = 180e-3;
20
21 float Lmar = 170e-3;
22 float Lmbr = 150e-3;
23
24 float J = 14.6e-3;
25 float P = 4;
26 float F = 0;
27 float Carga;
28
```

```
29
30 //=====================================
31 static float vas;
32 static float vbs;
33 float pi = 3.1415926;
34
35 static float M1[4][4];
36 static float M2[4][4];
37 static float M2_inv[4][4];
38 static float M3[4][4];
39 static float M4[4][4];
40
41 static float Ident[4][4] = {1,0,0,0,0,1,0,0,0,0,1,0,0,0,0,1};
42
43 static float wr_a  = 0;
44 static float thr_a = 0;
45 static float Te_a  = 0;
46 static float X[4];
47 static float U[4]   = {0, 0, 0, 0};
48 static float X_a[4] = {0,0,0,0};
49 static float U_a[4] = {0,0,0,0};
50 static float Te,wr,thr,wr_rpm ;
51 //=====================================
52
53 // variaveis da matriz inversa
54
55 int m=4;
56 static float Mamp[4][8];
57 static float A[4][8];
58 int i,ii,j,l,q,w;
59 int fila;
60 static float  AUX[4];
61 static float  AUX2[4];
62 static float  AUX3[8];
63 static float  Mamp_AUX[4][8];
64 int ia,ib,ind;
65 static float sum,MULT,Ga;
66
67 // ================================ //
68 //                iteracao          //
69 // ================================ //
70
71 M1[0][0] = ras ;
72 M1[0][1] = 0 ;
73 M1[0][2] = -Lasr* sin( (P/2)*thr_a )*wr_a ;
74 M1[0][3] =  Lasr*cos( (P/2)*thr_a )*wr_a;
75 M1[1][0] = 0;
```

```
M1[1][1] = rbs;
M1[1][2] = -Lbsr*cos( (P/2)*thr_a )*wr_a;
M1[1][3] = -Lbsr*sin( (P/2)*thr_a )*wr_a;
M1[2][0] = -Lasr*sin( (P/2)*thr_a )*wr_a ;
M1[2][1] = -Lbsr*cos( (P/2)*thr_a )*wr_a ;
M1[2][2] = rar ;
M1[2][3] = 0;
M1[3][0] = Lasr*cos( (P/2)*thr_a )*wr_a;
M1[3][1] = -Lbsr*sin( (P/2)*thr_a )*wr_a;
M1[3][2] = 0;
M1[3][3] = rbr ;

M2[0][0] = Llas+Lmas ;
M2[0][1] = 0 ;
M2[0][2] = Lasr*cos( (P/2)*thr_a ) ;
M2[0][3] = Lasr*sin( (P/2)*thr_a ) ;
M2[1][0] = 0 ;
M2[1][1] = Llbs+Lmbs ;
M2[1][2] = -Lbsr*sin( (P/2)*thr_a ) ;
M2[1][3] =  Lbsr*cos( (P/2)*thr_a );
M2[2][0] =  Lasr*cos( (P/2)*thr_a ) ;
M2[2][1] = -Lbsr*sin( (P/2)*thr_a );
M2[2][2] =  Llar+Lmar;
M2[2][3] = 0 ;
M2[3][0] = Lasr*sin( (P/2)*thr_a );
M2[3][1] = Lbsr*cos( (P/2)*thr_a );
M2[3][2] = 0;
M2[3][3] = Llbr+Lmbr;

////////////////////////////////////     invertendo M2

for ( q = 0; q < m; q = q + 1 )
{
  for ( w = 0; w < m; w = w + 1 )
  {
    Mamp[q][w] = M2[q][w] ;
  }
}

Mamp[0][4] = 1;
Mamp[0][5] = 0;
Mamp[0][6] = 0;
Mamp[0][7] = 0;
Mamp[1][4] = 0;
Mamp[1][5] = 1;
Mamp[1][6] = 0;
Mamp[1][7] = 0;
```

```
123 Mamp[2][4] = 0;
124 Mamp[2][5] = 0;
125 Mamp[2][6] = 1;
126 Mamp[2][7] = 0;
127 Mamp[3][4] = 0;
128 Mamp[3][5] = 0;
129 Mamp[3][6] = 0;
130 Mamp[3][7] = 1;
131
132
133 for( i = 0; i <m; i = i + 1 ) // for inversa_grande
134 {
135
136   for ( q = 0; q < m; q = q + 1 )
137   {
138     for ( w = 0; w <2* m; w = w + 1 )
139     {
140       A[q][w] = Mamp[q][w] ;
141     }
142   }
143
144   fila = i;
145
146   AUX[0] = 0;
147   AUX[1] = 0;
148   AUX[2] = 0;
149   AUX[3] = 0;// limpando a matriz auxiliar
150
151   ia = 0;
152   for( ii=i; ii<m; ii=ii+1){
153     AUX[ia] = A[ii][i];
154     ia = ia+1;
155   }
156
157   AUX2  [0] = abs( AUX[0]) ;
158   AUX2  [1] = abs( AUX[1]) ;
159   AUX2  [2] = abs( AUX[2]) ;
160   AUX2  [3] = abs( AUX[3]) ;
161
162   ind=0; Ga= AUX2[0];
163   for( ib=0; ib<m-1; ib= ib+1){
164     if ( Ga < AUX2[ib+1] ){
165       ind = ib+1;
166       Ga = AUX2[ib+1];
167     }
168   }
169
```

```
170
171
172
173 if (ind >0)  // if da analise do ind
174 {
175
176   for (q = 0; q < 2*m; q = q + 1){
177     AUX3[q] = A[ind + fila][q];
178   }
179
180   for (q = 0; q < 2*m; q = q + 1){
181     A[ind + fila ][q] = A[fila][q];
182   }
183
184   for (q = 0; q < 2*m; q = q + 1){
185     A[fila][q] =  AUX3[q];
186   }
187
188   for ( q = 0; q < m; q = q + 1 )
189   {
190     for ( w = 0; w < 2*m; w = w + 1 )
191     {
192       Mamp[q][w] = A[q][w] ;          // atribuindo valores de A a Mamp
193     }
194   }
195
196 } // fim do if da analise do ind
197
198 else
199 {
200   for ( q = 0; q < m; q = q + 1 )
201   {
202     for ( w = 0; w <2* m; w = w + 1 )
203     {
204       Mamp[q][w] = A[q][w] ;          // atribuindo valores de A a Mamp
205     }
206   }
207
208 }  // fim do else da analise do ind
209
210 for ( q = 0; q < m; q = q + 1 )
211 {
212   for ( w = 0; w <2* m; w = w + 1 )
213   {
214     Mamp_AUX[q][w] = Mamp[q][w] ;
215   }
216 }
```

```
217
218
219   for(j = i; j<m-1; j=j+1)
220   {
221     for( l = 0 ;l<2*m; l = l+1)
