

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

João Victor Lopes Rosa

**VALIDAÇÃO DE METODOLOGIA DE CONTROLE DE INVERSORES  
FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP**

Santa Maria, RS  
2023

**João Victor Lopes Rosa**

**VALIDAÇÃO DE METODOLOGIA DE CONTROLE DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS  
UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Área de concentração do CNPq, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

ORIENTADOR: Prof. Fernanda de Moraes Carnielutti

Santa Maria, RS  
2023

---

©2023

Todos os direitos autorais reservados a João Victor Lopes Rosa. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

End. Eletr.: [joao.lopes@acad.ufsm.br](mailto:joao.lopes@acad.ufsm.br)

**João Victor Lopes Rosa**

**VALIDAÇÃO DE METODOLOGIA DE CONTROLE DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS  
UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Área de concentração do CNPq, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 9 de agosto de 2023:**

---

**Fernanda de Moraes Carnielutti, Dra. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Humberto Pinheiro, Dr. (UFSM)**

---

**Lucas Vizzoto Belinaso, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2023

## **AGRADECIMENTOS**

*Agradeço aos meus pais Mirna Leisi Lopes Rosa e Vilmar Rosa por todo o apoio, incentivo e estrutura para a minha formação. Agradeço a minha tia Lélia Coelho Lopes por todo o auxílio e incentivo durante todo o meu período de graduação. Por fim, agradeço a todos os colegas e professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) pela colaboração, auxílio e pela troca de conhecimento em especial a minha orientadora Fernanda de Moraes Carnielutti.*

## RESUMO

### VALIDAÇÃO DE METODOLOGIA DE CONTROLE DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP

AUTOR: João Victor Lopes Rosa

ORIENTADOR: Fernanda de Moraes Carnielutti

Nos últimos anos uma das fontes de energia que mais vem ganhando destaque é a energia fotovoltaica, devido a praticidade de se utilizar este sistema em diversos ambientes, o crescente desenvolvimento tecnológico em painéis fotovoltaicos e inversores, bem como de incentivos governamentais em diversos países. Os inversores possuem papel fundamental em sistemas de geração fotovoltaicos, sendo responsáveis pela interface dos sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica. Neste contexto, para garantir a correta operação do inversor, deve-se seguir as determinações da ABNT NBR 16149, as quais tratam dos requisitos mínimos para a interface de conexão com a rede de sistemas fotovoltaicos, bem como da ABNT NBR 16150 e também da portaria nº 140 aprovada pelo INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA - INMETRO, as quais especificam os procedimentos de ensaio para verificar se os equipamentos utilizados na interface do sistema fotovoltaico encontram-se em conformidade com os requisitos da ABNT NBR 16149, com isso, o firmware destes equipamentos precisa ser adequadamente projetado. Neste cenário, é de fundamental importância a realização de testes com a finalidade de verificar se o inversor e seus sistemas de controle satisfazem os requisitos normativos de conexão com a rede. Assim, este trabalho propõe a implementação de controladores e funcionalidades de conexão à rede para um inversor fotovoltaico, que serão validadas através de testes automáticos utilizando hardware-in-the-loop. O controlador de corrente implementado neste trabalho é o FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control), este método realiza a previsão da corrente a partir dos vetores de estado de chaveamento gerando uma função custo, a partir disto, é escolhido o vetor que minimiza esta função. Após a implementação do FCS-MPC foram implementadas outras funcionalidades de controle como sincronismo, controle de potência, controle do barramento CC e MPPT e também funcionalidades de conexão com a rede elétrica de segundo as normas ABNT e do INMETRO.

**Palavras-chave:** Controle Preditivo. Controle de Corrente. Controle de Barramento CC. Controle de MPPT.

## ABSTRACT

### VALIDATION OF A PHOTOVOLTAIC INVERTER CONTROL METHODOLOGY USING HARDWARE-IN-THE-LOOP

AUTHOR: João Victor Lopes Rosa  
ADVISOR: Fernanda de Moraes Carnielutti

In recent years, one of the energy sources that has been gaining prominence is photovoltaic energy, due to the practicality of using this system in different environments, the growing technological development in photovoltaic panels and inverters, as well as government incentives in several countries. Inverters play a fundamental role, being responsible for the interface of photovoltaic systems with the electrical grid. In this context, in order to guarantee the correct operation of the inverter, the determinations of ABNT NBR 16149 must be followed, which deal with the minimum requirements for the connection interface with the photovoltaic system's network, as well as ABNT NBR 16150 and also of ordinance n<sup>o</sup> 140 approved by the NATIONAL INSTITUTE OF METROLOGY, QUALITY, AND TECHNOLOGY - INMETRO, which specify the test procedures to verify that the equipment used in the interface of the photovoltaic system is in accordance with the requirements of ABNT NBR 16149, therefore, the firmware of these devices needs to be properly designed. In this scenario, it is of fundamental importance to carry out tests in order to verify that the inverter and its control systems meet the normative requirements for connection to the grid. Thus, this work proposes the implementation of controllers and grid connection functionalities for a photovoltaic inverter, which will be validated through automatic tests using hardware-in-the-loop. The current controller implemented in this work is the FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control), This method performs the current forecast from the switching state vectors generating a cost function, from this, the vector is chosen that minimizes this function. After the implementation of the FCS-MPC, other control functionalities were implemented, such as synchronism, power control, control of the DC bus and MPPT, as well as functionalities for connecting to the electrical network according to ABNT and INMETRO standards.

**Keywords:** Model Predictive Control. Current Control. DC-Link Voltage Control. MPPT Control.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Esquemático do MPC. ....	19
Figura 2.1 – Inversor PWM trifásico. ....	22
Figura 2.2 – Esquemático do modelo de controle de potência. ....	28
Figura 2.3 – Fluxo de potência no barramento CC. ....	28
Figura 2.4 – Diagrama de blocos do equacionamento de tensão e de potência. ....	29
Figura 2.5 – Esquemático do controlador proporcional integral. ....	29
Figura 2.6 – Esquemático do controle em malha fechada. ....	33
Figura 2.7 – Curva do painel fotovoltaico. ....	36
Figura 2.8 – Algoritmo Perturb & observe. ....	37
Figura 2.9 – Inversor trifásico com barramento CC ....	38
Figura 2.10 – Filtro LCL e rede elétrica ....	39
Figura 2.11 – Medidor de potência ....	39
Figura 2.12 – PLL trifásico ....	40
Figura 2.13 – Bloco C ....	41
Figura 2.14 – Modelo completo ....	42
Figura 2.15 – Correntes no lado da rede elétrica ....	42
Figura 2.16 – Correntes no lado do conversor e correntes de referência ....	43
Figura 2.17 – Tensões de fase no lado da rede elétrica ....	43
Figura 2.18 – Código das variáveis alfa e beta ....	44
Figura 2.19 – Código do sincronismo ....	44
Figura 2.20 – Código do algoritmo MPPT ....	45
Figura 2.21 – Código do controle de barramento CC ....	45
Figura 2.22 – Códigos do controle de potência em malha aberta ....	46
Figura 2.23 – Códigos do controle de potência em malha fechada ....	46
Figura 2.24 – Códigos do controle de potência em malha fechada ....	47
Figura 2.25 – Códigos das variáveis alfa e beta ....	47
Figura 2.26 – Códigos das correntes alfa e beta previstas ....	47
Figura 2.27 – Códigos da busca exaustiva do MPC ....	48
Figura 2.28 – Códigos da transformação dos vetores de tensão do conversor de $\alpha\beta$ para $abc$ ....	48
Figura 3.1 – Curva do fator de potência em função da potência ativa na porta c.a. ...	52
Figura 3.2 – Curva de resposta do inversor on-grid em desvios de sobrefrequência. ..	58
Figura 3.3 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de sobre- frequência na rede. ....	58
Figura 3.4 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de sub- frequência na rede. ....	59
Figura 3.5 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de sobreten- são na rede. ....	60
Figura 3.6 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de subtensão na rede. ....	62
Figura 4.1 – Resultado, mudança de fase em 180°. ....	64
Figura 4.2 – Resultado, mudança de fase em 90°. ....	65
Figura 4.3 – Resultados ensaio de fator de potência para controle em malha aberta. .	66
Figura 4.4 – Resultados ensaio de fator de potência para controle em malha fechada.	66
Figura 4.5 – Resultados ensaio de curva de fator de potência para controle em malha	

fechada. ....	67
Figura 4.6 – Resultados ensaio de curva de fator de potência para controle em malha fechada. ....	67
Figura 4.7 – Resultados ensaio injeção e consumo de potência reativa para controle de potência em malha aberta. ....	68
Figura 4.8 – Resultados ensaio injeção e consumo de potência reativa para controle de potência em malha fechada. ....	69
Figura 4.9 – Interrupção do fornecimento na máxima tensão. ....	69
Figura 4.10 – Tempo de interrupção na máxima tensão. ....	70
Figura 4.11 – Interrupção do fornecimento na mínima tensão. ....	70
Figura 4.12 – Tempo de interrupção na mínima tensão. ....	71
Figura 4.13 – Interrupção do fornecimento na máxima frequência. ....	71
Figura 4.14 – Tempo de interrupção do fornecimento na máxima frequência. ....	72
Figura 4.15 – Interrupção do fornecimento na mínima frequência. ....	72
Figura 4.16 – Tempo de interrupção do fornecimento na mínima frequência. ....	73
Figura 4.17 – Variação de potência ativa na subfrequência. ....	73
Figura 4.18 – Curva de fator de potência para controle em malha aberta. ....	74
Figura 4.19 – Curva de fator de potência para controle em malha fechada. ....	74
Figura 4.20 – Curva de imunidade a variação de sobrefrequência. ....	75
Figura 4.21 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de sobrefrequência. ....	76
Figura 4.22 – Curva de ensaio de imunidade a variação de subfrequência. ....	76
Figura 4.23 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de subfrequência. ....	77
Figura 4.24 – Curva de imunidade a variação de sobretensão. ....	78
Figura 4.25 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de sobretensão. ....	78
Figura 4.26 – Curva de imunidade a variação de subtensão. ....	79
Figura 4.27 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de subtensão. ....	79

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros do controle MPPT. ....	35
Tabela 2.2 – Parâmetros da curva MPPT. ....	36
Tabela 3.1 – Limites de distorção harmônica. ....	50
Tabela 3.2 – Faixa de variação para máxima tensão. ....	53
Tabela 3.3 – Faixa de variação para mínima tensão. ....	54
Tabela 3.4 – Faixa de variação para máxima frequência. ....	55
Tabela 3.5 – Faixa de variação para mínima frequência. ....	57
Tabela 3.6 – Intervalos de variação de sobrefrequência. ....	59
Tabela 3.7 – Intervalos de variação de subfrequência. ....	60
Tabela 3.8 – Intervalos de variação de sobretensão. ....	61
Tabela 3.9 – Intervalos de variação de subtensão. ....	62
Tabela 4.1 – Especificações do modelo proposto. ....	63
Tabela 4.2 – Parâmetros dos componentes do modelo proposto. ....	63
Tabela 4.3 – Resultados do ensaio de medição de corrente CC. ....	64
Tabela 4.4 – Valores do transitório máximo da corrente. ....	65

## LISTA DE QUADROS

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>MPC</i>	Model Predictive Control (Modelo de Controle Preditivo)
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking (rastreamento de máximo ponto de potência)
<i>PV</i>	Fotovoltaico
<i>HIL</i>	Hardware-in-the-loop
<i>CHIL</i>	Controller-hardware-in-the-loop
<i>VHIL</i>	Virtual-hardware-in-the-loop

## LISTA DE SÍMBOLOS

$d$	Razão Cíclica
$i^*$	Corrente de referência
$i_g$	Corrente do lado da rede
$i$	Corrente do lado do inversor
$L_g$	Indutância do lado da rede
$L$	Indutância do lado do inversor
$C$	Capacitância do filtro
$C_{in}$	Capacitor do barramento CC
$k_p$	Ganho proporcional do PI do barramento CC
$k_i$	Ganho integral do PI do barramento CC
$T_s$	Tempo de amostragem
$V_{dc}$	Tensão do barramento CC
$v_a$	Tensão da rede na fase a
$v_b$	Tensão da rede na fase b
$v_c$	Tensão da rede na fase c
$v_{ca}$	Tensão do capacitor do filtro na fase a
$v_{cb}$	Tensão do capacitor do filtro na fase b
$v_{cc}$	Tensão do capacitor do filtro na fase c
$P_{nom}$	Potência ativa nominal do inversor
$P$	Potência ativa do inversor
$Q$	Potência reativa do inversor
$P^*$	Potência ativa de referência
$P_s^*$	Potência ativa de referência da funcionalidade de variação de potência ativa na sobrefrequência
$p$	Potência ativa calculada em dq
$q$	Potência reativa calculada em dq
$k_{p_{dq}}$	Ganho proporcional do PI do controle de potência em malha fechada
$k_{i_{dq}}$	Ganho integral do PI do controle de potência em malha fechada

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>14</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	14
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
<b>1.2.1</b>	<b>Interface de conexão com a rede elétrica</b>	<b>15</b>
1.2.1.1	ABNT NBR 16149	15
1.2.1.2	ABNT NBR 16150	16
1.2.1.3	Portaria N° 140 do INMETRO	16
<b>1.2.2</b>	<b>Controle preditivo</b>	<b>18</b>
1.3	OBJETIVOS	19
1.4	METODOLOGIA	20
<b>2</b>	<b>DESCRIÇÃO DAS FUNCIONALIDADES IMPLEMENTADAS</b>	<b>21</b>
2.1	INTRODUÇÃO	21
2.2	CONTROLE DE CORRENTE	21
2.3	SINCRONISMO	26
2.4	CONTROLE DE POTÊNCIA EM MALHA ABERTA	27
2.5	CONTROLE DO BARRAMENTO CC	27
2.6	CONTROLE DE POTÊNCIA EM MALHA FECHADA	32
2.7	CONTROLE MPPT	35
2.8	MODELAGEM NO SOFTWARE	37
<b>2.8.1</b>	<b>Simulação no typhoon HIL Schematic Editor</b>	<b>38</b>
<b>2.8.2</b>	<b>Simulação no Typhoon Hil SCADA</b>	<b>40</b>
<b>2.8.3</b>	<b>Códigos no bloco C</b>	<b>41</b>
<b>3</b>	<b>ENSAIOS DE CONFORMIDADE</b>	<b>49</b>
3.1	INTRODUÇÃO	49
3.2	ENSAIO DE MUDANÇA DE FASE	49
3.3	ENSAIO DE INJEÇÃO DE CORRENTE CONTÍNUA	50
3.4	ENSAIO DE HARMÔNICOS E DISTORÇÃO DE FORMA DE ONDA DE CORRENTE	50
3.5	ENSAIO DE FATOR DE POTÊNCIA FIXO	51
3.6	ENSAIO DA CURVA DE FATOR DE POTÊNCIA	51
3.7	ENSAIO INJEÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA	52
3.8	ENSAIO DE MÁXIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO	53
3.9	ENSAIO DE MÍNIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO	54
3.10	ENSAIO DE MÁXIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO	55
3.11	ENSAIO DE MÍNIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO	56
3.12	CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA EM VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA	57
3.13	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBREFREQUÊNCIA	58
3.14	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBFREQUÊNCIA	59
3.15	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBRETENSÃO	60
3.16	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBTENSÃO	61
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DOS RESULTADOS</b>	<b>63</b>
4.1	INTRODUÇÃO	63
4.2	ENSAIO DE MUDANÇA DE FASE	63
4.3	ENSAIO DE CORRENTE CC	63
4.4	ENSAIO DE HARMÔNICAS	64

4.5	ENSAIO DE FATOR DE POTÊNCIA FIXO.....	65
4.6	ENSAIO DE CURVA DE FATOR DE POTÊNCIA .....	66
4.7	ENSAIO DE INJEÇÃO E CONSUMO DE POTÊNCIA REATIVA .....	68
4.8	ENSAIO DE MÁXIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO .....	69
4.9	ENSAIO DE MÍNIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO .....	70
4.10	ENSAIO DE MÁXIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO .....	71
4.11	ENSAIO DE MÍNIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO .....	72
4.12	CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA EM SOBREFREQUÊNCIA.....	73
4.13	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBREFREQUÊNCIA.....	75
4.14	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBFREQUÊNCIA .....	75
4.15	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBRETENSÃO .....	76
4.16	ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBTENSÃO.....	77
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>80</b>
5.1	TRABALHOS FUTUROS .....	80
5.2	TRABALHOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS .....	80
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>82</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Com a crescente utilização da energia fotovoltaica, conforme os dados da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) o Brasil saltou de 10 GW de capacidade operacional em energia fotovoltaica em agosto de 2021 para 20 GW em outubro de 2022, mostrando uma rápida expansão desta fonte de energia, com isso, os inversores PV, vem ganhando grande destaque em pesquisas, por conta deste ser responsável por fazer a interface com a rede elétrica. Para a comercialização de inversores com aplicação na energia fotovoltaica, eles devem passar a atender os requisitos de conexão com a rede conforme consta na NBR 16149 ABNT (2013a) e passar pela certificação do INMETRO para avaliar a segurança dos mesmos. A certificação de um inversor fotovoltaico consiste em 26 procedimentos de testes especificados pelas normas NBR 16150 ABNT (2013b) e a portaria N° 140 do INMETRO (2022) realizados em laboratórios acreditados.

Dentre as fases de projeto do inversor PV, tem-se o desenvolvimento do firmware gravado no processador do inversor e será responsável pelo controle e pelas funcionalidades de conexão à rede do mesmo. O conceito de hardware-in-the-loop tem ganhado espaço nas pesquisas que envolvem simulações mais exigentes, segundo Mohammadi (2022) o uso de simuladores em tempo real pode ser considerado como uma solução viável para verificar o desempenho dos controladores e estabilidade de sistemas dinâmicos, com rápido processamento e solução numérica mais robusta, possibilitando ao fabricante maior agilidade e eficiência no processo de testes. A simulação de hardware-in-the-loop é uma técnica desenvolvida a partir do crescimento em complexidade dos sistemas modernos.

Na bibliografia existem alguns trabalhos no âmbito da certificação do firmware de inversores por meio de hardware-in-the-Loop como Bründlinger (2018) que desenvolveu um projeto onde resultados obtidos de testes em C-HIL (Controller-Hardware-in-the-Loop) em inversores conforme normas técnicas europeias. Neste cenário, busca-se uma alternativa aos ensaios de bancada com inversores fotovoltaicos baseados nas normas Brasileiras NBR 16149 ABNT (2013a), NBR 16150 ABNT (2013b) e portaria N° 140 do INMETRO (2022). Em Menegazzo (2020) foi realizado o desenvolvimento de uma plataforma para a pré-certificação do firmware para de inversores fotovoltaicos, tornando o processo de validação do firmware mais rápido e sem riscos de danificação dos equipamentos para o fabricante.

Outra etapa importante para validação do firmware, é o controlador, cujo objetivo é garantir que o inversor opere conforme as especificações de projeto e também mante-

nha a estabilidade. Para o controle de corrente do inversor proposto neste trabalho, foi escolhida a estratégia FCS-MPC, sendo uma alternativa eficaz no controle de conversores de potência e baseado no modelo discreto do conversor. O princípio desta estratégia é a predição dos estados futuros do conversor para todos os seus vetores de comutação conforme (VAZQUEZ, 2014). Por meio de uma função custo, o vetor de comutação que resulta no menor erro entre a referência e o estado predito é escolhido e implementado pelo inversor de acordo com (RODRIGUEZ, 2007).

Neste contexto, o objetivo deste artigo é implementar um controlador de corrente FCS-MPC em um inversor PWM trifásico com filtro LCL, com outras funcionalidades de controle como sincronismo, controle de potência, controle do barramento CC, algoritmo MPPT e as funcionalidades de conexão com a rede segundo as normas NBR 16149 ABNT (2013a), NBR 16150 ABNT (2013b) e portaria N° 140 do INMETRO (2022). Após a implementação de todas as funcionalidades, o modelo será submetido a testes automáticos de pré-certificação por uma plataforma de simulação de hardware-in-the-loop da mesma forma que em Menegazzo (2020).

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresentará uma revisão bibliográfica acerca dos temas que serão discutidos no trabalho, na primeira subseção será feita uma revisão dos principais tópicos das normas técnicas os quais tratam desde os requisitos de conexão com a rede elétrica até a descrição dos ensaios de validação do modelo proposto. Já na segunda subseção será feita uma revisão bibliográfica sobre a metodologia de controle de corrente FCS-MPC implementada neste projeto.

