

RENAN FIGUEREDO DA SILVA

**Desenvolvimento via simulação de um microinversor com circuito
Boost, com controlador Proporcional Ressonante**

Manaus

2021

RENAN FIGUEREDO DA SILVA

**Desenvolvimento via simulação de um microinversor com circuito
Boost, com controlador Proporcional Ressonante**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Walter Andrés Vermehren Valenzuela

Coorientador: Prof. Dr. Victor Enrique Vermehren Valenzuela

Manaus

2021

**Desenvolvimento via simulação de um microinversor com circuito
Boost, com controlador Proporcional Ressonante**

RENAN FIGUEREDO DA SILVA

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado à Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovada por:



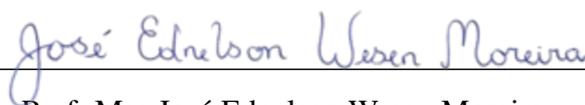
Prof. Dr. Walter Andrés Vermehren Valenzuela
Orientador



Prof. Dr. Victor Enrique Vermehren Valenzuela
Coorientador



Prof. Dr. Almir Kimura Jr.
Membro (EST/UEA)



Prof. Msc José Ednelson Wesen Moreira
Membro (EST/UEA)



Prof. Dr. Rodrigo Farias Araújo
Membro (EST/UEA)

Manaus, 30 de Julho de 2021.

A todos aqueles que me ajudaram a concluir a graduação,
dedico.

AGRADECIMENTOS

A minha família que me deu o maior presente de ensinar a usufruir da minha liberdade e sempre apoiar os meus sonhos e projetos. Aos meus orientadores Dr. Walter Andrés Vermehren Valenzuela e Dr. Victor Enrique Vermehren Valenzuela e o professor da disciplina Trabalho de Conclusão de Curso Dr. Almir Kimura Jr pelo conhecimento técnico necessário para a realização desta pesquisa e pela paciência na orientação. Aos professores do curso de Engenharia de Controle e Automação, em especial ao professor Msc. Charles Luiz Silva de Melo (*in memoriam*) por sempre priorizar o sucesso dos alunos do curso e o seu maior legado foi nos ensinar que a união entre alunos e professores faz todos crescerem juntos. Aos meus amigos da Universidade do Estado pela companhia, ajudas e conselhos que me ajudaram a crescer profissionalmente e pessoalmente. À Universidade do Estado do Amazonas, por possibilitar a realização do curso de Engenharia de Controle e Automação.

“A noble spirit embiggens the smallest man.”

(Dan Greaney)

RESUMO

Os microinversores são dispositivos conversor da corrente contínua de um único módulo fotovoltaico em corrente alternada semelhante à rede elétrica residencial, trazendo mais eficiência na produção de energia elétrica. Entretanto, o *payback* é maior em projetos fotovoltaicos com microinversores em relação aos demais tipos de inversores do mercado. A pesquisa apresentada neste documento tem o objetivo de desenvolver via simulação um microinversor com circuito *Boost* controlado por uma malha de controle em cascata e por um circuito ponte H controlado por uma malha de controle com controlador Proporcional Ressonante. Foram feitas simulações para averiguar se o microinversor possui alta eficiência e se possui baixa incidência de harmônicos. Por fim, foi feita o cálculo do custo financeiro do microinversor desenvolvido e comparado com os demais microinversores existentes no mercado.

Palavras-chave: Fotovoltaica, Energias-Renováveis, Microinversores.

ABSTRACT

The microinverters are devices for conversion the direct current of a single photovoltaic module in alternating current similar to a residential electric grid resulting in more efficiency in production of electrical energy. However, the payback is bigger in photovoltaics projects with microinverters compared to others types of inverters in the market. This research have the objective to develop a microinverter by simulation using a Boost circuit controlled by cascaded closed loop and a H-bridge circuit controlled by PR controller. The circuit was simulated to evaluate the efficiency and the harmonics incidents. Lastly, was made the calculation of the value of the microinverter and compared with othes microinverters in the market.

Keywords: Photovoltaic, Renewable Energy, Microinverter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | | |
|----|---|----|
| 1 | Circuito com o controlador PR. | 25 |
| 2 | Diagramas de Bode do filtro ressonante no domínio w | 28 |
| 3 | Diagramas de Bode do controlador PR no domínio w | 28 |
| 4 | Sinal da referência e da corrente de saída. | 29 |
| 5 | Gráficos do sinal da corrente de saída do microinversor. | 30 |
| 6 | Regra para o erro e para a variação do erro. | 31 |
| 7 | Circuitos <i>Buck</i> , <i>Boost</i> , <i>Buck-Boost</i> e <i>Flyback</i> com o controlador PID. . | 31 |
| 8 | Circuitos <i>Buck</i> , <i>Boost</i> , <i>Buck-Boost</i> e <i>Flyback</i> com controlador <i>Fuzzy</i> . | 32 |
| 9 | gráficos das respostas transitórias dos conversores <i>Buck</i> , <i>Boost</i> , <i>Buck-Boost</i> e <i>Flyback</i> | 34 |
| 10 | Célula fotovoltaica. | 35 |
| 11 | Células fotovoltaicas conectadas em série. | 36 |
| 12 | Módulos fotovoltaicos de silício monocristalino. | 36 |
| 13 | Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica. | 36 |
| 14 | Curva I-V de um módulo fotovoltaico. | 37 |
| 15 | Módulo fotovoltaico sofrendo sombreamento parcial. | 38 |
| 16 | Módulo fotovoltaico com diodo de <i>bypass</i> | 38 |
| 17 | Topologia do conversor <i>Boost</i> com a malha de controle | 39 |
| 18 | Conversor <i>Boost</i> com a chave ligada. | 40 |
| 19 | Conversor <i>Boost</i> com a chave desligada. | 40 |
| 20 | Circuito Ponte H. | 41 |
| 21 | Circuito filtro RC passa-baixas com amplificador. | 42 |
| 22 | Função de transferência do <i>Phase-Locked-Loop</i> | 43 |

| | | |
|----|---|----|
| 23 | Função de transferência do <i>Phase-Locked-Loop</i> com controlador PI. . . | 43 |
| 24 | Diagrama de Bode do controlador PR ideal e não-ideal | 46 |
| 25 | Gráficos do ponto de máxima potência do módulo X21-470-COM. . . | 48 |
| 26 | Conversor <i>Boost</i> com o módulo fotovoltaico. | 49 |
| 27 | Conversor <i>Boost</i> com a modelagem matemática do módulo fotovoltaico utilizada. | 51 |
| 28 | Malha de controle em cascata do conversor <i>Boost</i> | 53 |
| 29 | Circuito RC passa-baixas no ambiente <i>Simulink</i> | 56 |
| 30 | Bloco do circuito Ponte H no <i>Simulink</i> | 57 |
| 31 | Bloco do circuito Ponte H no <i>Simulink</i> | 57 |
| 32 | Bloco <i>Phase-Locked-Loop</i> do <i>Simulink</i> | 58 |
| 33 | Condição lógica para o funcionamento da ponte H no <i>Simulink</i> | 58 |
| 34 | Gráficos do sinal da corrente de saída do microinversor. | 59 |
| 35 | Malha de controle da ponte H no <i>Simulink</i> | 59 |
| 36 | Malha de controle da ponte H com o controlador PR. | 62 |
| 37 | Extração da potência máxima de saída no <i>Simulink</i> | 66 |
| 38 | Extração da eficiência média no <i>Simulink</i> | 66 |
| 39 | Placa <i>Arduino Leonardo R3</i> | 67 |
| 40 | Sensor de corrente modelo ACS712. | 68 |
| 41 | Sensor de tensão modelo ZMPT101B. | 68 |
| 42 | MOSFET modelo PWM D4184. | 68 |
| 43 | Tensão de saída real e eficaz do filtro RC passa-baixas. | 70 |
| 44 | Gráficos do sinal da corrente de saída do microinversor. | 72 |
| 45 | Sinal da referência, realimentação e erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 300 W/m^2 | 73 |

| | | |
|----|--|----|
| 46 | Sinal da referência, realimentação e erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 500 W/m^2 | 73 |
| 47 | Sinal da referência, realimentação e erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 1000 W/m^2 | 74 |
| 48 | Fluxograma do algoritmo Perturbe e Observe. | 83 |
| 49 | Circuito do microinversor, malhas de controle e resultados no <i>Simulink</i> | 92 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|----|--|----|
| 1 | Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante. | 26 |
| 2 | Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante. | 33 |
| 3 | Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante. | 33 |
| 4 | Parâmetros do Módulo Fotovoltaico X21-470-COM. | 48 |
| 5 | Valores dos parâmetros iniciais. | 50 |
| 6 | Ganhos do controlador PID do <i>Phase-Locked-Loop</i> | 60 |
| 7 | Ganhos do controlador PID do <i>Phase-Locked-Loop</i> | 60 |
| 8 | Valores dos componentes eletrônicos do microinversor. | 69 |
| 9 | Valores dos ganhos dos controladores do conversor <i>Boost</i> | 70 |
| 10 | Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante. | 71 |
| 11 | Valores das constantes do filtro ressonante no domínio W. | 71 |
| 12 | Corrente de saída, Potência de saída e eficiência para diferentes valores de irradiância. | 74 |
| 13 | Especificações técnicas do microinversor. | 75 |
| 14 | Cálculo custo do microinversor. | 76 |
| 15 | Valor dos demais microinversores em comparação com o microinversor desenvolvido na pesquisa. | 77 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CRESESE Centro de Referência para as Energias Solar e Eólica Sérgio de S.Brito

FTMA Função de Transferência em Malha Aberta

FTMF Função de Transferência em Malha Fechada

PI Controlador Proporcional Integral

PID Controlador Proporcional Integral e Derivativo

PR Controlador Proporcional Ressonante

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|-----------------|---|
| P_{mpp} | Potência no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| V_{oc} | Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| V_{in} | Tensão mínima de saída do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| V_{cel} | Valor da tensão da célula fotovoltaica no Ponto de Máxima Potência do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| I_{SC} | Corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| I_{mpp} | Corrente no ponto de Máxima Potência do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| C_{pv} | Capacitor do módulo fotovoltaico X21-470-COM |
| P | Potência de entrada mínima recomendada |
| F_s | Frequência de chaveamento |
| V_g | Valor eficaz da tensão da rede elétrica |
| V_o | Tensão de saída do conversor <i>Boost</i> |
| V_{in} | Tensão de entrada do conversor <i>Boost</i> |
| L_1 | Indutor do conversor <i>Boost</i> |
| r_{L1} | Resistência de L_1 |
| C_1 | Capacitor do conversor <i>Boost</i> |
| V_{C1} | Tensão em C_1 |
| I_{L1} | Corrente do indutor |
| ΔI_{L1} | Variação da corrente do indutor |
| ΔV_{C1} | Variação da tensão do capacitor |
| D | Ciclo de trabalho do conversor <i>Boost</i> |
| R | Resistor do conversor <i>Boost</i> |
| R_{eq} | Resistência equivalente do módulo fotovoltaico |
| $G_{vi}(s)$ | Função de transferência da tensão do conversor <i>Boost</i> em função da corrente |

| | |
|---------------|--|
| $G_{id}(s)$ | Função de transferência da corrente do conversor <i>Boost</i> em função do ciclo de trabalho |
| $C_{vi}(s)$ | Controlador de $G_{vi}(s)$ |
| k_{pv} | Ganho proporcional de $C_{vi}(s)$ |
| k_{iv} | Ganho proporcional de $C_{vi}(s)$ |
| ω_{cv} | Frequência de corte de $C_{vi}(s)$ |
| $C_{id}(s)$ | Controlador de $G_{id}(s)$ |
| k_{pi} | Ganho proporcional de $C_{id}(s)$ |
| k_{ii} | Ganho proporcional de $C_{id}(s)$ |
| ω_{ci} | Frequência de corte de $C_{id}(s)$ |
| C_2 | Capacitância do filtro RC passa-baixas |
| F_c | Frequência de corte do filtro RC passa-baixas |
| L_2 | Indutor da ponte H |
| r_{L2} | Resistência de L_2 |
| K_{PPLL} | Ganho proporcional do PLL |
| K_{IPLL} | Ganho integral do PLL |
| K_{DPLL} | Ganho derivativo do PLL |
| F_a | Frequência de amostragem |
| T_a | Período de amostragem |
| V_{DC} | Tensão de entrada na ponte H |
| V_p | Valor de pico da tensão da rede elétrica |
| F_g | Frequência da rede elétrica |
| ω_g | Frequência angular da rede elétrica |
| $H_i(s)$ | Ganho da realimentação da corrente elétrica |
| $H_v(s)$ | Ganho da corrente de referência |
| ω_r | Frequência angular de ressonância |

| | |
|-------------|---|
| ζ | Coeficiente de amortecimento |
| $H_0(s)$ | Função de transferência de Nastin |
| a_n | coeficientes de $H_0(s)$ |
| α_n | Coeficiente de proporções características |
| w_n | Coeficiente das frequências de pulsação |
| P_N | Polinômio de Nastin |
| $C_{PR}(s)$ | Controlador Proporcional Ressonante |
| K_{PPR} | Ganho proporcional de $C_{PR}(s)$ |
| K_{IPR} | Ganho integral de $C_{PR}(s)$ |
| $H_r(s)$ | Filtro Ressonante |
| B_r | Frequência angular do Filtro Ressonante |
| w | Domínio contínuo w |

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| INTRODUÇÃO | 20 |
| 1 TEMA | 22 |
| 2 RESUMO DO TEMA | 22 |
| 3 PROBLEMÁTICA | 22 |
| 4 HIPÓTESE | 22 |
| 5 JUSTIFICATIVA | 23 |
| 5.1 Justificativa do tema | 23 |
| 5.2 Justificativa da hipótese | 23 |
| 6 OBJETIVO | 23 |
| 6.1 Objetivo geral | 23 |
| 6.2 Objetivos específicos | 23 |
| 7 TRABALHOS RELACIONADOS | 25 |
| 7.1 Design Procedure for a Digital Proportional-Resonant Current Controller in a Grid Connected Inverter | 25 |
| 7.2 Performance Analysis of Fuzzy Logic Controlled DC-DC Converters . | 29 |
| 8 REFERÊNCIAL TEÓRICO | 35 |
| 8.1 Efeito fotovoltaico | 35 |
| 8.1.1 Módulo fotovoltaico | 35 |
| 8.1.2 Modelagem matemática de um módulo fotovoltaico | 36 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 8.1.2.1 | Curva de tensão e corrente de um módulo fotovoltaico | 37 |
| 8.1.3 | Sombreamento do módulo fotovoltaico | 38 |
| 8.2 | Inversores | 39 |
| 8.3 | Conversor <i>Boost</i> | 39 |
| 8.3.1 | Princípio de operação do conversor <i>Boost</i> | 39 |
| 8.3.2 | Modelagem matemática do conversor <i>Boost</i> | 40 |
| 8.4 | Circuito Ponte H | 41 |
| 8.5 | Filtro RC passa-baixas | 42 |
| 8.6 | <i>Phase-Locked-Loop</i> | 43 |
| 8.7 | Controle Proporcional Integral Derivativo | 44 |
| 8.8 | Controle Proporcional Ressonante | 44 |
| 8.8.1 | Necessidade do Controle Proporcional Ressonante | 44 |
| 8.8.2 | Topologia do Controlador Proporcional Ressonante | 45 |
| 9 | METODOLOGIA | 47 |
| 9.1 | Requisitos desejados | 47 |
| 9.2 | Módulo fotovoltaico | 47 |
| 9.2.1 | Algoritmo Perturbe e Observe | 49 |
| 9.3 | Conversor <i>Boost</i> | 49 |
| 9.3.1 | Valores dos componentes do conversor <i>Boost</i> | 49 |
| 9.3.1.1 | Parâmetros iniciais | 49 |
| 9.3.1.2 | Valores do indutor e do Capacitor | 50 |
| 9.3.2 | Funções de transferência do conversor <i>Boost</i> | 51 |
| 9.3.3 | <i>Design</i> da malha do conversor <i>Boost</i> | 53 |
| 9.3.4 | Sintonização dos controladores | 53 |
| 9.3.4.1 | Malha interna | 53 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 9.3.4.2 | Malha externa | 55 |
| 9.4 | Filtro Passa-Baixas na saída do conversor <i>Boost</i> | 56 |
| 9.5 | Circuito Ponte H conectado à rede elétrica | 57 |
| 9.5.1 | Condição de funcionamento da Ponte H | 58 |
| 9.5.2 | Projeto da malha de controle da ponte H | 59 |
| 9.6 | Sintonização do controlador Proporcional Ressonante | 60 |
| 9.6.1 | Valores dos ganhos proporcional e integral pelo método polinomial de Nastin | 60 |
| 9.6.2 | Sintonização do filtro ressonante | 64 |
| 9.6.2.1 | Filtro ressonante no domínio w | 64 |
| 9.7 | Extração da potência de saída e extração da eficiência do microinversor | 65 |
| 9.7.1 | Extração da potência máxima de saída | 65 |
| 9.7.2 | Extração do valor da eficiência do microinversor | 66 |
| 9.8 | Cálculo do custo financeiro do microinversor | 67 |
| 10 | RESULTADOS E DISCUSSÕES | 69 |
| 10.1 | Valores dos componentes eletrônicos do microinversor | 69 |
| 10.2 | Controladores do conversor <i>Boost</i> | 69 |
| 10.2.1 | Valores dos ganhos dos controladores do conversor <i>Boost</i> | 69 |
| 10.2.2 | Tensão da saída do conversor <i>Boost</i> | 70 |
| 10.3 | Ganhos do controlador PR e do filtro ressonante | 71 |
| 10.3.1 | Controlador PR e filtro ressonante na forma contínua | 71 |
| 10.3.2 | Controlador PR e filtro ressonante no domínio W | 71 |
| 10.4 | Sinais da malha de controle da ponte H | 73 |
| 10.5 | Intervalo de Operação da tensão de entrada | 75 |
| 10.6 | Intervalo de operação da frequência da corrente de saída | 75 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 10.7 | Especificações técnicas do microinversor | 75 |
| 10.8 | Custo de produção do microinversor | 76 |
| 10.8.1 | Comparação com os demais microinversores existentes no mercado | 76 |
| 11 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 78 |
| 11.1 | Trabalhos futuros | 79 |
| | Referências | 80 |
| | Apêndice A | 83 |
| | Apêndice B | 86 |
| | Apêndice C | 92 |

INTRODUÇÃO

O uso da energia elétrica vem sendo utilizado desde o século XVIII para alimentar os dispositivos elétricos que auxiliam em tarefas do ser humano. Conforme foi sendo popularizado o uso de dispositivos elétricos, o ser humano buscou cada vez mais novas fontes de energia elétrica. Todavia, as fontes de energia elétrica mais utilizadas pelo ser humano não são renováveis ou não são sustentáveis (MACHADO; MIRANDA, 2015). Para exemplificar, podemos citar o Brasil, onde 61,18% da produção de energia elétrica advém de Usinas Hidrelétricas, produzindo alagamento onde são construídas e destruindo toda a fauna e flora ao redor (SILVA; SHAYANI; OLIVEIRA, 2018).

Para minimizar as consequências de utilizar fontes de energia elétrica não renováveis e não sustentáveis foram buscadas na natureza outras fontes de energia que fossem renováveis e sustentáveis (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017). Uma das fontes mais utilizadas em todo o mundo é a energia fotovoltaica, a qual é produzida a partir da incidência de raios solares em dispositivos semicondutores, conhecidos como módulos fotovoltaicos (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017).