222     {
223       Mamp[j+1][ l ] =  Mamp_AUX[j+1][ l ] - ( Mamp_AUX[j+1][i ] /
224                         Mamp_AUX[i][ i ] )* Mamp_AUX[i][ l ];
225     }
226   }
227
228 } // for inversa_grande
229
230
231 for ( q = 0; q < m; q = q + 1 )
232 {
233   for ( w = 0; w < m; w = w + 1 )
234   {
235     M2_inv[q][w] =0;
236   }
237 }
238
239 for (ii =0; ii < m; ii= ii + 1 )
240 {
241   i = m - ii -1;
242   for ( l = 0; l < m; l = l + 1 )
243   {
244     sum=0;
245     for ( j = 0; j < m; j = j + 1 )
246     {
247       sum = sum + Mamp[i][j] * M2_inv[j][l];
248     }
249     MULT = sum;
250     M2_inv[i][l] = ( Mamp[i][m+l] - MULT ) / Mamp[i][i] ;
251
252   }
253 }
254
255 ////////////////////////////////////// fim da  inversao de M2
256
257
258
259 vas = x1-x2;
260 vbs = x3-x4;
261 Carga = x5;
262
263 U[0] = vas;
```

```
264 U[1] = vbs;
265
266 for ( i = 0; i < m; i = i + 1)
267 {
268   X_a[i] = X[i];
269 }
270
271 wr_a = wr;
272 thr_a = thr;
273 Te_a = Te;
274
275
276 for( i = 0; i < m; i = i + 1 )
277 {
278   for ( j = 0; j < m; j = j + 1 )
279   {
280     sum = 0;
281     for ( l = 0; l < m; l = l + 1 )
282     {
283       sum = sum + M2_inv[i][l] * M1[l][j];
284     }
285     M3[i][j] = Ident[i][j] - delt* sum;
286   }
287 }
288
289 for( i = 0; i < m; i = i + 1 )
290 {
291   for ( j = 0; j < m; j = j + 1 )
292   {
293     M4[i][j] = delt*M2_inv[i][j];
294   }
295 }
296
297
298 for( i = 0; i < m; i = i + 1 )
299 {
300
301   sum = 0;
302   for ( j = 0; j < m; j = j + 1  )
303   {
304     sum = sum+ M3[i][j]* X_a[j] + M4[i][j]*U[j] ;
305   }
306   X[i] = sum;
307 }
308
309
```

```
310 Te = (P/2)*(    (Lasr*X_a[0] + Lbsr*X_a[1] )*X_a[2]*sin( (P/2)*thr_a ) + (
        Lasr*X_a[0] - Lbsr*X_a[1] )*X_a[3]*cos( (P/2)*thr_a )  );
311
312 wr = wr_a + ( delt*P/(2*J) )*( Te_a - Carga - F*wr_a );
313
314 if ( wr<0 )
315 {
316   wr = 0;
317 }
318
319 thr = delt*wr + thr_a;
320
321 wr_rpm = wr*30/pi;
322
323 //=======================================
324 //=======================================
325
326 y1 = X[0] ;
327 y2 = X[1] ;
328 y3 = wr ;
```

APÊNDICE C – Protótipo de um sensor de irradiância

A utilização de piranômetros comerciais para medir irradiância é inviabilizada para aplicações de pequeno porte, dado o seu alto custo. Além disso, a maioria dos sensores comerciais não registra a informação de irradiância com período de amostragem abaixo de $60\,s$. Neste trabalho, é interessante que se tenha a informação de irradiância na mesma frequência que se obtém as demais informações, pois desta forma, pode-se observar as perturbações causadas pela passagem de nuvens, assim como a reação do sistema a estas perturbações.

Assim, neste apêndice, é desenvolvido um sensor de irradiância solar, utilizando os sinais provenientes de um LDR (*Light Dependent Resistor*) e de um NTC (*Negative Temperature Coefficient*). Estes sinais são aplicados em uma regressão não linear realizada por uma rede neural MLP (*Multilayer Perceptron*) cuja saída é a irradiância solar em W/m^2. Esta regressão matemática é embarcada em um microcontrolador de 8 *bits* (*slave*), que envia as informações de irradiância a outro microcontrolador (*master*) via comunicação I^2C. Neste trabalho, o microcontrolador *master* envia as informações de irradiância para o sistema de aquisição de dados em forma de corrente de 4 a $20\,mA$.

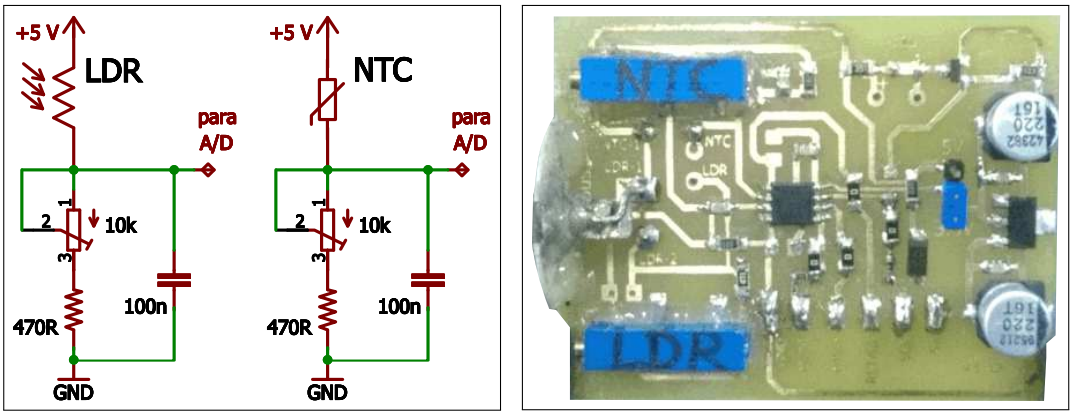
Este apêndice está dividido em três partes. Na Seção C.1, é apresentada a metodologia e desenvolvimento do protótipo, enquanto que na Seção C.2, são apresentados os resultados. Por fim, informações sobre o envio do sinal de irradiância na forma de corrente de 4 a $20\,mA$ são apresentadas na Seção C.3.

C.1 Metodologia e desenvolvimento do sensor de irradiância

O protótipo desenvolvido é constituído por um circuito eletrônico e de uma cápsula. O circuito eletrônico tem como função realizar a leitura dos valores analógicos de tensão do LDR e do NTC, fornecidos por divisores de tensão. A leitura é realizada pelo microcontrolador *slave*. O diagrama eletrônico dos circuitos divisores de tensão pode ser observado na Figura 135a. Já a placa do circuito montada com o microcontrolador *slave* e os circuitos divisores de tensão é ilustrada na Figura 135b.

Figura 135 – Circuito eletrônico do protótipo.

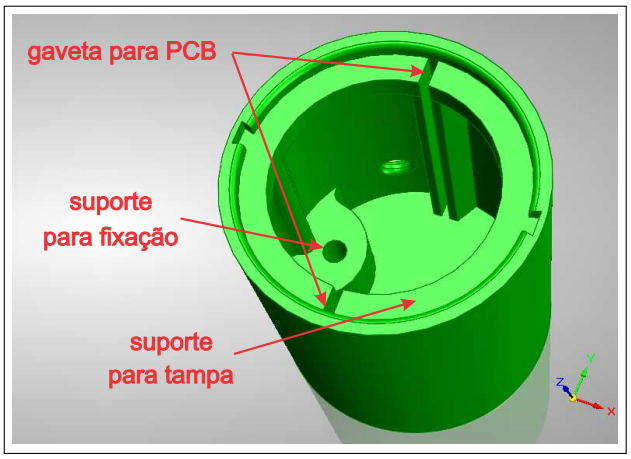
(a) Circuitos divisores de tensão. (b) Placa do protótipo montada.