### 1.2.1 Interface de conexão com a rede elétrica

Essa subseção tem por objetivo fazer uma curta revisão das normas vigentes no Brasil para testes e certificação de inversores fotovoltaicos.

#### 1.2.1.1 ABNT NBR 16149

A norma ABNT NBR 16149: "Sistemas fotovoltaicos Características da interface de conexão com a rede de distribuição Condições de ensaio e requisitos de segurança" estabelece os requisitos para a conexão de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Os sistemas devem operar em paralelo com a rede elétrica e utilizar inversores estáticos para a

conversão da potência de corrente contínua em corrente alternada.

A norma possui um total de sete seções. Para este trabalho o foco maior será nas seções 4, 5 e 7 respectivamente. a seção 4 que trata da compatibilidade com rede elétrica, descreve os requisitos necessários para garantir a qualidade da energia injetada na rede elétrica, tais como tensão, potência, frequência, cintilação, injeção de componente contínua, harmônicos e distorção de forma de onda e fator de potência.

A seção 5 que trata da proteção do sistema PV e das exigências para garantir a segurança dos envolvidos na instalação, operação e manutenção dos sistemas e também na proteção dos equipamentos para eventuais perdas de tensão da rede, transitórios de sobre/sub tensão e frequência, proteção contra curto-circuito, isolamento e religamento automático da rede. Já na seção 7 são estabelecidos os requisitos para que o sistema seja capaz de suportar e se recuperar de variações de tensão na rede elétrica.

#### *1.2.1.2 ABNT NBR 16150*

A norma ABNT NBR 16150: "Sistemas fotovoltaicos Equipamentos Inversores Requisitos mínimos de desempenho, segurança e ensaios" define os procedimentos de ensaio necessários para verificar se os equipamentos utilizados na interface de conexão entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica estão conforme os requisitos da NBR 16149. Essa norma se aplica aos conversores estáticos mono ou polifásicos utilizados em sistemas fotovoltaicos de conexão à rede elétrica.

A norma fornece procedimentos detalhados sobre os termos e definições, instrumentos de medição e diretrizes de ensaio necessários para a certificação desses equipamentos em laboratórios acreditados. Além disso, ela descreve como todas as medições e conexões dos equipamentos e bancadas de teste devem ser realizadas para garantir que os ensaios tenham precisão e apresentem confiabilidade. Esses procedimentos são importantes para assegurar que os equipamentos atendam aos requisitos definidos pela ABNT NBR 16149.

#### *1.2.1.3 Portaria N° 140 do INMETRO*

A Portaria N° 140 do INMETRO (2022) tem por objetivo regulamentar a qualidade e conformidade de equipamentos de geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos e é dividida da seguinte forma:

- Anexo I - Regulamento técnico da qualidade para equipamentos de geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos;

- Anexo II Requisitos de avaliação da conformidade para equipamentos de geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos;
- Anexo III Selo de identificação da conformidade;
- Anexo A Modelos de planilha de especificações técnicas;
- Anexos B Metodologia de inversores on-grid com bateria;
- Anexos específicos de A ao F.

Como o foco do trabalho em questão é na certificação dos inversores, serão discutidos somente os anexos I, II e anexo B da portaria N° 140 INMETRO (2022).

O anexo I da portaria N° 140 do INMETRO (2022), tem por objetivo estabelecer os requisitos obrigatórios para equipamentos de geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos a serem atendidos por toda cadeia fornecedora do produto no mercado nacional. Na seção de requisitos gerais são listadas uma série de especificações para se manter a segurança tanto dos trabalhadores que realizam a instalação e manutenção do inversor on-grid quanto dos usuários do sistema.

Na seção de requisitos técnicos, a portaria estabelece requisitos específicos para módulos, controladores, baterias e inversores on-grid. Para os inversores on-grid, a portaria estabelece uma série de requisitos, no que diz respeito ao tempo de desconexão para determinados valores de tensão ou frequência, ou então a injeção de corrente contínua na porta c.a. os quais serão apresentados no Capítulo 3 deste trabalho.

O anexo II da portaria N° 140 do INMETRO (2022), tem por finalidade definir os critérios e procedimentos necessários para avaliar a conformidade de equipamentos utilizados em sistemas fotovoltaicos, os quais englobam a geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica. O foco principal está na segurança e desempenho desses equipamentos, através da implementação do mecanismo de declaração da conformidade do fornecedor. O objetivo é proteger os usuários, garantir a segurança elétrica e assegurar a eficiência energética desses sistemas.

O anexo B da portaria N° 140 do INMETRO (2022), trata das metodologias de ensaio de inversores on-grid. A seção 1 estabelece os requisitos para os aparelhos e componentes utilizados nos ensaios de avaliação da conformidade de equipamentos de geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos. Já na seção II é estabelecido os requisitos para as medições de tensão, frequência, corrente, potência ativa, potência reativa, potência aparente, conteúdo harmônico da corrente, distorção harmônica de corrente, fator de potência, ângulo de fase e forma de onda estão definidos na norma ABNT NBR 16150 ABNT (2013b). Finalmente, na seção III são explicitados os procedimentos de ensaios e os requisitos para o inversor estar conforme as normas ABNT e do INMETRO, os maiores detalhes acerca destes requisitos serão apresentados no capítulo 3 deste trabalho.

### 1.2.2 Controle preditivo

O controle por modelo preditivo (MPC) têm sido tópicos de pesquisa e desenvolvimento desde os anos de 1980. Originalmente, foi introduzido na indústria de processo, mas graças aos avanços tecnológicos em microprocessadores, foi proposto e estudado como uma alternativa promissora para o controle de conversores de potência.

O MPC apresenta várias vantagens segundo Rodriguez (2017). Aplicações de eletrônica de potência requerem respostas de controle na ordem de dezenas a centenas de microssegundos. No entanto, é de conhecimento geral que o MPC tem uma carga computacional maior do que outras estratégias de controle. Por esta razão, a maioria dos trabalhos teve foco nas fases iniciais de pesquisa do MPC para sistemas eletrônicos de potência de acordo com Vazquez (2014).

Existem diversas estratégias de controle preditivo utilizadas atualmente, as quais sua aplicação varia conforme a topologia do inversor a ser aplicado. Neste trabalho foi escolhida a estratégia FCS-MPC, que se trata da metodologia mais tradicional do controle preditivo. O FCS-MPC tem sido amplamente utilizado por ser uma alternativa simples e eficaz no controle de conversores de potência, que possuem finitos estados de comutação, baseado no modelo discreto do inversor.

Têm-se em (RODRIGUEZ, 2007) uma das primeiras aplicações do FCS-MPC, onde este método é proposto para o controle de corrente de um inversor com fonte de tensão trifásica. Nesta aplicação, os resultados obtidos demonstram a eficácia de controle da corrente de carga e rápida resposta dinâmica, comparado aos esquemas de controles clássicos por histerese e linear com modulação por largura de pulso.

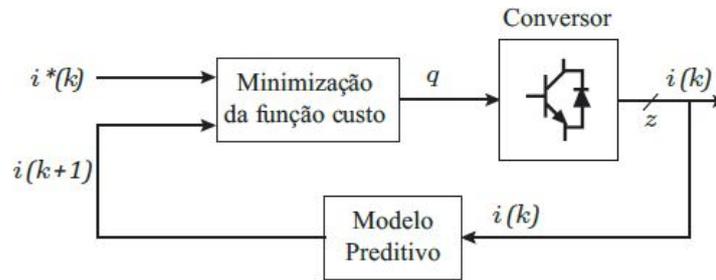
O princípio desta estratégia é a predição dos estados futuros do conversor para todos os seus vetores de comutação (VAZQUEZ, 2014). Por meio de uma função custo, o vetor de comutação que resulta no menor erro entre a referência e o estado predito é escolhido e implementado pelo inversor conforme consta em (RODRIGUEZ, 2007). Em aplicações são utilizadas como função custo tanto a equação do erro absoluto, quanto a equação do erro quadrático, conforme constam em (1.1) e (1.2).

$$e = [i^*(k + 1) - i(k + 1)] \quad (1.1)$$

$$e = \sqrt{i^{*2}(k + 1) - i^2(k + 1)} \quad (1.2)$$

Em um cenário ideal de implementação do controle preditivo, o tempo necessário para a realização de todos os cálculos e otimização da função custo é zero. No entanto, em processadores digitais de sinais a quantidade de cálculos realizados na implementação real causa um tempo de atraso, fazendo com que os estados selecionados sejam aplicados somente após o instante  $(k + 1)$ , o que leva a erros na previsão da variável sob controle. Para a solução deste problema, o atraso no modelo do controle preditivo deve ser

Figura 1.1 – Esquemático do MPC.



Fonte: Adaptado de Rodrigues (2020)

considerado para a redução do erro entre a variável prevista e a variável de referência.

Assim, a compensação do atraso computacional pode ser solucionada alterando-se o estado futuro para um passo a frente, desta forma o estado de  $(k+1)$  torna-se  $(k+2)$  e o estado  $(k)$  torna-se  $(k+1)$ . Desta forma (1.1) e (1.2) tornam-se (1.3) e (1.4) respectivamente.

$$e = |i^*(k+2) - i(k+2)| \quad (1.3)$$

$$e = \sqrt{i^{*2}(k+2) - i^2(k+2)} \quad (1.4)$$

### 1.3 OBJETIVOS

Neste contexto, o objetivo deste artigo é implementar um controlador de corrente FCS-MPC em um inversor PWM trifásico com filtro LCL, com outras funcionalidades de controle, as quais estão listadas abaixo:

- Sincronismo;
- Controle de potência em malha aberta;
- Controle do barramento CC;
- Controle de potência em malha fechada;
- Algoritmo MPPT.

Também serão implementadas funcionalidades de conexão com a rede segundo as normas ABNT NBR 16149 (ABNT, 2013a), NBR 16150 (ABNT, 2013b) e portaria N° 140 (INMETRO, 2022). A seguir, o modelo será submetido a testes automáticos de pré-certificação mediante uma plataforma de simulação de hardware-in-the-loop (MENEGAZZO, 2020). Os testes a serem realizados podem ser vistos na lista abaixo:

- Mudança de fase
- Injeção de corrente contínua
- Harmônicos e distorção de forma de onda de corrente
- Fator de potência fixo
- Curva de fator de potência
- Injeção de potência reativa
- Máxima tensão de desconexão
- Mínima tensão de desconexão
- Máxima frequência de desconexão
- Mínima frequência de desconexão
- Controle de potência ativa na variação de frequência
- Imunidade à variação de sobre/sub frequência
- Imunidade à variação de sobre/sub tensão

Neste trabalho não serão realizados os ensaios de Anti-ilhamento e de controle externo de potência ativa e reativa, devido à alta complexidade da implementação destas funcionalidades.

#### 1.4 METODOLOGIA

Inicialmente o modelo do inversor proposto será simulado no software Typhoon HIL, através da funcionalidade HIL SCADA, é possível observar o comportamento em tempo real das formas de onda de corrente, tensão, potência e outros parâmetros importantes para o correto funcionamento do inversor. A seguir, as funcionalidades do controlador serão implementadas no bloco C do Schematic Editor, desta forma é possível implementar as funcionalidades no código e confirmar através da simulação em tempo real.

No que diz respeito as funcionalidades de conexão com a rede, estas também serão implementadas no bloco C do Schematic Editor, no entanto, a verificação de seu correto funcionamento será certificada através da funcionalidade Typhoon Test IDE. Na plataforma Typhoon Test é possível simular condições idênticas aos ensaios de conexão com a rede elétrica dispostos nas normas NBR 16150 ABNT (2013b) e Portaria N° 140 INMETRO (2022).

## 2 DESCRIÇÃO DAS FUNCIONALIDADES IMPLEMENTADAS

### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizada a descrição das técnicas de controle por modelo preditivo, bem como a descrição detalhada de implementação das diferentes funcionalidades do controlador a ser implementado no inversor e também dos demais controladores citados no capítulo anterior. Após a descrição das funcionalidades de controle, serão descritas as funcionalidades de conexão com a rede elétrica. No projeto em questão, escolheu-se implementar a estratégia FCS-MPC em um inversor PWM trifásico com filtro LCL conectado a rede elétrica.

### 2.2 CONTROLE DE CORRENTE

Conforme é mostrado em HIL (2022a) os inversores ligados à rede geralmente possuem um loop de corrente interno que possibilita impor as correntes de rede desejadas. Isso não apenas limita a corrente através dos dispositivos semicondutores de potência, como também pode reduzir o erro entre a referência e o vetor atual da corrente da rede. Por consequência, a metodologia FCS-MPC vem sendo largamente utilizada para controle de loop interno de corrente, conforme afirma Vazquez (2014). Portanto, neste trabalho o esquema de controle de corrente será implementado desta forma.

Para a realização da descrição do controlador, primeiramente é necessária a dedução do modelo matemático do inversor trifásico utilizado no projeto, este pode ser visto na Figura 2.1. Desta forma o equacionamento do inversor PWM com filtro LCL trifásico pode ser visto abaixo.

O equacionamento do inversor pode ser feito em 2 malhas

$$-u_a + L \frac{d i_a}{dt} - L \frac{d i_b}{dt} + u_b + v_{ca} - v_{cb} = 0 \quad (2.1)$$

$$-u_b + L \frac{d i_b}{dt} - L \frac{d i_c}{dt} + u_c + v_{cb} - v_{cc} = 0 \quad (2.2)$$

Onde  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$  são as tensões da malha do inversor,  $L$  é a indutância do indutor do lado do conversor,  $\frac{d i_a}{dt}$ ,  $\frac{d i_b}{dt}$  e  $\frac{d i_c}{dt}$  são as derivadas das correntes de linha do inversor e  $v_{ca}$ ,  $v_{cb}$  e  $v_{cc}$  são as tensões do capacitor do filtro LCL.

Para reduzir o número de variáveis tornando mais simples o equacionamento e

também para desacoplar o sistema em abc, utiliza-se a transformada de Clarke para transformar os 3 fasores de tensão e corrente a, b e c em apenas dois vetores  $\alpha$  e  $\beta$  conforme é demonstrado em Teodorescu (2011), as transformadas de tensão e de corrente podem ser vistas nas equações (2.3), (2.4) e (2.5) respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{c0} \\ v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

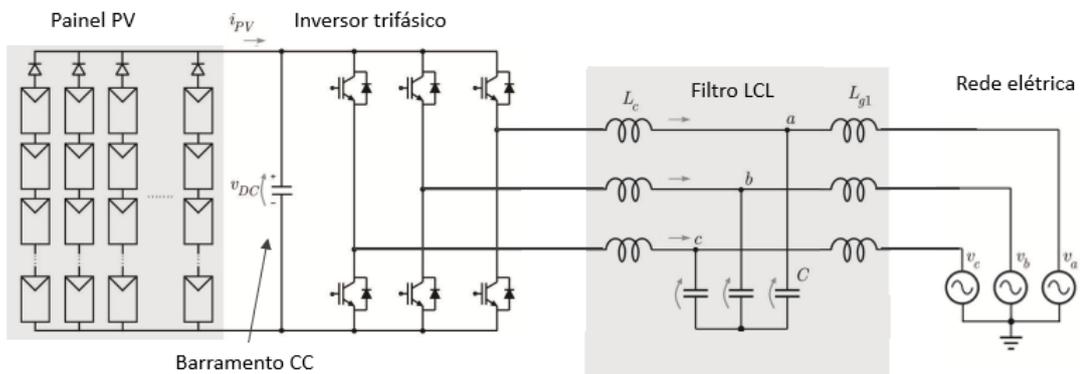
$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Como no projeto em questão, se trabalha com um sistema trifásico equilibrado, desconsidera-se as variáveis de índice 0, considerando somente as variáveis  $\alpha$  e  $\beta$ , que resulta nas equações (2.6) e (2.7).

$$u_\alpha + L \frac{d i_\alpha}{dt} + v_{c\alpha} = 0 \quad (2.6)$$

$$u_\beta + L \frac{d i_\beta}{dt} + v_{c\beta} = 0 \quad (2.7)$$

Figura 2.1 – Inversor PWM trifásico.



Fonte: Adaptado de HIL (2022b)

Manipulando as equações (2.6) e (2.7) encontra-se o equacionamento abaixo:

$$L \frac{d i_\alpha}{dt} = u_\alpha - v_{c\alpha}$$

$$L \frac{d i_\beta}{dt} = u_\beta - v_{c\beta}$$

$$L \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Para fins de simplificação considera-se que:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{g\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{g\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{x} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{u}_{\alpha\beta} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{c\alpha\beta} \quad (2.12)$$

Desta forma encontra-se a equação (2.14), que é a equação que descreve o sistema no modo contínuo.

$$x = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} u_{\alpha\beta} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} v_{c\alpha\beta} \quad (2.13)$$

Utilizando do método de discretização de Euler, é possível transformar esta equação que está no modo contínuo para o modo discreto, sendo então possível a implementação do método de controle preditivo. A discretização da derivada pelo método de Euler pode ser vista na equação (2.14).

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{i_{\alpha\beta}(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)}{T_S} \quad (2.14)$$

Substituindo a equação (2.14) na equação (2.13) é possível obter as equações (2.15) e (2.16).

$$\frac{i_{\alpha\beta}(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)}{T_S} = \frac{1}{L} u_{\alpha\beta}(k) - \frac{1}{L} v_{c\alpha\beta}(k) \quad (2.15)$$

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = i_{\alpha\beta}(k) + \frac{T_S}{L} u_{\alpha\beta}(k) - \frac{T_S}{L} v_{c\alpha\beta}(k) \quad (2.16)$$

As correntes  $i_{\alpha\beta}$  calculadas a partir  $i_{abc}$  das malhas (2.1) e (2.2) são as correntes no lado do inversor, no entanto, a referência de corrente é calculada tomando-se como base a corrente que circula no lado da rede elétrica, para o cálculo desta referência, é feita uma compensação do capacitor do filtro LCL resultando em  $i_{\alpha\beta}^*$  através das equações (2.17) e

(2.18).

$$i_{\alpha}^*(k) = i_{\alpha}(k) - 2\pi f C v_{c\beta}(k) \quad (2.17)$$

$$i_{\beta}^*(k) = i_{\beta}(k) + 2\pi f C v_{c\alpha}(k) \quad (2.18)$$

Para fins de controle uma equação bastante utilizada é a equação do erro quadrado usada como função custo no modelo preditivo, sua finalidade é de minimizar o erro entre a variável predita e a variável de referência que pode ser vista em (2.19).

$$e = \sqrt{(i_{\alpha\beta}^*(k+1) - i_{\alpha\beta}^2(k+1))} \quad (2.19)$$

Para a implementação do controle preditivo, a minimização da função custo ocorre em todos os instantes de amostragem, calculada para cada um dos vetores de comutação do inversor. O vetor com menor custo é selecionado para ser implementado. No entanto, o vetor escolhido no tempo  $k$  será somente implementado pelo processador no tempo  $k+1$ , com isso, existe um tempo de atraso na implementação. Uma solução para este tempo de atraso é adicionar um instante a mais na implementação, desta forma  $k$  torna-se  $k+1$  e  $k+1$  torna-se  $k+2$  conforme mostra a equação (2.20).

$$i_{\alpha\beta}(k+2) = i_{\alpha\beta}(k+1) + \frac{T_S}{L} u_{\alpha\beta}(k+1) - \frac{T_S}{L} v_{c\alpha\beta}(k+1) \quad (2.20)$$

Os valores de referência  $i_{\alpha\beta}^*$  são os valores desejados colocados na função custo do controlador, para realizar a sua predição, utiliza-se a matriz de rotação segundo Musse, S (2013) que pode ser vista em (2.21) e (2.2).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k+1) \\ i_{\beta}^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_S) & -\text{sen}(\omega T_S) \\ \text{sen}(\omega T_S) & \cos(\omega T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k) \\ i_{\beta}^*(k) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k+2) \\ i_{\beta}^*(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_S) & -\text{sen}(\omega T_S) \\ \text{sen}(\omega T_S) & \cos(\omega T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k+1) \\ i_{\beta}^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

A partir da geração das variáveis  $i_{\alpha\beta}^*(k+2)$  e  $i_{\alpha\beta}(k+2)$  é possível realizar o cálculo do erro absoluto para as variáveis  $\alpha\beta$  pelas equações (2.23) e (2.24), após isso, será efetuado o cálculo do erro quadrático para os erros  $\alpha\beta$  referente ao controle de corrente do sistema conforme demonstra a equação (2.25), para a implementação deste modelo optou-se por separar os erros das variáveis  $\alpha$  e  $\beta$

$$e_{\alpha} = i_{\alpha}^*(k+2) - i_{\alpha}(k+2) \quad (2.23)$$

$$e_{\beta} = i_{\beta}^*(k+2) - i_{\beta}(k+2) \quad (2.24)$$

$$e = \sqrt{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \quad (2.25)$$

As correntes do lado do inversor estão dispostas em (2.27) e (2.28).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_S) & -\text{sen}(\omega T_S) \\ \text{sen}(\omega T_S) & \cos(\omega T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+2) \\ i_\beta(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_S) & -\text{sen}(\omega T_S) \\ \text{sen}(\omega T_S) & \cos(\omega T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Os mesmos procedimentos apresentados para as variáveis de corrente podem ser aplicados para as variáveis de tensão e neste caso, será feita a predição para a tensão da rede como mostram (2.29) e (2.30). Nesta aplicação o equacionamento é o mesmo que o do controle da corrente, exceto que no caso das tensões estima-se até o tempo  $k+1$  de acordo com (2.19).