A energia fotovoltaica é considerada renovável porque a sua fonte são os raios solares. Para efeitos comparativos, segundo(MACHADO; MIRANDA, 2015) os raios solares que incidem no planeta Terra durante uma hora possuem mais energia que a humanidade consumiu em energia elétrica durante um ano. A energia fotovoltaica também é considerada renovável porque o processo de produção de energia fotovoltaica causa danos mínimos ao meio ambiente(SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017).

A energia produzida pelos módulos fotovoltaicos é de corrente contínua e para transformar em alternada são utilizados dispositivos chamados de inversores(KASA; IIDA; CHEN, 2005). Os inversores mais utilizados no mercado são os inversores modulares que utilizam vários módulos fotovoltaicos conectados em série para gerar a corrente elétrica semelhante à tensão e corrente da rede elétrica. Entretanto, a eficiência de um inversor modular pode ser reduzida quando um ou mais módulos fotovoltaicos sofrem sombreamento, comprometendo toda a produção de energia(KASA; IIDA; CHEN, 2005).

Para aumentar de eficiência na produção de energia fotovoltaica foram criados os microinversores (KASA; IIDA; CHEN, 2005). Os microinversores são inversores ligados a um único módulo fotovoltaico de forma que se um ou mais módulos fotovoltaicos sofram de sombreamento, os demais não deverão diminuir a sua produção de energia elétrica (COUTINHO et al., 2016). Todavia, os microinversores ainda possuem o custo de produção elevado, por isso não é financeiramente viável a substituição dos inversores modulares por microinversores (KASA; IIDA; CHEN, 2005).

A vista disso, a pesquisa tem como objetivo principal o desenvolvimento via simulação de um microinversor para receber a corrente contínua originada de um módulo fotovoltaico e gerar a corrente contínua semelhante à rede elétrica. A corrente será aumentada passando pelo circuito conversor *Boost* e para que a corrente contínua seja transformada em alternada, a saída do conversor *Boost* passará por um circuito Ponte H. O controlador Proporcional Ressonante exercerá o controle na Ponte H. O valor financeiro microinversor desenvolvido será comparado com os demais microinversores existentes no mercado para averiguar se o valor é menor e assim diminuir o *payback* em projetos fotovoltaicos com microinversores.

1 TEMA

Desenvolvimento via simulação de um microinversor com circuito *Boost*, com controlador Proporcional Ressonante

2 RESUMO DO TEMA

Desenvolver um microinversor que receberá a corrente contínua originada de um módulo fotovoltaico e gerará uma corrente alternada senoidal modificada semelhante à rede elétrica. A corrente do módulo fotovoltaico passará pelo conversor *Boost* o qual elevará a tensão, para gerar uma corrente alternada senoidal modificada será utilizado um circuito ponte H, o controlador Proporcional Ressonante exercerá o controle na ponte H. A validação do microinversor será apresentada via simulação de software.

3 PROBLEMÁTICA

Elevado *payback* em projetos fotovoltaicos com microinversores em comparação aos inversores mais comuns do mercado.

4 HIPÓTESE

Um microinversor com um circuito *Boost* e controlador Proporcional Ressonante pode ter o *payback* menor em projetos fotovoltaicos.

5 JUSTIFICATIVA

5.1 Justificativa do tema

Concentra-se em desenvolver um microinversor com o *payback* menor em projetos fotovoltaicos.

5.2 Justificativa da hipótese

Concentra-se em apresentar evidências de que um microinversor com circuito *Boost* e controlador Proporcional Ressonante tem o *payback* menor em projetos fotovoltaicos.

6 OBJETIVO

6.1 Objetivo geral

Desenvolver via simulação um microinversor com circuito Boost, com controlador Proporcional Ressonante de baixo *payback*, para projetos fotovoltaicos.

6.2 Objetivos específicos

- Estudar o conversor *Boost*;
- Estudar o controlador Proporcional Ressonante;
- Desenvolver um conversor Boost que receba o corrente elétrica de um módulo fotovoltaico e eleve a tensão;
- Sintonizar os controladores da malha de controle do conversor *Boost*;

- Sintonizar um controlador Proporcional Ressonante para gerar uma corrente senoidal modificada semelhante à rede elétrica;
- Extrair o valor da tensão de saída do filtro RC passa-baixas e verificar se é satisfatório para o microinversor;
- Extrair os valores da realimentação e o erro da corrente de saída microinversor em diferentes situações de simulação;
- Extrair os valores do fator de potência da corrente de saída do microinversor em diferentes situações de simulação;
- Verificar a eficiência do microinversor em diferentes situações de simulação;
- Comparar o custo do microinversor desenvolvido com os demais microinversores do mercado.

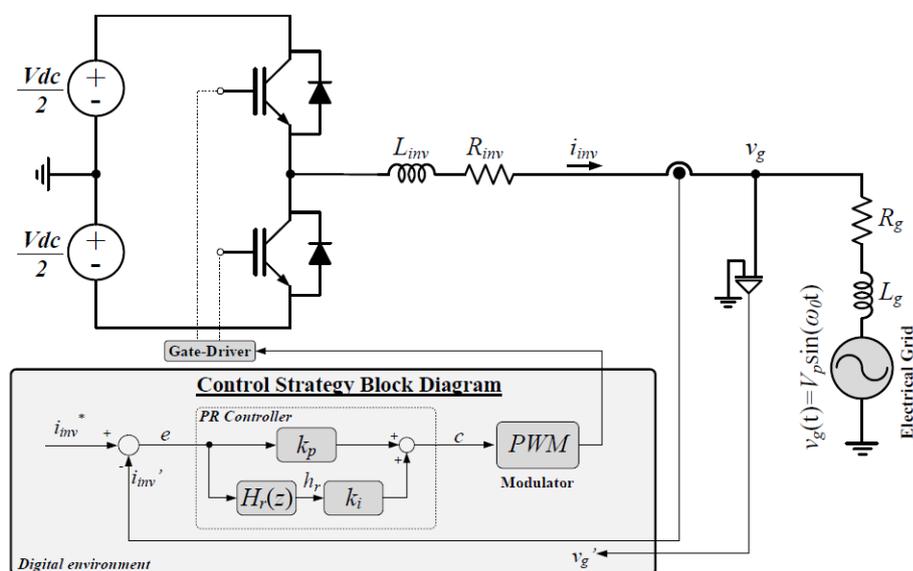
7 TRABALHOS RELACIONADOS

7.1 Design Procedure for a Digital Proportional-Resonant Current Controller in a Grid Connected Inverter

Procedimento do *Design* de um controlador Proporcional-Ressonante(PR) para o controle da corrente de um inversor conectado à rede elétrica, em português.

A pesquisa trata-se do projeto de um controlador PR para um circuito meia-ponte com um filtro indutivo conectado à rede elétrica. O controlador PR atua no chaveamento do circuito de meia-ponte para gerar a corrente de saída senoidal (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018). A figura 1 ilustra o circuito com o controlador PR utilizado na pesquisa:

Figura 1: Circuito com o controlador PR.



Fonte: (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018)

A tabela 1 trata-se dos valores dos parâmetros utilizados na pesquisa:

Tabela 1: Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante.

| Parâmetros do inversor utilizado na pesquisa | | |
|--|-----------------------|----------------------------|
| Parâmetros | Variável | Valor |
| Tensão contínua do inversor | V_{DC} | 450V |
| Resistência do inversor | R_{inv} | 0.5mΩ |
| Indutância do inversor | L_{inv} | 10mH |
| Frequência de chaveamento | f_s | 30kHz |
| Ganho do sensor de corrente | H_i | 0.1A/A |
| Potência nominal do inversor | P_{inv} | 1500W |
| Frequência de amostragem | f_a | 30kHz |
| Frequência angular de amostragem | $\omega_a = 2\pi f_a$ | 1.88x10 ⁵ rad/s |
| Período de amostragem | $T_a = \frac{1}{f_a}$ | 33.333μs |
| Tensão de pico da rede | V_p | 180V |
| Frequência da rede | f_g | 60Hz |
| Frequência angular da rede | $\omega_g = 2\pi f_g$ | 377rad/s |
| Indutância da rede | L_g | 100μH |
| Resistência da rede | R_g | 0.1mΩ |
| Frequência de ressonância | f_r | 60Hz |
| Frequência angular de ressonância | $\omega_r = 2\pi f_r$ | 377rad/s |
| Frequência de corte do filtro ressonante | B_s | 1.5Hz |
| Frequência angular de corte do filtro ressonante | $B_r = 2\pi B_s$ | 10.053rad/s |
| Coefficiente de amortecimento | ζ | 0.95 |
| Ganho ressonante do filtro analógico | k_r | 1 |

Fonte: (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018).

A sintonização dos ganhos do controlador PR foi feita utilizando as equações deduzidas no polinômio de NASTIN. As equações em 7.1 são as equações para os ganhos K_p e K_i do controlador PR:

$$k_p = \frac{(2\zeta+1)\sqrt{2\zeta+1}\omega_r L_{inv} - R_{inv}}{\frac{V_{DC}}{2}} \frac{1}{H_i}, \quad k_i = \frac{\omega_r^2 L_{inv} [(2\zeta+1)^2 - 1]}{V_{DC}} \frac{1}{H_i} \quad (7.1)$$

A equação 7.2 descreve a função de transferência do filtro ressonante:

$$H_r(s) = \frac{k_r B_r s}{s^2 + 2B_r s + \omega_r^2} \quad (7.2)$$

Para verificar numericamente a precisão do design do controlador PR e a sua resposta em frequência, a pesquisa utilizou o fictício plano w . O domínio w é um artifício que permite analisar o sistema no domínio discreto através dos diagramas

de Bode semelhante aos gráficos do domínio contínuo (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018). A equação 7.3 descreve a transformação do plano discreto para o plano contínuo com o plano W:

$$z = \frac{1 + \left(\frac{T_a}{2}\right)w}{1 - \left(\frac{T_a}{2}\right)w} \quad (7.3)$$

A equação a seguir é a função de transferência do filtro ressonante no plano discreto:

$$H_r(z) = \mathbb{Z}\{H_r(s)\} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (7.4)$$

Os valores das constantes na equação 7.4 se encontram nas equações em 7.5:

$$\left\{ \begin{array}{l} b_0 = B_r T_a \\ b_1 = \left[-B_r e^{-0.5B_r T_a} \cos(T_a \sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}) - C \right] \\ b_2 = 0 \\ a_0 = 1 \\ a_1 = -2e^{-0.5B_r T_a} \cos(T_a \sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}) \\ a_2 = e^{-B_r T_a} \end{array} \right. \quad (7.5)$$

Em que C é calculado pela equação 7.6:

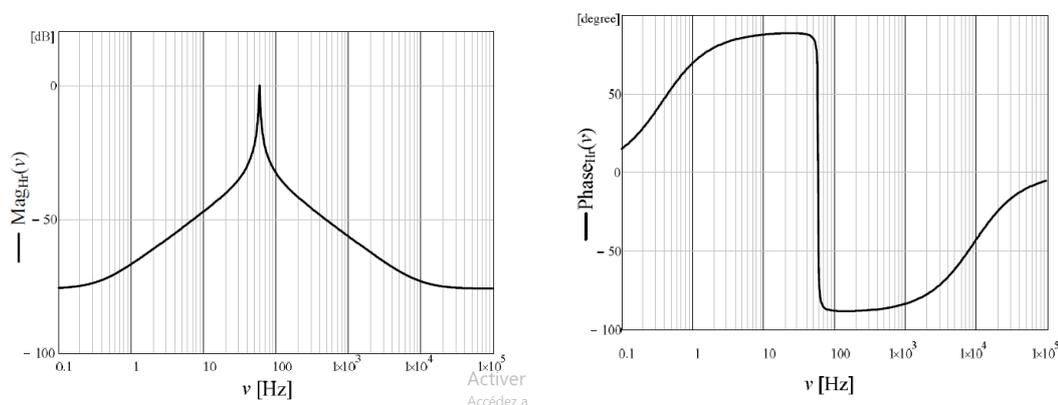
$$C = \frac{0.5B_r^2}{\sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}} e^{-0.5B_r T_a} \sin\left(T_a \sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}\right) \quad (7.6)$$

A equação 7.7 é a função de transferência do controlador PR:

$$TF_{PR}(z) = k_p + k_i H_r(z) = k_p + k_i \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (7.7)$$

As figuras em 2 são, respectivamente, diagramas de bode da magnitude e da margem de fase do filtro ressonante no plano w :

Figura 2: Diagramas de Bode do filtro ressonante no domínio w .

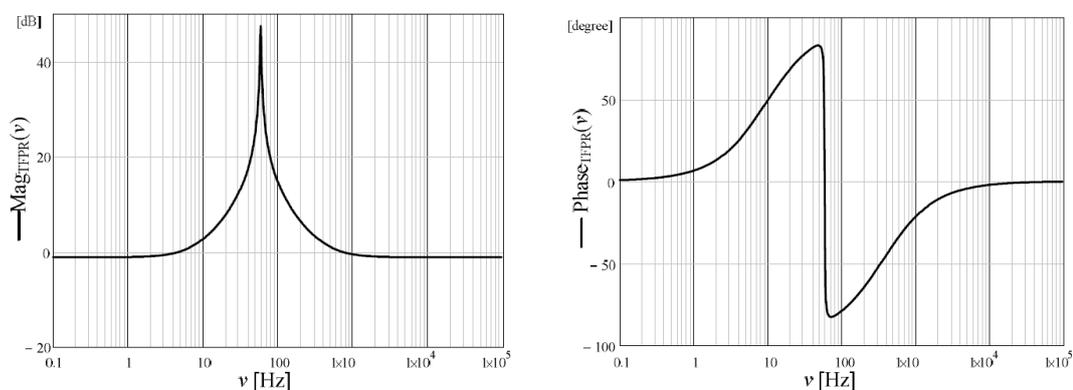


(a) Diagrama de Bode magnitude do Filtro Ressonante no domínio w . (b) Diagrama de Bode da margem de fase do Filtro Ressonante no domínio w .

Fonte: (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018)

As figuras em ?? são, respectivamente, diagramas de bode da magnitude e da margem de fase do controlador PR no plano w :

Figura 3: Diagramas de Bode do controlador PR no domínio w .

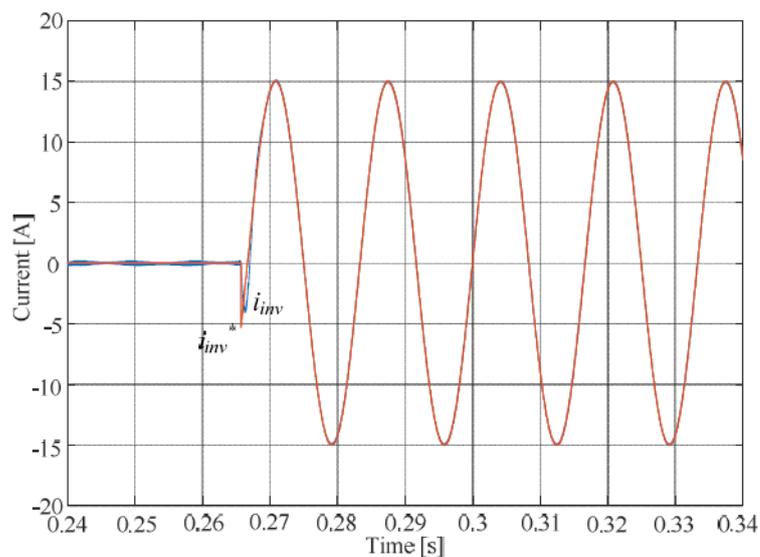


(a) Diagrama de Bode da magnitude do Filtro Ressonante no domínio w . (b) Diagrama de Bode da margem de fase do controlador PR no domínio w .

Fonte: (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018)

Com controlador PR sintonizado, foi feita simulação do circuito com o controlador PR e extraído o valor da corrente de saída durante a simulação. A figura 4 é o gráfico da referência e da corrente de saída durante a referência nula e durante a senoide de referência:

Figura 4: Sinal da referência e da corrente de saída.



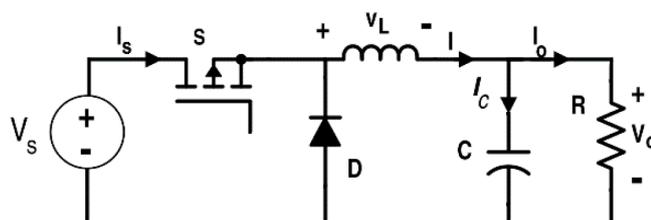
Fonte: (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018)

7.2 Performance Analysis of Fuzzy Logic Controlled DC-DC Converters

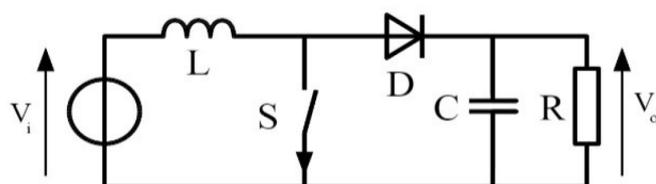
Análise de performance de lógica Fuzzy no controle de conversor CC-CC, em português.

Este artigo é um estudo comparativo de quatro tipos de conversores CC-CC: *Buck*, *Boost*, *Flyback* e *Buck-Boost*. Além disso, cada tipo de conversor foi comparado estando em malha aberta, com um controlador PID e com um controlador Fuzzy. As figuras em 5 são, respectivamente, os circuitos dos conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback*:

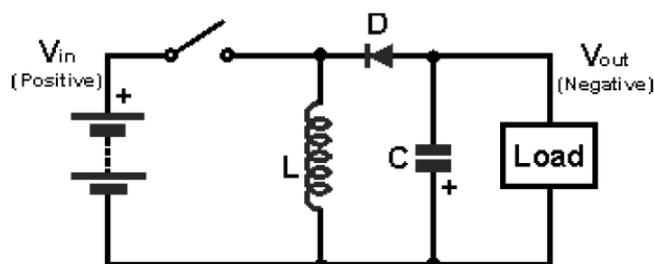
Figura 5: Gráficos do sinal da corrente de saída do microinversor.



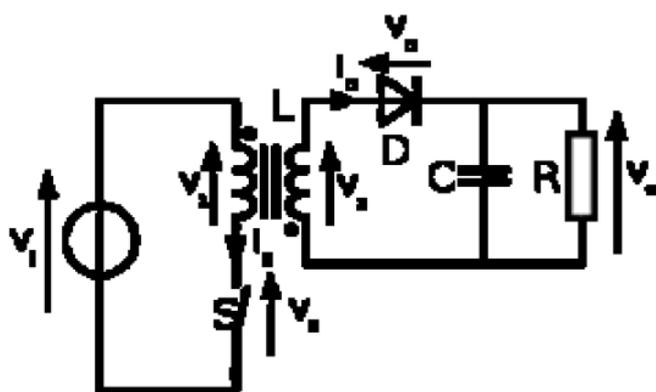
(a) Circuito do conversor *Buck*.



(b) Circuito do conversor *Boost*.



(c) Circuito do conversor *Buck-Boost*.



(d) Circuito do conversor *Flyback*.

Fonte: (MAITY et al., 2019).

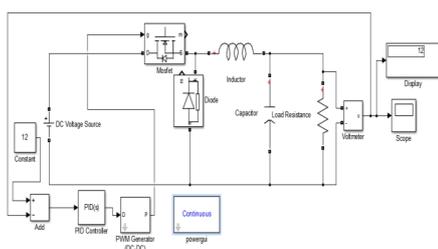
A interface do controlador *Fuzzy* possui as funções de pertinência do tipo Mandani. As entradas estão divididas em sete grupos que são: NB: Alto Negativo, NM: Médio Negativo, NS: Negativo pequeno, Z: Área Zero, PS: Positivo pequeno, PM: Positivo médio, PB: Positivo Grande. A saída é o valor, em porcentagem, do ciclo de trabalho. Os parâmetros utilizados se encontram na figura 6:

Figura 6: Regra para o erro e para a variação do erro.