Fonte: Autor.

A cápsula, ilustrada na Figura 136, tem como função proteger o circuito eletrônico de intemperes como chuva e sol intenso, além de fixar o sensor em uma superfície a qual são realizadas as medições. A mesma foi construída em uma impressora 3D. O circuito eletrônico utilizado é encaixado em gavetas existentes na cápsula.

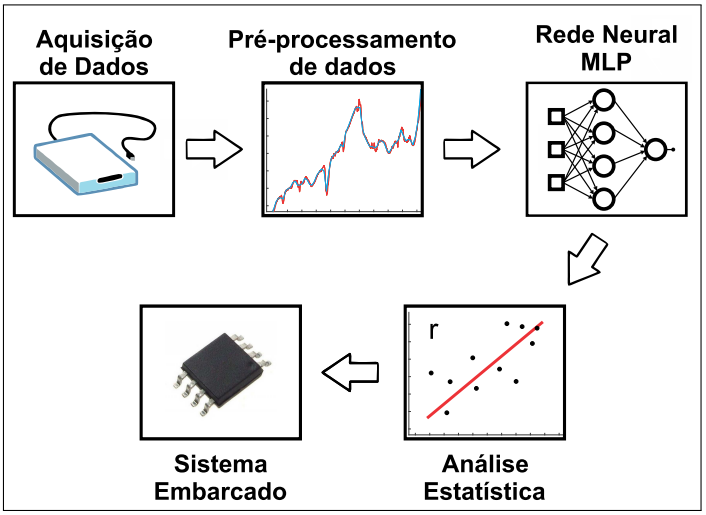
Figura 136 – Cápsula do protótipo.



Fonte: Autor.

O processo desenvolvido para estimação e implementação do estimador neural é apresentado na Figura 137. A seguir, são apresentadas as etapas do processo.

Figura 137 – Etapas do processo de desenvolvimento do protótipo.



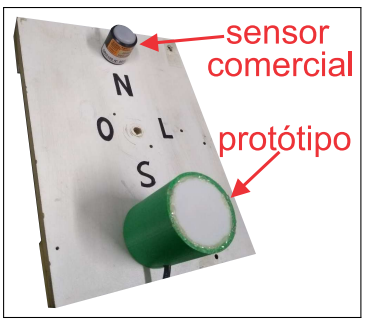
Fonte: Autor.

C.1.1 Aquisição de dados

Para construir o banco de dados necessário para a utilização a regressão na rede MLP, é realizada uma aquisição de dados com o próprio microcontrolador presente no protótipo. Os dados de um piranômetro comercial também são adquiridos, sendo posteriormente utilizados como referência para a regressão. O instrumento comercial utilizado é o SL 200 da KIMO Instruments (2008), capaz de medir irradiância solar de 1 a 1300 W/m^2. A aquisição de dados do protótipo é realizada em um período de amostragem de 60 s, o mesmo do piranômetro comercial.

O sensor comercial e o protótipo são fixados a uma superfície plana, com o mesmo ângulo em relação ao solo. Os sensores são alinhados ao Norte geográfico, para que não haja sombra de um sensor sobre o outro, conforme ilustrado na Figura 138.

Figura 138 – Sensores alinhados sob mesma plataforma.

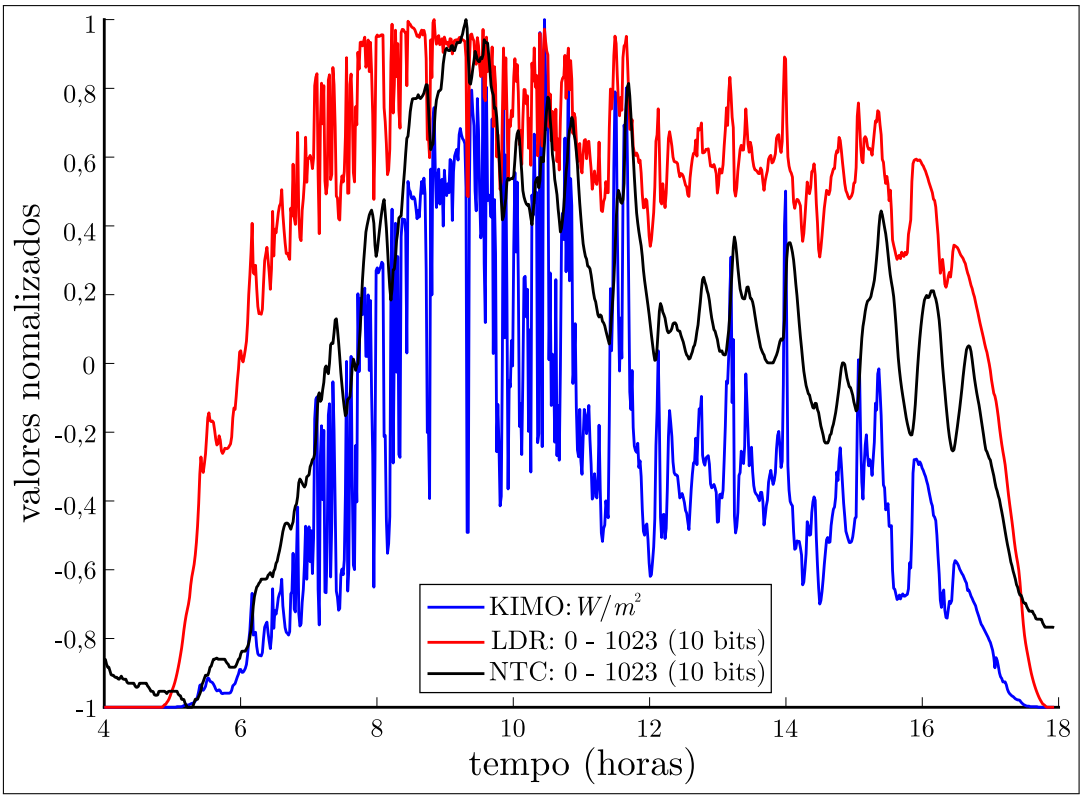


Fonte: Autor.

C.1.2 Pré-processamento dos dados

O total de 840 dados adquiridos para serem utilizados na regressão são normalizados para a rede neural entre -1 e $+1$, e são apresentados na Figura 139. É possível observar que mesmo não havendo correspondência entre os dados do LDR (em vermelho), NTC (em preto) e os dados do piranômetro comercial (em azul), há as mesmas variações decorrentes da passagem de nuvens.

Figura 139 – Dados normalizados a serem utilizados para regressão.



Fonte: Autor.

C.1.3 Aplicação da rede neural MLP

Para que os valores de tensão (V) do LDR e do NTC possam equivaler aos valores de irradiância (W/m^2), uma função matemática deve ser implementada. Devido a natureza não linear desta função matemática, uma rede neural do tipo MLP é usada para este fim, uma vez que a MLP é um aproximador universal de funções (HORNIK; STINCHCOMBE; WHITE, 1989).