Na funcionalidade de controle de corrente, consideram-se as tensões dos capacitores  $v_{\alpha\beta}$  do filtro como distúrbios vistos pelo controlador, que devem ser considerados no equacionamento geral conforme (2.17). As tensões dos capacitores estão dispostas em (2.29).

$$\begin{bmatrix} v_{c_\alpha}(k+1) \\ v_{c_\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_S) & -\text{sen}(\omega T_S) \\ \text{sen}(\omega T_S) & \cos(\omega T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c_\alpha}(k) \\ v_{c_\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Outra variável importante que deve ser calculada são as tensões da rede elétrica  $v_{\alpha\beta}$ , estas são de fundamental importância para a implementação do sincronismo com a rede elétrica ao qual será discutido em uma unidade posterior. As tensões da rede estão dispostas em (2.30).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k+1) \\ v_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_S) & -\text{sen}(\omega T_S) \\ \text{sen}(\omega T_S) & \cos(\omega T_S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

A função que minimiza o erro é expressa por (2.30).

$$\begin{aligned} \min_{e_\alpha, e_\beta} \quad & e = \sqrt{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \\ \text{s.t.} \quad & u_\alpha[kv], \quad u_\beta[kv] \\ & kv = 0, 1, 2, \dots, 6 \\ & \text{Se } e^{kv} < e \\ & \text{Então } e = e^{kv} \\ & u_\alpha = u_\alpha[kv] \quad \text{seleção do estado ótimo} \\ & u_\beta = u_\beta[kv] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Onde  $e^{kv}$  é o erro  $e$  de (2.25) onde as correntes  $i_{\alpha\beta}(k+2)$  foram calculadas por (2.20) para cada um dos vetores de comutação correspondentes ao modelo. Desta forma foram selecionados os vetores de comutação com menor erro, estes vetores irão corresponder a  $u_{\alpha\beta}$ . Após a seleção, as variáveis  $u_{\alpha\beta}$  serão convertidas dos eixos  $\alpha$  e  $\beta$  para  $abc$ , tornando-se  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$ , estas tensões são as tensões da malha de entrada do inversor mostradas em (2.1) e (2.2).

### 2.3 SINCRONISMO

Nesta seção será implementada a função de sincronismo, esta função tem por finalidade garantir o sincronismo com a rede elétrica através das tensões de rede  $v_{\alpha\beta}$ . Outra finalidade importante é que este método possibilita um monitoramento constante das variações de frequência conforme consta em Teodorescu (2011), possibilitando a implementação de novas funcionalidades de controle.

Pela equação (2.31) encontra-se o ângulo  $\theta$  retirado das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ .

$$\theta = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (2.31)$$

Após a obtenção do ângulo  $\theta$ , calcula-se pela equação (2.32) a frequência angular da rede, pelo método da discretização de Euler. Como a frequência  $\omega$  encontra-se no modo discreto, necessita-se transladar esta variável do estado  $[k+1]$  para o estado atual  $[k]$  demonstrado em (2.33). A variável  $\omega$  encontrada em (2.32) será utilizada para o sincronismo da frequência da rede elétrica, bem como para a implementação de funcionalidades que utilizem esta variável. A partir de  $\omega$  pode-se calcular a frequência  $f$  da rede elétrica em Hz em (2.34)

$$\omega(k+1) = \frac{\theta(k+1) - \theta(k)}{T_S} \quad (2.32)$$

$$\omega(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T_S} \quad (2.33)$$

$$f = \frac{\omega(k)}{2\pi} \quad (2.34)$$

## 2.4 CONTROLE DE POTÊNCIA EM MALHA ABERTA

Nas seções anteriores, as correntes de referência  $i_\alpha^*$  e  $i_\beta^*$  eram calculadas a partir do algoritmo de controle. Nesta seção, as correntes de referência serão calculadas através das referências de potência ativa e reativa impostas no sistema conforme consta em (HIL, 2022c).

Para a implementação do controle de potência, utilizam-se as referências de potência ativa e reativa do sistema, juntamente com as tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  calculadas nas subseções anteriores. Na implementação desta funcionalidade considerou-se a referência de potência reativa  $Q^*$  é igual a zero. As equações das correntes de referência retiradas de Teodorescu (2011) podem ser vistas em (2.35) e (2.36).

$$i_\alpha^* = \frac{2}{3} \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\alpha P^* + v_\beta Q^*) \quad (2.35)$$

$$i_\beta^* = \frac{2}{3} \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\beta P^* + v_\alpha Q^*) \quad (2.36)$$

Para garantir que o valor da corrente não atinja um valor acima do valor nominal de corrente do inversor, deve ser implementada uma função para controlar o valor da corrente mediante uma função  $f(h)$  onde:

$$h = \sqrt{i_\alpha^{*2} + i_\beta^{*2}} \quad (2.37)$$

$$I_{max} = 240A$$

$$i_{\alpha\beta}^* = f(h) i_{\alpha\beta}^* \quad (2.38)$$

A lógica da função  $f(h)$  diz que, se  $h$  for inferior a  $I_{max}$  então  $f(h) = 1$ , se não,  $f(h) = \frac{I_{max}}{h}$ . A função pode ser vista na equação (2.38).

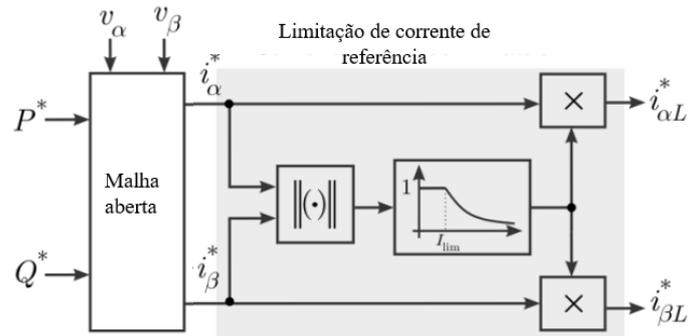
$$f(h) = \begin{cases} 1 & |h| < I_{max} \\ \frac{I_{max}}{|h|} & |h| \geq I_{max} \end{cases} \quad (2.39)$$

Desta forma o esquemático completo que mostra o funcionamento do sistema pode ser visto na Figura 2.2.

## 2.5 CONTROLE DO BARRAMENTO CC

O objetivo desta funcionalidade é a obtenção de um modelo linear para a implementação de um controlador PI para controle na tensão do barramento CC conforme (HIL, 2022d), que se encontra na saída do painel fotovoltaico e na entrada inversor conforme

Figura 2.2 – Esquemático do modelo de controle de potência.



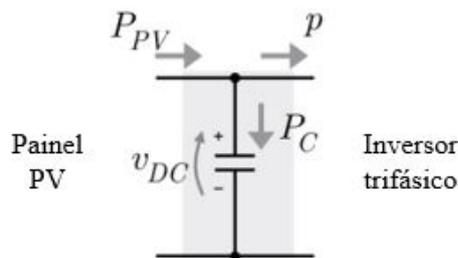
Fonte: Adaptado de HIL (2022c)

demonstra a Figura 2.4. Desta forma, se faz necessário a escolha da energia armazenada no barramento como a variável controlada, haja visto que esta tem relação linear com a tensão no barramento CC conforme mostra a equação (2.36) e da mesma forma possui uma relação de integração com a potência no barramento de acordo com (2.33).

A equação da potência ativa relacionada com a energia armazenada é mostrada em (2.40).

$$P_C = \frac{dE_c}{dt} \quad (2.40)$$

Figura 2.3 – Fluxo de potência no barramento CC.



Fonte: Adaptado de HIL (2022d)

Conforme demonstra o fluxo de potência dado na Figura 2.3. Têm-se que a potência ativa no barramento também pode ser encontrada com a equação (2.41).

$$P_C = \frac{dE_c}{dt} = P_V - p \quad (2.41)$$

Manipulando (2.41) encontra-se (2.42).

$$E_C = \int_0^t P_C dt = \int_0^t P_V - p dt \quad (2.42)$$

A equação que relaciona a energia armazenada no barramento com a tensão do barra-

mento encontra-se em (2.433).

$$E_c = \frac{1}{2} C v_{DC}^2 \quad (2.43)$$

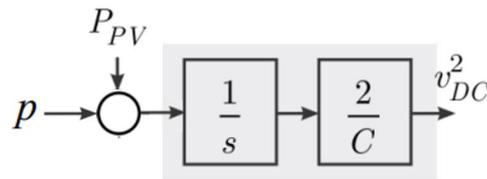
Manipulando (2.41) é possível encontrar (2.43).

$$v_{DC}^2 = \frac{2E_c}{C} \quad (2.44)$$

Unindo as equações (2.42) e (2.44) é possível definir a equação geral do barramento CC em (2.45).

$$v_{DC}^2 = \frac{2}{C} \int_0^t (P_V - p) dt \quad (2.45)$$

Figura 2.4 – Diagrama de blocos do equacionamento de tensão e de potência.

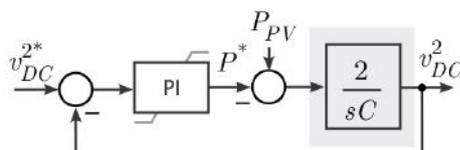


Fonte: Adaptado de HIL (2022d)

Com a obtenção da equação (2.45) é possível organizar as variáveis na forma de um diagrama de blocos, conforme mostra Figura 2.4. Nesta organização é possível observar a relação da potência com o quadrado da tensão do barramento CC, porém na implementação que esta sendo feita, têm-se por objetivo que a tensão do barramento CC  $v_{DC}$  seja igual a 800 V, para isto, se faz necessário a implementação de um controlador para este fim.

Como os controladores de corrente e de potência possuem uma resposta rápida, portanto uma banda passante alta, é necessário implementar um controlador com uma frequência de banda passante baixa, ou seja, um tempo de resposta maior. Para se garantir que o controlador de tensão não interfira nos controladores anteriores, optou-se pela implementação de um controlador proporcional-integral, este por sua vez, é de fácil projeto e implementação.

Figura 2.5 – Esquemático do controlador proporcional integral.



Fonte: Adaptado de HIL (2022d)

Conforme o diagrama de blocos na Figura 2.5, é possível realizar o projeto do con-

trolador proporcional integral. A equação geral do controlador proporcional integral é dada por (2.46) conforme consta em Ogata (2010), desta forma considera-se  $u(s)$  a entrada do diagrama de blocos, conseqüentemente a entrada do controlador, por conseqüência têm-se que  $y(s)$  é a saída do controlador.

$$\frac{y(s)}{u(s)} = K_P + \frac{K_i}{s} \quad (2.46)$$

Aplicando o método de discretização de Euler de acordo com Ogata (1994) encontra-se a equação (2.47). Neste trabalho escolheu-se o método de Euler devido a sua simplicidade de implementação.

$$\frac{y(z)}{u(z)} = K_P + \frac{K_i}{z-1} \quad (2.47)$$

Multiplicando o numerador e o denominador de (2.47) pela variável  $x(z)$  têm-se (2.48).

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \left(K_P + \frac{K_i}{z-1}\right) \frac{x(z)}{x(z)} \quad (2.48)$$

Manipulando as variáveis do denominador, e após isso, o numerador, é possível encontrar relações matemáticas de modo a ser possível a acomodação de todas as variáveis medidas, bem como a implementação da lei de controle como mostra (2.49).

$$u(z) = x(z)z - x(z) \quad (2.49)$$

Segundo Oppenheim (2010) têm-se que  $x(z)z = x(k+1)$ . Realizando a transformada Z em (2.49) temos a equação (2.50).

$$u(k) = x(k+1) - x(k) \quad (2.50)$$

Conforme mostra a equação (1.1) vista no capítulo 1, a relação entre o estado futuro com o estado atual pode ser chamada de erro absoluto do controlador dado em (2.51).

$$e(k) = x(k+1) - x(k) \quad (2.51)$$

Substituindo as variáveis  $x(k)$  e  $x(k+1)$  por  $Vdc(k)$  tensão do barramento CC medida e  $Vdc^*(k+1)$  tensão de referência do barramento CC, encontra-se a equação (2.52).

$$e(k) = Vdc^*(k+1) - Vdc(k) \quad (2.52)$$

Com relação ao equacionamento do numerador, realiza-se a transformada Z, após isso se faz a manipulação das variáveis, para resultar na equação de saída do controlador (2.53).

$$\begin{aligned} y(z) &= x(z)k_p z - x(z)k_p + x(z)k_i T_S \\ y(k) &= x(k+1)k_p - x(k)k_p + x(k)k_i T_S \end{aligned}$$

$$y(k) = k_p[x(k+1) - x(k)] + x(k)k_iT_S$$

$$y(k) = e(k)k_p + x(k)k_iT_S \quad (2.53)$$

Considerando  $y(k) = P^*$  têm-se que  $P^*$  será a variável de referência do controlador PI. Logo a equação (2.53) se transforma em (2.54).

$$P^* = e(k)k_p + x(k)k_iT_S \quad (2.54)$$

Com base no diagrama de blocos da Figura 2.6, é possível encontrar a função de transferência em malha fechada do controlador proporcional integral como mostra a equação (2.55).

$$G(s) = \frac{2k_p s + 2k_i}{s^2 C + 2k_p s + 2k_i} \quad (2.55)$$

Dividindo o numerador e o denominador de (2.55) por  $C$  têm-se (2.56).

$$G(s) = \frac{\frac{2k_p s}{C} + \frac{2k_i}{C}}{s^2 + \frac{2k_p s}{C} + \frac{2k_i}{C}} \quad (2.56)$$

Segundo a forma padrão de sistemas de segunda ordem mostrada em Ogata (1994) e dada pela equação (2.57) é possível retirar os seguintes resultados para os ganhos proporcional e integral.

$$G(s) = \frac{2\epsilon\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\epsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.57)$$

Como o sistema é do tipo criticamente amortecido, considera-se  $\epsilon = 1$ .

$$\omega_n = \frac{k_p}{C}$$

$$k_p = \omega_n C \quad (2.58)$$

$$\omega_n^2 = \frac{2k_i}{C}$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2 C}{2} \quad (2.59)$$

Para calcular os ganhos proporcional  $k_p$  e integral  $k_i$ , deve-se definir a largura de banda  $\omega_{BW}$  do controlador. Conforme consta em HIL (2022b) o FCS-MPC possui uma rápida resposta, isto significa que sua largura de banda é bastante elevada, para evitar a interferência entre os controladores se faz necessário a escolha de uma largura de banda com baixo valor, desta forma, fazendo com que o controlador PI do barramento CC tenha um tempo de resposta mais elevado. Baseado nas análises de resposta do controlador definiu-se:

$$\omega_{BW} = 2\pi 3 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{BW} = 18,8495 \text{ rad/s}$$

Obtendo a frequência de largura de banda  $\omega_{BW}$  é possível calcular a frequência natural não amortecida do controlador dada por (2.60).

$$\omega_n = \omega_{BW} \sqrt{\sqrt{10} - 3} \quad (2.60)$$

Encontra-se  $\omega_n$  substituindo  $\omega_{BW}$  em (2.60).

$$\begin{aligned} \omega_n &= \omega_{BW} \sqrt{\sqrt{10} - 3} \\ \omega_n &= 7,5933 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

Substituindo  $\omega_n$  nas equações (2.58) e (2.59), onde  $C$  é igual a  $20 \text{ mF}$ , encontra-se os ganhos proporcional e integral dispostos abaixo:

$$\begin{aligned} k_p &= \omega_n C \\ k_p &= 0,15187 \\ k_i &= \frac{\omega_n^2 C}{2} \\ k_i &= 0,57658 \end{aligned}$$

Com a obtenção dos parâmetros  $k_p$  e  $k_i$  é possível modelar a potência de referência dada na equação (2.44). Este valor de  $P^*$  será utilizado nas equações (2.27) e (2.28) utilizadas na funcionalidade de controle de potência.

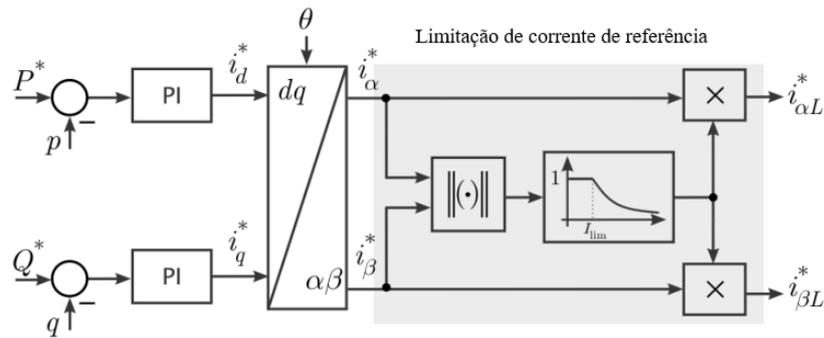
## 2.6 CONTROLE DE POTÊNCIA EM MALHA FECHADA

Esta seção terá o objetivo de deduzir a funcionalidade de controle de potência em malha fechada. O controle em malha aberta implementado na seção 2.4 deste capítulo é realizado através das correntes  $i_\alpha^*$  e  $i_\beta^*$  da rede elétrica dadas pelas equações (2.32) e (2.33). Ao se realizar a comparação entre a potência ativa medida na rede elétrica e a referência de potência calculada através do controle do barramento CC dada pela equação (2.50), nota-se uma diferença significativa nestes valores, podendo ocasionar erros de medição em ensaios futuros.

Neste contexto, torna-se necessário a implementação do controle de potência em malha fechada, este método, utiliza-se da comparação entre as referências  $P^*$  e  $Q^*$  com as potências  $p$  e  $q$  medidas. Conforme é mostrado na Figura 2.6, serão implementados dois controladores PI um para potência ativa e outra para potência reativa, gerando duas correntes na forma dq.

Para o projeto dos controladores PI primeiramente deve-se considerar que controladores PI são aplicáveis somente para sinais contínuos, segundo Ogata (2010), deve-se converter as tensões e correntes de rede na forma  $\alpha$  e  $\beta$  para a forma  $d$  e  $q$ , de acordo com Teodorescu (2011) a forma de representação em dq converte os sinais senoidais  $\alpha$  e

Figura 2.6 – Esquemático do controle em malha fechada.



Fonte: Adaptado de HIL (2022c).

$\beta$  para sinais contínuos, dando possibilidade de se implementar o controlador PI. A transformada de  $\alpha\beta$  para  $dq$  para as tensões da rede, bem como para as correntes são dadas pelas equações (2.61) e (2.62).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Como o modelo proposto neste projeto trata-se de um sistema equilibrado, ignore-se os resultados das variáveis  $v_0$  e  $i_0$  considerando somente as variáveis  $dq$  do sistema. Realizando o cálculo das variáveis  $dq$  é possível calcular as potências ativa e reativa da rede elétrica por (2.63) e (2.64).

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.63)$$

$$q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (2.64)$$

De acordo com HIL (2022d) as variáveis  $dq$  calculadas por (2.58) e (2.59), o projeto dos controladores PI para potência ativa e reativa terão um equacionamento semelhantes ao PI para controle do barramento CC. Para a implementação destes controladores, considerou-se que para o controle de potência ativa será implementado um algoritmo utilizando as variáveis no eixo  $d$ , já para a potência reativa, serão utilizadas as variáveis no eixo  $q$ .