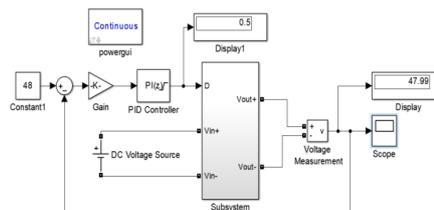
| e' \ e | PB | PM | PS | Z | NS | NM | NB |
|------------|-----|-----|-----|------|------|------|------|
| NB | 0 | -5 | -50 | -100 | -100 | -100 | -100 |
| NM | 5 | 0 | -5 | -50 | -100 | -100 | -100 |
| NS | 50 | 5 | 0 | -5 | -50 | -100 | -100 |
| Z | 100 | 50 | 5 | 0 | -5 | -50 | -100 |
| PS | 100 | 100 | 50 | 5 | 0 | -5 | -50 |
| PM | 100 | 100 | 100 | 50 | 5 | 0 | -5 |
| PB | 100 | 100 | 100 | 100 | 50 | 5 | 0 |

Fonte: (MAITY et al., 2019).

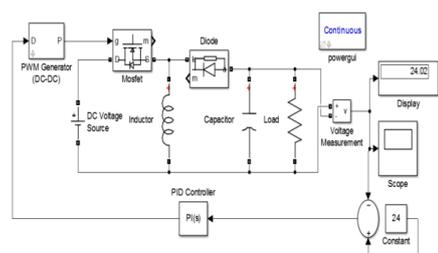
A simulação dos circuitos utilizando controladores PID foi feita no *software MATLAB*. As figuras a seguir são, respectivamente, os circuitos *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback* com o controlador PID:

Figura 7: Circuitos *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback* com o controlador PID.

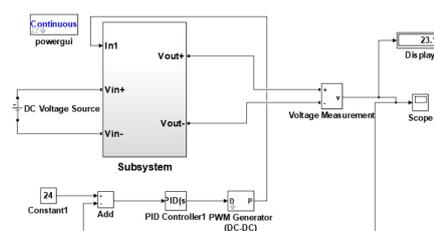
(a) Conversor Buck com controle PID.



(b) Conversor Boost com controle PID.



(c) Conversor Buck-Boost com controle PID.



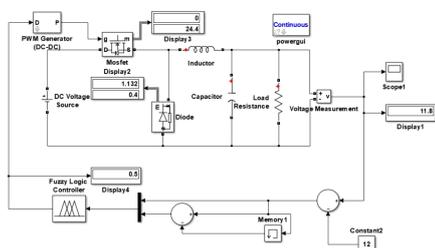
(d) Conversor Flyback com controle PID.

Fonte: (MAITY et al., 2019).

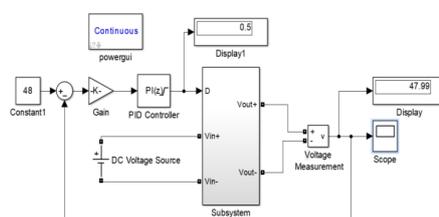
As simulações com o controlador *Fuzzy* também foram feitas no *software MATLAB*. As figuras em 8 são, respectivamente, os circuitos *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback* com controlador *Fuzzy*:

Figura 8: Circuitos *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback* com controlador *Fuzzy*

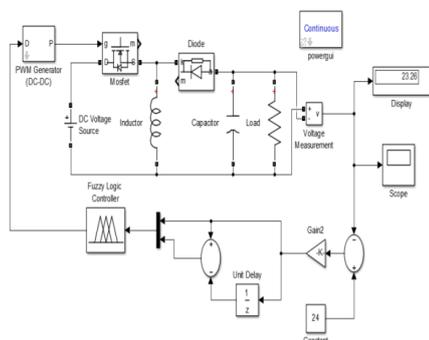
(a) Conversor Buck com controle PID.



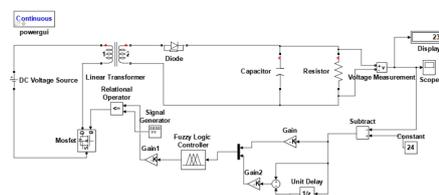
(b) Conversor Boost com controle PID.



(c) Conversor Buck-Boost com controle PID.



(d) Conversor Flyback com controle PID.



Fonte: (MAITY et al., 2019).

A tabela 2 mostra os valores das grandezas dos parâmetros do circuito para cada tipo de conversor:

Tabela 2: Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante.

| Grandezas dos circuitos | | | | |
|-----------------------------------|--------------------|--------------|-------------------|----------------|
| Grandezas | Conversores | | | |
| | Buck | Boost | Buck-Boost | Flyback |
| Tensão de entrada (V) | 24 | 24 | 24 | 24 |
| Tensão de saída (V) | 12 | 48 | 24 | 24 |
| Indutância (mH) | 65 | 50 | 75 | - |
| Transformador | - | - | - | 1:1 |
| Capacitância (μF) | 150 | 220 | 140 | 950 |
| Resistência de carga (Ω) | 10 | 20 | 40 | 50 |

Fonte: (MAITY et al., 2019).

A tabela 3 mostra os parâmetros de geração de pulsos em cada conversor:

Tabela 3: Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante.

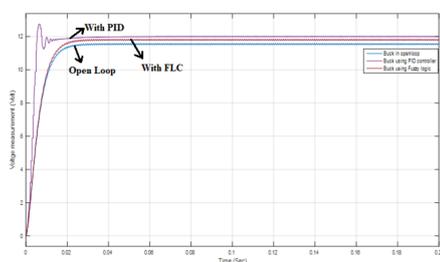
| Grandezas da geração de pulsos | | | | |
|---------------------------------------|--------------------|--------------|-------------------|----------------|
| Grandezas | Conversores | | | |
| | Buck | Boost | Buck-Boost | Flyback |
| Amplitude | 1 | 1 | 1 | 10 |
| Frequência de chaveamento (KHz) | 1 | 22 | 10 | 1 |
| Ciclo de trabalho | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 |
| Controlador PID | | | | |
| Proporcional | 1000 | 0,5 | 0,05 | 0,4 |
| Integral | 2 | 200 | 10 | 10 |
| Derivativo | 2 | 2 | 0 | 0,001 |

Fonte: (MAITY et al., 2019).

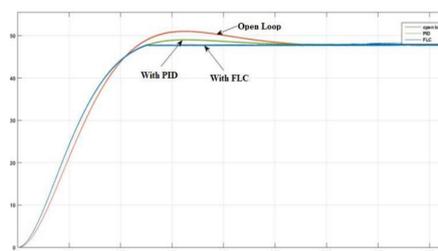
Feita as simulações, foram gerados os gráficos das respostas para os conversores em malha aberta, em malha fechada com o controlador PID e em malha fechada com o controlador *Fuzzy*. O controlador *Fuzzy* se mostrou superior aos demais porque ele apresentou menos ondulação, em todos os conversores. As figuras a seguir são os gráficos das respostas transitórias dos conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback*, respectivamente:

Figura 9: gráficos das respostas transitórias dos conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback*

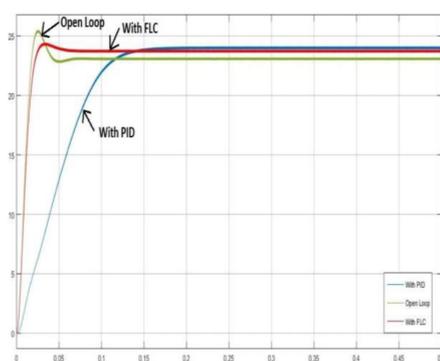
(a) Comparação entre as respostas em malha aberta, malha fechada com controlador PID e malha fechada com controle Fuzzy no conversor Buck.



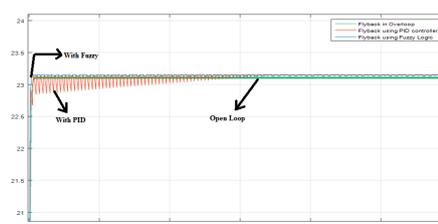
(b) Comparação entre as respostas em malha aberta, malha fechada com controlador PID e malha fechada com controle Fuzzy no conversor Boost.



(c) Comparação entre as respostas em malha aberta, malha fechada com controlador PID e malha fechada com controle Fuzzy no conversor Buck-Boost.



(d) Comparação entre as respostas em malha aberta, malha fechada com controlador PID e malha fechada com controle Fuzzy no conversor Flyback.



Fonte: (MAITY et al., 2019).

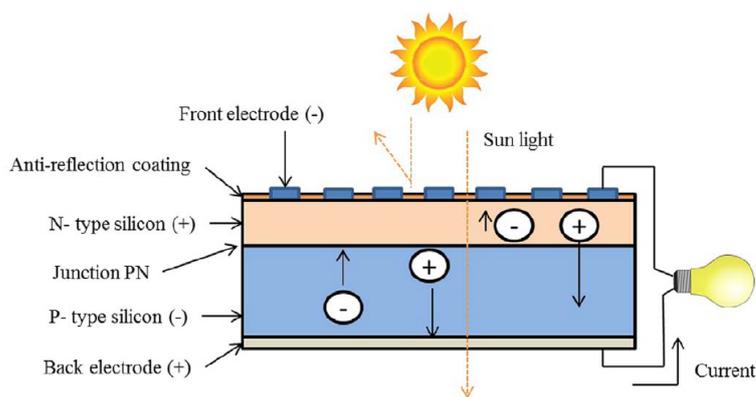
8 REFERÊNCIAL TEÓRICO

8.1 Efeito fotovoltaico

Em certos tipos de materiais, a incidência de ondas eletromagnéticas advindas da luz solar pode ocasionar alterações nas suas propriedades elétricas ou originar tensões e correntes elétricas. O efeito fotovoltaico nada mais é que a transformação da energia magnética advinda dos raios solares em corrente elétrica (VILLALVA, 2012).

O efeito fotovoltaico ocorre em materiais semicondutores, normalmente fabricados utilizando silício, que possuem diferenças de potenciais, um deles a presença de elétrons é abundante (Tipo-N), enquanto o outro não possui elétrons (Tipo-P) (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017). A função dos raios solares é entregar energia suficiente para que os elétrons da camada do tipo – N movam-se para a camada do tipo-P, gerando a corrente elétrica contínua (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017). A figura a seguir ilustra de forma simplificada o efeito fotovoltaico em uma célula fotovoltaica:

Figura 10: Célula fotovoltaica.



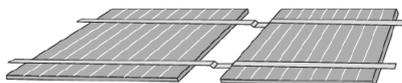
Fonte: (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017).

8.1.1 Módulo fotovoltaico

Segundo (VILLALVA, 2012): “Um módulo fotovoltaico é constituído de células montadas sobre uma estrutura rígida e conectadas eletricamente”. As células são co-

nectadas, normalmente em série, de forma que atinja a tensão de saída desejada. A figura 11 mostra a conexão elétrica entre duas células fotovoltaicas:

Figura 11: Células fotovoltaicas conectadas em série.



Fonte: (VILLALVA, 2012).

Os módulos fotovoltaicos existentes no mercado possuem tensão de até 37V e podem fornecer até 8A de corrente elétrica, a potência produzida por um módulo fotovoltaico é entre 50 e 250 Watts (VILLALVA, 2012). A figura 12 mostra alguns módulos fotovoltaicos de silício:

Figura 12: Módulos fotovoltaicos de silício monocristalino.

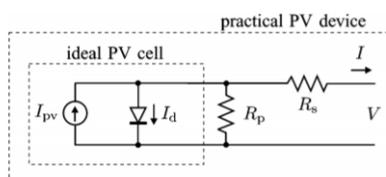


Fonte: (VILLALVA, 2012).

8.1.2 Modelagem matemática de um módulo fotovoltaico

A figura 13 descreve o circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica:

Figura 13: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.



Fonte: (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

A partir do circuito elétrico, é possível encontrar a equação matemática da corrente de saída do módulo fotovoltaico (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). A equação

8.1 descreve o valor da corrente de saída do módulo fotovoltaico:

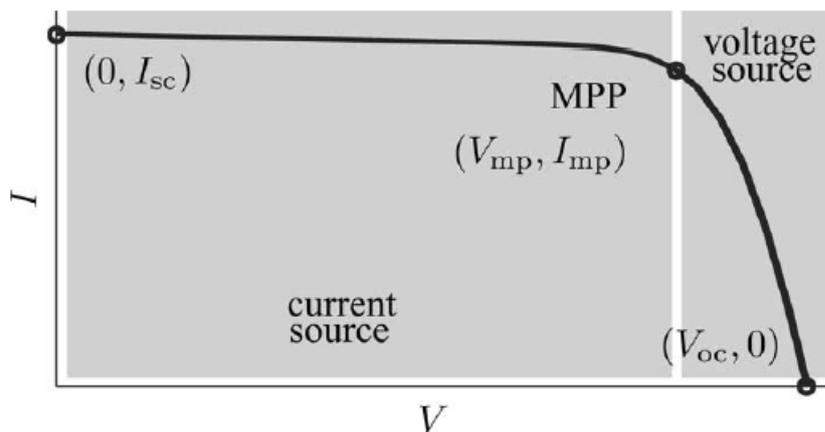
$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (8.1)$$

I_{pv} é a corrente gerada pela irradiação solar, I_0 é a corrente de saturação V_t é tensão térmica, V é a tensão de saída do módulo fotovoltaico, R_s e R_p são, respectivamente, a resistência em série e a resistência em paralelo do módulo fotovoltaico (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

8.1.2.1 Curva de tensão e corrente de um módulo fotovoltaico

A partir da equação 8.1 é possível traçar a curva da corrente em função da tensão (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). A curva corrente-tensão possui três pontos importantes: A corrente de curto-circuito ($0, I_{sc}$), O ponto de máxima potência (V_{mp}, I_{mp}), e a tensão de circuito aberto. A figura a seguir mostra a curva corrente-tensão do módulo fotovoltaico:

Figura 14: Curva I-V de um módulo fotovoltaico.



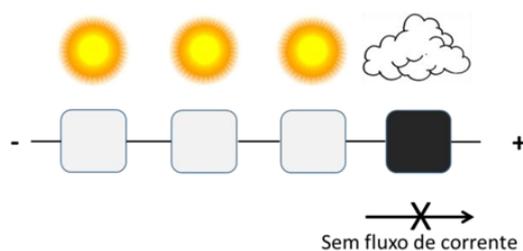
Fonte: (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

8.1.3 Sombreamento do módulo fotovoltaico

Sombreamento do módulo fotovoltaico é quando existe a interrupção total ou parcial da recepção dos raios solares no módulo fotovoltaico, isso pode ser causado tanto por fenômenos da natureza quanto por objetos que possuem suas sombras direcionadas ao módulo fotovoltaico (COUTINHO et al., 2016). O sombreamento pode ter consequências negativas na eficiência do módulo fotovoltaico e no pior dos casos, pode gerar a avaria do módulo fotovoltaico (COUTINHO et al., 2016).

Quando um módulo fotovoltaico sofre sombreamento as células não conduzem corrente elétrica e se tornam resistências elétricas (COUTINHO et al., 2016). A figura 15 mostra um módulo fotovoltaico de quatro células onde uma delas possui sombreamento e isso compromete totalmente a corrente elétrica do módulo fotovoltaico:

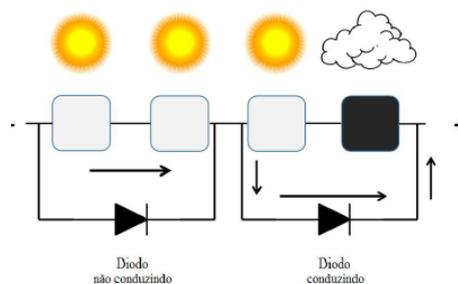
Figura 15: Módulo fotovoltaico sofrendo sombreamento parcial.



Fonte: (COUTINHO et al., 2016).

Para não comprometer totalmente a corrente elétrica produzida no módulo fotovoltaico são instalados diodos de *bypass* que são responsáveis por desviar a corrente elétrica da célula que está sofrendo sombreamento, todavia a tensão gerada é menor que a tensão sem sombreamento (COUTINHO et al., 2016). A figura 16 ilustra o diodo de *bypass* sendo usado para desviar a corrente elétrica da célula fotovoltaica sofrendo sombreamento:

Figura 16: Módulo fotovoltaico com diodo de *bypass*.



Fonte: (COUTINHO et al., 2016).

8.2 Inversores

Os conversores elétricos que convertem a corrente contínua em corrente alternada são chamados de inversores (RASHID, 2014). A função principal de um inversor é receber o sinal de corrente contínua de uma fonte elétrica e converter para corrente alternada com amplitude e frequência desejada (RASHID, 2014).

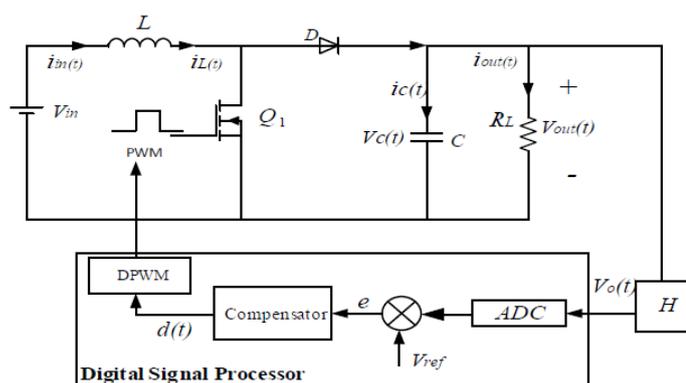
A corrente de saída dos inversores considerados ideais são ondas senoidais puras, todavia, os inversores reais possuem corrente de saída com harmônicos causando distúrbio na forma de onda (RASHID, 2014).

Os inversores são amplamente utilizados para converter a corrente contínua dos módulos fotovoltaicos para a corrente alternada de amplitude e frequência da rede elétrica (RASHID, 2014).

8.3 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* é um conversor do tipo CC-CC de elevação de tensão (IBRAHIM et al., 2015). A figura 17 ilustra a topologia básica de um circuito *Boost* com a malha de controle:

Figura 17: Topologia do conversor *Boost* com a malha de controle



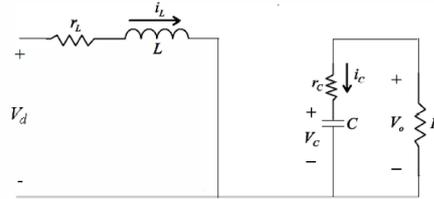
Fonte: (IBRAHIM et al., 2015).

8.3.1 Princípio de operação do conversor *Boost*

O conversor *Boost* opera em dois estágios, quando a chave Q1 está ligada e quando a chave Q1 está desligada (KUMAR; JEEVANANTHAN, 2011).

Quando a chave está ligada, a corrente no indutor (L) aumenta de forma linear, a corrente do diodo se torna reversa e a corrente do capacitor descarrega para suprir energia para a carga (KUMAR; JEEVANANTHAN, 2011). A figura 18 ilustra o conversor *Boost* quando a chave está ligada:

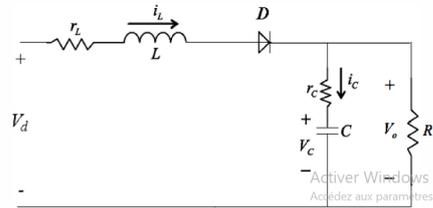
Figura 18: Conversor *Boost* com a chave ligada.



Fonte: (KUMAR; JEEVANANTHAN, 2011).

Quando a chave está desligada, a corrente no indutor é forçada a fluir pelo diodo (D), carregar o capacitor (C) e fluir pela carga (R) (KUMAR; JEEVANANTHAN, 2011). A corrente no indutor (L) diminui enquanto o capacitor (C) está carregando. A figura 19 ilustra o conversor *Boost* quando a chave está desligada:

Figura 19: Conversor *Boost* com a chave desligada.