De acordo com Medrano-Marques e Brio (2001), redes neurais artificiais são bastante utilizada para compensar a não linearidade de sensores e transdutores. Redes como a MLP são conhecidas como métodos de regressão não paramétricos, sendo treinadas para prever

resultados a partir de exemplos (HORNIK; STINCHCOMBE; WHITE, 1989). Além da capacidade da MLP de fazer regressões não lineares, considera-se que sua incorporação em microcontroladores simples pode levar ao design de vários sistemas inovadores de baixo custo (MANCILLA-DAVID et al., 2014).

Neste trabalho, as redes MLP treinadas possuem apenas uma camada escondida, com seus neurônios contendo funções de ativação do tipo tangente hiperbólica. Há apenas um neurônio na camada de saída, o qual é linear. Os dados são divididos em 70% para treinamento e 30% para teste. O algoritmo de ajuste dos pesos aplicado é o *back propagation* por gradiente descendente. São utilizadas 1.000 épocas para treinamento e realizados 50 treinamentos para cada combinação de parâmetros da rede MLP, em que são analisados o coeficiente de determinação (R^2) descrito pela Equação C.1 e o erro quadrático médio (EQM), descrito pela Equação C.2,

$$R^2 = \left(\frac{n(\sum xy) - (\sum x)(\sum y)}{\sqrt{\left[n(\sum x^2) - (\sum x)^2\right]\left[n(\sum y^2) - (\sum y)^2\right]}} \right)^2 , \tag{C.1}$$

$$EQM = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(y_i - x_i)^2 , \tag{C.2}$$

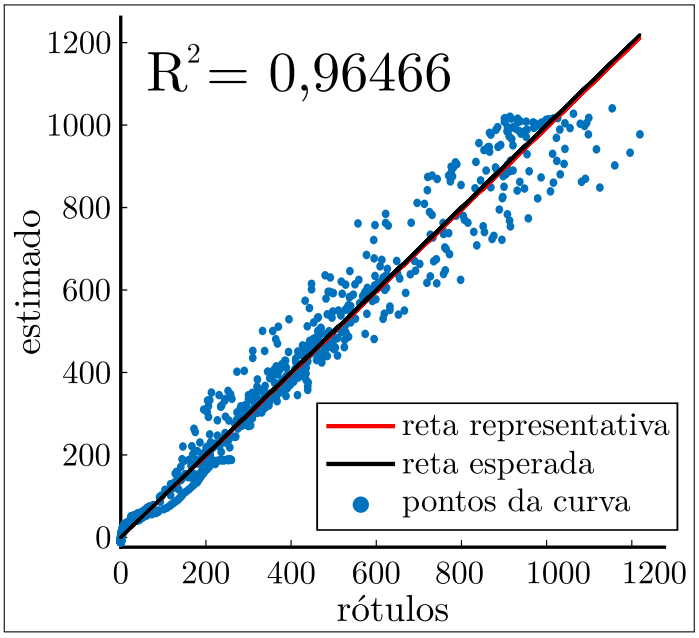
em que x representa a estimativa de irradiância, y representa os rótulos informados pelo piranômetro comercial e n o número de amostras. Entre os 50 treinamentos de cada uma das combinações de parâmetros, é escolhida a rede com maior coeficiente de determinação R^2. Toda a computação executada durante a fase de treinamento da rede MLP foi realizada no software MATLAB.

C.2 Resultados

De todos os treinamentos realizados, o melhor resultado possui seis neurônios na camada oculta, valor inicial da taxa de aprendizagem em $0,01$, $R^2 = 0,96466$ e $EQM = 0,004$. Não há sobre-ajustamento dos dados durante o treinamento. O gráfico dos valores estimados de irradiância *versus* os medidos no piranômetro comercial é apresentado na Figura 140. Já a comparação entre os valores estimados e medidos é apresentada na Figura 141. Nota-se que há regiões em que a regressão é visualmente bastante precisa, embora existam regiões que precisem ser exploradas para a obtenção de uma melhor regressão.

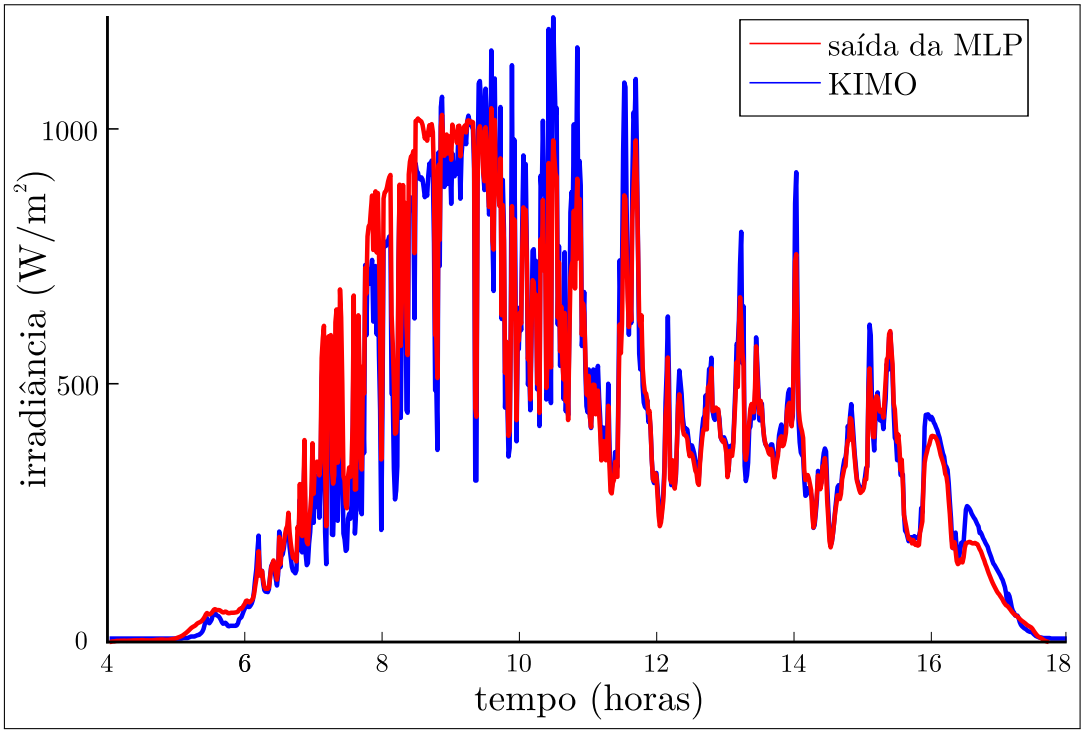
Embora o resultado do protótipo não seja idêntico ao do sensor comercial, o intuito de sua utilização neste trabalho é auxiliar a análise de resultados do sistema de bombeamento proposto. Com o protótipo, é possível observar as mudanças de irradiância que ocorrem de maneira rápida, e ter um melhor contexto para avaliar a reação do sistema a estas perturbações.

Figura 140 – Valores estimados *versus* medidos de irradiância.



Fonte: Autor.