Antes dos algoritmos de controle nos eixos  $d$  e  $q$  se faz necessário definir os ganhos proporcional e integral dos controladores. Neste projeto foi definido uma margem de fase

$PM$  igual  $100^\circ$ , desta forma o ganho  $kp$  é dado pela equação (2.65).

$$kp_{dq} = \frac{\cos PM - 180^\circ}{b} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} \text{Onde } b &= \frac{3}{2}\sqrt{2} \text{ 220V} \\ b &= 466,69V \end{aligned}$$

Após o cálculo do ganho proporcional, definiu-se a frequência de banda destes controladores como  $Wbw_{dq} = 2\pi 10$ . Desta forma é possível calcular o ganho integral dos controladores pela equação (2.66).

$$ki_{dq} = Wbw_{dq} \sqrt{\frac{1 + 2b kp_{dq} - b^2 kp_{dq}^2}{b^2}} \quad (2.66)$$

Utilizando-se das equações (2.65) e (2.66) encontra-se os resultados dos ganhos mostrados abaixo:

$$\begin{aligned} kp_{dq} &= 3,7208e^{-4} \\ ki_{dq} &= 0,1545 \end{aligned}$$

Após o cálculo dos ganhos proporcional e integral será feita a implementação do controlador proporcional integral no eixo  $d$ . De acordo com HIL (2022d) o PI no eixo  $d$  tem o objetivo de realizar o controle de potência ativa. Desta forma têm-se que  $e_d(k)$  é o erro do controlador calculado por (2.67).

$$e_d(k) = P^* - p \quad (2.67)$$

Já o estado futuro do controlador  $x_d(k+1)$  é calculado pela soma do erro do PI  $e_d(k)$  com o estado atual do PI  $x_d(k)$  conforme mostra (2.68).

$$x_d(k+1) = e_d(k) + x_d(k) \quad (2.68)$$

A última variável de controle do eixo  $d$  a ser calculada é a corrente de referência  $i_d^*$  dada pela equação (2.69).

$$i_d^* = kp_{dq} e_d(k) + ki_{dq} T_s x_d(k) \quad (2.69)$$

Para o controle de potência reativa, devem ser utilizadas as variáveis no eixo  $q$  conforme consta em HIL (2022d), desta forma o seu projeto ocorre de forma similar ao controle de potência ativa. Têm-se que o erro no eixo  $q$   $e_q(k)$  é calculado por (2.70).

$$e_q(k) = Q^* - q \quad (2.70)$$

Já o seu estado futuro  $x_q(k+1)$  é calculado pela soma do erro do PI  $e_q(k)$  com o estado

atual do PI  $x_q(k)$  conforme mostra (2.71).

$$x_q(k+1) = e_q(k) + x_q(k) \quad (2.71)$$

A corrente de referência no eixo  $q$  é calculada por (2.72).

$$i_q^* = -(kp_{dq}e_q(k) + ki_{dq}T_s x_q(k)) \quad (2.72)$$

## 2.7 CONTROLE MPPT

Nesta seção será tratada da funcionalidade de controle MPPT, serão projetados os parâmetros do painel fotovoltaico, que se encontra na entrada do barramento CC. Conforme consta em (HIL, 2022e) têm-se inicialmente os parâmetros de tensão do barramento CC, temperatura ambiente e potência de referência dispostos na Tabela 2.1.

$P_{MPPT}$	$V_{MPPT}$	$T_c$
100 kW	800 V	25 °

Tabela 2.1 – Parâmetros do controle MPPT.

Estes parâmetros são de fundamental importância para a projeto da curva  $V_{xI}$  do painel fotovoltaico. Esta, tem por finalidade a geração de dois gráficos que mostram os valores de corrente X tensão e potência x tensão para uma irradiação solar de  $1000 \text{ w/m}^2$  no painel. Desta forma é possível obter o ponto de máxima potência gerada pelo painel, ou seja, o seu melhor rendimento. Considerando a relação de tensão de circuito aberto igual a 0,8, têm-se que a tensão de circuito aberto pode ser dada por (2.73).

$$V_{OC} = \frac{V_{MPPT}}{FF_U} \quad (2.73)$$

$$V_{OC} = \frac{800}{0,8} = 1000V$$

A corrente do ponto de potência máximo é encontrada através de  $P_{MPPT}$  e  $V_{MPPT}$  dada pela equação (2.74).

$$I_{MPPT} = \frac{P_{MPPT}}{V_{MPPT}} \quad (2.74)$$

$$I_{MPPT} = \frac{100000}{800} = 125A$$

Da mesma forma que a tensão de curto-circuito foi encontrada em (2.48). Têm-se que a relação da corrente de curto-circuito é igual a 0,9, desta forma a corrente de curto-circuito é dada por (2.75).

$$I_{SC} = \frac{I_{MPPT}}{FF_I} \quad (2.75)$$

$$I_{SC} = \frac{125}{0,9} = 138,89A$$

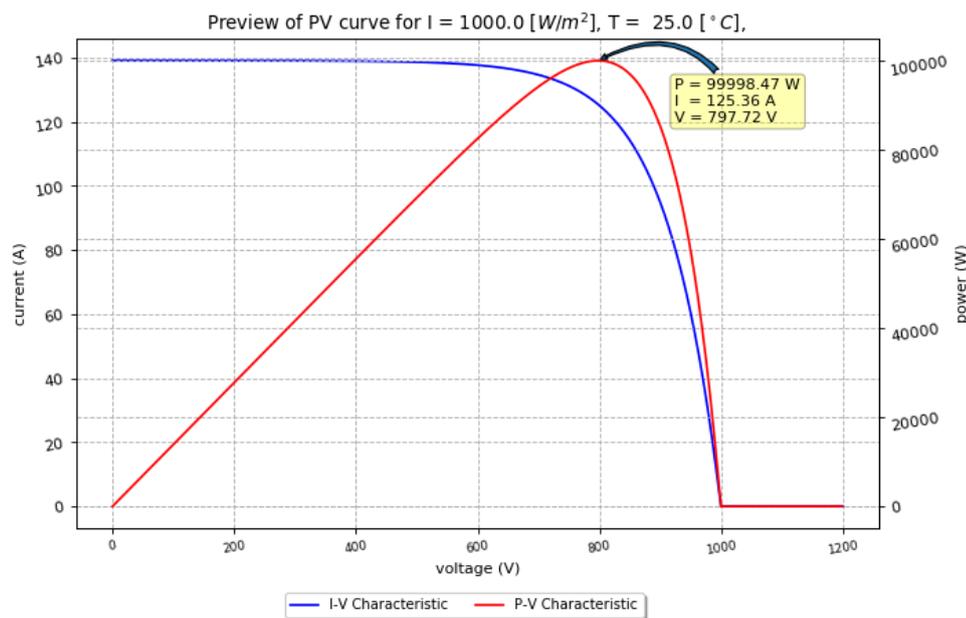
Os valores calculados estão dispostos na Tabela 2.2.

$V_{OC}$	$I_{MPPT}$	$I_{SC}$
1000 V	125 A	138,89 A

Tabela 2.2 – Parâmetros da curva MPPT.

Com a obtenção dos parâmetros da Tabela 2.2, é possível plotar através do HIL SCADA do software typhoon HIL a curva característica do painel fotovoltaico. Esta curva pode ser observada na Figura 2.7, com base nela é possível observar o ponto de máxima potência considerando as condições de temperatura e radiação solar iguais a 25° e a 1000  $W/m^2$  respectivamente.

Figura 2.7 – Curva do painel fotovoltaico.

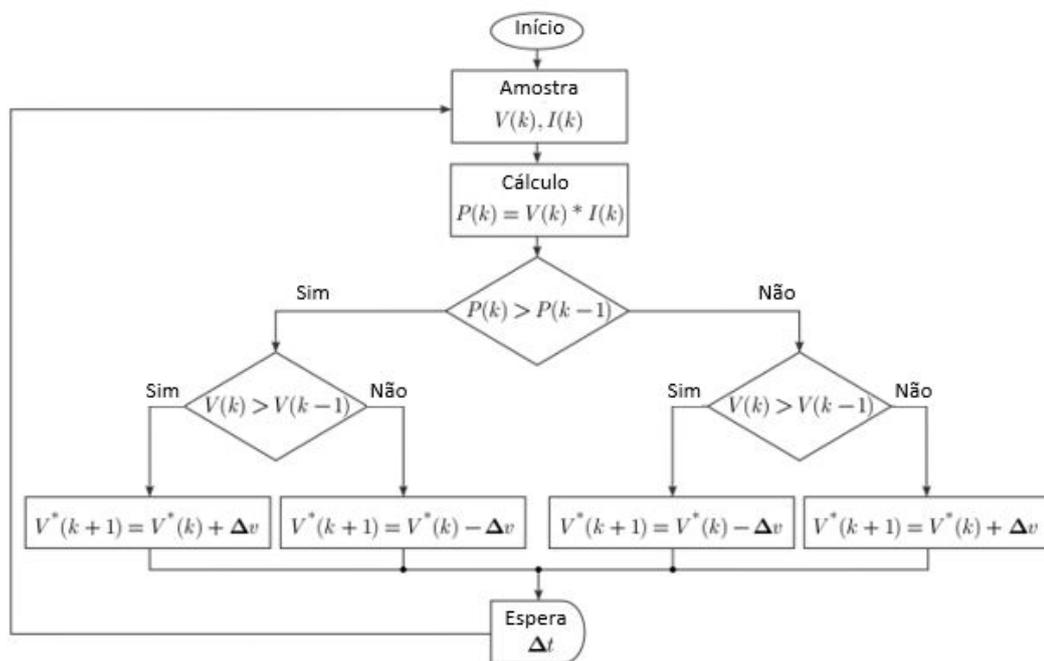


Fonte: Autoria própria.

No entanto, cabe ressaltar que em uma aplicação real, estas condições de temperatura e radiação solar são variáveis, desta forma se faz necessária implementação de um algoritmo MPPT conforme consta em HIL (2022e). Este algoritmo tem por finalidade o rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico, tomando como base os parâmetros de temperatura e radiação solar, respeitando as não-linearidades das curvas  $V \times I$  e  $P \times V$  dispostas na Figura 2.7. De acordo com HIL (2022e) existem muitos algoritmos MPPT descritos na literatura, que podem ser classificados em três grupos principais que são Métodos Preservativos Convencionais, Métodos Baseados em Inteligência Artificial e Métodos Baseados em Computação Evolutiva. Neste trabalho, escolheu-se o método "Perturb and Observe", devido a sua simplicidade e grande utilização na indústria.

A ideia do algoritmo convencional de perturbar e observar é muito simples. A referência de tensão do barramento CC é alterada em pequenos passos, e o efeito na potência do sistema é observado após algum tempo. Se a potência for aumentada, a direção das etapas de tensão está correta. Caso contrário, a direção deve mudar para rastrear o ponto de potência máxima. O fluxograma representado na Figura 2.8 mostra como o algoritmo é implementado. A implementação é simples. As etapas de tensão e o tempo entre as etapas de tensão são constantes. O MPPT exato pode não ser alcançado devido às etapas constantes. No entanto, esse algoritmo é amplamente difundido na indústria.

Figura 2.8 – Algoritmo Perturb & observe.



Fonte: Adaptado de HIL (2022e).

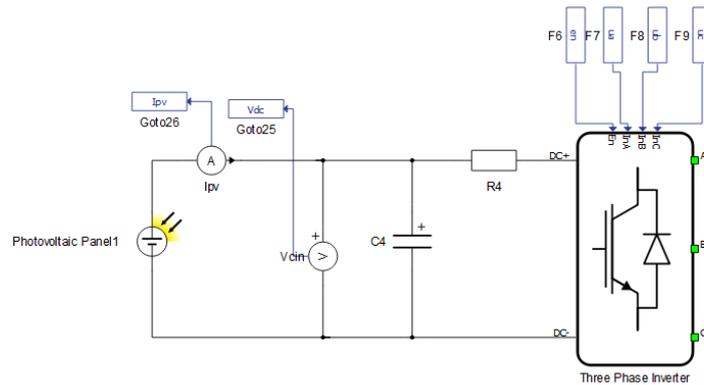
## 2.8 MODELAGEM NO SOFTWARE

O modelo proposto foi simulado no software Typhoon HIL através do Schematic Editor, uma funcionalidade contida no Typhoon HIL Control Center. Desta forma, através da simulação em tempo real é possível simular o modelo proposto e verificar possíveis correções a serem feitas.

### 2.8.1 Simulação no typhoon HIL Schematic Editor

Primeiramente, tem-se o bloco do inversor a ser simulado, neste caso se trata do inversor PWM trifásico apresentado na seção 2.2. Sua entrada é alimentada por uma tensão CC, sendo este o barramento CC, este, é alimentado por um painel fotovoltaico conforme mostra a Figura 2.9.

Figura 2.9 – Inversor trifásico com barramento CC



Fonte: Autoria própria

Como é possível observar na figura 2.9, o inversor trifásico em questão é alimentado por uma tensão CC pelo barramento, deste barramento saem os valores  $i_{PV}$  e  $V_{DC}$  que são utilizados na implementação da funcionalidade de controle do barramento CC explicada anteriormente.

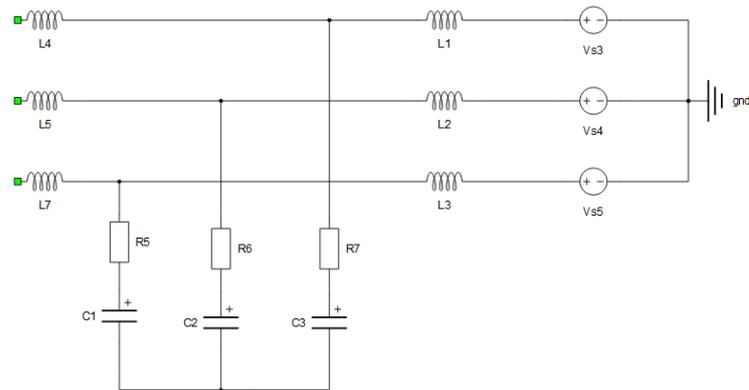
Também existem as quatro entradas de controle, vistas no topo do bloco. A primeira entrada da esquerda é utilizada para habilitar ou desabilitar o inversor conforme os valores lógicos enviados a ela (0 ou 1). Já as três entradas restantes são para as tensões de referência das fases a, b e c respectivamente.

Na saída do inversor têm-se as portas CA, onde se encontram as fases a, b e c respectivamente. Nesta etapa é colocado um filtro LCL, pois sendo um filtro de 3° ordem é mais efetivo para atenuar as harmônicas provenientes do PWM das chaves do inversor. Como pode ser visto na Figura 2.10 a rede elétrica é representada por 3 fontes de tensão CA.

A Figura 2.11 apresenta um bloco chamado Power Meter, cujo objetivo é receber na entrada as variáveis de tensões e correntes medidas da rede e gerar na saída o fator de potência, potência ativa e potência reativa. As variáveis de saída tem o objetivo de fornecer as medidas necessárias para se acompanhar a simulação.

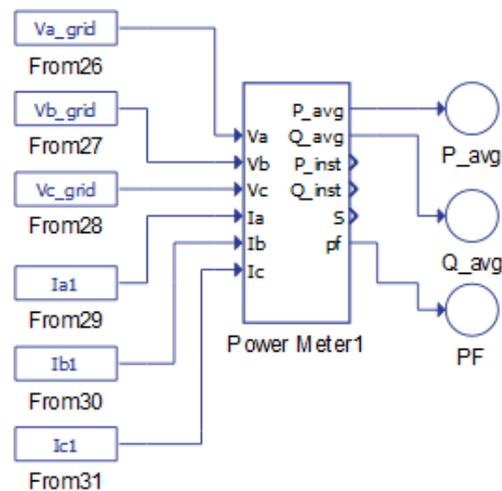
Cabe ressaltar que estes valores de potência ativa e reativa não são as referências de potência foram calculadas previamente na funcionalidade de controle de potência nas seções 2.4 e 2.6. Estas medições são importantes tanto para os testes no capítulo posterior como para a verificação de ajustes a serem feitos no controle, pois, se as potências

Figura 2.10 – Filtro LCL e rede elétrica



Fonte: Autoria própria

Figura 2.11 – Medidor de potência



Fonte: Autoria própria

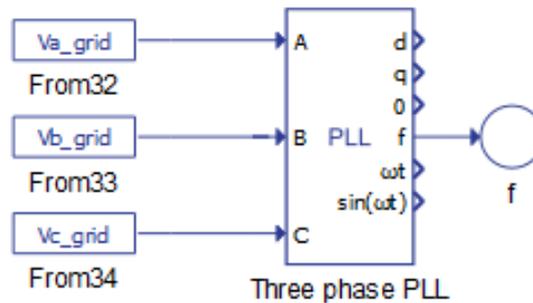
ativa e reativa apresentarem grandes diferenças em relação às referências, deverão ser feitos ajustes nas funcionalidades do controlador MPC.

Assim como para as potências, através das tensões de fase da rede é possível encontrar a frequência através da função Three Phase PLL, mostrada na Figura 2.12. Com esta função é possível verificar se a funcionalidade de sincronismo funciona corretamente e apresenta o resultado esperado, caso não apresente, alterações devem ser feitas no sincronismo.

Existe um bloco de programação em linguagem C disponibilizado pelas bibliotecas do software no esquemático, que realiza a modulação para testar a parte das gerações de referência e posteriormente, a implementação da funcionalidade, tanto para o controlador quanto para os ensaios de conformidade que serão vistos no capítulo posterior.

Como pode ser visto na figura 2.13, o bloco C possui as variáveis de entrada e

Figura 2.12 – PLL trifásico



Fonte: Autoria própria

saída, pode-se notar que as tensões de referência nos braços do inversor que saem do bloco C, encontram-se na entrada do inversor, esta implementação é importante para se verificar os 7 estados de chaveamento das chaves semicondutoras.

Na Figura 2.14 é possível ver o sistema proposto a ser simulado, na simulação consta o inversor conectado com a rede elétrica com filtro LCL, juntamente com os blocos de medição das variáveis. Suas funcionalidades de controle serão apresentadas nas seções posteriores juntamente com o seu desenvolvimento matemático.

## 2.8.2 Simulação no Typhoon Hil SCADA

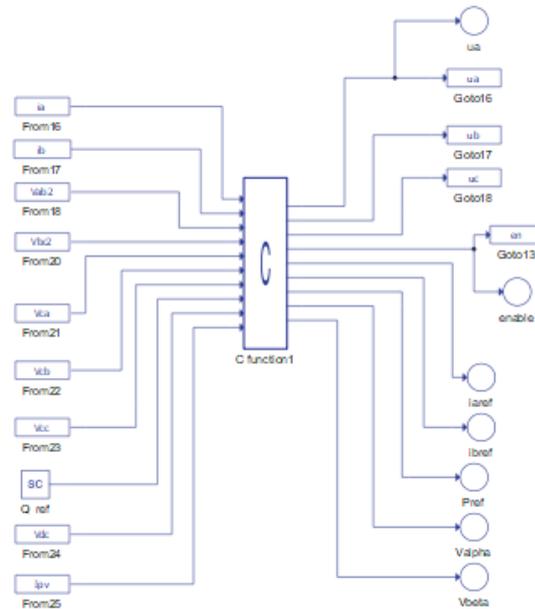
O modelo proposto foi simulado através do HIL SCADA, uma funcionalidade contida no Typhoon HIL Control Center, esta função é executada após a compilação do esquemático apresentado na Figura 2.14. Através do HIL SCADA é possível observar o comportamento dos parâmetros do modelo em tempo real, sendo possível desta forma efetuar a correção nos códigos do bloco C ou então no esquemático.

A Figura 2.15 apresenta as formas de onda das correntes no lado da rede elétrica nas fases a e b. A partir da Figura 2.15 é possível observar que o comportamento do modelo encontra-se dentro do esperado no projeto.

Na Figura 2.15 têm-se as correntes que circulam no indutor do lado do inversor, desta vez comparando-se com as correntes de referência calculadas a partir das equações (2.32) e (2.33) na seção 2.4 deste capítulo. Com base na Figura 2.15, pode-se observar que as correntes do lado do conversor têm uma boa precisão com a relação à referência, sendo assim, o controle de corrente está funcionando de forma adequada.

Na Figura 2.16, encontram-se as tensões de fase no lado da rede elétrica, no esquemático a rede elétrica é representada por 3 fontes CA com valor de 220 V RMS com defasagem de  $120^\circ$  entre as fases, desta forma conclui-se que estão representadas de

Figura 2.13 – Bloco C



Fonte: Autoria própria

forma correta baseada na Figura 2.16.