Fonte: (KUMAR; JEEVANANTHAN, 2011).

8.3.2 Modelagem matemática do conversor *Boost*

Visto que o conversor *Boost* possui dois estágios, é possível afirmar que ele possui equações de estados distintas para cada estágio (KUMAR; JEEVANANTHAN, 2011).

As matrizes de estado da equação 8.2 descrevem o conversor *Boost* da figura 18, quando a chave está ligada:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_L & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (8.2)$$

$$Vo(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

As matrizes da equação 8.3 descrevem o conversor *Boost* da figura 17, quando a chave está desligada:

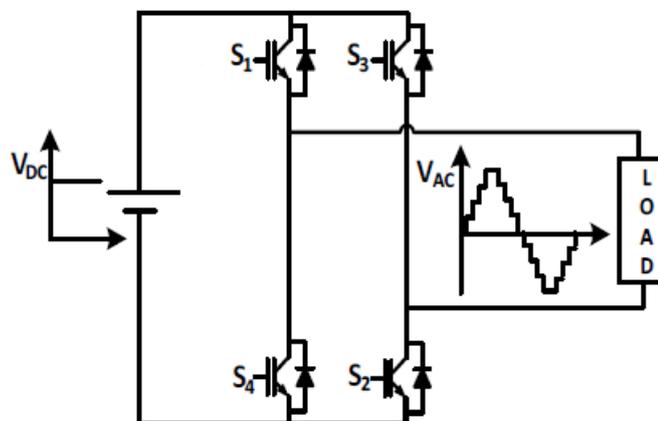
$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_c}{L} - \frac{r_c}{L(1+\frac{r_c}{R})} & \frac{-1}{(1+\frac{r_c}{R})} \\ \frac{1-\frac{r_c}{R(1+\frac{r_c}{R})}}{C} & \frac{-1}{CR(1+\frac{r_c}{R})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (8.3)$$

$$V_o(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

8.4 Circuito Ponte H

O circuito ponte H é um circuito simples de chaveamento que é utilizado para reverter a polaridade de uma fonte CC (REDDY et al., 2015). O circuito Ponte H é amplamente utilizado nos inversores porque com ele é possível transformar a fonte CC em CA (REDDY et al., 2015). A figura 20 ilustra um circuito inversor com ponte H:

Figura 20: Circuito Ponte H.



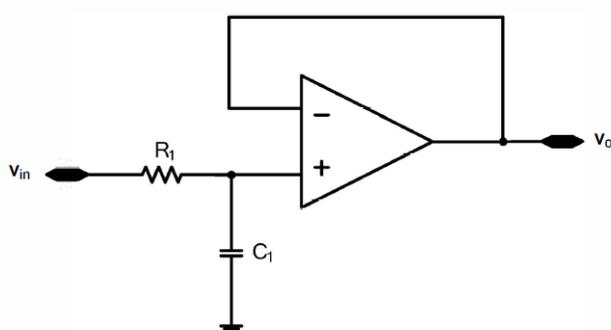
Fonte: (REDDY et al., 2015)

As chaves da ponte H trabalham em pares, as chaves \$S_1\$ e \$S_2\$ conduzem a corrente elétrica em um sentido, enquanto que as chaves \$S_3\$ e \$S_4\$ em outro sentido (REDDY et al., 2015).

8.5 Filtro RC passa-baixas

Os filtros passa-baixas são amplamente utilizados em circuitos embarcados em pré-processamento de grandezas analógicas (SEOK et al., 2013). A forma mais simples de implementar um filtro passa-baixas em circuitos elétricos é usando o filtro passivo RC passa-baixas (SEOK et al., 2013). A figura 21 ilustra o filtro RC passa-baixas conectado a um amplificador:

Figura 21: Circuito filtro RC passa-baixas com amplificador.



Fonte: (SEOK et al., 2013),.

A partir do circuito RC passa-baixas é possível encontrar a equação de transferência no domínio da frequência. A equação 8.4 descreve a função de transferência do circuito RC passa-baixas:

$$\frac{v_0(s)}{v_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \quad (8.4)$$

Também, a partir da equação 8.4 é possível encontrar a equação da frequência de corte. A equação 8.5 descreve o valor da frequência de corte:

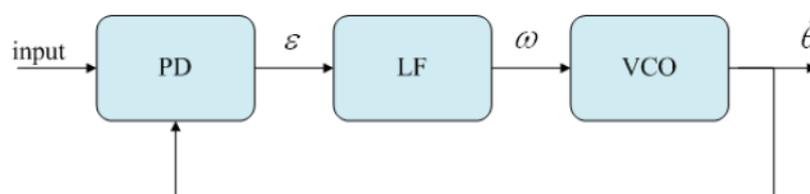
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (8.5)$$

8.6 Phase-Locked-Loop

Os conversores e inversores de fontes de energia renovável necessitam de técnicas avançadas de controle para sincronizar a saída com a rede elétrica e garantir a estabilidade (ALI et al., 2018).

O *Phase-Locked-Loop* é um bloco de controle usado para monitorar as distorções do ângulo de fase do sinal originado da rede elétrica, prevenindo a referência de enviar um sinal fora da frequência estipulada pela rede e assim garantindo sintonia com a rede elétrica (NICASTRI; NAGLIERO, 2010). A topologia básica de um *Phase-Locked-Loop* consiste de um detector de fase, um filtro e um *Voltage Controller Oscillator* (NICASTRI; NAGLIERO, 2010). A figura 22 ilustra o diagrama de blocos básica de um *Phase-Locked-Loop*:

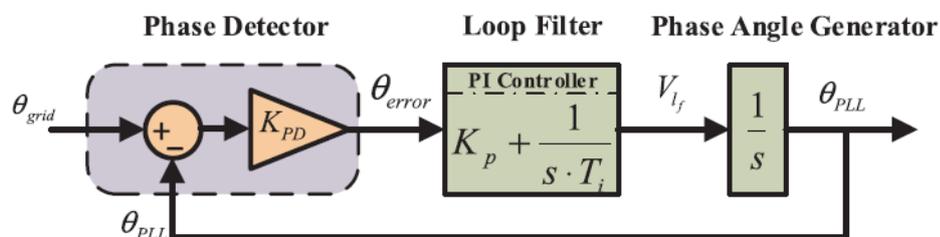
Figura 22: Função de transferência do *Phase-Locked-Loop*.



Fonte: (NICASTRI; NAGLIERO, 2010).

Uma forma de melhorar a sintonia da rede pelo PLL é utilizar um controlador PI como filtro, porque o controlador PI vai tender ao erro estacionário nulo (ALI et al., 2018). A figura 23 mostra o diagrama de blocos com o controlador PI como filtro:

Figura 23: Função de transferência do *Phase-Locked-Loop* com controlador PI.



Fonte: (ALI et al., 2018).

8.7 Controle Proporcional Integral Derivativo

O Controlador Proporcional Integral e Derivativo (PID) é o controlador que busca minimizar o erro estacionário aumentando os ganhos de um sistema de malha fechada. O controlador PID é o mais utilizado em processos industriais devido a sua robustez e facilidade de implementação (BRETZ et al., 2018).

O controle proporcional é a ação de controle proporcional ao erro que busca garantir a melhor resposta no tempo da malha fechada. A equação 8.6 é a função de transferência de um controlador proporcional:

$$U(s) = K_p E(s) \quad (8.6)$$

O controle integral é proporcional à integral do sinal do erro garantindo que o controlador não desvie do valor de referência desejado (BRETZ et al., 2018). A equação 8.7 é a função de transferência um controlador Proporcional-Integral:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (8.7)$$

Onde T_i é a constante de ação de controle integral (BRETZ et al., 2018).

A ação do controle derivativo permite o aumento do ganho e reduz as oscilações em uma velocidade de resposta superior aos controles Proporcional e Proporcional-Integral (BRETZ et al., 2018). A equação 8.8 é a equação completa do controlador PID:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (8.8)$$

8.8 Controle Proporcional Ressonante

8.8.1 Necessidade do Controle Proporcional Ressonante

Geralmente, o controlador PID é amplamente usado por causa da sua simplicidade em sintonizar os ganhos e é facilmente implementável (KHALFALLA et al., 2017). Entretanto, o controlador PID possui sérias dificuldades em acompanhar as variações

do sinal de referência e baixa capacidade de rejeitar distúrbios da malha de controle quando possui um sinal senoidal de referência (KHALFALLA et al., 2017).

Estes problemas podem ser corrigidos usando um controlador Proporcional Ressonante(PR) na malha de controle (KHALFALLA et al., 2017). O controlador PR consegue seguir a referência senoidal e rejeitar o distúrbio do sistema em altas frequências (KHALFALLA et al., 2017).

O princípio de funcionamento do controlador PR está em produzir um ganho infinito na frequência fundamental e assim diminuir o valor do erro estacionário (KHALFALLA et al., 2017).

8.8.2 Topologia do Controlador Proporcional Ressonante

O controlador PR ideal pode ser matematicamente encontrado transformando controlador PI em um *frame* síncrono ideal e adicionar o ganho infinito na frequência fundamental (CHA; VU; KIM, 2009). A equação 8.9 descreve a função de transferência do controlador PR ideal:

$$G(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (8.9)$$

ω_0 é a frequência fundamental.

Todavia, o controlador PR ideal atua de forma à diminuir infinitamente o erro estacionário, o que se torna muito difícil de sintonizar (CHA; VU; KIM, 2009). Também, o ganho do controlador PR é muito pequeno para outras frequências diferentes da frequência ω_0 e não serve para eliminar a influência dos harmônicos (CHA; VU; KIM, 2009).

Para resolver esses problemas é utilizado um controlador PR não-ideal, que utiliza um filtro passa-baixas. A equação 8.10 descreve a função de transferência do controlador PR não-ideal:

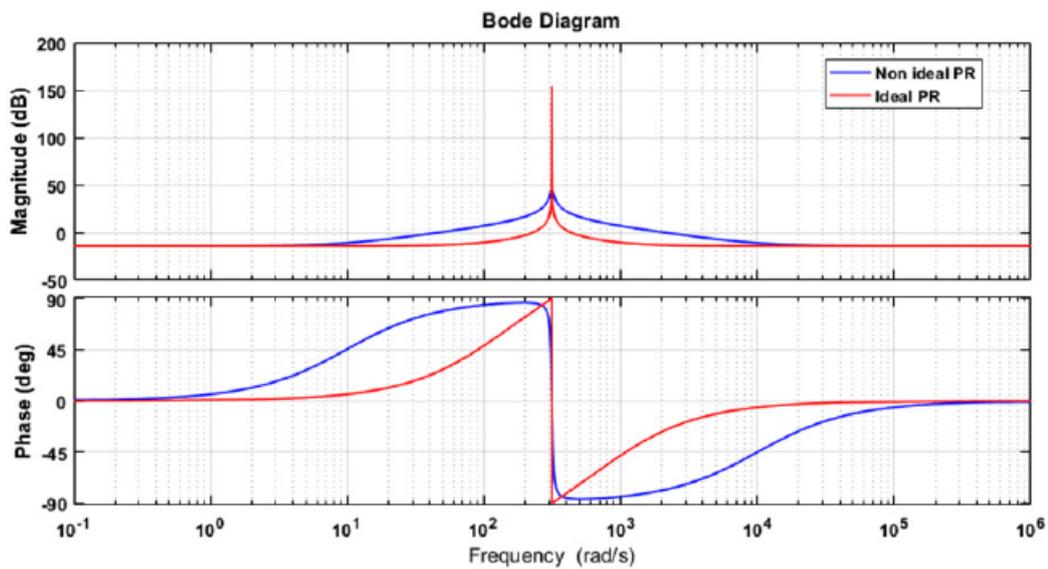
$$G(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + 2\omega_{cut} s + \omega_0^2} \quad (8.10)$$

ω_{cut} é a frequência de corte do filtro passa-baixas.

A figura 24 descreve o diagrama de Bode para o controlador PR ideal(em verme-

lho) e o controlador PR não-ideal(em azul), onde ω_0 possui o valor de $2\pi 60$ rad/s:

Figura 24: Diagrama de Bode do controlador PR ideal e não-ideal



Fonte: (ALI et al., 2018).

9 METODOLOGIA

9.1 Requisitos desejados

O microinversor é constituído de um sistema eletrônico que possui a função de receber da corrente contínua de um módulo fotovoltaico e gerar uma onda senoidal modificada semelhante à corrente da rede elétrica. O sistema eletrônico é composto por um módulo fotovoltaico, um circuito conversor *Boost*, um filtro RC passa-baixas e um circuito ponte H.

Para alcançar os objetivos propostos foi necessário estabelecer os requisitos essenciais do sistema do microinversor projetado, como:

- O módulo fotovoltaico deve atingir um valor de tensão mínima de 70 V para o funcionamento do microinversor;
- A corrente do filtro RC passa-baixas deve atingir o valor de 300 V em menos de 0,5 segundo;
- Erro da corrente de saída do microinversor deve ser menor que 2%;
- O fator de potência da corrente de saída do microinversor deve ser maior que 0,7;
- A eficiência do microinversor deve ser maior ou igual à 90%;
- Os componentes escolhidos para calcular o custo financeiro do microinversor devem ser facilmente encontrados no mercado e preferencialmente de baixo custo.

9.2 Módulo fotovoltaico

Para simular o módulo fotovoltaico foi utilizado o bloco *PV array* do ambiente *Simulink* do *software* MATLAB. O bloco *PV array* foi escolhido porque o modelo matemático é semelhante à figura 13.

Os parâmetros do módulo fotovoltaico foram retirados do modelo X21-470-COM. A tabela 4 mostra os parâmetros do módulo fotovoltaico:

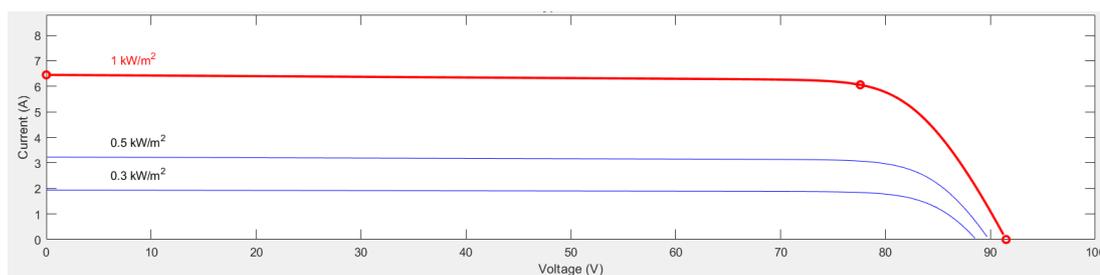
Tabela 4: Parâmetros do Módulo Fotovoltaico X21-470-COM.

| Parâmetros do módulo Fotovoltaico X21-470-COM | |
|---|-------------|
| Potência Nominal(P_{mpp}) | 470 W |
| Tensão de circuito aberto(V_{oc}) | 91,5 V |
| Tensão no Ponto de Máxima Potência(V_{mpp}) | 77,6 V |
| Coefficiente de temperatura | -0.1 %/C |
| Células por módulo | 128 |
| Valor da tensão da célula fotovoltaica no Ponto de Máxima Potência(V_{cel}) | 0.612 V |
| Corrente de curto-circuito(I_{sc}) | 6.45 A |
| Corrente no ponto de Máxima Potência(I_{mpp}) | 6.06 A |
| Coefficiente de temperatura na corrente de curto-circuito | 4.5e-04 %/C |

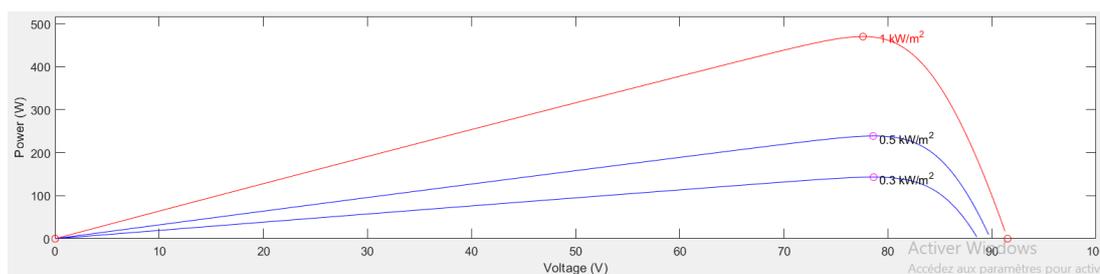
Fonte: (SUNPOWER, 2021)

As figuras em 25 são referentes ao gráfico de corrente em função da tensão e potência em função da tensão geradas pelo bloco *PV array* no ponto de máxima potência considerando as irradiações de 300 W/m^2 , 500 W/m^2 e 1000 W/m^2 :

Figura 25: Gráficos do ponto de máxima potência do módulo X21-470-COM.



(a) Corrente em função da tensão.



(b) Potência em função da tensão.

Fonte: Autoria própria (2021).

9.2.1 Algoritmo Perturbe e Observe

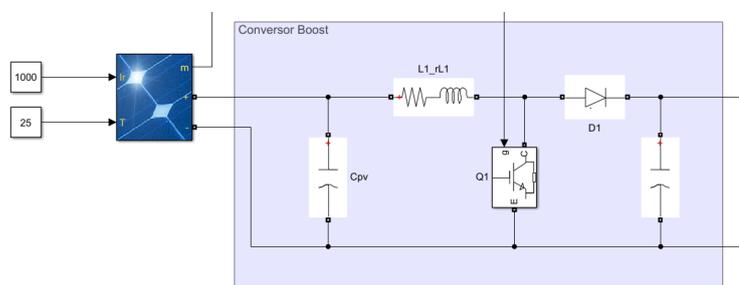
O algoritmo perturbe e observe(P&O) é o mais utilizado para encontrar o ponto de máxima potência em um módulo fotovoltaico(VERMA et al., 2016). Ele se baseia em alterar o valor de tensão de saída do módulo fotovoltaico e observar se houve ou não aumento de potência(VERMA et al., 2016).

O algoritmo P&O utilizado foi escrito no *software MATLAB*, foi considerada a maior tensão de referência no valor de V_{mpp} e a menor tensão de referência no valor de 70V, o valor de ΔV considerado é no valor de 0.001. O fluxograma e o *script* do algoritmo se encontram no Apêndice A.

9.3 Conversor Boost

A figura 26 mostra o circuito conversor *Boost* com o módulo fotovoltaico, construído no ambiente *Simulink* do *software MATLAB*:

Figura 26: Conversor *Boost* com o módulo fotovoltaico.



Fonte: Autoria própria (2021).

9.3.1 Valores dos componentes do conversor *Boost*

9.3.1.1 Parâmetros iniciais

Antes de calcular o valor do indutor e capacitor, é necessário possuir os valores de Potência de entrada, tensão de saída, tensão de entrada, Frequência de chaveamento, variação da corrente no indutor e variação da tensão no capacitor.

O valor da potência de entrada foi considerado o valor da Potência do módulo fotovoltaico quando o módulo recebe a irradiância de 300 W/m^2 , o valor da potência

de entrada é de 238,9 W. O valor da tensão de entrada de 70 V foi escolhido pelo projetista.