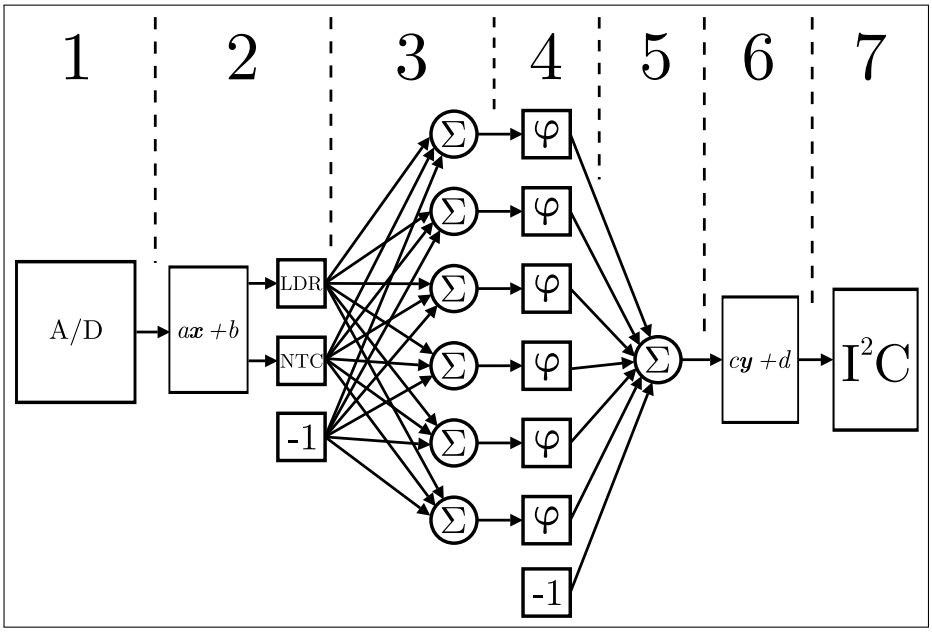
Figura 141 – Comparação entre os valores medidos e estimados.



Fonte: Autor.

A fim de analisar o desempenho da rede MLP no protótipo, a mesma foi embarcada no microcontrolador presente no mesmo. A acurácia da rede embarcada em relação à aplicada no MATLAB é alta. De fato, o coeficiente de determinação R^2 é de $0,99999999999999432$. Os erros na precisão estão na sexta casa decimal. Cada uma das etapas envolvidas no sistema embarcado foi mensurada sob as análises espaciais e temporais. As etapas estão ilustradas na Figura 142 e descritas na Tabela 9.

Figura 142 – Etapas do sistema de medição de irradiância embarcado.



Fonte: Autor.

Tabela 9 – Métricas do protótipo de sensor de irradiância embarcado.

	Etapa	tempo de execução (***μs***)	memória de programa (**bytes**)	memória RAM (**bytes**)
1	aquisição dos dados	2919,4	348 (4,2%)	9 (1,8%)
2	normalização dos dados	82,9	662 (8,1%)	8 (1,6%)
3	*net* da camada escondida	1089,4	262 (3,2%)	108 (21,1%)
4	função de ativação tangente hiperbólica	8299,4	804 (9,8%)	28 (5,5%)
5	*net* da camada de saída	421,4	94 (1,1%)	28 (5,5%)
6	desnormalização da rede MLP	72,3	166 (2%)	4 (0,8%)
7	envio da resposta para o *master*	24,3	42 (0,5%)	4 (0,8%)
	total	12909,1	2378 (29%)	189 (36,9%)

O tempo total de execução na plataforma embarcada, ou seja, o tempo de execução da aquisição de dados, normalização dos dados (por uma equação linear $ax + b$), obtenção dos *nets* da camada escondida, saída da função de ativação, obtenção dos *nets* da camada de saída, desnormalização da rede (por uma equação linear $cy + d$) e envio da resposta para um dispositivo *master* via comunicação I^2C é de $12,91\,ms$. Isso significa que o protótipo é capaz de fornecer uma resposta de irradiância 4647 vezes mais rápida que o instrumento comercial mencionado neste trabalho. Mais informações sobre este protótipo podem ser encontradas em Sousa et al. (2018).

O protótipo é fixado aos painéis utilizados neste trabalho, de forma que ambos possuam o mesmo ângulo com o solo. Assim, painéis e protótipo recebem a mesma quantidade de irradiância, como ilustrado na Figura 143.

Figura 143 – Fixação do protótipo aos painéis fotovoltaicos.

(a) Protótipo conectado. (b) Detalhe da inclinação.



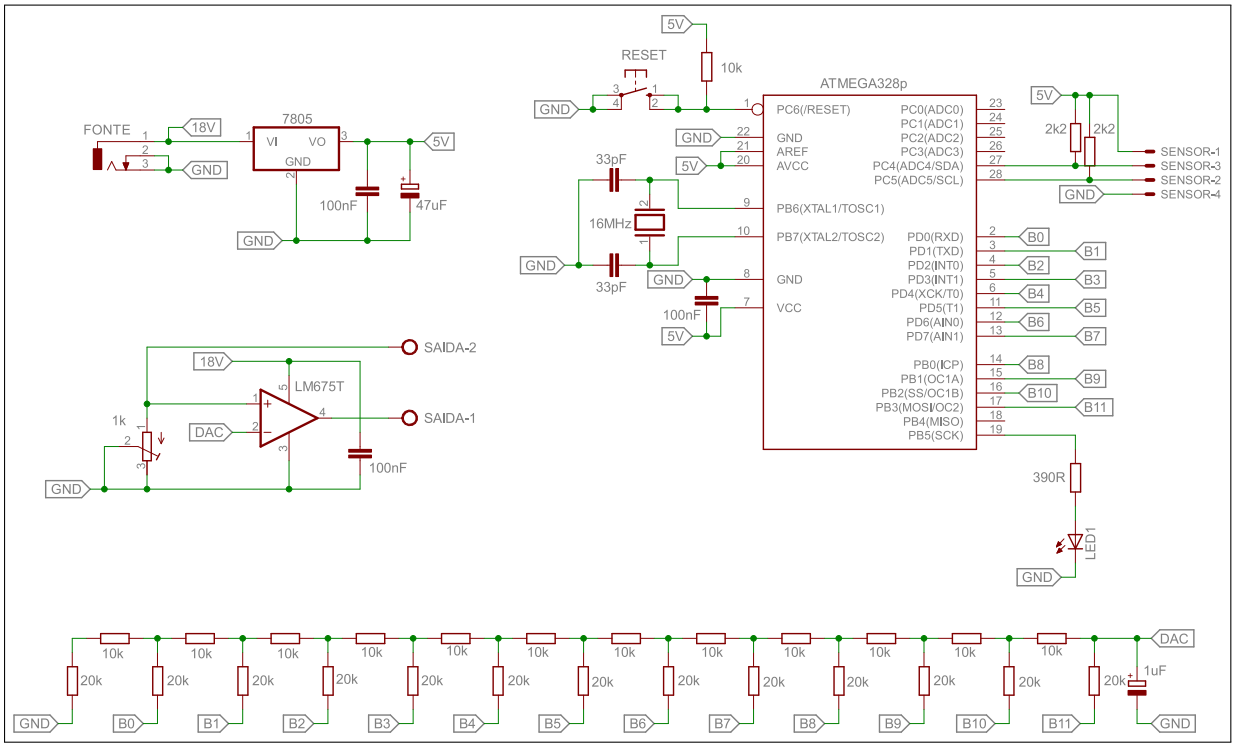
Fonte: Autor.