### 2.8.3 Códigos no bloco C

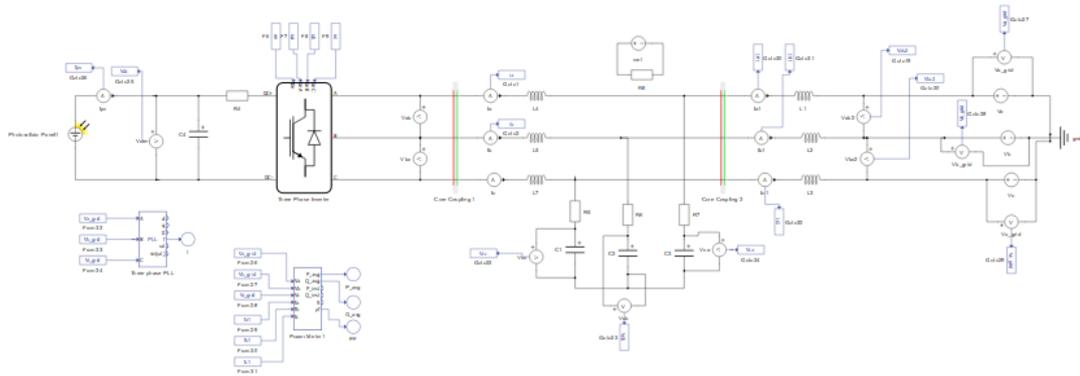
Como foi mostrado na seção anterior e na Figura 2.13, o bloco C possui as variáveis de entrada e saída, tendo com principais variáveis de saída as tensões nos braços do inversor, as variáveis de entrada vem do modelo do inversor simula e são convertidas e utilizadas nos cálculos para se encontrar as variáveis de referência, bem como para implementar as funcionalidades de controle e de sincronismo do inversor. Nesta subseção serão mostradas as implementações de código das variáveis de referência e também das funcionalidades de controle vistas nas seções anteriores do capítulo 2.

Na Figura 2.18 é possível observar os códigos das correntes e tensões alfa e beta vindas das variáveis de entrada medidas do modelo. Com as variáveis de entrada é possível calcular as correntes, tensões alfa e beta da rede, bem como as tensões dos capacitores do filtro LCL descritas nas equações (2.26) e (2.27).

Na Figura 2.19, tem-se o código do sincronismo, pode-se observar que sua implementação está conforme as equações (2.30) e (2.31) da seção 2.3.

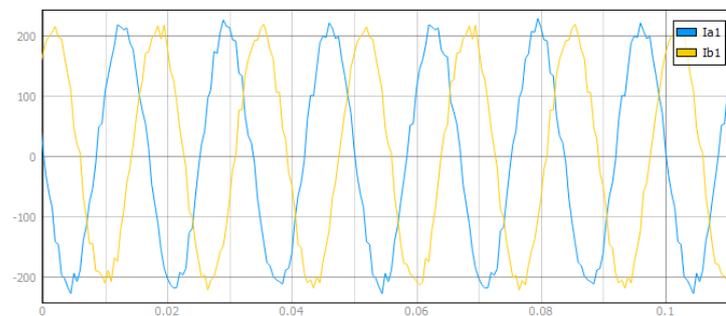
Na Figura 2.20, é mostrado o código da implementação do algoritmo MPPT demonstrado na seção 2.6 deste capítulo. Foi utilizada a curva do painel fotovoltaico, projetada na seção 2.6 e após isso implementou-se o algoritmo "Perturb & Observe" mostrado na Figura 2.8 da referida seção.

Figura 2.14 – Modelo completo



Fonte: Autoria própria

Figura 2.15 – Correntes no lado da rede elétrica



Fonte: Autoria própria

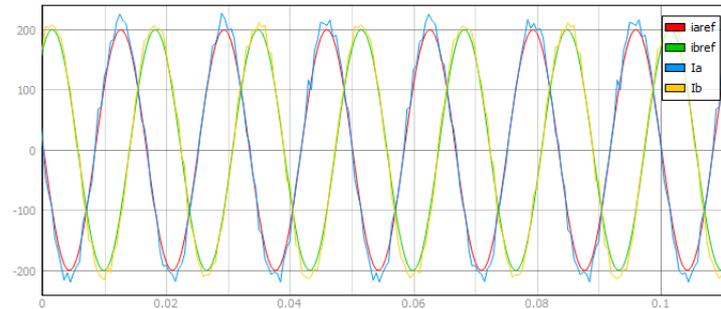
Na figura 2.21 é mostrado o código do controle do barramento CC, esta funcionalidade tem a finalidade de gerar a referência de potência conforme demonstra a equação (2.50).

Na Figura 2.22, são mostrados os códigos do controle de potência em malha fechada do modelo. Nela é possível observar a implementação das equações (2.32) e (2.33) da funcionalidade de controle de potência em malha aberta.

Nas Figuras 2.23 e 2.24, encontram-se os códigos referentes a implementação da funcionalidade de controle de potência em malha fechada do inversor. Na Figura 2.23 é possível observar o algoritmo para a geração das correntes de referência nos eixos  $dq$ , primeiramente mostra-se a transformação dos eixos  $\alpha\beta$  para os eixos  $dq$  conforme as equações (2.58) e (2.59), após as transformações calcula-se a potência ativa e a reativa por (2.60) e (2.61). Após o cálculo das potências se faz a implementação dos controladores PI no eixo  $d$  e no eixo  $q$  para encontrar as correntes  $i_d^*$  e  $i_q^*$  conforme as equações (2.66) e (2.69).

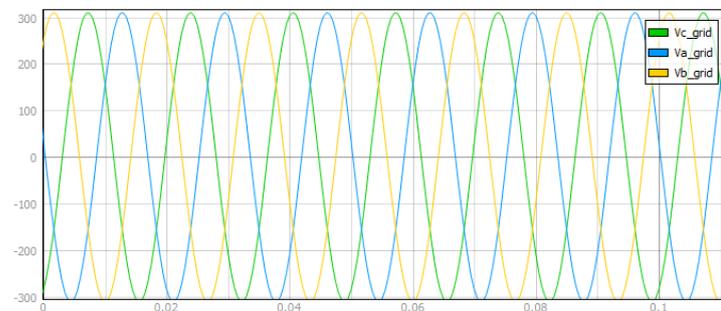
Na Figura 2.24 é apresentado a continuação do código da Figura 2.23, na implementação consta a função  $f(h)$  de limitação de corrente máxima conforme a equação (2.36), aplicada, para as correntes  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . Após a limitação de corrente, utiliza-se a trans-

Figura 2.16 – Correntes no lado do conversor e correntes de referência



Fonte: Autoria própria

Figura 2.17 – Tensões de fase no lado da rede elétrica



Fonte: Autoria própria

formada dos eixos  $dq$  para  $\alpha\beta$  gerando  $i_{\alpha}^*$  e  $i_{\beta}^*$ . Após a obtenção das correntes  $i_{\alpha\beta}^*$  têm-se que as correntes  $i_{\alpha\beta}^*$  são calculadas a partir das correntes que circulam na rede elétrica, no entanto, o FCS-MPC é realizado a partir das correntes que circulam no indutor no lado do inversor fotovoltaico, desta forma, necessita-se subtrair a corrente que circula no capacitor do filtro LCL das correntes  $i_{\alpha\beta}^*$  conforme foi realizado na equação (2.3).

Na Figura 2.25, são mostrados os cálculos da predição das correntes de referência  $i_{\alpha\beta}(k+1)$  e  $i_{\alpha\beta}(k+2)$  conforme as equações (2.23) e (2.24), as tensões da rede  $v_{\alpha\beta}(k+1)$  conforme (2.25), bem como dos as tensões  $v_{c_{\alpha\beta}}(k+1)$  capacitores de acordo com (2.26).

Na Figura 2.26 é possível ver a rotina implementada para a corrente predita no tempo  $k+1$  do modelo através da equação (2.16) deduzida na seção 2.2 deste capítulo.

Na Figura 2.27 é possível ver a rotina implementada para a corrente predita no tempo  $k+2$  do modelo através da equação (2.20), esta rotina é executada em um laço for, onde (2.20) é testada para todos os 7 vetores de comutação dados pela tensão  $u_{\alpha\beta}[kv]$ . Após a implementação de (2.20), calcula-se o erro absoluto conforme (1.1) tanto para as variáveis alfa e beta. Depois dos cálculos dos erros absolutos em alfa e beta, após encontrar estas variáveis encontra-se o erro quadrático dos erros em alfa e beta.

Após os cálculos do erro quadrático, é selecionado por meio de um condicional o vetor de comutação  $u_{\alpha\beta}[kv]$  para qual a equação (2.20) apresentou o menor erro. Os

Figura 2.18 – Código das variáveis alfa e beta

```

1 //Tensoes-de-fase-rede
2 Va = 0.6667*Vab2 + 0.3333*Vbc2;
3 Vb = -0.3333*Vab2 + 0.3333*Vbc2;
4 Vc = -0.3333*Vab2 - 0.6667*Vbc2;
5
6 //Correntes-alpha-beta-do-lado-do-inversor
7 ic = -ia - ib;
8 ialpha = 0.6667*ia - 0.3333*ib - 0.3333*ic;
9 ibeta = 0.5774*ib - 0.5774*ic;
10
11 //Tensões-de-fase-alpha-beta-da-rede
12 Valpha = 0.6667*Va - 0.3333*Vb - 0.3333*Vc;
13 Vbeta = 0.5774*Vb - 0.5774*Vc;
14
15 //tensões-alpha-beta-dos-capacitores
16 Vcalpha = 0.6667*Vca - 0.3333*Vcb - 0.3333*Vcc;
17 Vcbeta = 0.5774*Vcb - 0.5774*Vcc;

```

Fonte: Autoria própria

valores  $u_{\alpha\beta}[kv]$  que apresentam o menor erro são salvas e na sequência são convertidas de  $\alpha\beta$  para os eixos em  $abc$  conforme a Figura 2.28. Os valores  $u_{abc}$  dados pela Figura 2.28 serão as tensões  $u_{abc}$  da entrada do inversor.

Figura 2.19 – Código do sincronismo

```

19 //tetha-actual
20 tetha = atan2(Vbeta,Valpha);
21 w = (tetha-tetha_p)/Ts;

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.20 – Código do algoritmo MPPT

```

23 //MPPT-Algorithm
24 index_MPPT++;
25
26 if(index_MPPT==20000){
27     index_MPPT = 0;
28     //MPPT-Algorithm
29     Vpv = Vdc;
30     ...
31     Ppv = Vpv*Ipv;
32     Delta_Vdcref = 5.;
33
34     if(Ppv>=Ppv_1){
35         if(Vpv>=Vpv_1){
36             Vdcref=Vdcref+Delta_Vdcref;
37         }
38     } else{
39         Vdcref=Vdcref-Delta_Vdcref;
40     }
41 }
42 else{
43     if(Vpv>=Vpv_1){
44         Vdcref=Vdcref-Delta_Vdcref;
45     }
46     else{
47         Vdcref=Vdcref+Delta_Vdcref;
48     }
49 }
50 Ppv_1 = Ppv;
51 Vpv_1 = Vpv;
52 }
53

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.21 – Código do controle de barramento CC

```

60 //controle do barramento CC
61 errok = (Vdcref*Vdcref) - (Vdc*Vdc);
62 xk1 = errok + xk;
63 P_ref = -(kp*errok+ki*Ts*xk);
64 xk = xk1;

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.22 – Códigos do controle de potência em malha aberta

```

134 //controle de potencia
135 Iref_alpha = (0.6666)*(1/(Valpha*Valpha+Vbeta*Vbeta+0.00001))*(Valpha*Ps-Vbeta*Q_ref);
136 Iref_beta = (0.6666)*(1/(Valpha*Valpha+Vbeta*Vbeta+0.00001))*(Vbeta*Ps+Valpha*Q_ref);
137
138 //função I_max
139 alphabeta=sqrt(Iref_alpha*Iref_alpha+Iref_beta*Iref_beta);
140 if(alphabeta<Imax)
141 {
142     ... fmod=1;
143     ... }
144 else
145 {
146     ... fmod=Imax/alphabeta;
147 }
148 Iref_alpha=Iref_alpha*fmod;
149 Iref_beta=Iref_beta*fmod;
150
151 Iref2_alpha = Iref_alpha - (2*pi*60*200e-6)*Vcbeta;
152 Iref2_beta = Iref_beta + (2*pi*60*200e-6)*Vcalpha;
153

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.23 – Códigos do controle de potência em malha fechada

```

116 //Controle de potência em malha fechada
117 Id = Ialpha*cos(tetha)+Ibeta*sin(tetha);
118 Iq = -Ialpha*sin(tetha) +Ibeta*cos(tetha);
119
120 Vd = Valpha*cos(tetha)+Vbeta*sin(tetha);
121 Vq = -Valpha*sin(tetha) +Vbeta*cos(tetha);
122
123 Pk = -1.5*(Vd*Id + Vq*Iq);
124 Qk = -1.5*(Vq*Id - Vd*Iq);
125
126 //PI do eixo d
127 ed = Ps - Pk;
128 xdk1 = ed + xdk;
129 Irefd = (kpcl*ed+kicl*Ts*xdk);
130 xdk = xdk1;
131
132 //PI do eixo q
133 eq = Q_ref - Qk;
134 xqk1 = eq + xqk;
135 Irefq = -(kpcl*eq+kicl*Ts*xqk);
136 xqk = xqk1;
137

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.24 – Códigos do controle de potência em malha fechada

```

138 //função I_max
139 DQ=sqrt(Irefd*Irefd+Irefq*Irefq);
140 if(DQ<I_max)
141 {
142     ... fmod=1;
143     ... }
144 else
145 {
146     ... fmod=I_max/DQ;
147 }
148
149 Irefd=Irefd*fmod;
150 Irefq=Irefq*fmod;
151
152 //Transformação dq-alphabeta
153 Iref_alpha = Irefd*cos(tetha) + Irefq*sin(tetha);
154 Iref_beta = Irefd*sin(tetha) - Irefq*cos(tetha);
155
156 Iref2_alpha = Iref_alpha - (2*pi*60*200e-6)*Vcbeta;
157 Iref2_beta = Iref_beta + (2*pi*60*200e-6)*Vcalpha;
158

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.25 – Códigos das variáveis alfa e beta

```

425 //estimativa tensão da rede k+1
426 valphak1 = Valpha*cos(w*Ts)-Vbeta*sin(w*Ts);
427 vbetak1 = Valpha*sin(w*Ts)+Vbeta*cos(w*Ts);
428 //estimativa tensão no conversor k+1
429 Vcalphak1 = Vcalpha*cos(w*Ts)-Vcbeta*sin(w*Ts);
430 Vcbetak1 = Vcalpha*sin(w*Ts)+Vcbeta*cos(w*Ts);
431
432 //estimativa da corrente de referência do indutor do lado do conversor k+1
433 Iref2_alphak1 = Iref2_alpha*cos(w*Ts)-Iref2_beta*sin(w*Ts);
434 Iref2_betak1 = Iref2_alpha*sin(w*Ts)+Iref2_beta*cos(w*Ts);
435
436 //estimativa da corrente de referência do indutor do lado do conversor k+2
437 Iref2_alphak2 = Iref2_alphak1*cos(w*Ts)-Iref2_betak1*sin(w*Ts);
438 Iref2_betak2 = Iref2_alphak1*sin(w*Ts)+Iref2_betak1*cos(w*Ts);

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.26 – Códigos das correntes alfa e beta previstas

```

364 //discretização
365 ... ialpha_k1 = ialpha + b*v_alpha_p - b*Vcalpha;
366 ... ibeta_k1 = ibeta + b*v_beta_p - b*Vcbeta;
367

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.27 – Códigos da busca exaustiva do MPC

```

369 //Predição
370 for(kv = 0; kv < 7; kv = kv+1)
371 {
372     ...ialpha_k2 = ialpha_k1 + b*v_alpha[kv] - b*Vcalphak1;
373     ...ibeta_k2 = ibeta_k1 + b*v_beta[kv] - b*Vcbetak1;
374     ...
375     ...error_alpha = Iref2_alphak2 - ialpha_k2;
376     ...error_beta = Iref2_betak2 - ibeta_k2;
377     ...
378     ...norm = sqrt(error_alpha*error_alpha + error_beta*error_beta);
379     ...
380     ...if(norm<min)
381     {
382         ...min = norm;
383         ...index = kv;
384         ...ualfa = v_alpha[kv];
385         ...ubeta = v_beta[kv];
386         ...uo = v_o[kv];
387     }
388 }

```

Fonte: Autoria própria

Figura 2.28 – Códigos da transformação dos vetores de tensão do conversor de  $\alpha\beta$  para  $abc$ 

```

389     ...ualfa_n = ualfa/Vdc;
390     ...ubeta_n = ubeta/Vdc;
391     ...uo_n = uo/Vdc;
392
393     ua = ualfa_n + 0.7071*uo_n;
394     ub = -0.5 *ualfa_n + 0.8660*ubeta_n + 0.7071*uo_n;
395     uc = -0.5 *ualfa_n - 0.8660*ubeta_n + 0.7071*uo_n;
396
397     v_alpha_p = ualfa_n;
398     v_beta_p = ubeta_n;
399
400     tetha_p = tetha;

```

Fonte: Autoria própria

### 3 ENSAIOS DE CONFORMIDADE

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Após a implementação dos controladores apresentados no capítulo anterior, será abordada neste capítulo a fase de testes, onde será verificado se o sistema (hardware + inversor fotovoltaico) atende os requisitos normativos explicitados nas normas ABNT e do INMETRO, para que o inversor ganhe a certificação para ser conectado com a rede elétrica e o produto possa ser comercializado. Nesta etapa do projeto, foi utilizada uma funcionalidade do software Typhoon HIL chamada Typhoon Test, esta funcionalidade permite a simulação dos ensaios de conformidade em tempo real através de rotinas em python.

#### 3.2 ENSAIO DE MUDANÇA DE FASE

Neste ensaio, conforme a seção 5.4.4 da portaria N° 140 INMETRO (2022), consta que os inversores devem ser capazes de suportar um religamento automático fora de fase nas portas CA, na condição de oposição de fase ( $180^\circ$ ). Na rotina implementada, dois testes são feitos, um com a fase em  $90^\circ$  e outro com a inversão de fase em  $180^\circ$ . O ensaio em questão consta abaixo:

1. Configurar o simulador do gerador fotovoltaico para fornecer 100% de sua potência nominal;
2. Ajustar a potência CA para um valor de 110% da potência nominal com 60 Hz de frequência;
3. Deixar o sistema operar por pelo menos 5min ou o tempo necessário para o sistema estabilizar;
4. Aplicar um deslocamento de fase de tensão igual a  $90^\circ$  e esperar o tempo de reconexão caso o sistema se desconecte;
5. Medir e registrar a corrente de saída do sistema;
6. Aplicar um deslocamento de fase de tensão igual a  $180^\circ$ ;
7. Medir e registrar a corrente de saída do sistema;

Os procedimentos do ensaio citados acima constam na norma NBR-16150 ABNT (2013b).

### 3.3 ENSAIO DE INJEÇÃO DE CORRENTE CONTÍNUA

Conforme a seção 5.4.9 da portaria N° 140 INMETRO (2022), tem-se como norma que o inversor não pode injetar ou absorver uma componente contínua superior a 0,5% da sua corrente CA nominal, com isso, utilizando uma rotina de teste. A rotina de ensaio mede os valores de corrente CC para as faixas de 33% da potência nominal, 66% e 100%. No entanto, conforme a NBR - 16150 (ABNT, 2013b) é somente considerado para análise o resultado com 100% da potência nominal.

### 3.4 ENSAIO DE HARMÔNICOS E DISTORÇÃO DE FORMA DE ONDA DE CORRENTE

Neste ensaio utiliza-se como referência a seção 5.4.10 da portaria N° 140 INMETRO (2022), nela consta que o inversor não pode injetar corrente na rede com distorção harmônica total superior a 5% em relação à corrente CA fundamental na potência CA nominal. Na Tabela 3.1 constam os limites de distorção harmônica de corrente.

Tabela 3.1 – Limites de distorção harmônica.

Harmônicas ímpares	Limite de distorção
3° a 9°	< 4,0%
11° a 15°	< 2,0%
17° a 21°	< 1,5%
23° a 33°	< 0,6%
Harmônicas pares	Limite de distorção
2° a 8°	< 1,0%
10° a 32°	< 0,5%

Fonte: Adaptado de INMETRO (2022)

O procedimento de ensaio encontra-se na seção 6.4 da norma ABNT NBR-16150, nela constam os procedimentos listados abaixo:

1. Fechar a chave semicondutora e esperar a estabilização do sistema. Se a estabilização do sistema não for observada, esperar pelo menos 330 s;
2. Ajustar a frequência do simulador de rede para gerar o padrão de frequência x tempo mostrado na Figura 3.3 e na Tabela 3.7, considerando variações idênticas em todas as fases;
3. Medir e registrar o valor da THD;

### 3.5 ENSAIO DE FATOR DE POTÊNCIA FIXO

Conforme consta na seção 5.4.11 da portaria N° 140 INMETRO (2022), tem-se como norma que os inversores conectados à rede devem ser capazes de operar com fator de potência unitário, quando a potência ativa injetada na rede for superior a 20% da potência nominal do inversor, configurados de fábrica com fator de potência igual a 1. O procedimento do ensaio em questão consta na norma NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Conectar o sistema para operar com fator de potência capacitivo mínimo dado na NBR-16149 ABNT (2013b) equivalente a 0,9;
2. Identificar valores de potência nominal equivalentes a 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100%, desta forma simular 6 diferentes curvas de um gerador PV;
3. Configurar o simulador para fornecer um dos 6 valores de potência;
4. Aguardar a estabilização do sistema em regime permanente;
5. Medir e registrar o valor do fator de potência;
6. Repetir os procedimentos anteriores, desta vez para um fator de potência de 0,9 indutivo;
7. Repetir os procedimentos anteriores, desta vez para um fator de potência unitário;

O sistema é considerado conforme os requisitos normativos se a diferença entre os valores medidos e os valores esperados estiver dentro da tolerância de  $\pm 0,025$ .