A frequência de chaveamento foi escolhida pelo projetista. A variação da corrente no indutor é uma fração escolhida pelo projetista da corrente do indutor, a corrente do indutor é a razão da potência de entrada e da tensão de entrada. A variação da tensão do capacitor é uma fração escolhida pelo projetista da tensão do capacitor. A tensão de saída foi escolhida como sendo de valor maior que o valor eficaz da tensão da rede elétrica

A tabela 5 mostra os valores utilizados nos parâmetros iniciais utilizado na simulação:

Tabela 5: Valores dos parâmetros iniciais.

| Valores dos Parâmetros iniciais | |
|---|--------------------------|
| Potência de entrada (P) | 238,9 W |
| Valor eficaz (RMS) da Tensão da rede elétrica (V_g) | 127 V |
| Tensão de saída do conversor <i>Boost</i> (V_o) | 300 V |
| Tensão de entrada (V_{in}) | 70 V |
| Frequência de chaveamento (F_s) | 30K Hz |
| Corrente do indutor (I_L) | $I_L = \frac{P}{V_{in}}$ |
| Variação da corrente do indutor (ΔI_{L1}) | $0.1 I_L$ |
| Variação da tensão do capacitor (ΔV_{C1}) | $0.01 V_o$ |

Fonte: A autoria própria (2021).

9.3.1.2 Valores do indutor e do Capacitor

Antes de calcular o valor do indutor e do capacitor, é necessário calcular o ciclo de trabalho (D) do conversor *Boost*. O valor de D é um menos a razão de V_{in} com V_o :

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} \quad (9.1)$$

Também é necessário calcular o valor da resistência (R) que não será utilizada neste projeto, todavia é necessário porque é uma variável da equação do cálculo do indutor e

do capacitor. O cálculo de R é a razão entre o quadrado da tensão de saída e a potência:

$$R = \frac{V_o^2}{P} \quad (9.2)$$

Para encontrar o valor da indutância (L_1) do conversor *Boost* foi utilizada a equação 9.3:

$$L_1 = \frac{V_{in} D}{F_s \Delta I_{L1}} \quad (9.3)$$

Para encontrar o valor do capacitor (C_1) do conversor *Boost* foi utilizada a equação 9.4:

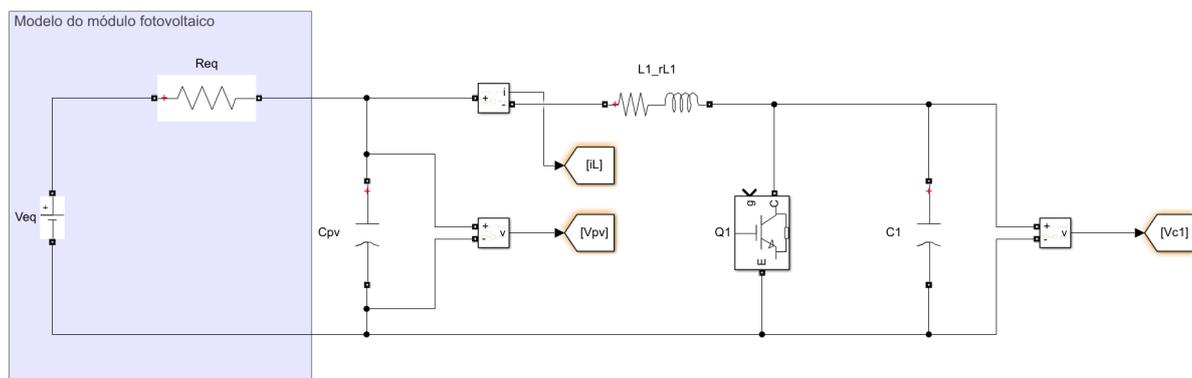
$$C_1 = \frac{V_o D}{R F_s \Delta V_{C1}} \quad (9.4)$$

Os cálculos de D , R , L_1 , C_1 no *software MATLAB* encontram-se no Apêndice B.

9.3.2 Funções de transferência do conversor *Boost*

Para facilitar a sintonização dos controladores do conversor *Boost*, é necessário considerar a modelagem matemática do módulo fotovoltaico uma fonte de corrente contínua com uma resistência em série (R_{eq}). A figura 27 ilustra o conversor *Boost* com a modelagem matemática do módulo fotovoltaico considerada:

Figura 27: Conversor *Boost* com a modelagem matemática do módulo fotovoltaico utilizada.



Fonte: Autoria própria (2021).

A primeira equação do modelo *Boost* da figura 27 é extraída a partir das somas

algébricas das correntes no nó. A equação é mostrada a seguir:

$$\frac{V_{eq} - v_{pv}(t)}{R_{eq}} = C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} + i_L(t) \quad (9.5)$$

A segunda equação do modelo *Boost* da figura 27 é extraída a partir da soma algébrica das tensões na malha. A equação é mostrada a seguir:

$$V_{pv} - L_1 \frac{di_L(t)}{dt} - i_L(t)r_{L1} - V_{C1} [1 - d(t)] = 0 \quad (9.6)$$

Onde $d(t)$ é o ciclo de trabalho do processo de chaveamento do IGBT(Q_1).

Uma consideração para facilitar a sintonização dos controladores, é necessário considerar somente as variáveis de estado e anular as constantes. As equações 9.7 e 9.8 são, respectivamente, as equações 9.5 e 9.6 considerando somente as variáveis de pequenos sinais e anulando as constantes:

$$-\frac{v_{pv}(t)}{R_{eq}} = C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} + i_L(t) \quad (9.7)$$

$$-L_1 \frac{di_L(t)}{dt} - i_L(t)R_1 + V_{C1}d(t) = 0 \quad (9.8)$$

O próximo passo é aplicar a transformada de Laplace nas equações 9.7 e 9.8. As equações 9.9 e 9.10 são, respectivamente, as transformadas de Laplace das equações 9.7 e 9.8:

$$\frac{-1}{R_{eq}} V_{pv}(s) = sC_{pv} V_{pv}(s) + I_L(s) \quad (9.9)$$

$$-sL_1 I_L(s) - r_{L1} I_L(s) + V_{C1} d(s) = 0 \quad (9.10)$$

Por fim, é preciso encontrar as funções de transferência da tensão V_{pv} em função de I_L e I_L em função de d isolando essas variáveis. As equações 9.11 e 9.12 são, respectivamente, a função de transferência da tensão V_{pv} em função de I_L e I_L em

função de d :

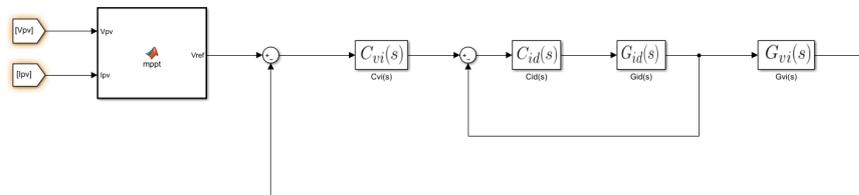
$$G_{vi}(s) = \frac{V_{pv}(s)}{I_L(s)} = -\frac{1}{C_{pv}s + \frac{1}{R_{eq}}} \quad (9.11)$$

$$G_{id}(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{C1}}{L_1s + r_{L1}} \quad (9.12)$$

9.3.3 Design da malha do conversor *Boost*

Para garantir que o conversor *Boost* entregue a tensão desejada é necessário utilizar uma malha de controle. Para facilitar o design do controlador, foi escolhido utilizar a malha de controle em cascata, onde o controle da corrente do módulo fotovoltaico pelo ciclo de trabalho é a malha interna, e o controle da tensão em função da corrente é a malha externa. A figura 28 ilustra a malha de controle em cascata:

Figura 28: Malha de controle em cascata do conversor *Boost*.



Fonte: Autoria própria (2021).

9.3.4 Sintonização dos controladores

9.3.4.1 Malha interna

O controlador para a malha interna é um controlador PI. A equação a seguir descreve a função de transferência em malha aberta da malha interna onde a equação 9.12 é a planta:

$$FTMA = \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s}\right) \left(\frac{V_{C1}}{L_1s + r_{L1}}\right) = \frac{k_{pi}}{s} \left(s + \frac{k_{ii}}{k_{pi}}\right) \left(\frac{V_{C1}}{L_1 \left(s + \frac{r_{L1}}{L_1}\right)}\right) \quad (9.13)$$

A sintonização do controlador foi feita de forma que o zero do controlador e o polo da planta na equação 9.13 estejam no mesmo lugar, então é possível validar a seguinte

igualdade:

$$\frac{k_{ii}}{k_{pi}} = \frac{r_{L1}}{L_1} \quad (9.14)$$

Também podemos simplificar a equação 9.13 considerando a igualdade da equação 9.14:

$$FTMA = \frac{V_{C1}k_{pi}}{L_1s} \quad (9.15)$$

Com a simplificação da equação 9.15 é possível encontrar a função de transferência em malha fechada:

$$FTMF = \frac{\frac{V_{C1}k_{pi}}{L_1s}}{1 + \frac{V_{C1}k_{pi}}{L_1s}} = \frac{1}{\frac{L_1}{V_{C1}k_{pi}}s + 1} \quad (9.16)$$

Com a equação 9.16 nós podemos encontrar a equação que descreve a frequência de corte:

$$\omega_{ci} = \frac{V_{C1}k_{pi}}{L_1} \quad (9.17)$$

Para sintonização do controlador, foi considerado que a frequência de corte é dez vezes menor que a frequência de chaveamento (F_s), então podemos encontrar a equação do ganho proporcional (k_{pi}):

$$k_{pi} = \frac{\pi F_s L_1}{5V_{C1}} \quad (9.18)$$

Também é possível encontrar a equação do ganho integral (k_{ii}) considerando a igualdade da equação 9.14 na equação 9.17:

$$k_{ii} = \frac{\pi F_s r_{L1}}{5V_{C1}} \quad (9.19)$$

Os cálculos de k_{pi} e k_{ii} no *software MATLAB* encontram-se no Apêndice B.

9.3.4.2 Malha externa

O controlador da malha externa também é um controlador PI. A equação a seguir descreve a função de transferência em malha aberta da malha externa, onde a equação 9.12 é a planta:

$$FTMA = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \right) \left(\frac{1}{C_{pv} + \frac{1}{R_{eq}}} \right) = \frac{k_{pv}}{s} \left(s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}} \right) \left(\frac{1}{C_{pv} \left(s + \frac{1}{C_{pv} R_{eq}} \right)} \right) \quad (9.20)$$

A sintonização da malha externa também foi feita de forma que o zero e o polo da equação 9.20 estejam no mesmo lugar, então é possível validar a seguinte igualdade:

$$\frac{k_{iv}}{k_{pv}} = \frac{1}{C_{pv} R_{eq}} \quad (9.21)$$

Também podemos simplificar a equação 9.20 considerando a igualdade da equação 9.21:

$$FTMA = -\frac{k_{pv}}{C_{pv}s} \quad (9.22)$$

Com a equação 9.21 é possível encontrar a função de transferência em malha fechada:

$$FTMF = \frac{-\frac{k_{pv}}{C_{pv}s}}{1 - \frac{k_{pv}}{C_{pv}s}} = \frac{1}{-\frac{C_{pv}}{k_{pv}}s + 1} \quad (9.23)$$

Com a equação 9.23 nós podemos encontrar a equação que descreve a frequência de corte:

$$\omega_{cv} = -\frac{k_{pv}}{C_{pv}} \quad (9.24)$$

Para a sintonização do controlador, foi considerado que a frequência de corte é cem vezes menor que a frequência de chaveamento (F_s), então podemos encontrar a

equação do ganho proporcional (k_{pv}):

$$k_{pv} = -\frac{\pi F_s C_{pv}}{50} \quad (9.25)$$

Também é possível encontrar a equação do ganho integral (k_{iv}) considerando a igualdade na equação 9.21 na equação 9.25:

$$k_{iv} = \frac{\pi F_s}{50 R_{eq}} \quad (9.26)$$

Os cálculos de k_{pv} e k_{iv} no *software MATLAB* encontram-se no Apêndice B.

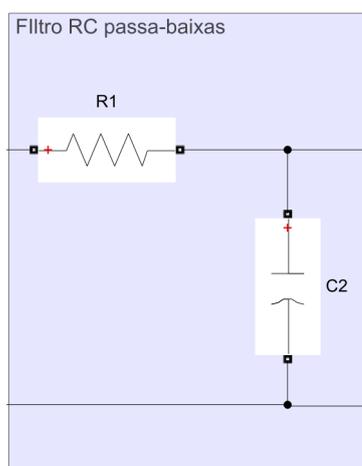
9.4 Filtro Passa-Baixas na saída do conversor *Boost*

Para diminuir as oscilações na saída do conversor *Boost*, foi colocado um filtro RC passa-baixas. A capacitância do filtro (C_2) foi calculada utilizando a equação 8.5 considerando o valor da resistência (R_1) igual a um e o valor da frequência de corte (F_c) no valor de 200 H_z :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_1 F_c} \quad (9.27)$$

A figura 29 mostra o circuito do filtro RC passa-baixas no ambiente *Simulink*:

Figura 29: Circuito RC passa-baixas no ambiente *Simulink*.



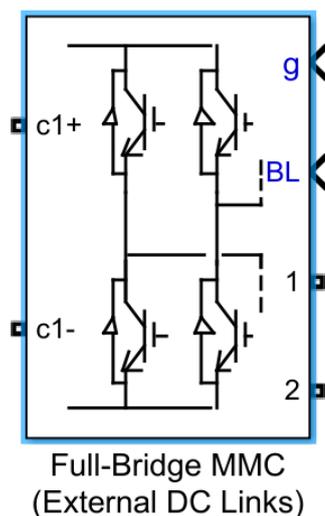
Fonte: Autoria própria (2021).

O cálculo de C_2 no *software MATLAB* encontra-se no Apêndice B.

9.5 Circuito Ponte H conectado à rede elétrica

O Circuito Ponte H é o bloco do *Simulink* chamado *Full-Bridge MMC*. A Figura 30 mostra o bloco no *Simulink*:

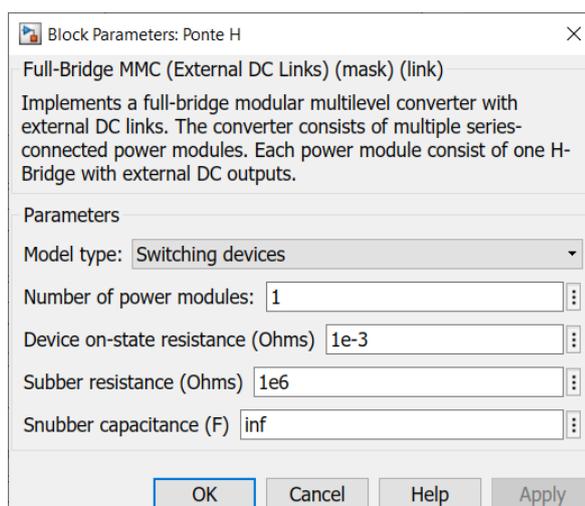
Figura 30: Bloco do circuito Ponte H no *Simulink*



Fonte: Autoria própria (2021).

O bloco utiliza de IGBTs para chaveamento. A figura 31 mostra a configuração dos IGBTs utilizados no bloco ponte H:

Figura 31: Bloco do circuito Ponte H no *Simulink*

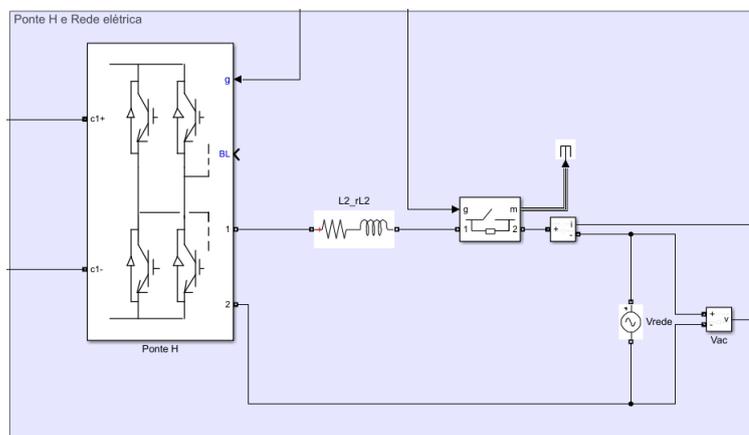


Fonte: Autoria própria (2021).

Conectado à saída da ponte H e à rede elétrica, tem-se um indutor para filtragem da corrente e também uma chave que só fecha quando o circuito do inversor atinge

determinadas condições que serão explicados na seção 9.5.1. A figura 32 mostra o circuito Ponte H:

Figura 32: Bloco *Phase-Locked-Loop* do *Simulink*.

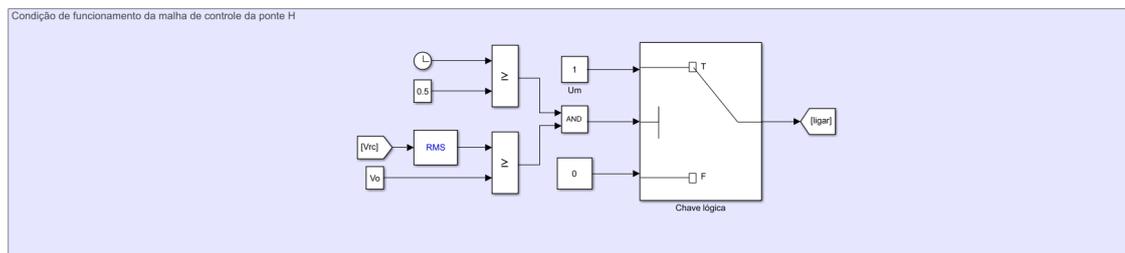


Fonte: Autoria própria (2021).

9.5.1 Condição de funcionamento da Ponte H

Para diminuir o erro na saída do microinversor, foi necessário criar duas condições lógicas para permitir o funcionamento da ponte H. A primeira é que o valor eficaz da tensão do filtro RC passa-baixas deve ser maior ou igual a tensão de saída (V_o) e o tempo de simulação deve ser maior ou igual a 0,5 segundos. A figura 33 mostra o algoritmo da condição de funcionamento da ponte H no *Simulink*:

Figura 33: Condição lógica para o funcionamento da ponte H no *Simulink*.



Fonte: Autoria própria (2021).

As figuras em 34 são o sinal da corrente de saída do microinversor com e sem a condição de funcionamento da ponte H, com a irradiância de 500 W/m^2 :

O *Phase-Locked-Loop* utilizado na figura 35 também é um bloco do *Simulink*. O bloco do *Simulink* possui a função de transferência da figura 24. Para a sintonização do controlador PID foram utilizadas as pesquisas dos ganhos da pesquisa de (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018). A tabela 6 mostra os ganhos do controlador PID do *Phase-Locked-Loop*:

Tabela 6: Ganhos do controlador PID do *Phase-Locked-Loop*

| Ganhos do controlador PID do <i>Phase-Locked-Loop</i> | |
|---|-----|
| Ganho Proporcional (K_{PPLL}) | 50 |
| Ganho Integral (K_{IPLL}) | 450 |
| Ganho Derivativo (K_{DPLL}) | 0 |

Fonte: Autoria própria (2021).

9.6 Sintonização do controlador Proporcional Ressonante

Os cálculos para a sintonização do controlador PR foram os valores das variáveis da tabela 7:

Tabela 7: Ganhos do controlador PID do *Phase-Locked-Loop*

| Valores considerados na sintonização do controlador PR | |
|--|----------------------------------|
| Frequência de amostragem (F_s) | $F_a = F_s$ |
| Período de amostragem (T_a) | $T_a = \frac{1}{F_a}$ |
| Tensão de entrada na ponte H (V_{DC}) | $V_{DC} = V_o$ |
| Valor de pico da tensão de rede (V_p) | $V_g = 127\sqrt{2}$ |
| Frequência da rede elétrica (F_g) | 60 Hz |
| Frequência angular da rede elétrica (ω_g) | $\omega_g = 2\pi F_g$ |
| Ganho da corrente de referência ($H_v(s)$) | $H_v(s) = \frac{1}{127\sqrt{2}}$ |
| Frequência angular de ressonância (ω_r) | $\omega_r = \omega_g$ |
| Coefficiente de amortecimento (ζ) | 0,95 |

Fonte: Autoria própria (2021).