C.3 Transmissão da informação de irradiância via 4 a 20 mA

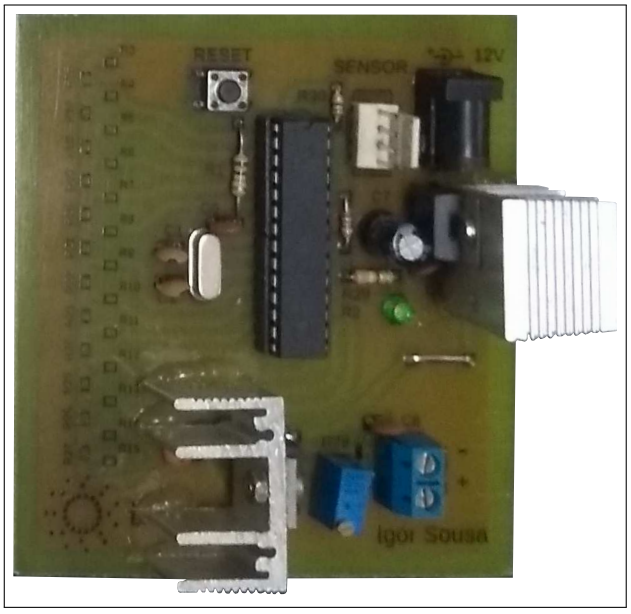
Optou-se por realizar a transmissão do sinal de irradiância em corrente de 4 a $20\,mA$, devido a ruídos externos e à distância entre o protótipo e o sistema de aquisição. O microcontrolador *master* da comunicação I^2C recebe a informação de irradiância do protótipo e envia por corrente com o auxílio de um conversor D/A (Digital para analógico) e um conversor de tensão para corrente. O conversor D/A é constituído por uma rede $R-2R$ de $12\,bits$, enquanto o conversor de tensão para corrente é construído com o LM675, um amplificador operacional de potência. O diagrama eletrônico do circuito transmissor é ilustrado na Figura 144a, enquanto que o circuito montado é exibido na Figura 144b.

Figura 144 – Circuito de transmissão da informação de irradiância.

(a) Diagrama eletrônico.



(b) Circuito montado.



Fonte: Autor.

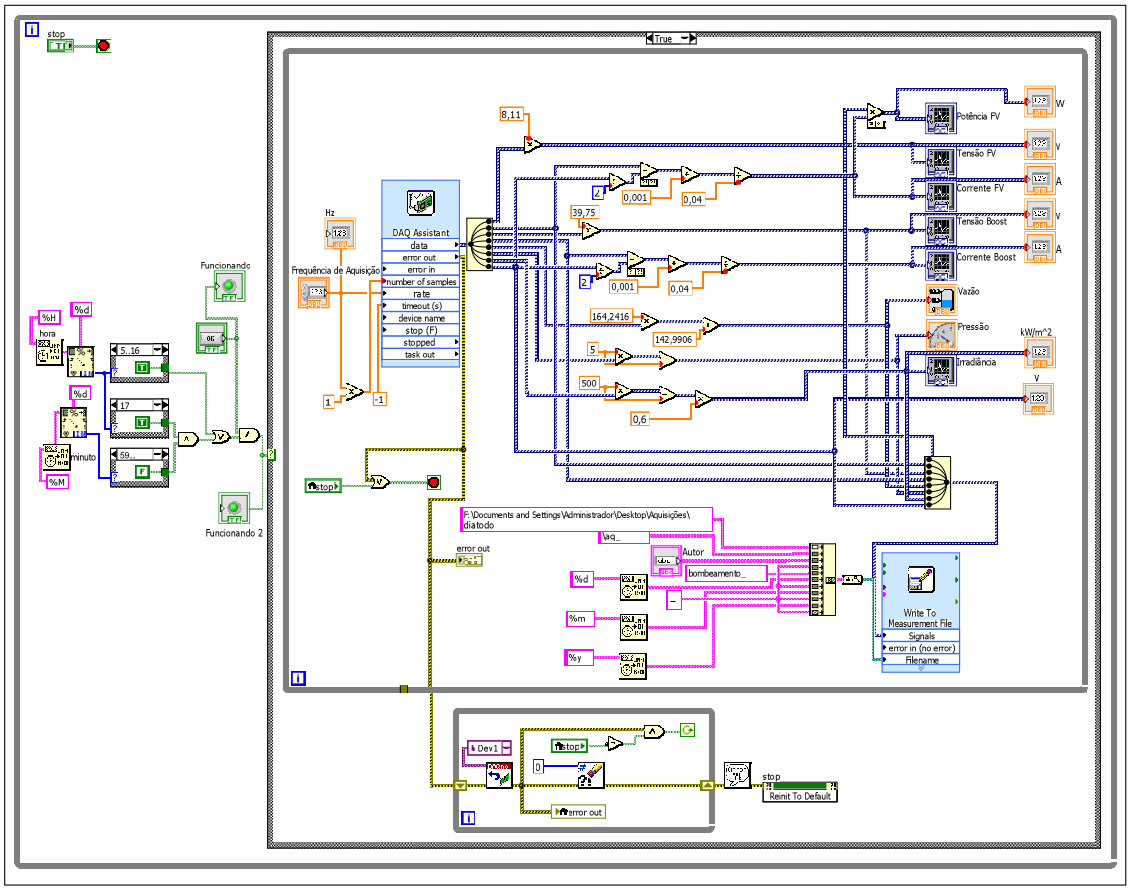
APÊNDICE D – Aquisição de dados

As informações adquiridas neste trabalho são: frequência comandada do motor (f_{cmd}), tensão e corrente dos painéis fotovoltaicos, tensão e corrente de saída do conversor *boost*, vazão e pressão de saída da bomba e irradiância solar. A aquisição de f_{cmd} é realizada através de uma comunicação serial RS-232 entre o sistema proposto e um computador, em que o DSP envia o valor de frequência a uma taxa de $10\,Hz$. Todas as outras informações são adquiridas com o auxílio da aplicação desenvolvida no *Labview*. Este apêndice é dividido em duas partes. Na Seção D.1, é apresentada a aplicação desenvolvida no *software Labview*. Já na Seção D.2, são apresentados os circuitos eletrônicos dos sensores utilizados.

D.1 Aplicação no *Labview*

O diagrama de blocos do sistema de aquisição é apresentado na Figura 145.