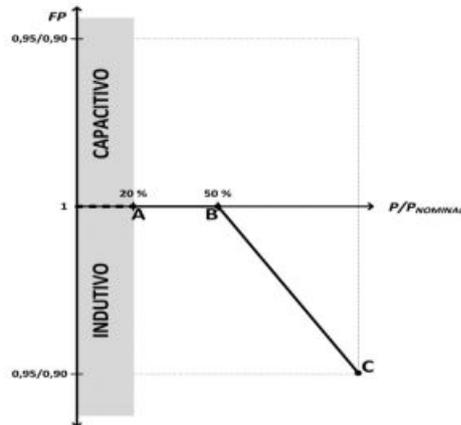
### 3.6 ENSAIO DA CURVA DE FATOR DE POTÊNCIA

Conforme a seção 5.4.12 da portaria N° 140 INMETRO (2022), tem-se como norma que os inversores conectados a rede com potência nominal maior que 3 kW devem apresentar, como opcional, a possibilidade de operar a porta c.a. segundo a curva apresentada na Figura 3.1, conforme sua faixa de potência nominal e fator de potência ajustável:

- Potência nominal  $> 3$  kW e  $\leq 6$  kW: 0,95 indutivo até 0,95 capacitivo;
- Potência nominal  $> 6$  kW: 0,90 indutivo até 0,90 capacitivo.

O procedimento do ensaio em questão consta na norma NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

Figura 3.1 – Curva do fator de potência em função da potência ativa na porta c.a.



Fonte: Adaptado de INMETRO (2022).

1. Configurar o sistema para operar conforme a curva de fator de potência dada na Figura 3.1;
2. Identificar valores de potência nominal equivalentes a 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100%, desta forma simular 6 diferentes curvas de um gerador PV;
3. Configurar o simulador para fornecer um dos 6 valores de potência;
4. Aguardar a estabilização do sistema em regime permanente;
5. Medir e registrar o valor do fator de potência;

O sistema é considerado conforme os requisitos normativos se a diferença entre os valores medidos e os valores esperados estiver dentro da tolerância de  $\pm 0,025$ .

### 3.7 ENSAIO INJEÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

Conforme a seção 5.4.13 da portaria N° 140 INMETRO (2022), os inversores on-grid com potência nominal maior do que 6 kW devem apresentar, como opcional, a possibilidade de operar a porta c.a. com potência reativa (Var) fixa de até 48,43% (indutiva ou capacitiva) da potência ativa de ensaio.

Esta rotina de ensaio tem a funcionalidade de verificar o valor de potência nas faixas de potência ativa nominal de 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100 % ao mesmo tempo, em que se injeta potência reativa no sistema até o valor de 48,43 % (indutiva e capacitiva), desta forma é possível verificar se o sistema opera corretamente.

1. Configurar o sistema para fornecer a potência reativa igual a 48,4% da potência ativa de ensaio (operação capacitiva);

2. Identificar valores de potência nominal equivalentes a 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100%, desta forma simular 6 diferentes curvas de um gerador PV;
3. Configurar o simulador para fornecer um dos 6 valores de potência;
4. Aguardar a estabilização do sistema em regime permanente;
5. Medir e registrar o valor da potência reativa de saída;
6. Repetir os passos listados acima para os outros 5 níveis de carregamento do modelo;
7. Repetir os passos listados acima configurando o sistema para fornecer a potência reativa igual a 48,4% da potência ativa de ensaio (operação indutiva);
8. Repetir os passos listados acima configurando o sistema para fornecer apenas potência ativa (operação resistiva);

O sistema é considerado conforme os requisitos normativos se a diferença entre os valores medidos e os valores esperados estiver dentro da tolerância de  $\pm 2,5\%$  da potência nominal do sistema.

### 3.8 ENSAIO DE MÁXIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO

Neste ensaio, utiliza-se como referência a seção 5.4.14 da portaria N° 140 INMETRO (2022), onde se especifica que o inversor deve interromper o fornecimento de energia quando a tensão provida a porta CA (tensão da rede elétrica) sair da faixa de operação, com tempo de tolerância de 1 segundo, estas faixas podem ser vistas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Faixa de variação para máxima tensão.

Estágio	Ajuste padrão		Faixa para possível variação de ajustes	
	Tensão (P.U)	Temporização (s)	Tensão (P.U)	Temporização (s)
1	1,12	1,0	$1,12 < U < 1,18$	1,0 a 1,5
2	1,18	0,02	$1,18 \leq U$	0,02

Fonte: Adaptado de INMETRO (2022)

O procedimento do ensaio de desconexão por sobretensão em questão consta na norma NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Configurar o simulador para fornecer a potência ativa nominal;
2. Elevar a tensão do simulador em passos de até 0,4% da tensão nominal de ensaio, até que o sistema cesse de fornecer corrente a rede elétrica;

3. Medir e registrar a tensão eficaz que provocou a desconexão;
4. Reduzir a tensão do simulador a tensão nominal de ensaio e esperar que o sistema volte a injetar corrente na rede;

O procedimento do ensaio de medição do tempo desconexão por sobretensão em questão consta na norma NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Elevar a tensão do simulador de rede para um valor de 2V abaixo da tensão que provocou a desconexão;
2. Elevar a tensão do simulador de rede, aplicando um único degrau para um valor superior ao que provocou a desconexão do sistema;
3. Medir e registrar a tensão e a corrente desde a aplicação do degrau até a desconexão do sistema;
4. Reduzir a tensão do simulador a tensão nominal de ensaio e esperar que o sistema reconecte;

O sistema é aprovado no ensaio caso o tempo de desconexão não exceda o tempo estabelecido na NBR-16149 ABNT (2013a) com tolerância de 2%.

### 3.9 ENSAIO DE MÍNIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO

Da mesma forma que o ensaio de máxima tensão, este tem como referência a seção 5.4.14 da portaria N° 140 INMETRO (2022), nesta situação, o fornecimento de energia deve ser interrompido quando a tensão da rede elétrica, for menor que a mínima tensão permitida conforme a Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Faixa de variação para mínima tensão.

Estágio	Ajuste padrão		Faixa para possível variação de ajustes	
	Tensão (P.U)	Temporização (s)	Tensão (P.U)	Temporização (s)
1	0,8	2,5	$0,5 < U \leq 0,8$	2,5 a 3,0
2	0,5	0,5	$0,2 < U \leq 0,5$	0,5 a ajuste do estágio 1
3	0,2	0,02	$0,0 < U \leq 0,2$	0,02 a ajuste do estágio 2

Fonte: Adaptado de INMETRO (2022)

O procedimento do ensaio em questão consta na norma NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Configurar o simulador para fornecer a potência ativa igual a 88% da nominal;

2. Reduzir a tensão do simulador em passos de até 0,4% da tensão nominal de ensaio, até que o sistema cesse de fornecer corrente a rede elétrica;
3. Medir e registrar a tensão eficaz que provocou a desconexão;
4. Elevar a tensão do simulador a tensão nominal de ensaio e esperar que o sistema volte a injetar corrente na rede;

Para o referido ensaio, o valor da tensão de desconexão é o de 0,8 PU no estágio 1 mostrado na Tabela 3.3. Portanto, o tempo de desconexão é de 2,5 s.

O procedimento do ensaio de medição do tempo desconexão por subtensão em questão consta na norma NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Reduzir a tensão do simulador de rede para um valor 10% acima da tensão que provocou a desconexão;
2. Reduzir a tensão do simulador de rede, aplicando um único degrau para um valor superior ao que provocou a desconexão do sistema;
3. Medir e registrar a tensão e a corrente desde a aplicação do degrau até a desconexão do sistema;
4. Verificar o tempo de desconexão do sistema;

O sistema é aprovado no ensaio caso o tempo de desconexão não exceda o tempo estabelecido na NBR-16149 ABNT (2013a) com tolerância de 2%.

### 3.10 ENSAIO DE MÁXIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO

Conforme a seção 5.4.15 da portaria N° 140 INMETRO (2022), estabeleceu-se que o inversor deve interromper o fornecimento de energia e rede elétrica quando a frequência de operação da porta CA (frequência da rede elétrica) sair das faixas de operação dispostas na Tabela 3.4. Neste caso, a temporização corresponde ao intervalo entre a violação do ajuste da função de proteção e a efetiva atuação da função de proteção.

Tabela 3.4 – Faixa de variação para máxima frequência.

Estágio	Ajuste padrão		Faixa para possível variação de ajustes	
	frequência (Hz)	Temporização (s)	frequência (Hz)	Temporização (s)
1	62,6	10,0	$62,6 \leq f < 63,1$	10,0 a 15,0
2	63,1	0,1	$63,1 < f$	0,1

Fonte: Adaptado de INMETRO (2022)

Para o referido ensaio adota-se somente o estágio 1 de operação, portanto seu tempo de desconexão é equivalente a 10s conforme mostra a Tabela 3.4. O procedimento do ensaio de desconexão por sobrefrequência em questão consta na norma ABNT NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Configurar o simulador para fornecer a potência ativa nominal;
2. Elevar a tensão do simulador em passos de até 0,1 Hz até que o sistema cesse de fornecer corrente a rede elétrica;
3. Medir e registrar a frequência que provocou a desconexão;
4. Reduzir a frequência do simulador para o valor nominal de ensaio e esperar que o sistema volte a injetar corrente na rede;

O procedimento do ensaio de medição do tempo desconexão por sobrefrequência em questão consta na norma ABNT NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Elevar a frequência do simulador de rede aplicando um único degrau para um valor superior que provocou a desconexão;
2. Medir e registrar a frequência e a corrente desde a aplicação do degrau até a desconexão do sistema;
3. Medir o tempo de desconexão a partir da frequência e da corrente
4. Reduzir a frequência do simulador ao valor nominal de ensaio e esperar que o sistema reconecte;

O sistema é aprovado no ensaio caso o tempo de desconexão não exceda o tempo estabelecido na ABNT NBR-16149 ABNT (2013a) com tolerância de 2%.

### 3.11 ENSAIO DE MÍNIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO

Neste ensaio, utiliza-se como referência novamente a seção 5.4.15 da portaria N° 140 INMETRO (2022), neste caso, diferente do ensaio de máxima frequência, para as faixas de mínima frequência especificadas na Tabela 3.5, juntamente com tempo de tolerância de abertura de circuito de 5s.

O procedimento do ensaio de desconexão por subfrequência em questão consta na norma ABNT NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

1. Configurar o simulador para operar em 58 Hz;

Tabela 3.5 – Faixa de variação para mínima frequência.

Estágio	Ajuste padrão		Faixa para possível variação de ajustes	
	frequência (Hz)	Temporização (s)	frequência (Hz)	Temporização (s)
1	57,4	5,0	$56,9 < f \leq 57,4$	5,0 a 25,0
2	56,9	0,1	$0,0 < f \leq 56,9$	0,1 a ajuste do estágio 1

Fonte: Adaptado de INMETRO (2022)

2. Reduzir a tensão do simulador em passos de até 0,1 Hz até que o sistema cesse de fornecer corrente a rede elétrica;
3. Medir e registrar a frequência que provocou a desconexão;
4. Elevar a frequência do simulador para o valor nominal de ensaio e esperar que o sistema volte a injetar corrente na rede;

O procedimento do ensaio de medição do tempo desconexão por subfrequência em questão consta na norma ABNT NBR-16150 ABNT (2013b) conforme será citado abaixo:

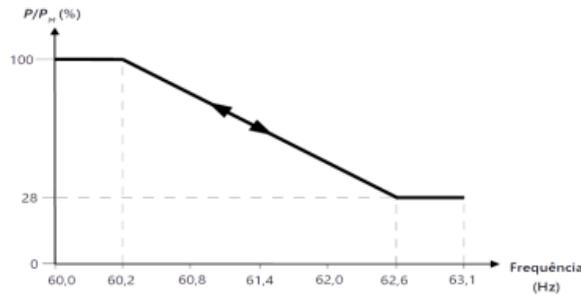
1. Reduzir a frequência do simulador de rede aplicando um único degrau para um valor superior que provocou a desconexão;
2. Medir e registrar a frequência e a corrente desde a aplicação do degrau até a desconexão do sistema;
3. Medir o tempo de desconexão a partir da frequência e da corrente
4. Elevar a frequência do simulador ao valor nominal de ensaio e esperar que o sistema reconecte;

### 3.12 CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA EM VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Segundo a seção 5.4.19 da portaria N° 140 INMETRO (2022), Os inversores conectados na rede elétrica devem manter a potência ativa injetada na rede, quando estiverem injetando potência na rede, quando a frequência reduzir de 59,8 Hz e permanecer acima de 56,9 Hz, com tolerância máxima de  $\pm 2\%$  em relação à potência ativa injetada no instante em que a frequência reduziu de 59,8 Hz.

Já para a sobrefrequência, consta na seção 5.4.19 da portaria N° 140 INMETRO (2022), os inversores conectados na rede elétrica, quando estiverem injetando potência na rede, caso a frequência ultrapasse 60,2 Hz e permaneça abaixo de 63,1 Hz, devem controlar a potência ativa injetada na rede conforme a curva apresentada na Figura 3.2, onde  $P_M$  é potência ativa injetada no instante em que a frequência excede 60,2 Hz.

Figura 3.2 – Curva de resposta do inversor on-grid em desvios de sobrefrequência.

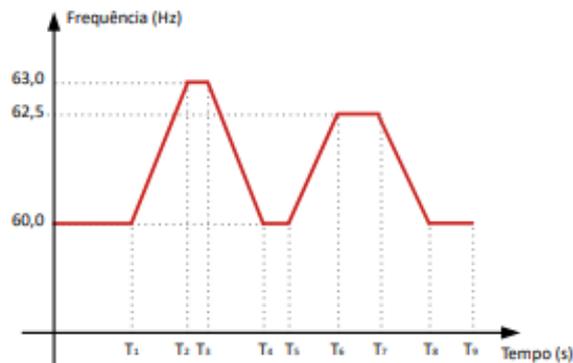


Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022).

### 3.13 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBREFREQUÊNCIA

Conforme a seção 3.8 do anexo B da portaria N° 140 INMETRO (2022), o inversor deve operar nas faixas de frequência mostradas na Figura 3.3 e na Tabela 3.8.

Figura 3.3 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de sobrefrequência na rede.



Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022).

Abaixo consta a descrição de ensaio em questão:

1. Fechar a chave semicondutora e esperar a estabilização do sistema. Se a estabilização do sistema não for observada, esperar pelo menos 330 s;
2. Ajustar a frequência do simulador de rede para gerar o padrão de frequência x tempo mostrado na Figura 3.2 e na Tabela 3.8, considerando variações idênticas em todas as fases;
3. Medir e registrar a frequência e a potência ativa na porta de conexão à rede do ESE, no mínimo a cada ciclo de rede;

O inversor é considerado conforme se se manteve conectado e injetando potência ativa na porta de conexão à rede durante e após o ensaio. Caso o inversor seja polifásico, a diferença de potência entre as fases deve ser, no máximo, de 5%.

Tabela 3.6 – Intervalos de variação de sobrefrequência.

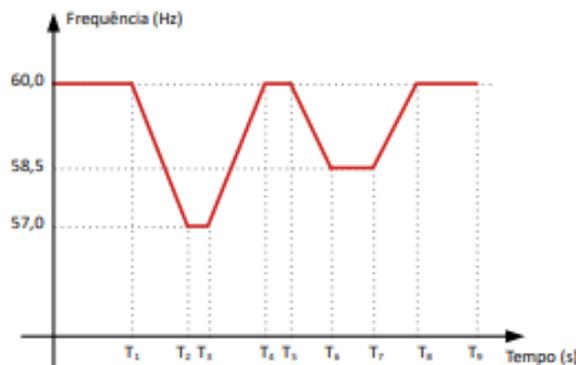
Intervalo	Duração (s)
$T_0 - T_1$	de acordo com item 1
$T_1 - T_2$	1,5
$T_2 - T_3$	9,25
$T_3 - T_4$	1,5
$T_4 - T_5$	>2,0
$T_5 - T_6$	1,25
$T_6 - T_7$	>30
$T_7 - T_8$	1,25
$T_8 - T_9$	>2

Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022)

### 3.14 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBFREQUÊNCIA

Este ensaio também encontra-se disposto na seção 3.8 do anexo B da portaria N° 140 INMETRO (2022), o inversor deve operar nas faixas de frequência mostradas na Figura 3.4 e na Tabela 3.9.

Figura 3.4 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de subfrequência na rede.



Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022)..

Abaixo consta a descrição de ensaio em questão:

1. Fechar a chave semicondutora e esperar a estabilização do sistema. Se a estabilização do sistema não for observada, esperar pelo menos 330 s;
2. Ajustar a frequência do simulador de rede para gerar o padrão de frequência x tempo mostrado na Figura 3.4 e na Tabela 3.9, considerando variações idênticas em todas as fases;

3. Medir e registrar a frequência e a potência ativa na porta de conexão à rede do ESE, no mínimo a cada ciclo de rede;

Tabela 3.7 – Intervalos de variação de subfrequência.

Intervalo	Duração (s)
$T_0 - T_1$	de acordo com item 1
$T_1 - T_2$	1,5
$T_2 - T_3$	4,25
$T_3 - T_4$	1,5
$T_4 - T_5$	>2,0
$T_5 - T_6$	0,75
$T_6 - T_7$	>30
$T_7 - T_8$	0,75
$T_8 - T_9$	>2

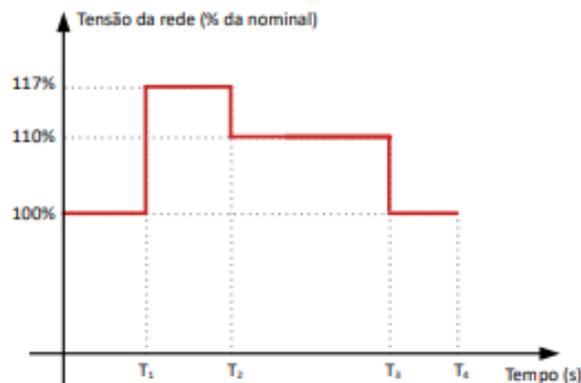
Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022)

O inversor é considerado conforme se se manteve conectado e injetando potência ativa na porta de conexão à rede durante e após o ensaio. Caso o inversor seja polifásico, a diferença de potência entre as fases deve ser, no máximo, de 5%.

### 3.15 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBRETENSÃO

Segundo a seção 3.10 do anexo B da portaria N° 140 INMETRO (2022), o inversor deve operar nas faixas de frequência mostradas na Figura 3.5 e na Tabela 3.10.

Figura 3.5 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de sobretensão na rede.



Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022).

Abaixo consta a descrição do ensaio em questão:

1. Fechar a chave semicondutora e esperar a estabilização do sistema. Se a estabilização do sistema não for observada, esperar pelo menos 330 s;
2. Ajustar a frequência do simulador de rede para gerar o padrão de Tensão x tempo mostrado na Figura 3.5 e na Tabela 3.10, considerando variações idênticas em todas as fases;
3. Medir e registrar a tensão e a potência ativa na porta de conexão à rede do ESE, no mínimo a cada ciclo de rede;

Tabela 3.8 – Intervalos de variação de sobretensão.

Intervalo	Duração (s)
$T_0 - T_1$	de acordo com item 1
$T_1 - T_2$	0,98
$T_2 - T_3$	> 30
$T_3 - T_4$	> 5,0

Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022)

O inversor é considerado conforme se, no ensaio, manteve-se conectado e, após o ensaio, no período máximo de 200 ms, retornou à potência nominal (ativa e reativa), com tolerância de  $\pm 10\%$ .