9.6.1 Valores dos ganhos proporcional e integral pelo método polinomial de Nastin

O método polinomial de Nastin consiste em simplificar a função de transferência em malha aberta com o numerador de grau 0 e o denominador de grau n (BACHA;

MUNTEANU; BRATCU, 2014), como mostra a equação 9.28:

$$H_0(s) = \frac{a'_0}{a_0 + a_1s + \dots + a_ns^n} \quad (9.28)$$

Para calcular os coeficientes a_0, a_1, \dots, a_n , primeiramente, é necessário calcular os coeficientes de proporções características (BACHA; MUNTEANU; BRATCU, 2014). A equação 9.33 descreve o cálculo dos coeficientes de proporções características:

$$\alpha_n = \frac{\alpha_n^2}{\alpha_{n-1}\alpha_{n+1}} \quad (9.29)$$

Em seguida, é necessário calcular os coeficientes de pulsações características. A equação 9.30 descreve o cálculo dos coeficientes das frequências de pulsação:

$$w_n = \frac{a_n}{a_{n+1}} \quad (9.30)$$

Com as equações 9.33 e 9.30 é possível encontrar a equação 9.31 que calcula os coeficientes de proporções características em função dos coeficientes das frequências de pulsação:

$$\alpha_n = \frac{w_n}{w_{n-1}} \quad (9.31)$$

Isolando o coeficiente da frequência de pulsação da equação 9.31, podemos encontrar o coeficiente da frequência de pulsação em função do coeficiente de proporções características:

$$w_n = \alpha^n w_0 \quad (9.32)$$

Por fim, utilizando a equação 9.30 na equação 9.32 é possível calcular os coeficientes a_0, a_1, \dots, a_n da equação 9.28. A equação 9.33 calcula o valor do coeficiente a_n :

$$a_n = \frac{a_0}{\alpha^{n-1} w_0^n} \quad (9.33)$$

O polinômio de NASTIN é o polinômio característico da função de transferência em

malha fechada da função de transferência da equação 9.28. Com a equação 9.33 e 9.32 é possível encontrar o polinômio de NASTIN. A equação 9.34 calcula o polinômio de NASTIN:

$$P_N(s) = a_0 \left(1 + \sum_{n=1}^N \frac{s^n}{\alpha^{\frac{n(n-1)}{2}} w_0^n} \right) \quad (9.34)$$

Para utilizar o polinômio de NASTIN é necessário encontrar o polinômio característico da função de transferência da Ponte H. Para encontrar função de transferência em malha fechada da ponte H é necessário encontrar a função de transferência do controlador PR e a função de transferência da planta.

A função de transferência de transferência da planta é deduzida a partir da indutância L_2 e da resistência r_{L2} . A equação 9.35 é a função de transferência da planta:

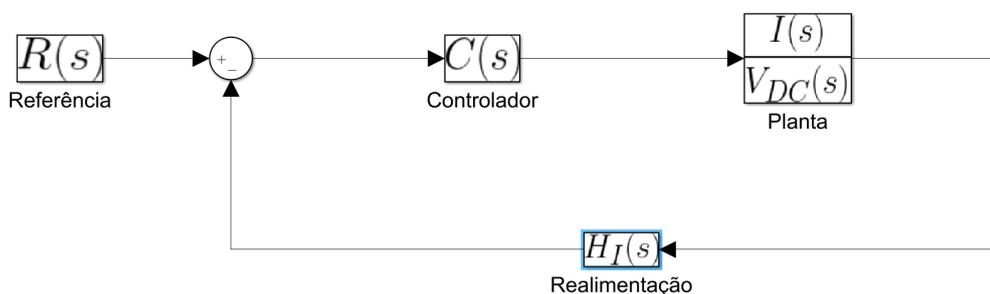
$$\frac{I(s)}{V_{DC}(s)} = \frac{\frac{r_{L2}}{L_2}}{s + \frac{r_{L2}}{L_2}} \quad (9.35)$$

A equação 9.36 é a função de transferência do controlador PR considerada:

$$C_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_I s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (9.36)$$

A figura 36 descreve a função de transferência em malha fechada da ponte H com o controlador PR:

Figura 36: Malha de controle da ponte H com o controlador PR.



Fonte: Autoria própria (2021).

Onde $H_I(s)$ é a realimentação da planta.

A partir disso, é possível encontrar a equação do polinômio característico da fun-

ção de transferência em malha fechada:

$$P(s) = s^3 + \frac{r_{L2} + K_P v_{DC}}{L} s^2 + \left(\omega_0^2 + \frac{2K_I v_{DC}}{L} \right) s + \frac{\omega_0^2}{L} (K_P v_{DC} + r_{L2}) \quad (9.37)$$

Onde $v_{DC} = H_i(s)r_{L2}$.

Agora que já se conhece o polinômio característico, é possível encontrar o polinômio característico de NASTIN. O polinômio característico de NASTIN é calculado a partir da equação 9.34 considerando $N = 3$. A equação 9.38 é o polinômio característico de NASTIN:

$$P_N(s) = a_0 \left(1 + \frac{s}{w_0} + \frac{s^2}{\alpha w_0^2} + \frac{s^3}{\alpha^3 w_0^3} \right) \quad (9.38)$$

Igualando a equação 9.37 com a equação 9.38 podemos obter as seguintes igualdades:

$$\begin{cases} a_0 = \alpha^3 w_0^3 \\ \alpha^3 w_0^2 = \omega_0^2 + \frac{2K_I v_{DC}}{L_2} \\ \alpha^2 w_0 = \frac{1}{L_2} (K_P v_{DC} + r_{L2}) \\ w_0 = \frac{\omega_0}{\sqrt{\alpha}} \end{cases} \quad (9.39)$$

O valor de α está relacionado ao coeficiente de amortecimento (ζ) dos polos complexos conjugados da equação 9.37:

$$\alpha = 2\zeta + 1 \quad (9.40)$$

Finalmente, considerando as equações em 9.39 podemos encontrar as equações para o valor do ganho proporcional (K_{PPR}) e do ganho integral (K_{IPR}) do controlador PR:

$$K_{PPR} = \frac{\alpha \sqrt{\alpha} \omega_0 L_2 - r_{L2}}{v_{DC}}, \quad K_{IPR} = \frac{\omega_0^2 L_2 (\alpha^2 - 1)}{2v_{DC}} \quad (9.41)$$

Os cálculos de K_{PPR} e K_{IPR} no *software MATLAB* encontra-se no Apêndice B.

9.6.2 Sintonização do filtro ressonante

O filtro ressonante foi sintonizado da forma de filtro ressonante não-ideal. A equação 9.42 é a malha de controle do filtro ressonante:

$$H_r(s) = \frac{B_r s}{s^2 + B_r s + \omega_0^2} \quad (9.42)$$

B_r é 2% de ω_0 .

Por fim, foi feito a discretização da função de transferência do filtro ressonante. A discretização foi feita utilizando a função *c2d* do *software MATLAB* considerando o tempo de amostragem igual a T_a .

O cálculo de B_r , $H_r(s)$ e a discretização de $H_r(s)$ no *software MATLAB* encontram-se no Apêndice B.

9.6.2.1 Filtro ressonante no domínio w

Para verificar numericamente a precisão do design do controlador PR e a sua resposta em frequência, foi utilizada o fictício plano w . O domínio w é um artifício que permite analisar o sistema sistemas do domínio discreto através dos dos diagramas de Bode semelhante aos gráficos do domínio contínuo (BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018). A equação 9.43 descreve a transformação do plano discreto para o plano contínuo com o plano W :

$$z = \frac{1 + \left(\frac{T_a}{2}\right)w}{1 - \left(\frac{T_a}{2}\right)w} \quad (9.43)$$

Em seguida, é necessário considerar a função de transferência discreta do filtro ressonante. A equação 9.44 é função de transferência do filtro ressonante na forma discreta:

$$H_r(z) = \frac{n_0 + n_1 z^{-1} + n_2 z^{-2}}{d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}} \quad (9.44)$$

Os valores de n_0, n_1, n_2, d_0, d_1 e d_2 são encontrados considerando a transformada

Z. As equações em 9.45 descrevem como calcular o valor das variáveis:

$$\left\{ \begin{array}{l} n_0 = B_r T_a \\ n_1 = \left[-B_r e^{-0.5B_r T_a} \cos(T_a \sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}) - C \right] \\ n_2 = 0 \\ d_0 = 1 \\ d_1 = -2e^{-0.5B_r T_a} \cos(T_a \sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}) \\ d_2 = e^{-B_r T_a} \end{array} \right. \quad (9.45)$$

Onde C é calculado pela equação 9.46:

$$C = \frac{0.5B_r^2}{\sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}} e^{-0.5B_r T_a} \sin\left(T_a \sqrt{\omega_0^2 - 0.25B_r^2}\right) \quad (9.46)$$

O cálculo de C , das equações em 9.45 e de $H_r(z)$ no *software MATLAB* encontram-se no Apêndice B.

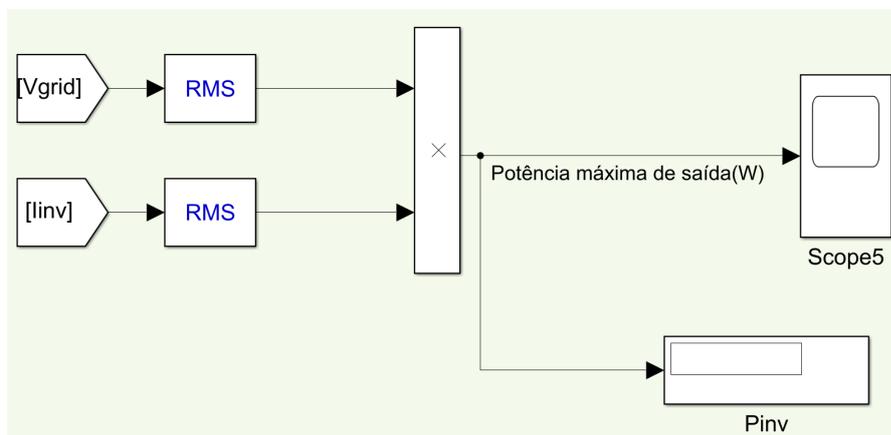
9.7 Extração da potência de saída e extração da eficiência do microinversor

A extração foi feita a partir de três valores de irradiância no módulo fotovoltaico: $300W/m^2$, $500W/m^2$ e $1000W/m^2$. Também foi utilizado três valores diferentes para $H_i(s)$ em cada valor de irradiação: os inversos de 1, 1.8 e 2.5. Dessa forma é possível encontrar os valores da potência de saída do microinversor para diferentes valores de irradiação. Os valores de irradiância e da realimentação foram valores escolhidos pelo projetista para extrair a melhor potência do módulo fotovoltaico e a melhor potência da corrente de saída do microinversor.

9.7.1 Extração da potência máxima de saída

A extração do valor da potência máxima de saída do microinversor é o produto do valor eficaz da corrente de saída do inversor e do valor eficaz da tensão de rede. A figura a seguir ilustra o processo de extração do valor da potência máxima de saída no ambiente *Simulink*:

Figura 37: Extração da potência máxima de saída no *Simulink*.

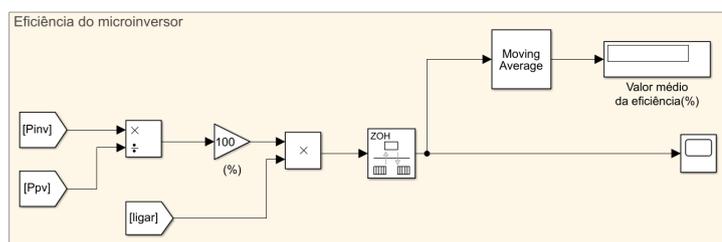


Fonte: Autoria própria (2021).

9.7.2 Extração do valor da eficiência do microinversor

A eficiência do microinversor em qualquer momento é a razão entre a potência do módulo fotovoltaico e a potência máxima de saída. O cálculo da eficiência só é feito a partir do momento em que a condição de funcionamento da ponte H, explicado na seção 9.5.1, é verdadeira. Antes de ser calculada, é colocado um bloco *Rate Transition* para extrair um valor a cada período de tempo T_a . Por fim, a eficiência foi extraída com o bloco *Moving Average* que calcula o valor da média móvel, onde a quantidade de valores do vetor média móvel é igual a 30000. A figura a seguir mostra o processo de extração da eficiência no ambiente *Simulink* do *software MATLAB*:

Figura 38: Extração da eficiência média no *Simulink*.



Fonte: Autoria própria (2021).

O circuito completo do microinversor com as funções de transferência e os resultados encontram-se no Apêndice C.

9.8 Cálculo do custo financeiro do microinversor

O custo aproximado Financeiro do microinversor é a soma do preço dos componentes eletrônicos do conversor *Boost*, da ponte H e do filtro, dos sensores que correspondem às características de amostragem, do controlador, multiplicado por 5 para considerar o lucro de 100% sobre o custo dos componentes, O imposto sobre Produtos Industrializados(IPI), o imposto de valor agregado(IVA), o custo de produção e os custos relacionados à logística.

Para receber os sinais gerados pelos sensores e realizar o chaveamento dos MOS-FETs e da Ponte H foi escolhido a placa *Arduino Leonardo R3* porque ela é de fácil instalação e também é compatível com o *software MATLAB* facilitando a programação das malhas de controle.

Figura 39: Placa *Arduino Leonardo R3*.



Fonte: (USINAINFO, 2021b)

O sensor de corrente escolhido foi o modelo ACS712 porque ele pode medir a corrente alternada e contínua, também ele é compatível com a placa *Arduino Leonardo R3*. A figura a seguir ilustra o sensor ACS712:

Figura 40: Sensor de corrente modelo ACS712.



Fonte: (USINAINFO, 2021c).

O sensor de tensão escolhido foi o modelo ZMPT101B porque ele também pode medir a corrente alternada e contínua e também é compatível com a placa *Arduino Leonardo R3*. A figura a seguir ilustra o sensor ZMPT101B:

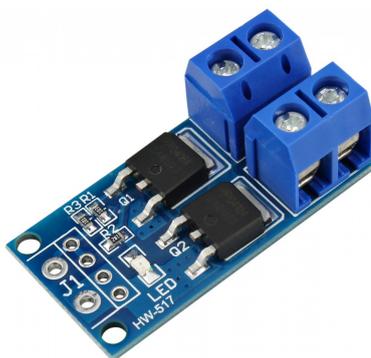
Figura 41: Sensor de tensão modelo ZMPT101B.



Fonte: (USINAINFO, 2021d).

Os MOSFETs utilizados serão os do modelo PWM D4184 porque ele é compatível com a placa *Arduino Leonardo R3*. A figura a seguir ilustra o MOSFET PWM D4184:

Figura 42: MOSFET modelo PWM D4184.



Fonte: (USINAINFO, 2021a).

10 RESULTADOS E DISCUSSÕES

10.1 Valores dos componentes eletrônicos do microinversor

Os valores dos componentes eletrônicos do microinversor calculados são mostrados na tabela 8:

Tabela 8: Valores dos componentes eletrônicos do microinversor.

| Valores calculados dos componentes eletrônicos do microinversor | |
|---|-----------------|
| Ciclo de trabalho do conversor <i>Boost</i> (D) | 0,76 |
| Resistência do conversor <i>Boost</i> (R) | 376,72 Ω |
| Indutor do conversor <i>Boost</i> (L_1) | 5,24 <i>mH</i> |
| Capacitor do conversor <i>Boost</i> (C_1) | 6,78 μF |
| Capacitor do filtro RC passa-baixas(C_2) | 795,77 μF |
| Indutância da ponte H(L_2) | 93,97 <i>mH</i> |

Fonte: Autoria própria (2021).

Os valores dos componentes eletrônicos são valores que podem ser facilmente encontrados nas principais lojas de componentes eletrônicos, facilitando a aquisição dos componentes eletrônicos.

10.2 Controladores do conversor *Boost*

10.2.1 Valores dos ganhos dos controladores do conversor *Boost*

Os valores aproximados dos ganhos do controladores PI do conversor *Boost* são mostrados na tabela 9:

Tabela 9: Valores dos ganhos dos controladores do conversor *Boost*.

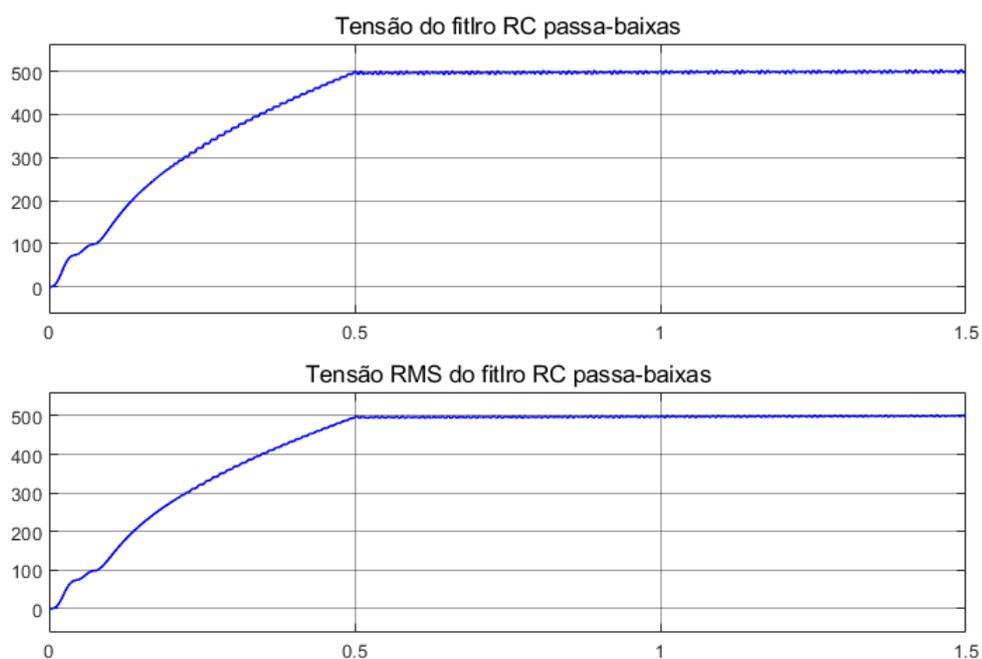
| Valores dos ganhos dos controladores do conversor <i>Boost</i> . | |
|--|---------|
| Ganho Proporcional da malha de controle interna(K_{pi}) | 0.3293 |
| Ganho Integral da malha de controle interna(K_{ii}) | 6.2831 |
| Ganho Proporcional da malha de controle externa(K_{pv}) | -1.8849 |
| Ganho Integral da malha de controle externa(K_{iv}) | -0.9190 |

Fonte: Autoria própria (2021).

10.2.2 Tensão da saída do conversor *Boost*

A figura a seguir é o sinal da tensão de saída do filtro RC Passa-baixas:

Figura 43: Tensão de saída real e eficaz do filtro RC passa-baixas.



Fonte: Autoria própria (2021).

A tensão de saída real e eficaz atinge o valor desejado em menos de 0.5 segundo, o que é um intervalo de tempo satisfatório para o funcionamento do microinversor.

10.3 Ganhos do controlador PR e do filtro ressonante

10.3.1 Controlador PR e filtro ressonante na forma contínua

A tabela 10 mostra os valores aproximados dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante:

Tabela 10: Valores dos ganhos do controlador PR e das constantes do filtro ressonante.

| Valores dos ganhos do controlador PR e do filtro ressonante. | |
|--|--------------|
| Ganho Proporcional do controlador PR(K_{PPR}) | 0,5815 |
| Ganho Integral do controlador PR(K_{IPR}) | 164,94 |
| Frequência angular de ressonância(ω_r) | 376,99 rad/s |
| Frequência angular do filtro ressonante(B_r) | 7,53 rad/s |

Fonte: Autoria própria (2021).