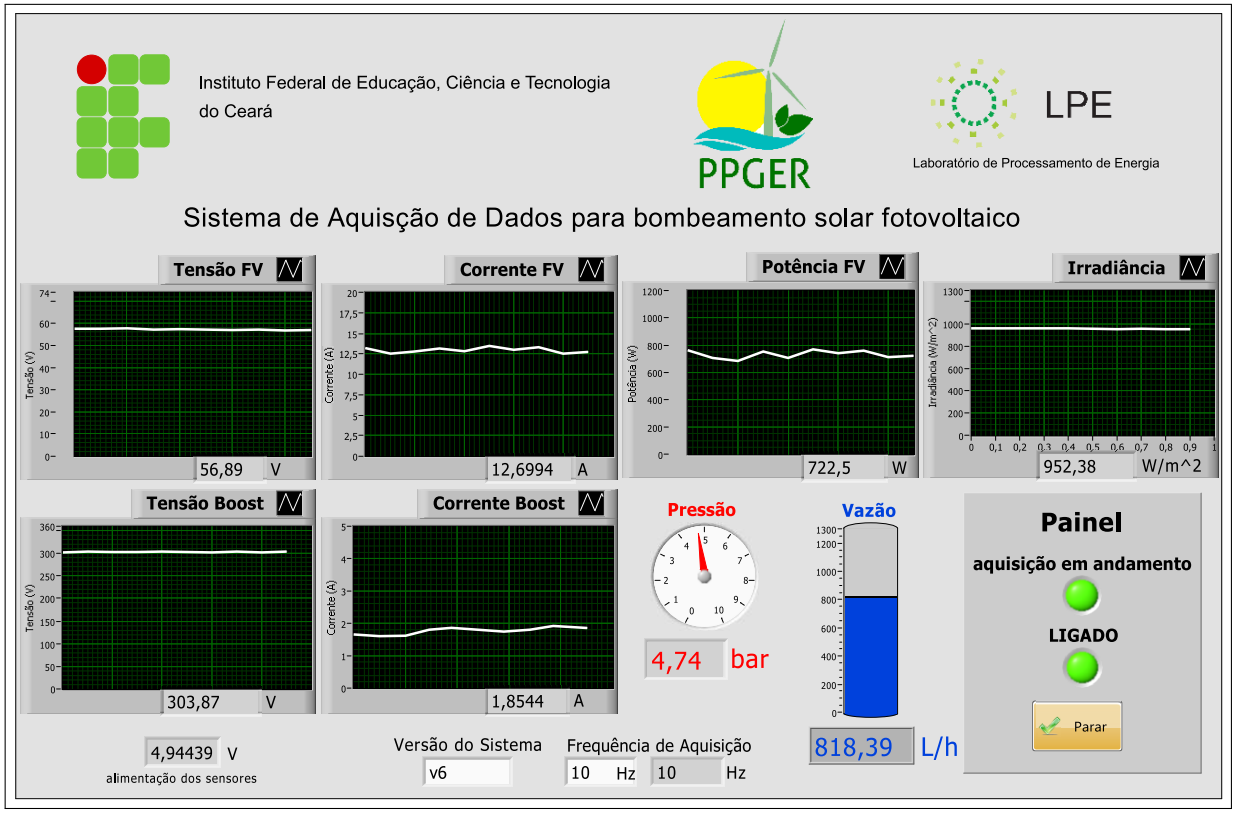
Figura 145 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados desenvolvido no *Labview*.



Fonte: Autor.

Já a interface gráfica deste diagrama de blocos é apresentada na Figura 146.

Figura 146 – Tela de interface gráfica do sistema de aquisição de dados no *Labview*.



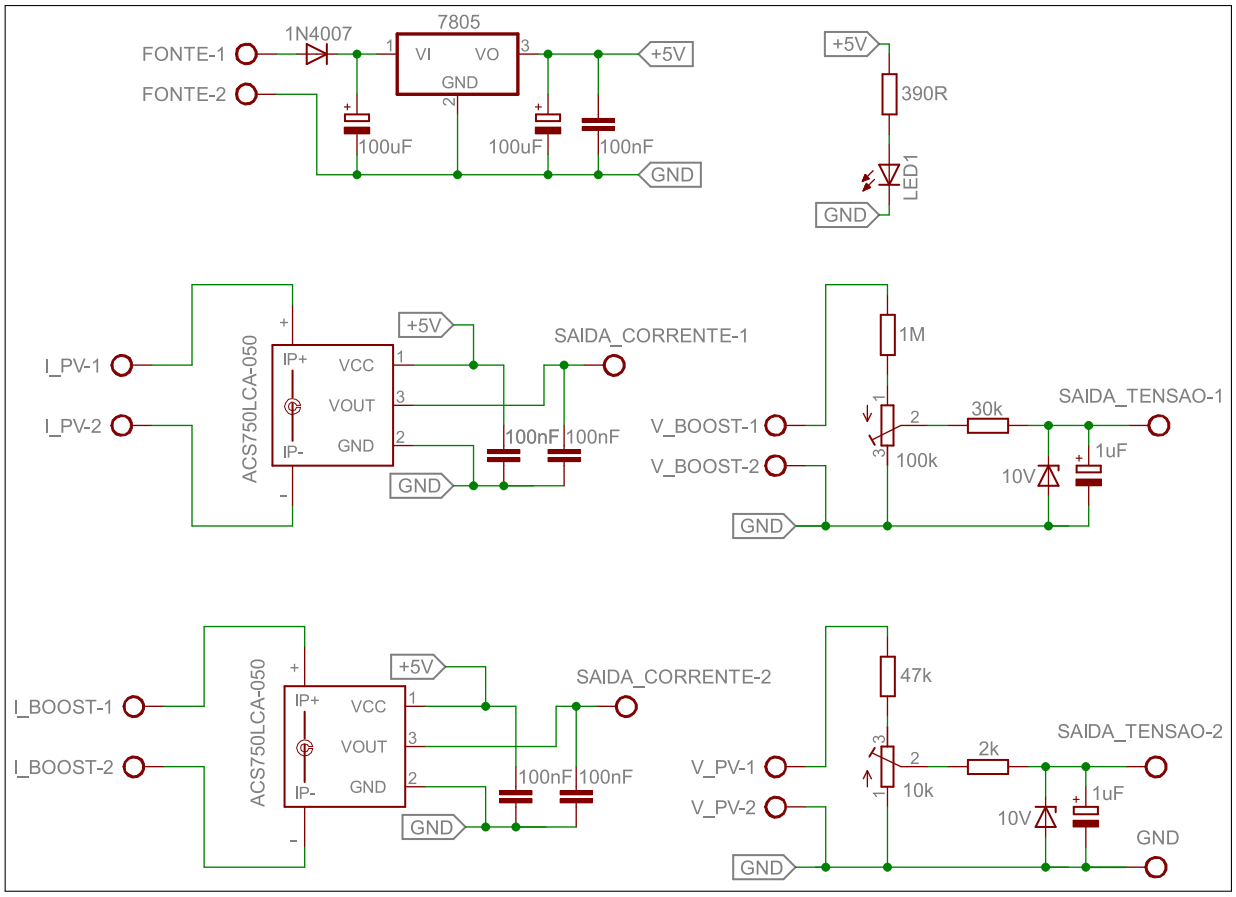
Fonte: Autor.

O sistema inicia a aquisição de dados de modo automático a partir das cinco horas da manhã, horário em que os primeiros raios de sol começam a surgir na cidade de Fortaleza-Ceará, e encerra as 18 horas, quando não há mais raios solares na cidade. As aquisições do *Labview* também são realizadas a uma taxa de $10\,Hz$.

D.2 Circuitos eletrônicos dos sensores utilizados

Os sensores utilizados para medir a corrente dos painéis fotovoltaicos e a corrente de saída do conversor *boost* são dois ACS-750, da *Allegro*. Já para medir a tensão dos painéis e a tensão de saída do conversor *boost*, são utilizados dois divisores de tensão resistivos. O diagrama eletrônico dos circuitos de medição dessas informações é ilustrado na Figura 147.

Figura 147 – Diagrama eletrônico dos circuitos de medição de tensão e corrente.