### 3.16 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBTENSÃO

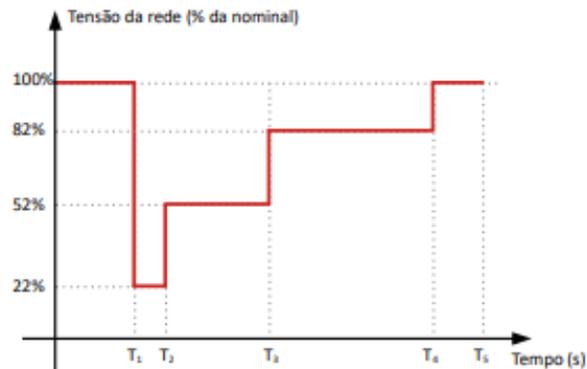
Este ensaio também encontra-se disposto na seção 3.10 do anexo B da portaria N° 140 INMETRO (2022), o inversor deve operar nas faixas de frequência mostradas na Figura 3.6 e na Tabela 3.11.

Abaixo, consta a descrição de ensaio em questão:

1. Fechar a chave semicondutora e esperar a estabilização do sistema. Se a estabilização do sistema não for observada, esperar pelo menos 330 s;
2. Ajustar a frequência do simulador de rede para gerar o padrão de Tensão x tempo mostrado na Figura 3.6 e na Tabela 3.11, considerando variações idênticas em todas as fases;
3. Medir e registrar a tensão e a potência ativa na porta de conexão à rede, no mínimo a cada ciclo de rede;

Novamente, o inversor é considerado conforme se, no ensaio, manteve-se conectado e, após o ensaio, no período máximo de 200 ms, retornou à potência nominal (ativa e reativa), com tolerância de  $\pm 10\%$ .

Figura 3.6 – Curva para realização dos ensaios de imunidade a variação de subtensão na rede.



Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022).

Tabela 3.9 – Intervalos de variação de subtensão.

Intervalo	Duração (s)
$T_0 - T_1$	de acordo com item 1
$T_1 - T_2$	0,48
$T_2 - T_3$	2,0
$T_3 - T_4$	> 30
$T_4 - T_5$	> 5,0

Fonte: Portaria N° 140 INMETRO (2022)

## 4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão analisados os resultados retirados dos ensaios de conformidade. As rotinas em python utilizadas neste projeto foram adaptações das rotinas utilizadas nos ensaios de pré-certificação demonstrados em Menegazzo (2020) obtidas mediante uma colaboração.

Em Menegazzo (2020), os ensaios foram realizados em um inversor monofásico. Neste projeto as rotinas foram programadas para o inversor trifásico do modelo proposto neste trabalho.

As especificações do sistema proposto encontram-se na Tabela 4.1.

$P_{nom}$	$V_{rede}$	$T_s$	$V_{DC}$	$f$
100 kW	220 V	50 $\mu$ s	800 V	60 Hz

Tabela 4.1 – Especificações do modelo proposto.

Após as especificações foram definidos os parâmetros dos componentes utilizados na simulação do modelo proposto conforme mostra a Tabela 2.2.

$L_g$	$L$	$C$	$C_{in}$
100 $\mu$ H	1mH	200 $\mu$ F	20mF

Tabela 4.2 – Parâmetros dos componentes do modelo proposto.

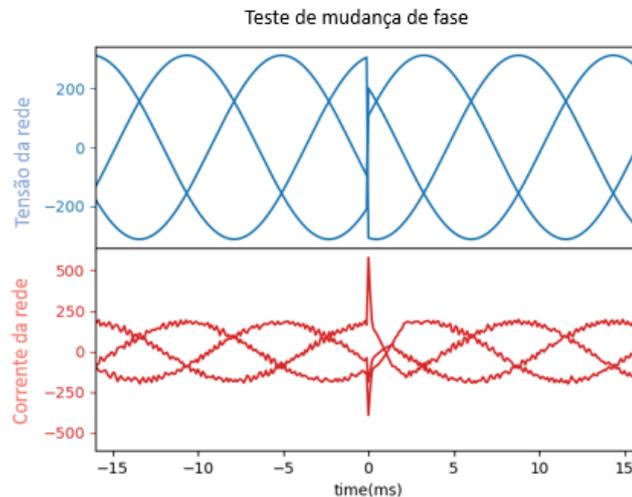
### 4.2 ENSAIO DE MUDANÇA DE FASE

Analisando as Figuras 4.1 e 4.2, com base na normativa da seção 5.4.4 da portaria N° 140 INMETRO (2022), é possível observar que o modelo proposto foi aprovado no ensaio de mudança de fase, pois, o inversor de mostrou capaz de realizar o religamento automático na mudança de fase, tanto para 90° como 180° .

### 4.3 ENSAIO DE CORRENTE CC

Analisando a Tabela 4.3, conclui-se que o ensaio de corrente CC obteve um resultado satisfatório, pois conforme a seção 5.4.9 da portaria N° 140, a máxima corrente CC

Figura 4.1 – Resultado, mudança de fase em 180°.



Fonte: Autoria própria.

injetada deve ser de 0,5% com relação à corrente nominal, este valor equivale a 1,2 A, neste caso o modelo proposto foi aprovado.

Tabela 4.3 – Resultados do ensaio de medição de corrente CC.

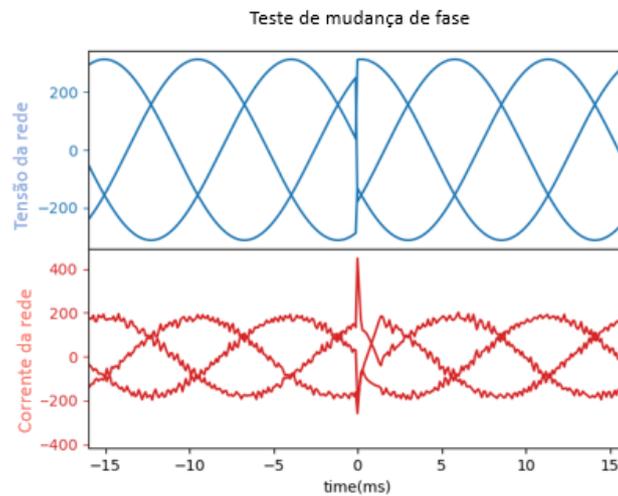
Potência (% da nominal)	Corrente CC (A)
33	0,043
66	0,021
100	0,029

Fonte: Autoria própria.

#### 4.4 ENSAIO DE HARMÔNICAS

Os resultados deste ensaio encontram-se na Tabela 4.4 e também na Figura 1 no apêndice A, na Tabela 4.4 é possível observar o percentual de THD total para diferentes valores de tensão, com isso pode-se observar que a THD total é inferior a 4%, cumprindo uma das especificações do ensaio. Já na Figura 1 do apêndice A, são apresentados os resultados de THD de cada harmônica específica, analisando estes resultados é possível observar que as distorções harmônicas medidas apresentam percentual inferior ao que é estipulado na Tabela 3.1, portanto, conclui-se que este ensaio foi um sucesso.

Figura 4.2 – Resultado, mudança de fase em 90°.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.4 – Valores do transitório máximo da corrente.

Potência (% da nominal)	Total de THD (%)
10	0,1619
20	0,0658
30	0,0437
50	0,0257
75	0,0164
100	0,0224

Fonte: Autoria própria

#### 4.5 ENSAIO DE FATOR DE POTÊNCIA FIXO

O ensaio em questão tem como base normativa a NBR-161150 ABNT (2013b), nela consta que os fatores de potência resultantes dos ensaios possuem uma faixa de tolerância de  $\pm 0,025$ . Com base na Figura 4.3 é possível observar que o inversor foi reprovado nas faixas de valores indicados em vermelho.

O resultado mostrado na 4.3 foi obtido pela simulação, onde foi implementado a metodologia de controle de potência ativa em malha aberta. Após isto foi realizado o mesmo ensaio para o mesmo inversor, desta vez, com o controle de potência em malha fechada implementado, a Figura 4.4 apresenta este resultado.

Com base nos resultados mostrados em 4.3 e 4.4, nota-se que o inversor com o controle de potência ativa em malha fechada apresenta resultados mais precisos e, portanto, satisfaz os requisitos normativos segundo a ABNT NBR 16150 ABNT (2013b).

Figura 4.3 – Resultados ensaio de fator de potência para controle em malha aberta.

<b>Fator de potência fixo</b>			
	<b>PF=1.0</b>	<b>PF=0.9</b>	<b>PF=-0.9</b>
<b>Pot. Ativa (%)</b>			
<b>10</b>	0.796681	0.935122	0.715109
<b>20</b>	0.915693	0.965024	0.777124
<b>30</b>	0.964160	0.955939	0.823002
<b>50</b>	0.987876	0.935674	0.853617
<b>75</b>	0.995371	0.923466	0.873301
<b>100</b>	0.997630	0.914176	0.877712

Fonte: Autoria própria

Figura 4.4 – Resultados ensaio de fator de potência para controle em malha fechada.

<b>Fator de potência fixo</b>			
	<b>PF=1.0</b>	<b>PF=0.9</b>	<b>PF=-0.9</b>
<b>Pot. Ativa (%)</b>			
<b>10</b>	0.937714	0.892471	0.890158
<b>20</b>	0.973636	0.889599	0.890043
<b>30</b>	0.986889	0.896895	0.897535
<b>50</b>	0.994346	0.896074	0.896466
<b>75</b>	0.997499	0.899181	0.899490
<b>100</b>	0.998579	0.896780	0.896990

Fonte: Autoria própria

#### 4.6 ENSAIO DE CURVA DE FATOR DE POTÊNCIA

A Figura 4.5 apresenta os resultados para o ensaio da curva de fator de potência com modelo proposto somente com controle de potência em malha aberta. Neste primeiro ensaio o fator de potência medido com o inversor operando com 30% da potência nominal supera a tolerância especificada na NBR-16150 ABNT (2013b). Os resultados dispostos na Figura 4.5 foram representados através da curva na Figura ??.

Quando o ensaio foi realizado novamente, desta vez com a implementação do controle de potência em malha fechada, foi possível notar uma melhora na precisão dos resultados para as faixas de potência superiores a 30% da potência nominal do inversor conforme demonstra a Figura 4.6. No entanto, para as potências equivalentes a 10 e 20% da potência nominal, os resultados seguem apresentando um erro absoluto superior ao

Figura 4.5 – Resultados ensaio de curva de fator de potência para controle em malha fechada.

**Curva de fator de potência**

	Medição de FP
Pot. Ativa (%)	
10	0.775540
20	0.915785
30	0.967294
50	0.988080
75	0.926035
100	0.877805

Fonte: Autoria própria

especificado na portaria N° 140 INMETRO (2022). Portanto, o inversor foi reprovado neste ensaio para ambos os casos.

Figura 4.6 – Resultados ensaio de curva de fator de potência para controle em malha fechada.

**Curva de fator de potência**

	Medição de FP
Pot. Ativa (%)	
10	0.937279
20	0.973725
30	0.986878
50	0.994332
75	0.948185
100	0.896973

Fonte: Autoria própria

#### 4.7 ENSAIO DE INJEÇÃO E CONSUMO DE POTÊNCIA REATIVA

Os resultados do ensaio em questão podem ser vistos na Figura 4.7. Com base nos requisitos normativos da portaria N° 140 INMETRO (2022), os resultados para potência nominal inferiores a 0,3 PU não são considerados para análise de erro absoluto.

Realizando o cálculo dos erros absolutos para os resultados nas faixas de 30%, 50%, 75% e 100% da potência nominal, conclui-se que para a faixa de valores de 100% da potência nominal, resultaram em erros absolutos superiores aos limites especificados na norma.

Figura 4.7 – Resultados ensaio injeção e consumo de potência reativa para controle de potência em malha aberta.

	Resistiva	Capacitiva	Indutiva
Pot. Ativa (%)			
10	82.01%	50.89%	123.44%
20	40.86%	28.15%	84.24%
30	26.21%	31.9%	71.16%
50	15.36%	38.17%	60.97%
75	9.7%	41.54%	56.17%
100	6.88%	43.92%	53.88%

Fonte: Autoria própria

Os resultados da Figura 4.7 foram realizados com a metodologia de controle em malha aberta, deduzida na seção 2.4 do capítulo 2 deste trabalho. Para uma melhor aproximação entre a potência reativa medida  $q$  e a potência reativa de referência  $Q^*$  implementou-se a funcionalidade de controle de potência em malha fechada e seus resultados constam na Figura 4.8.

Com base na Figura 4.8 nota-se uma melhora significativa nos resultados, com valores próximos aos especificados na portaria N° 140 INMETRO (2022). Porém, ainda existe um problema para os ensaios realizados com carga resistiva, para a faias de potência equivalentes a 30%, 50% e 75% o inversor apresentou valores altos de potência reativa e também, não foi aprovado no teste em questão.

Figura 4.8 – Resultados ensaio injeção e consumo de potência reativa para controle de potência em malha fechada.

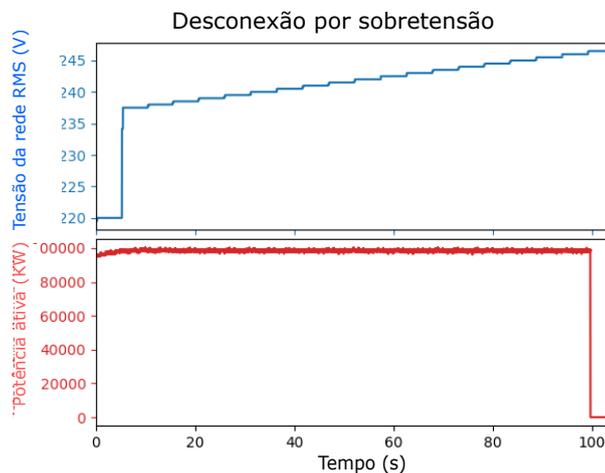
Injeção e consumo de potência reativa			
	Resistiva	Capacitiva	Indutiva
Pot. Ativa (%)			
10	53.28%	73.25%	74.83%
20	26.81%	54.95%	54.58%
30	17.2%	51.38%	51.38%
50	10.66%	49.61%	49.47%
75	7.1%	48.95%	48.92%
100	5.31%	48.75%	48.71%

Fonte: Autoria própria

#### 4.8 ENSAIO DE MÁXIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO

Conforme demonstraram as Figura 4.9 e 4.10, os resultados deste ensaio apresentaram resultados que satisfazem as normativas discutidas no capítulo anterior.

Figura 4.9 – Interrupção do fornecimento na máxima tensão.

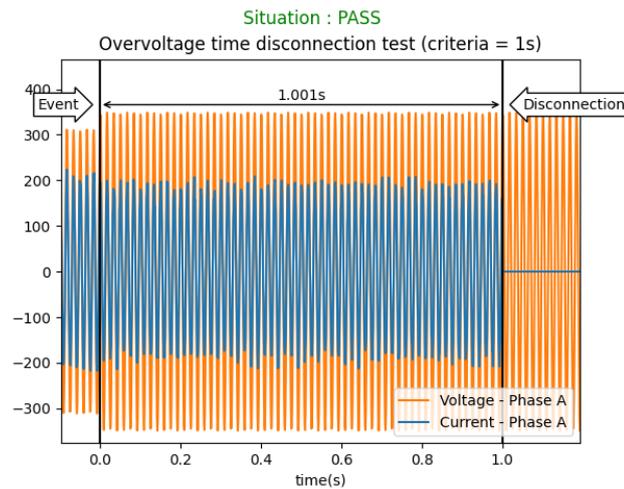


Fonte: Autoria própria.

Na figura 4.9 é possível observar que a interrupção ocorreu no valor 246,4 V que equivale a máxima tensão, respeitando as faixas de tensão dispostas na Tabela 3.2 disposta no capítulo 3.

Já na Figura 4.10, pode-se observar que a interrupção aconteceu dentro da margem de tolerância da faixa de tempo de 1s especificada na norma, com isso, o modelo proposto foi aprovado neste ensaio.

Figura 4.10 – Tempo de interrupção na máxima tensão.

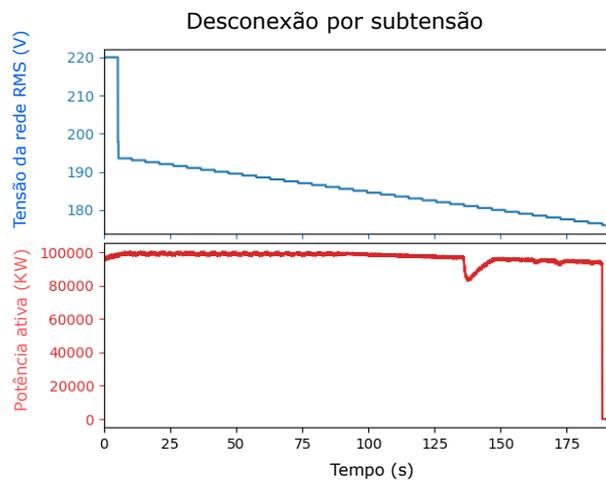


Fonte: Autoria própria.

#### 4.9 ENSAIO DE MÍNIMA TENSÃO DE DESCONEXÃO

Da mesma forma que o ensaio de máxima tensão, o ensaio de mínima tem seus resultados dispostos nas Figuras 4.11 e 4.12.

Figura 4.11 – Interrupção do fornecimento na mínima tensão.

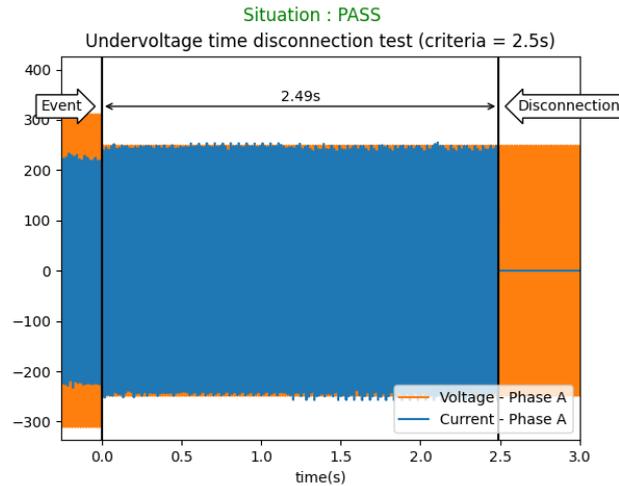


Fonte: Autoria própria.

Analisando a figura 4.11, pode-se observar que a interrupção ocorreu no valor de 176 V equivalente à mínima tensão estipulada na Tabela 3.3, tendo cumprido os requisitos normativos nesta etapa.

Na Figura 4.12 consta que o tempo de interrupção foi de 2,4 s, sendo inferior aos 2,5 s especificados na Tabela 3.3 do capítulo 3, com isso, conclui-se que o modelo proposto foi aprovado neste teste.

Figura 4.12 – Tempo de interrupção na mínima tensão.

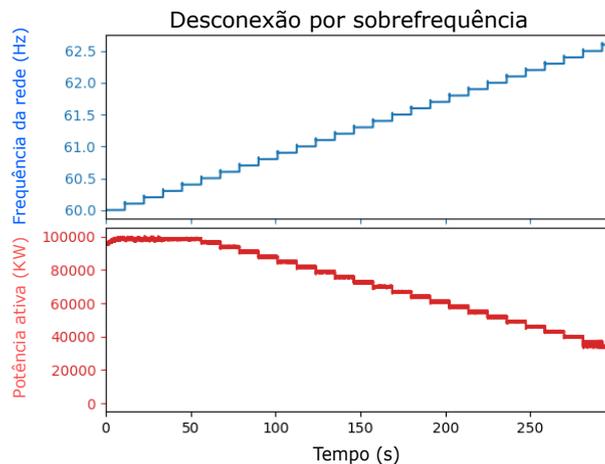


Fonte: Autoria própria.

#### 4.10 ENSAIO DE MÁXIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO

Com base na Figura 4.13, é possível concluir que o interrompimento do fornecimento de energia ocorre a partir do valor estipulado para máxima frequência que é de 62,6 Hz conforme a Tabela 3.4 do capítulo 3.

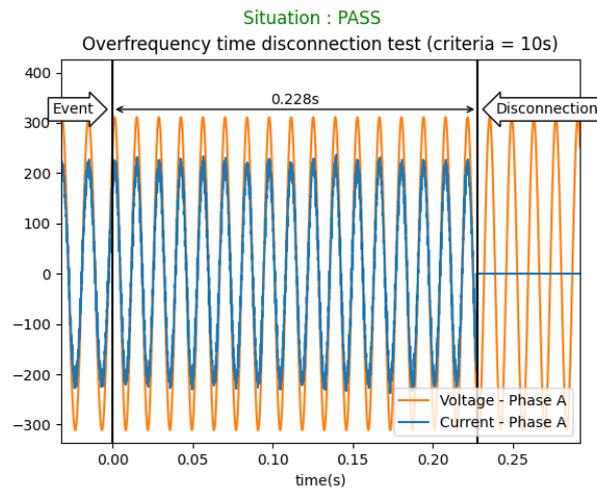
Figura 4.13 – Interrupção do fornecimento na máxima frequência.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4.14 pode-se observar o tempo para a abertura do circuito foi de 0,228s, inferior ao tempo máximo de interrupção de 10s estipulados na Tabela 3.4, do capítulo 3. É possível concluir que o ensaio em questão foi aprovado, pois além da interrupção, ocorrer dentro da faixa de valores estipulados, o tempo de interrupção também foi dentro do estipulado na norma.