10.3.2 Controlador PR e filtro ressonante no domínio W

Os valores dos coeficientes das equações em 9.45 para o filtro ressonante no plano W são mostrados na tabela 11:

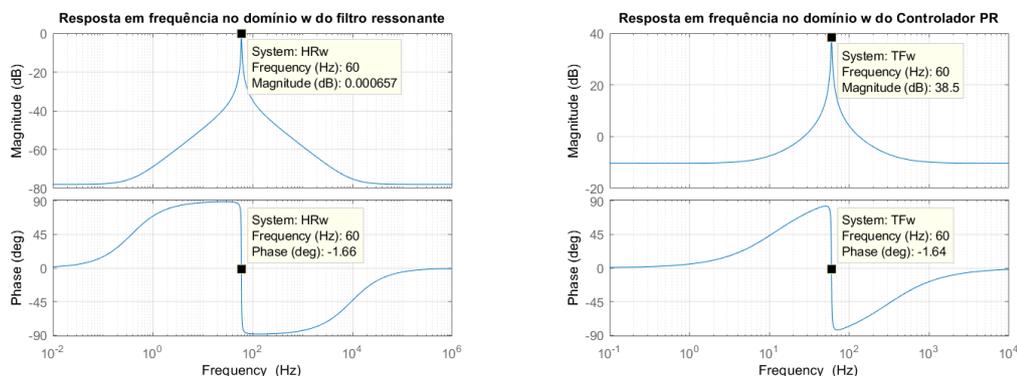
Tabela 11: Valores das constantes do filtro ressonante no domínio W.

| Valores dos coeficientes do filtro ressonante no domínio W | |
|--|--------------------------------|
| n_0 | $2.513274122871835 * 10^{-4}$ |
| n_1 | $-2.513075701935613 * 10^{-4}$ |
| n_2 | 0 |
| d_0 | 1 |
| d_1 | -1.999590812417527 |
| d_2 | 0.999748704167801 |

Fonte: Autoria própria (2021).

As figuras em 44 são os diagramas de bode do controlador PR e do filtro ressonante no domínio W:

Figura 44: Gráficos do sinal da corrente de saída do microinversor.



(a) Diagrama de Bode do Filtro Ressonante no domínio W. (b) Diagrama de Bode do controlador PR no domínio W.

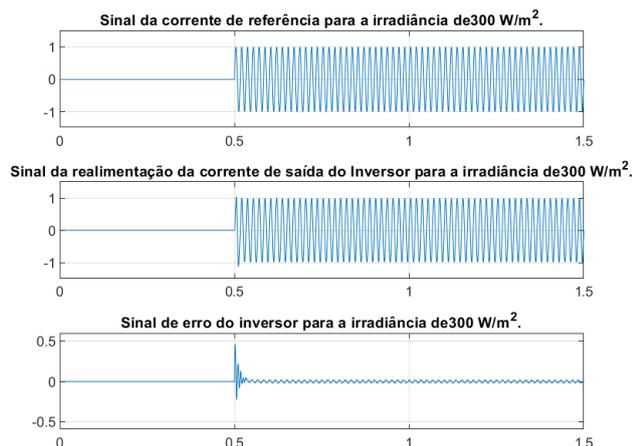
Fonte: Autoria própria (2021).

Na figura 44a a margem de fase sofre uma mudança de 180 graus e a magnitude atinge o valor máximo de 0 dB na frequência de $60H_z$. Na figura 44b a margem de fase é zero para baixas e altas frequências e sofre uma mudança de 180 graus na frequência de $60H_z$, também a magnitude atinge o valor máximo de 40 dB na frequência de $60H_z$. Esses gráficos de Bode mostram que o controlador PR e o filtro ressonante atuam na frequência de ressonância.

10.4 Sinais da malha de controle da ponte H

O sinal da referência, da realimentação e do erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 300 W/m^2 são mostrados na figura 45:

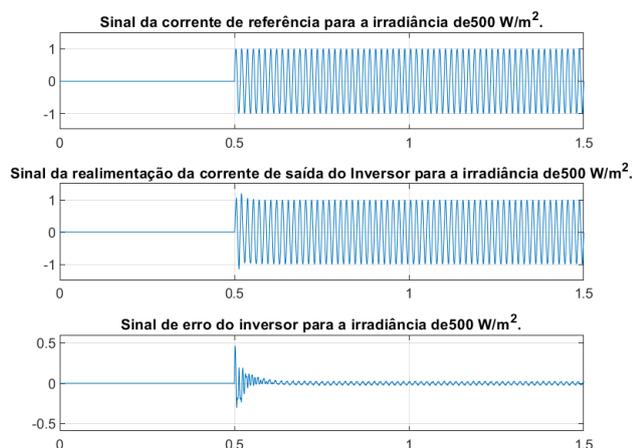
Figura 45: Sinal da referência, realimentação e erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 300 W/m^2 .



Fonte: Autoria própria (2021).

O sinal da referência, da realimentação e do erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 500 W/m^2 são mostrados na figura 46:

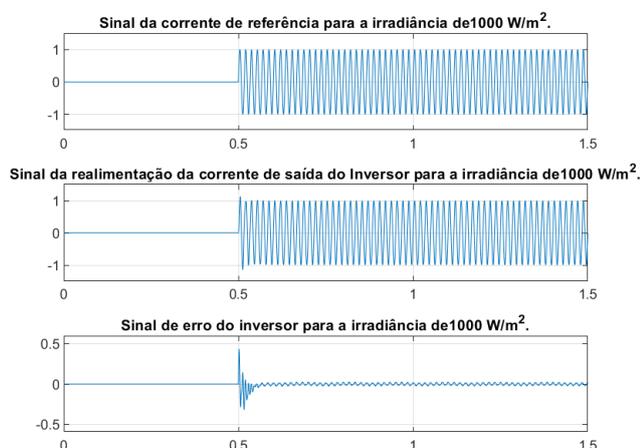
Figura 46: Sinal da referência, realimentação e erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 500 W/m^2 .



Fonte: Autoria própria (2021).

O sinal da referência, da realimentação e do erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 1000 W/m^2 são mostrados na figura 47:

Figura 47: Sinal da referência, realimentação e erro da malha de controle da ponte H para a irradiância de 1000 W/m^2 .



Fonte: Autoria própria (2021).

A tabela 12 resumi os valores da corrente de saída do microinversor, da potência de saída, da eficiência e do erro para diferentes valores de irradiância:

Tabela 12: Corrente de saída, Potência de saída e eficiência para diferentes valores de irradiância.

| | Valores da irradiâncias (W/m^2) | | |
|--|--|---------|----------|
| | 300 | 500 | 1000 |
| Corrente de saída, potência de saída e eficiência para diferentes valores de irradiância | | | |
| Valor eficaz da Corrente de saída (A) | 1 | 1,8 | 2,5 |
| Potência de saída (W) | 126,3217 | 227,718 | 316,8232 |
| Eficiência (%) | 87,9335 | 96,3274 | 75,0773 |
| Erro (%) | 1,1106 | 1,332 | 1,1428 |
| Fator de potência | 0,70333 | 0,70438 | 0,7056 |

Fonte: Autoria própria (2021).

Comparando as simulações é possível afirmar que a melhor simulação foi a com irradiância de 500 W/m^2 porque foi o maior valor de eficiência registrado em relação às demais simulações. Dessa forma, podemos escolher o valor de irradiância recomendada para o microinversor em 500 W/m^2 , 300 W/m^2 é o valor da irradiância mínima e 1000 W/m^2 é o valor da irradiância máxima. Em todas as simulações o fator de potência foi alto, mostrando baixa a distorção harmônica da corrente do microinversor.

10.5 Intervalo de Operação da tensão de entrada

O intervalo de operação da tensão de entrada é o intervalo de entre 70 V e 77.6 V que já foi estipulado no algoritmo P&O utilizado na seção 9.2.1. O algoritmo P&O no *software MATLAB* se encontra no apêndice A.

10.6 Intervalo de operação da frequência da corrente de saída

O intervalo de operação da frequência foi definido nas especificações do bloco PLL. O valor mínimo de frequência é de 45 H_z e máxima de 60 H_z .

10.7 Especificações técnicas do microinversor

As especificações técnicas do microinversor são mostradas na tabela 13:

Tabela 13: Especificações técnicas do microinversor.

| Especificações técnicas do microinversor | |
|--|---------------------|
| Valores de entrada | |
| Valor de irradiância recomendada | 500 W/m^2 |
| Potência de entrada recomendada | 238,9 W |
| Valor máximo da tensão de entrada | 77,6 V |
| Intervalo de operação da tensão de entrada | 70 V - 77,6 V |
| Valores de saída | |
| Potência de saída recomendada | 227,718 W |
| Potência de saída no ponto de máxima potência | 316,8232 W |
| Potência de saída nominal | 127 VA |
| Intervalo de operação da frequência da corrente de saída | 45 H_z - 60 H_z |
| Fator de potência recomendada | 0,70438 |
| Fator de potência no ponto de máxima potência | 0,7056 |
| Eficiência do microinversor | |
| Valor de eficiência recomendada | 96,3274 % |
| Valor de eficiência no ponto de máxima potência | 75,0773 % |

Fonte: Autoria própria (2021).

10.8 Custo de produção do microinversor

A tabela 14 descreve o cálculo do custo do microinversor em Dólares Americanos considerando o câmbio do dia 19 de Julho de 2021(UOL, 2021):

Tabela 14: Cálculo custo do microinversor.

| Custo do microinversor | | | |
|---|----------------|------------|-----------|
| Descrição | Valor unitário | Quantidade | Sub-Total |
| Placa Leonardo R3 Arduino + Cabo USB | \$ 13,09 | 1 | \$ 13,09 |
| Sensor de corrente modelo ACS712 | \$ 3,29 | 2 | \$ 6,58 |
| Sensor de tensão modelo ZMPT101B | \$ 4,94 | 3 | \$ 14,82 |
| Controlador PWM D4184 | \$ 2,30 | 6 | \$ 13,80 |
| Resistor | \$ 0,25 | 1 | \$ 0,25 |
| Capacitor | \$ 0,81 | 3 | \$ 2,43 |
| Indutor | \$ 1,00 | 2 | \$ 2,00 |
| Placa de circuito Impresso | \$ 9,52 | 1 | \$ 9,52 |
| Valor Total dos custos dos componentes | | | \$ 62,49 |
| Coeficiente multiplicador considerando os demais custos | | | 5 |
| Custo total do microinversor | | | \$ 312,47 |

Fonte: Autoria própria (2021).

10.8.1 Comparação com os demais microinversores existentes no mercado

A tabela 15 mostra o valor, em Dólares Americanos considerando o câmbio do dia 19 de Julho de 2021(UOL, 2021), do microinversor em comparação com os demais microinversores existentes no mercado:

Tabela 15: Valor dos demais microinversores em comparação com o microinversor desenvolvido na pesquisa.

| Valor dos demais microinversores em comparação com o desenvolvido na pesquisa | |
|---|------------------|
| Descrição | Valor |
| Microinversor desenvolvido na pesquisa | \$ 312,47 |
| MICRO INVERSOR APSYSTEMS YC1000 | \$ 540,00 |
| MICRO INVERSOR APSYSTEMS YC600 | \$ 364,35 |
| MICRO INVERSOR APSYSTEMS QS1 1200W | \$ 508,70 |
| MICRO INVERSOR APSYSTEMS QS1A 1500W | \$ 549,04 |
| MICRO INVERSOR MI-1200 HOYMILES | \$ 382,61 |
| MICRO INVERSOR MI-1500 HOYMILES | \$ 480,70 |

Fonte: Autoria própria (2021).

Os valores dos demais microinversores da tabela 15 são maiores que o valor do microinversor desenvolvido. Isso mostra que o microinversor desenvolvido pode ser uma alternativa viável para diminuir o *payback* de projetos fotovoltaicos com microinversores.

11 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesta pesquisa, foi proposto o desenvolvimento via simulação um microinversor para reduzir o *payback* em comparação com os outros microinversores do mercado. Diante disso, foi proposta a possibilidade de desenvolver em ambiente simulado o microinversor com o circuito *Boost* e controlador Proporcional Ressonante. Além disso, foi feita a simulação em diferentes valores de irradiância para extrair os valores de realimentação, erro, fator de potência da corrente de saída do microinversor e da eficiência do microinversor.

Os valores dos componentes eletrônicos, da placa de controle, dos sensores para medição de tensão e corrente e da placa de circuito impresso são de fácil aquisição e de baixo valor. O valor de \$ 312,47 do microinversor foi o menor custo em relação aos demais microinversores existentes no mercado, mostrando ser uma alternativa viável para diminuir o *payback* em projetos fotovoltaicos com microinversores.

A malha de controle em cascata do circuito conversor *Boost* conseguiu elevar a tensão ao valor de V_o no intervalo de tempo em menos de 0,5 segundo, considerado um intervalo de tempo satisfatório.

Os erros registrados foram de 1,1106 %, 1,332 % e 1,1428%, e o fatores de potência da corrente de saída do microinversor registrados foram de 0,70333, 0,70438 e 0,7056. Os valores dos erros registrados são baixos, menores do que 2%, e os valores dos fatores de potência são altos, maiores que 0,7, mostrando a sintonização eficiente do controlador PR.

A eficiência de 96,3274 % foi registrada na irradiância de 500 W/m^2 , este foi o maior valor eficiência registrado, portanto foi considerada a irradiância de 500 W/m^2 é o valor de irradiância recomendada para o melhor funcionamento do microinversor.

Por fim, a pesquisa do microinversor com conversor *Boost* e controlador PR é um modelo válido para ser feita a implementação física e assim validar o modelo prático para que no futuro ele se torne um produto disponível no mercado.

11.1 Trabalhos futuros

Com o objetivo de dar continuidade à pesquisa, abordando aspectos não estudados no presente trabalho ou de melhorar as formulações apresentadas, faz-se a seguir algumas sugestões e considerações para trabalhos futuros:

- a) Simulação do microinversor de acordo com as tabelas de irradiância do anuário da CRESESB, para analisar e implementar o microinversor;
- b) Desenvolver uma forma de acompanhar o valor da corrente de saída em função da potência do módulo fotovoltaico;
- c) Pesquisar formas de sintonização dos controladores que sejam mais eficientes;
- d) Implementação física e prototipagem do microinversor.

REFERÊNCIAS

ALI, Z. et al. Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 90, p. 434–452, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118301813>>.

BACHA, S.; MUNTEANU, I.; BRATCU, A. I. **Power Electronic Converters Modeling and Control: with Case Studies**. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag London, 2014. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 978-1-4471-5477-8,978-1-4471-5478-5.

BRETZ, A. R. L. et al. Inteligência computacional para otimização e controle de sistemas dinâmicos: Controladores pid. **Revista Científica Doctum Multidisciplinar**, v. 1, n. 1, 2018. Disponível em: <<http://revista.doctum.edu.br/index.php/multi/article/view/182>>.

BUSARELLO, T. D. C.; POMILIO, J. A.; SIMOES, M. G. Design procedure for a digital proportional-resonant current controller in a grid connected inverter. p. 1–8, Dec 2018. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8636052>>.

CHA, H.; VU, T.-K.; KIM, J.-E. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system. p. 2198–2205, Sep. 2009. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5316374>>.

COUTINHO, C. R. et al. Efeito do sombreamento em módulos fotovoltaicos. **Congresso Brasileiro de Energia Solar**, v. 6, 2016. Disponível em: <<https://www.abens.org.br/CBENS2016/anais/anais/trabalhos/2594Pfinal.pdf>>.

IBRAHIM, O. O. et al. Design and analysis of a digital controller for boost converter with renewable energy sources for domestic dc load. **Applied Mechanics and Materials**, Vol. 785, p. pp 141–145, 08 2015. Disponível em: <<https://www.scientific.net/AMM.785.141>>.

KASA, N.; IIDA, T.; CHEN, L. Flyback inverter controlled by sensorless current mppt for photovoltaic power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 4, p. 1145–1152, Aug 2005. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1490705>>.

KHALFALLA, H. et al. An adaptive proportional resonant controller for single phase pv grid connected inverter based on band-pass filter technique. p. 436–441, April 2017. ISSN 2166-9546. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7915211>>.

KUMAR, K. R.; JEEVANANTHAN, S. Design of a hybrid posicast control for a dc-dc boost converter operated in continuous conduction mode. p. 240–248, 2011. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5760123>>.

MACHADO, C. T.; MIRANDA, F. S. Energia solar fotovoltaica: uma breve revisão. **Revista virtual de química**, v. 7, n. 1, p. 126–143, 2015. Disponível em: <<http://rvq-sub.sbq.org.br/index.php/rvq/article/view/664>>.

MAITY, S. et al. Performance analysis of fuzzy logic controlled dc-dc converters. p. 0165–0171, April 2019.

NICASTRI, A.; NAGLIERO, A. Comparison and evaluation of the pll techniques for the design of the grid-connected inverter systems. p. 3865–3870, July 2010. ISSN 2163-5145. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5637778>>.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [S.l.]: Makron Books, 2014. ISBN 85-346-0598-X.

REDDY, B. D. et al. Embedded control of n-level dc-dc-ac inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3703–3711, 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6866184>>.

SAMPAIO, P. G. V.; GONZÁLEZ, M. O. A. Photovoltaic solar energy: Conceptual framework. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 74, p. 590–601, 2017. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117303076>>.

SEOK, C. et al. Area-efficient rc low pass filter using t-networked resistors and capacitance multiplier. p. 1308–1311, 2013. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6704155>>.

SILVA, L. R. d. J. R.; SHAYANI, R. A.; OLIVEIRA, M. A. G. de. Análise comparativa das fontes de energia solar fotovoltaica, hidrelétrica e termelétrica, com levantamento de custos ambientais. 2018. Disponível em: <<https://anaiscbens.emnuvens.com.br/cbens/article/view/527>>.

SUNPOWER. **SunPower® X-Series Commercial Solar Panels | X21-470-COM**. 2021. Disponível em: <https://us.sunpower.com/sites/default/files/sunpower-x-series-commercial-solar-panels-x21-470-com-datasheet-524935-revb_1.pdf>.

UOL. **DÓLAR COMERCIAL**. 2021. Disponível em: <<https://economia.uol.com.br/cotacoes/cambio/dolar-comercial-estados-unidos/>>.

USINAINFO. **Controlador PWM D4184 / Módulo De Potência Mosfet 30A 400W 36V**. 2021. Disponível em: <https://www.usinainfo.com.br/driver-para-motor/controlador-pwm-d4184-modulo-de-potencia-mosfet-30a-400w-36v-5506.html?search_query=mosfet&results=16>.

____. **Placa Leonardo R3 Arduino + Cabo USB**. 2021. Disponível em: <<https://www.usinainfo.com.br/placas-arduino/placa-leonardo-r3-arduino-cabo-usb-3128.html>>.

____. **Sensor de Corrente ACS712 30A AC / DC com Efeito Hall**. 2021. Disponível em: <https://www.usinainfo.com.br/sensor-de-corrente-arduino/sensor-de-corrente-ac712-30a-ac-dc-com-efeito-hall-2952.html?search_query=ACS712&results=3>.

____. **Sensor de Tensão AC Zmpt101b / Voltímetro Arduino**. 2021. Disponível em: <https://www.usinainfo.com.br/sensor-de-tensao-arduino/sensor-de-tensao-ac-zmpt101b-voltmetro-arduino-5658.html?search_query=ZMPT101B&results=1>.