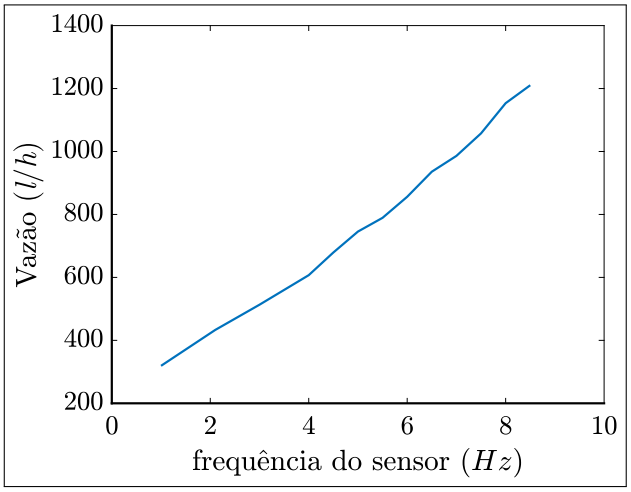


Fonte: Autor.

O sensor de pressão, apresentado na Subseção 4.1.6, fornece a informação de pressão em forma de corrente de 4 a 20 mA. Porém, o *hardware* NI USB-6009 realiza as leituras das informações apenas em forma de tensão. Para isso, é utilizado um resistor de 250 Ω, cuja circulação da corrente do sensor faz surgir uma tensão de 1 a 5 V. A informação de irradiância também é fornecida em forma de 4 a 20 mA, também sendo necessária a utilização de um resistor de 250 Ω.

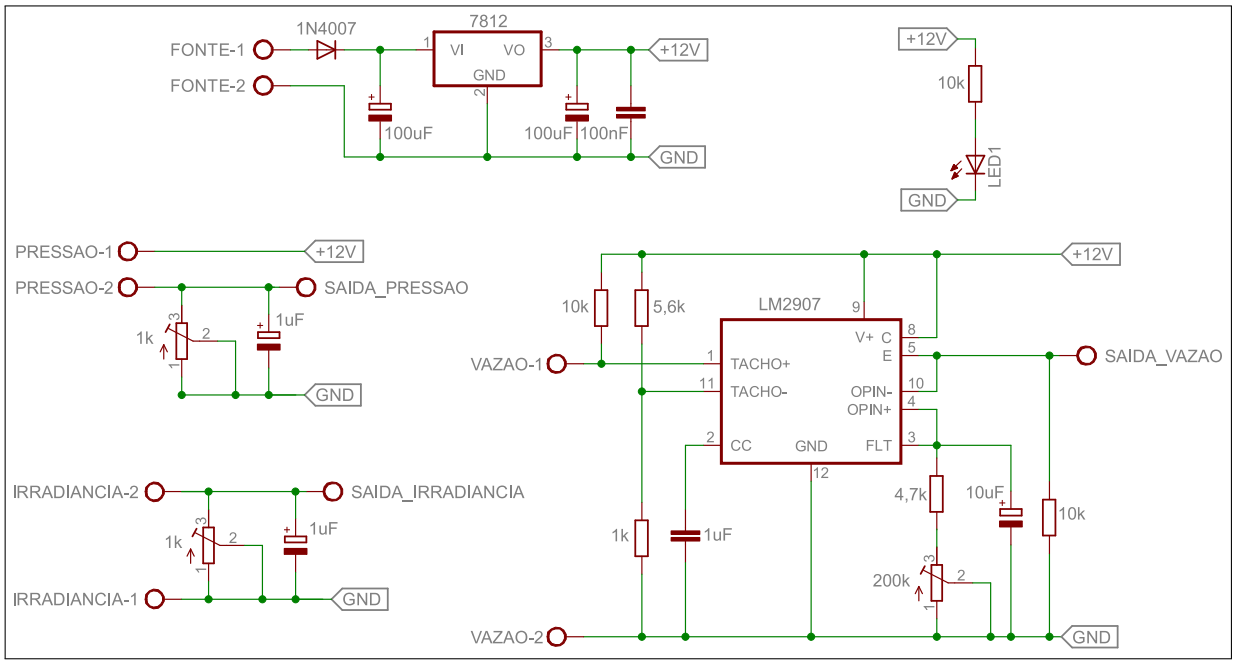
Já o sensor de vazão, também apresentado na Subseção 4.1.6, fornece uma onda quadrada em sua saída, cuja frequência é proporcional à vazão, como ilustrado na Figura 148. Esta frequência é convertida em tensão com o auxílio de um circuito condicionador baseado no LM2907, dedicado a este tipo de conversão. O diagrama eletrônico dos circuitos de medição de vazão, pressão e irradiância é ilustrado na Figura 149.

Figura 148 – Resposta em frequência do sensor à vazão.



Fonte: Autor.

Figura 149 – Diagrama eletrônico dos circuitos de medição de vazão, pressão e irradiância.

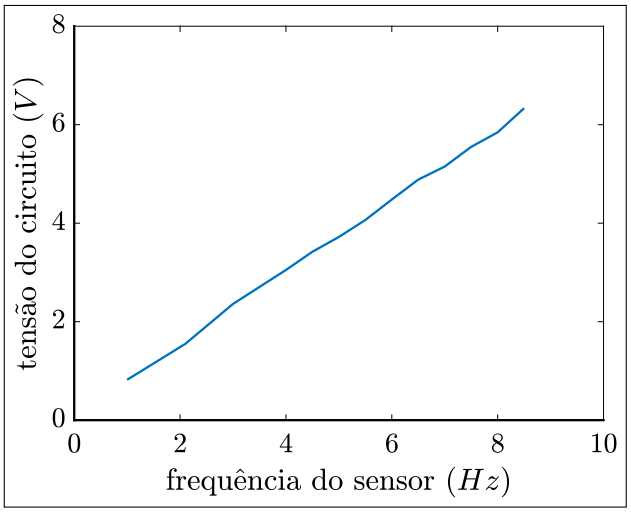


Fonte: Autor.

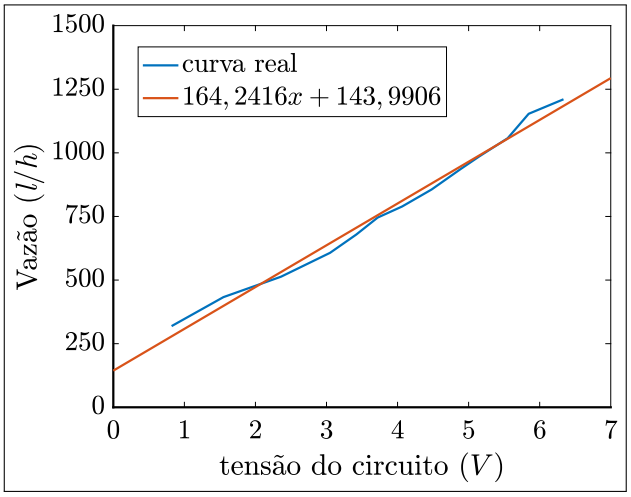
A resposta do circuito de conversão de frequência em tensão é ilustrado na Figura 150a. Finalmente, a curva de vazão por tensão do circuito pode ser observada na Figura 150b. A curva medida (em azul) é linearizada (em laranja) para utilização na aplicação do *Labview*.

Figura 150 – Resultado do circuito condicionador de vazão.

(a) Resposta da conversão de frequência em tensão.



(b) Curva de vazão por tensão do circuito.



Fonte: Autor.

Os circuitos montados dos diagramas das Figuras 147 e 149 são apresentados na Figura 78.