VERMA, D. et al. Maximum power point tracking (mppt) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 54, p. 1018–1034, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115011478>>.

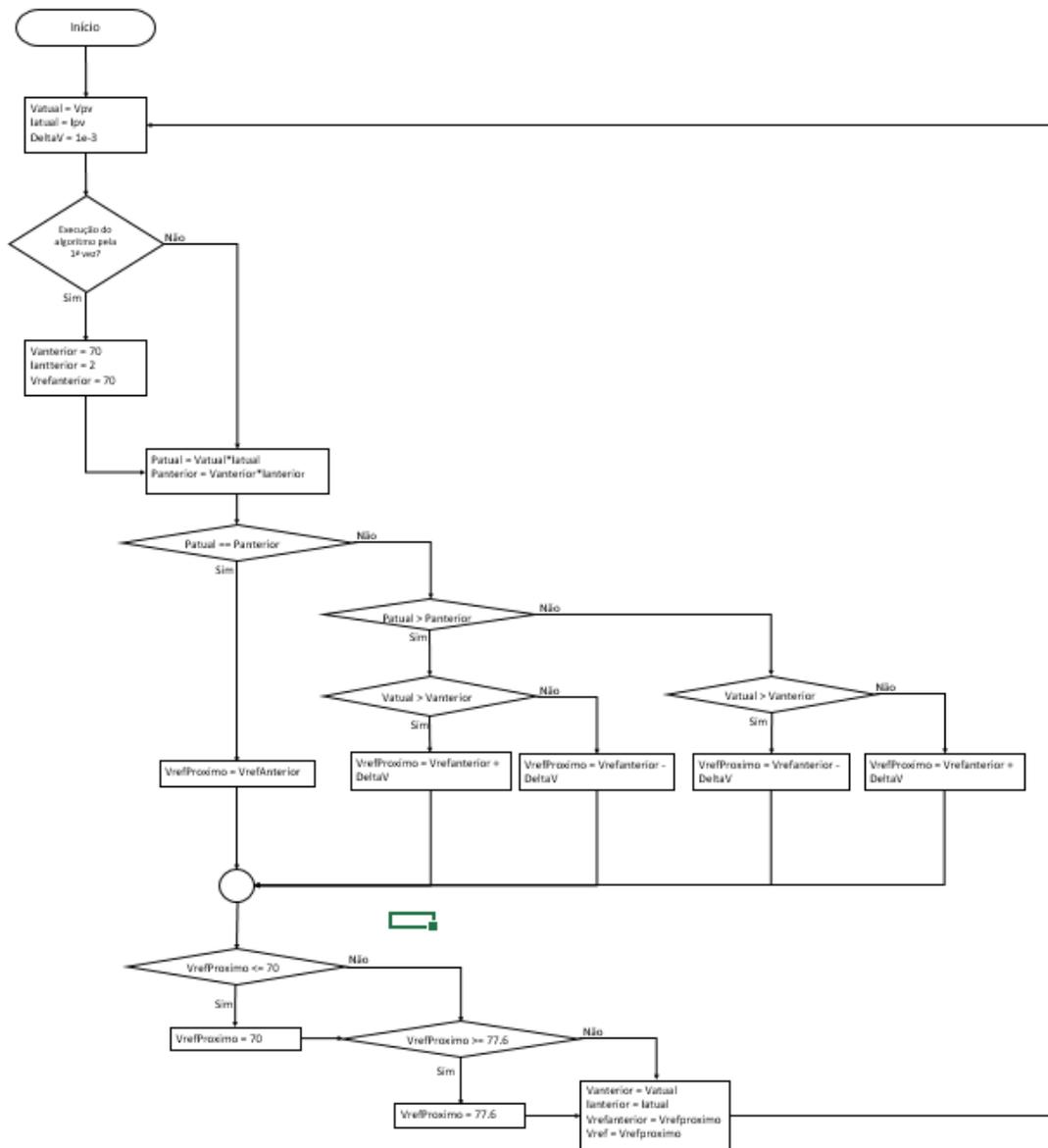
VILLALVA, M. G. **Energia solar fotovoltaica: Conceitos e aplicações**. Campinas, São Paulo: Editora Érica, 2012.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4806084>>.

APÊNDICE A

Fluxograma do algoritmo Perturbe e Observe:

Figura 48: Fluxograma do algoritmo Perturbe e Observe.



Fonte: Autoria própria(2021).

Script do algoritmo Perturbe e Observe no software MATLAB:

```

1 function Vref = mppt(Vpv, Ipv)
2     persistent Vanterior Ianterior Vrefanterior; % Garantir ...
           que os valores das variáveis não sejam excluídos
3     Vactual = Vpv; % Atribuir o valor de Vpv     Vactual
4     Iactual = Ipv; % Atribuir o valor de Ipv     Vactual
5     DeltaV = 1e-3; % Valor da variação da Tensão de ...
           referência
6
7     if isempty(Vanterior) % Atribuir valores para as ...
           variáveis caso o algoritmo esteja em execução pela ...
           primeira vez
8         Vanterior = 75;
9         Ianterior = 6;
10        Vrefanterior = 75;
11    end
12
13    Patual = Vactual*Iactual; % Equação do cálculo do valor ...
           da potência atual
14    Panterior = Vanterior*Ianterior; % Equação do cálculo ...
           do valor da potência anterior
15
16    if(Patual == Panterior) % Condição para o caso das ...
           potências serem iguais
17        Vrefproximo = Vrefanterior;
18    elseif (Patual > Panterior) % Condição para o caso da ...
           potência atual seja maior que a anterior
19        if(Vactual > Vanterior) % Condição para o caso da ...
           tensão atual seja maior que a tensão anterior
20            Vrefproximo = Vrefanterior + DeltaV;
21        else
22            Vrefproximo = Vrefanterior - DeltaV;
23        end
24    else
25        if(Vactual > Vanterior) %Condição para o caso da ...
           tensão atual seja maior que a tensão anterior ...
           mas com as tensões diferentes
26            Vrefproximo = Vrefanterior - DeltaV;
27        else
28            Vrefproximo = Vrefanterior + DeltaV;
29        end
30    end

```

```
31
32     if(Vrefproximo ≤ 40) % Garantir que o valor de ...
33         refer ncia seja maior que 40
34         Vrefproximo = 40;
35     end
36     if(Vrefproximo ≥ 77.6) % Garantir que o valor de ...
37         refer ncia seja menor que 77,6
38         Vrefproximo = 77.6;
39     end
40     Vanterior = Vactual; % Atualizar o valor da vari vel ...
41         Vanterior
42     Ianterior = Iactual; % Atualizar o valor da vari vel ...
43         Ianterior
44     Vrefanterior = Vrefproximo; % Atualizar o valor da ...
45         vari vel Vrefanterior
46 Vref = Vrefproximo;
```

APÊNDICE B

Script do algoritmo de sintonização dos controladores do conversor *Boost* e do controlador PR:

```
1 %% Cabe alho
2 clear
3 close all
4 clc
5 format long
6
7 %% Conversor Boost
8 % Valores do módulo fotovoltaico na irradiância de 300 W/m^2
9 P = 238.9; % Potência máxima de saída do módulo fotovoltaico
10 Vin = 70; % Tensão máxima de saída do módulo fotovoltaico
11 Il = P/Vin; % Corrente máxima do módulo fotovoltaico e do ...
    indutor
12 Cpv = 1000e-6; % Capacitância do módulo fotovoltaico
13
14 % Valores escolhidos pelo projetista
15 Vo = 300; % Tensão de saída desejada
16 ΔIl = 0.1*Il; % Variação da corrente
17 ΔVc = 0.01*Vo; % Variação da tensão
18 Fs = 30e3; % Frequência de chaveamento
19
20 % Valores do indutor e capacitor
21 R = (Vo*Vo)/P; % Resistência na saída
22 D = 1 - Vin/Vo; % Ciclo de trabalho
23
24 L1 = (Vin*D)/(ΔIl*Fs); % Equação do indutor
25 rL1 = 0.1; % Resistência do indutor
26
27 C1 = (Vo*D)/(R*Fs*ΔVc); % Equação do Capacitor
28
29 %% Sintonização dos controladores PI do conversor Boost
30
```

```

31 Req = Vin/I1; % Equação do valor de Req
32
33 % Controlador Ci
34 Fci = Fs/10; % Frequência de corte da malha de corrente
35 Kpi = (pi*Fs*L1)/(5*Vo); % Ganho proporcional
36 Kii = (pi*Fs*rL1)/(5*Vo); % Ganho integral
37 Ci = pid(Kpi,Kii); % Função de transferência do ...
    controlador PI
38
39 % Controlador Cv
40 Fcv = Fs/100; % Frequência de corte da malha de tensão
41 Kpv = -pi*Fs*Cpv/50; % Ganho proporcional
42 Kiv = (-pi*Fcv)/(50*Req); % Ganho integral
43 Cv = pid(Kpv,Kiv); % Função de transferência do ...
    controlador PI
44
45 %% Design do Filtro RC passa-baixas
46 Fcr = 200; % Frequência de corte do filtro RC passa-baixas
47 R1 = 1; % Resistência do filtro RC passa-baixas
48 C2 = inv(2*pi*Fcr*R1); % Cálculo da capacitância do filtro ...
    RC passa-baixas
49
50 %% Valores da Ponte H
51 % Valores de amostragem
52 Fa = Fs; % Frequência de amostragem
53 Ta = inv(Fa); % Período de amostragem
54 wa = 2*pi*Fa; % Frequência angular de amostragem
55
56 % Valores do inversor conectado à rede
57 Vdc = Vo; % Tensão contínua na entrada da ponte H
58 Vg = 127; % Valor eficaz (RMS) da tensão da rede elétrica
59 Vp = Vg*sqrt(2); % Valor de pico da tensão da rede elétrica
60 fg = 60; % Frequência da rede elétrica
61 wg = 2*pi*fg; % Frequência angular da rede elétrica
62 % Hi = 1/(1.5*sqrt(2)); % Ganho da realimentação da ...
    corrente elétrica
63 Hv = inv(Vp);
64
65
66 % Valor da variação da corrente de saída escolhido pelo ...
    projetista
67 Irip = 1/100;

```

```

68
69 % Equação do indutor da ponte H
70 L2 = (Vg*Vdc) / (4*sqrt(2)*Fs*Irip*P);
71 rL2 = 0.5;
72
73 %% Design do controlador PR
74 % Valores escolhidos pelo projetista
75 fc = fg*(2/100); % Frequência de corte do filtro ressonante
76 Br = 2*pi*fc; % Frequência angular de corte do filtro ressonante
77 wr = wg; % Frequência angular de ressonância
78 zeta = 0.95; % Coeficiente de amortecimento
79
80 % Sintonização do ganho proporcional e do ganho ressonante
81 alpha = 2*zeta + 1;
82 Kp = (alpha*sqrt(alpha)*wr*L2 - rL2)/Vdc; % Ganho Proporcional
83 Ki = ((wr^2)*L2*((alpha^2) - 1))/(2*Vdc); % Ganho Integral
84
85 % Design do filtro ressonante
86 s = tf('s'); % Função de transferência da variável 's'
87 % da transformada de Laplace
88 Hr = (Br*s)/(s*s + 2*Br*s + wr*wr); % Função de ...
      transferência do Filtro
89 % ressonante na forma contínua
90 discHr = c2d(Hr,Ta); % Função de transferência
91 % do filtro ressonante na forma discreta
92 [numHr,denHr] = tfdata(discHr,'v'); % Extração do numerador e
93 % do denominador do filtro ressonante na forma discreta
94
95 %% Design do filtro no domínio W
96
97 Cte = ...
      (((Br^2)*0.5)/sqrt((wr^2)-0.25*(Br^2)))*(exp(-0.5*Br*Ta))...
98      *sin(Ta*sqrt((wr^2)-0.25*(Br^2)));
99
100 % Constantes do numerador
101 n0 = Br*Ta;
102 n1 = ...
      (-Br*(exp(-0.5*Br*Ta))*cos(Ta*sqrt((wr^2)-0.25*(Br^2)))-Cte)*Ta;
103 n2 = 0;
104
105 % Constantes do denominador
106 d0 = 1;

```

```

107 d1 = -2*(exp(-0.5*Br*Ta))*cos(Ta*sqrt((wr^2)-0.25*(Br^2)));
108 d2 = exp(-Br*Ta);
109
110 z = (2 + Ta*s)/(2 - Ta*s); % Igualdade do dominio w no ...
    dominio z
111 HRw = (n0 + n1*z^-1 + n2*z^-2)/(d0 + d1*z^-1 + d2*z^-2); % ...
    Filtro ressonante no dominio w
112 TFw = Kp + Ki*HRw; % Controlador PR no dominio w
113
114 %% Gerar os diagramas de Bode o Filtro ressonante e o ...
    controlador PR no dominio W
115
116 % Configurar o eixo da frequencia em Hertz
117 opts = bodeoptions('cstprefs');
118 opts.FreqUnits = 'Hz';
119
120 % Grafico de bode do filtro ressonante no dominio w
121 figure
122 bode(HRw,opts)
123 title('Resposta em frequencia no dominio w do filtro ...
    ressonante')
124 grid
125
126 % Grafico de bode do controlador PR no dominio w
127 figure
128 bode(TFw,opts)
129 title('Resposta em frequencia no dominio w do Controlador PR')
130 grid
131
132 %% Abrir o modelo do Simulink
133 open_system('modelo_final.slx')
134
135 %% Simula o para os diferentes valores de irradiancia
136 vetIrr = [300,500,1000]; % Vetor com os valores de Irradiancia
137 vetHi = [1/sqrt(2),1/(1.8*sqrt(2)),1/(2.5*sqrt(2))]; % Vetor ...
    com os valores de Hi
138
139 warning('off')
140
141 % Loop para simular e plotar os resultados para diferentes ...
    valores de
142 % irradiancia

```

```

143 for i = 1:length(vetIrr)
144     irr = vetIrr(i);
145     Hi = vetHi(i);
146     sim('modelo_final.slx')
147
148     % Extra o dos valores da eficiencia e da potencia de ...
149     % sa da
150     efi = eficiencia(length(eficiencia));
151     Pinv = PotInv(length(PotInv));
152     erro = Ierro(length(Ierro));
153
154     Pot = 127*inv(Hi);
155     fatPot = Pinv/Pot;
156
157     % Plotar os valores da eficiencia, da potencia de sa da
158     % e do fator de potencia na "Command Window"
159     disp(strcat('Valor da eficiencia para a irradiancia de ...
160     ',...
161     num2str(irr), ' W/m^2: ', num2str(efi), ' %'))
162     disp(strcat('Valor da potencia do microinversor para a ...
163     irradiancia de ',...
164     num2str(irr), ' W/m^2: ', num2str(Pinv), ' W'))
165     disp(strcat('Valor do erro para a irradiancia ...
166     de', num2str(irr), ' W/m^2: ',...
167     num2str(erro*100), ' %'))
168     disp(strcat('Valor do fator de potencia para a ...
169     irradiancia de',...
170     num2str(irr), ' W/m^2: ', num2str(fatPot)))
171
172     % Plotar o sinal da corrente de sa da do microinversor
173     figure
174     plot(correntMicroInv.time, [correntMicroInv.signals.values])
175     title(strcat(correntMicroInv.signals.title, ' para a ...
176     irradiancia de ',...
177     num2str(irr), ' W/m^2.'))
178     ylim([-3.6 3.6])
179     xlim([0 1.5])
180     grid
181     saveas(gcf, strcat('correnteMicroInv_', num2str(irr)), 'png')
182
183     % Plotar os sinais de referencia, realimentacao e erro

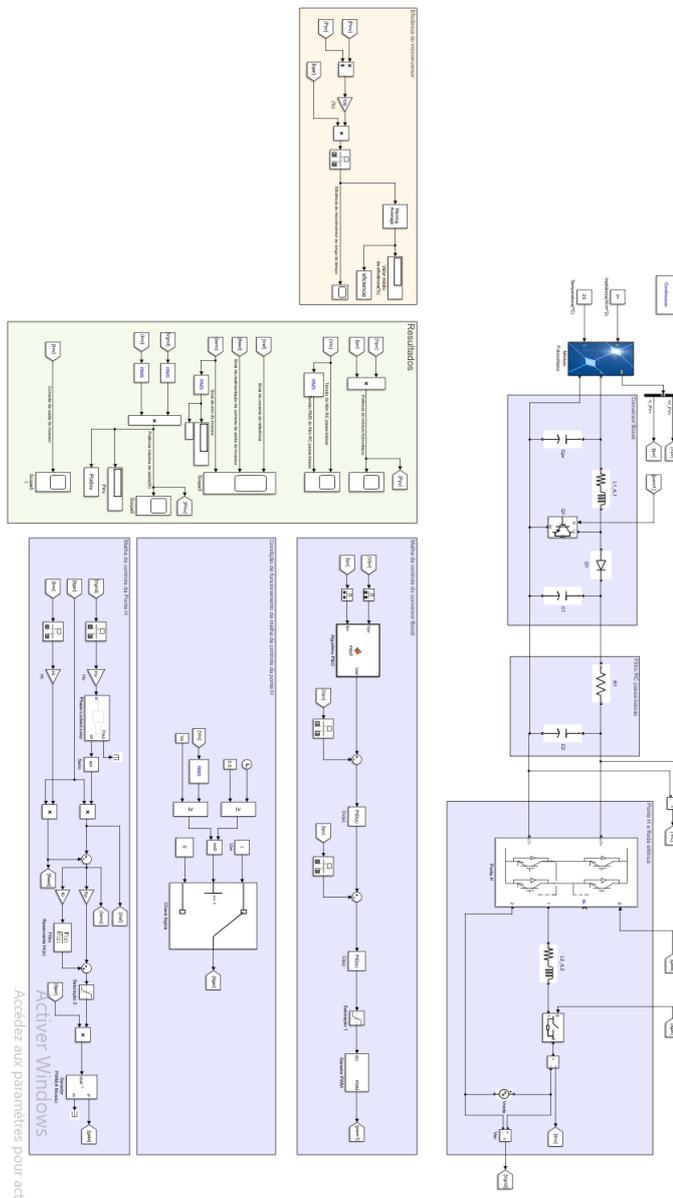
```

```
179     figure
180
181     % Sinal de referencia
182     subplot(3,1,1)
183     plot(refFeedbackErro.time,[refFeedbackErro.signals(1).values])
184     ylim([-1.5 1.5])
185     xlim([0 1.5])
186     grid
187     title(strcat(refFeedbackErro.signals(1).title...
188         , ' para a irradiância de',num2str(irr),' W/m^2.))
189
190     % Sinal de realimentação
191     subplot(3,1,2)
192     plot(refFeedbackErro.time,[refFeedbackErro.signals(2).values])
193     ylim([-1.5 1.5])
194     xlim([0 1.5])
195     grid
196     title(strcat(refFeedbackErro.signals(2).title...
197         , ' para a irradiância de',num2str(irr),' W/m^2.))
198
199     % Sinal do erro
200     subplot(3,1,3)
201     plot(refFeedbackErro.time,[refFeedbackErro.signals(3).values])
202     ylim([-0.6 0.6])
203     xlim([0 1.5])
204     grid
205     title(strcat(refFeedbackErro.signals(3).title...
206         , ' para a irradiância de',num2str(irr),' W/m^2.))
207
208     % Salvar a figura dos gráficos da referência, ...
209     % realimentação e erro
210     saveas(gcf,strcat('ref_feedback_erro_',num2str(irr)),'png')
211 end
```

APÊNDICE C

Circuito, malhas de controle do microinversor e resultados extraídos no ambiente *Simulink* do software *MATLAB*:

Figura 49: Circuito do microinversor, malhas de controle e resultados no *Simulink*.



Fonte: Autoria própria (2021).