Figura 4.14 – Tempo de interrupção do fornecimento na máxima frequência.

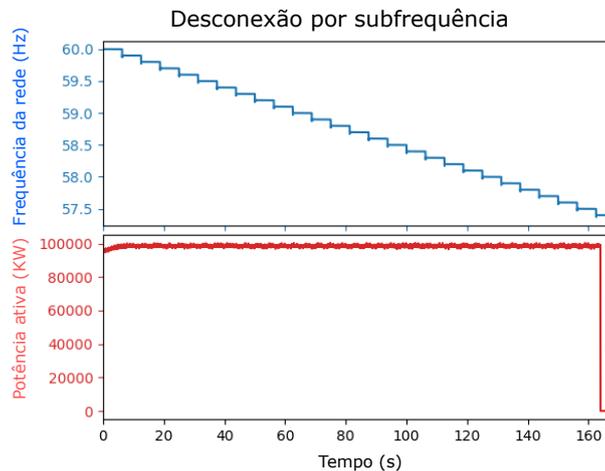


Fonte: Autoria própria.

#### 4.11 ENSAIO DE MÍNIMA FREQUÊNCIA DE DESCONEXÃO

Assim como no ensaio de máxima frequência, este ensaio apresentou um resultado satisfatório no que diz respeito a normativa, conforme mostra a Figura 4.15, a interrupção no fornecimento de energia ocorre no valor de mínima frequência conforme a Tabela 3.5.

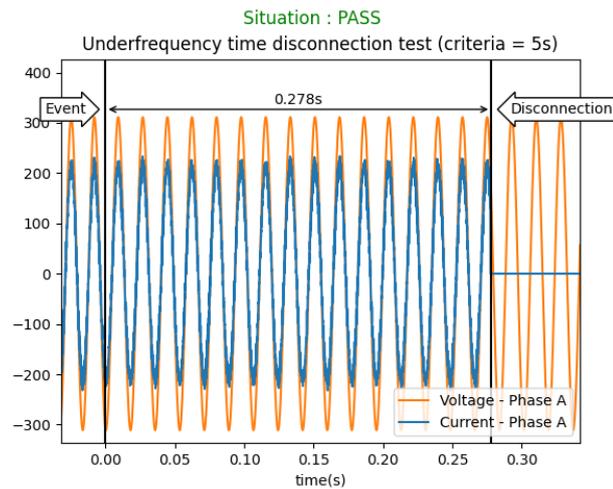
Figura 4.15 – Interrupção do fornecimento na mínima frequência.



Fonte: Autoria própria.

No que diz respeito ao tempo de interrupção, a Figura 4.16 ilustra que o tempo é de 0,278 s sendo, portanto, inferior aos 5s estipulados na Tabela 3.6. O sistema foi aprovado no ensaio de mínima frequência de desconexão.

Figura 4.16 – Tempo de interrupção do fornecimento na mínima frequência.

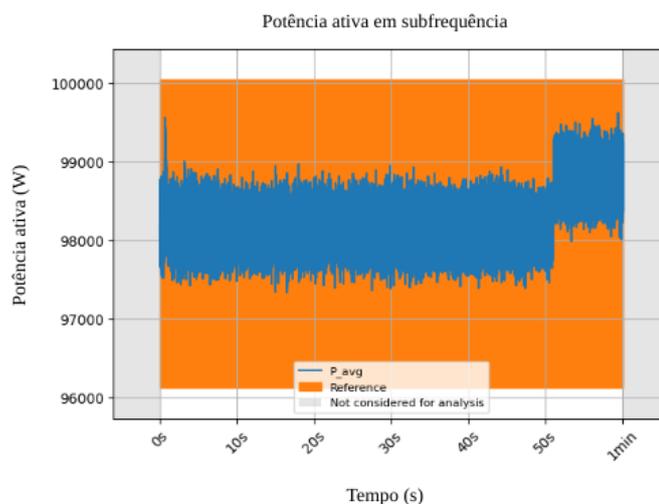


Fonte: Autoria própria.

#### 4.12 CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA EM SOBREFRQUÊNCIA

Conforme a seção 5.4.19 da portaria N<sup>o</sup> 140 INMETRO (2022) o inversor deve permanecer conectado a rede elétrica se a frequência for inferior a 59,8 Hz e superior a 56,9 Hz, desta forma conclui-se que o inversor foi aprovado nesta etapa do ensaio. O inversor proposto foi aprovado nesta etapa na simulação onde o controle de potência ativa é em malha aberta e também na simulação onde é o controle é em malha fechada, o resultado pode ser visto na Figura 4.17.

Figura 4.17 – Variação de potência ativa na subfrequência.



Fonte: Autoria própria.

Já para o caso de sobrefrequência o procedimento de ensaio é de que a frequência da rede é acrescida em degraus com um tempo e módulo determinados, enquanto a potência ativa do inversor é medida a cada alteração. A variação de potência ativa do inversor

deve seguir conforme a Figura 3. do capítulo 3.

Analisando a Figura 4.18 que apresenta o resultado do ensaio para o modelo com o controle de potência em malha aberta, nota-se que o inversor ultrapassou o critério de tolerância mostrado em 4.18 e foi reprovado no teste.

Já para a Figura 4.19 que apresenta o resultado do ensaio para o modelo em malha fechada, durante o ensaio o inversor permanece dentro da faixa de tolerância estipulada, porém, no instante final ocorre uma oscilação na potência ativa, fazendo com que o inversor reprova no ensaio. Para trabalhos futuros, serão realizadas correções no algoritmo MPPT, de forma que o modelo possa responder de forma mais rápida a estas variações de potência.

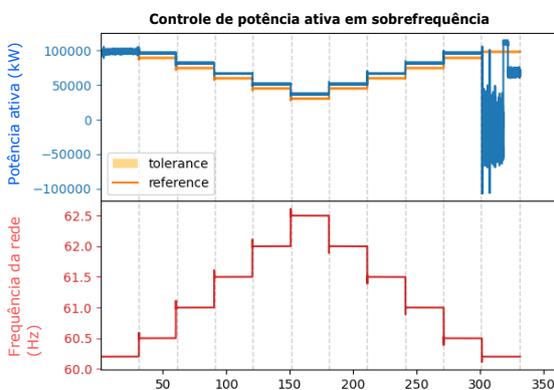


Figura 4.18 – Curva de fator de potência para controle em malha aberta.

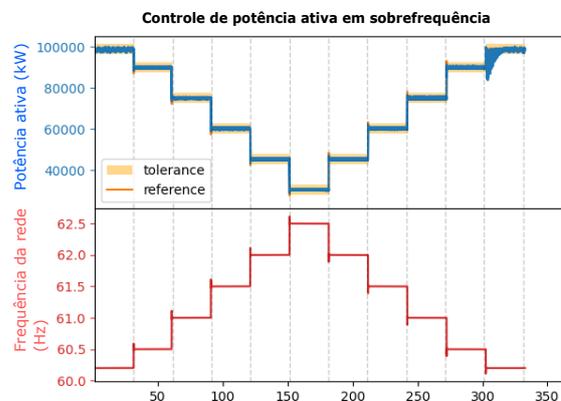


Figura 4.19 – Curva de fator de potência para controle em malha fechada.

Na Figura 4.21 juntamente com a funcionalidade para o ensaio de imunidade a variação de sobrefrequência na subseção 4.13 é mostrado o código referente a funcionalidade do ensaio de variação de potência na sobrefrequência. No código em questão é possível observar a implementação da curva de potência implementada pela equação (4.1) e representada anteriormente Figura 3.2 para a variação de potência na sobrefrequência. Para a variação de potência na subfrequência, a potência ativa deve se manter constante, logo, não necessita de um comando no código C.

$$P_s^* = (-0,3f + 19,06)P^* \quad (4.1)$$

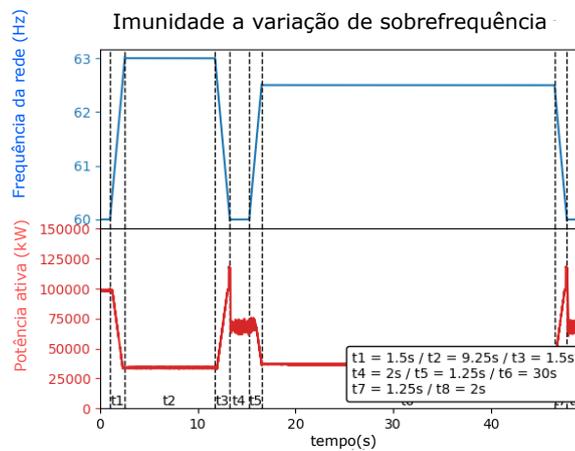
A equação (4.1) vale para a variação de potência no intervalo para frequências superiores a 60,2 Hz e inferiores a 62,6 Hz. Para valores superiores a 62,6 Hz e inferiores a 63,1 Hz a potência de referência  $P_s^*$  é dada por (4.2).

$$P_s^* = (0,28)P^* \quad (4.2)$$

#### 4.13 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBREFREQUÊNCIA

Com base na Figura 4.20, conclui-se que apesar de existir um oscilatório na potência quando o inversor retorna ao valor de 60 Hz, o inversor manteve a conexão à rede conforme a portaria N° 140 INMETRO (2022) e a Figura 3.8 do capítulo 3. O comportamento oscilatório decorre da implementação do algoritmo para o ensaio de variação de potência ativa em sobrefrequência através da equação (4.1). Com isso, o MPPT implementado tem um tempo de resposta lento, fazendo com que o inversor não retorne ao valor nominal durante o tempo  $t_4$ .

Figura 4.20 – Curva de imunidade a variação de sobrefrequência.



Fonte: Autoria própria.

No que diz respeito a potência ativa injetada, o modelo tem o comportamento esperado, pois, quando a frequência da rede é superior a 60,2 Hz, a potência ativa se comporta conforme especificado na seção 4.12. Para trabalhos futuros, será necessário efetuar aprimoramentos no algoritmo MPPT de forma que o inversor retorne rápido ao seu valor nominal, quando o mesmo retornar aos 60 H de frequência.

Na Figura 4.21 consta o código utilizada para a implementação da funcionalidade em questão. Nela constam os intervalos de tempo em que o inversor deve permanecer conectado com rede para determinadas variações de frequência. Os tempos utilizadas encontram-se de acordo os especificados na portaria N° 140 INMETRO (2022).

#### 4.14 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBFREQUÊNCIA

Analisando a Figura 4.22, conclui-se que o ensaio apresentou um resultado dentro da faixa de valores esperada. É possível observar que a curva de frequência imposta pelas rotinas está correta, bem como a injeção de potência ativa.

Figura 4.21 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de sobrefrequência.

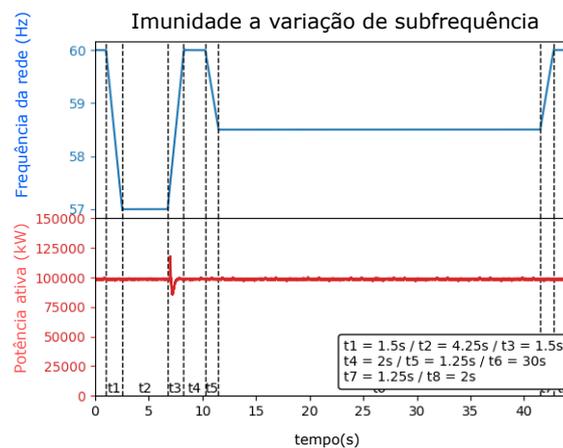
```

244 //ensaio-de-sobrefrequência-no-transitório-e-variacao-de-potência-ativa
245 if(f > 60.2 && f < 62.55){
246     Ps = 98800*(-0.3*f+19.06);
247 }
248 if(f >= 62.55 && f < 63.1){
249     cont8 = cont8+1;
250     Ps = 0.28*100000;
251     if(cont8>200000){
252         out10 = 0;
253     }
254     else{
255         out10 = -1;
256     }
257 }
258 if(f >= 63.1){
259     cont9=cont9+1;
260     if(cont9 >2000){
261         out10 = 0;
262     }
263     else{
264         out10 = -1;
265     }
266 }

```

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.22 – Curva de ensaio de imunidade a variação de subfrequência.



Fonte: Autoria própria.

O modelo proposto manteve a injeção de potência ativa dentro da faixa esperada, sem interrupção, estando conforme os requisitos normativos especificados na portaria N° 140 INMETRO (2022).

Na Figura 4.23 é mostrado a rotina em C implementada para a esta funcionalidade, juntamente com os tempos aos quais o modelo deve permanecer conectado a rede elétrica para as referidas faixas de frequência conforme a portaria N° 140 INMETRO (2022) determina.

#### 4.15 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SOBRETENSÃO

Com base na Figura 4.24, conclui-se que o ensaio apresentou um resultado dentro da faixa de valores esperada, pode-se notar que apesar do aumento das tensões de fase

Figura 4.23 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de subfrequência.

```

219 //ensaio-de-subfrequência-no-transitório
220 if(f > 57.45 && f < 59.8){
221     Ps=P_ref;
222     if(f <= 57.45 && f > 56.9){
223         Ps = P_ref;
224         cont6 = cont6+1;
225         if(cont6 > 100000){
226             out10 = 0;
227         }
228     } else{
229         out10=1;
230     }
231 }
232 if(f <= 56.9){
233     Ps=P_ref;
234     cont7 = cont7+1;
235     if(cont7 > 2000){
236         out10 = 0;
237     }
238 } else{
239     out10 = 1;
240 }
241 }
242 }
243

```

Fonte: Autoria própria.

na rede elétrica o fornecimento de potência ativa encontra-se no valor nominal de operação, ou seja, o fornecimento de energia foi mantido durante curva de tensão imposta pela norma demonstrada na Figura 3.5 do capítulo 3.

Na Figura 4.25 é mostrado a rotina em C implementada para a esta funcionalidade, juntamente com os tempos de desconexão referidos na portaria N° 140 INMETRO (2022).

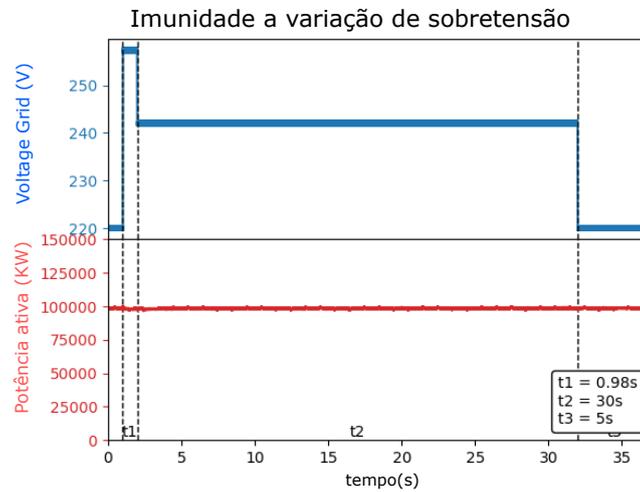
#### 4.16 ENSAIO DE IMUNIDADE A VARIAÇÃO DE SUBTENSÃO

Com base na Figura 4.26, conclui-se que o ensaio apresentou um resultado dentro da faixa de valores esperada. A curva de tensão se comporta da mesma maneira que consta na Figura 3.6 dada no capítulo 3.

No que diz respeito a potência ativa injetada o modelo tem o comportamento esperado, para quedas bruscas na tensão ocorre diminuição na potência ativa injetada, porém a conexão com a rede elétrica permanece, conforme consta na portaria N° 140 INMETRO (2022).

Na Figura 4.27 é mostrado a rotina em C implementada para a esta funcionalidade, juntamente com os tempos de desconexão referidos na portaria N° 140 INMETRO (2022).

Figura 4.24 – Curva de imunidade a variação de sobretensão.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.25 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de sobretensão.

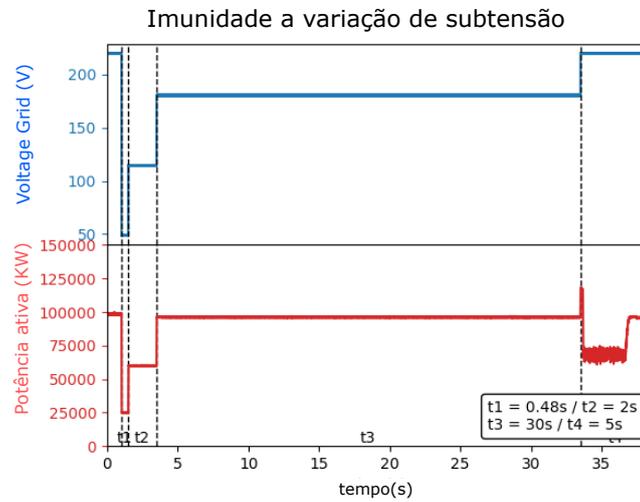
```

196 //ensaio de sobretensão transitório
197 if(modv >= 1.12*Vnom){
198     Ps = P_ref;
199 }
200 if(modv < 1.18*Vnom){
201     cont3 = cont3+1;
202     if(cont3 > 20000){
203         out10 = 0;
204     }
205     else{
206         out10 = 1;
207     }
208 }
209 if(modv >= 1.18*Vnom){
210     cont4 = cont4+1;
211     if(cont4 > 400){
212         out10 = 0;
213     }
214     else{
215         out10 = 1;
216     }
217 }
218

```

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.26 – Curva de imunidade a variação de subtensão.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.27 – Código da funcionalidade de imunidade a variação de subtensão.

```

165 //ensaio de subtensão transitório
166 if(modv <= 0.8*Vnom){
167     Ps = P_ref;
168     if(modv > 0.5*Vnom){
169         cont = cont + 1;
170         if(cont > 50000){
171             out10 = 0;
172         }
173     } else{
174         out10 = 1;
175     }
176 }
177 if(modv <= 0.5*Vnom && modv > 0.2*Vnom){
178     cont1 = cont1 + 1;
179     if(cont1 > 10000){
180         out10 = 0;
181     }
182 } else{
183     out10 = 1;
184 }
185 }
186 if(modv <= 0.2*Vnom){
187     cont2 = cont2 + 1;
188     if(cont2 > 400){
189         out10 = 0;
190     }
191 } else{
192     out10 = 1;
193 }
194 }
195 }

```

Fonte: Autoria própria.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Até o momento, o sistema proposto obteve aprovação em 12 dos 15 ensaios de conformidade realizados neste trabalho conforme as normas ABNT NBR 16149 (ABNT, 2013a) e NBR 16150 (ABNT, 2013b) e do INMETRO dado pela portaria N° 140 (ABNT, 2013a). O tempo de execução dos testes na plataforma hardware-in-the-loop apresentada foi de aproximadamente 10 minutos, assim, conclui-se que os testes de pré-certificação tornam o processo de validação do firmware do inversor fotovoltaico mais rápido em relação aos testes de certificação usuais.

### 5.1 TRABALHOS FUTUROS

A continuidade desta pesquisa pode ser realizada pela abordagem dos seguintes tópicos:

- Implementação de um controlador de corrente FCS-MPC com frequência fixa
- Implementação de um algoritmo de sincronismo mais preciso
- Desenvolver a funcionalidades dos testes de Anti-ilhamento e de controle externo de potência ativa e reativa
- Realizar correções no algoritmo MPPT
- Realizar o ensaio de Flicker e ensaio de tempo de reconexão
- Realizar modificações no projeto do filtro para melhorar os resultados dos ensaios de fator de potência sem piorar o conteúdo harmônico do modelo

### 5.2 TRABALHOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS

Nesta linha de pesquisa foi publicado o trabalho de resumo expandido intitulado "VALIDAÇÃO DE METODOLOGIA DE CONTROLE UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP" (Rosa, J.V.L.; Carnielutti, F.), 37° Jornada acadêmica integrada da Universidade Federal de Santa Maria, 2022.

Abaixo seguem os trabalhos submetidos que foram realizados a partir da pesquisa deste trabalho de conclusão de curso:

- VALIDAÇÃO DE METODOLOGIA DE CONTROLE DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP PARA PRÉ-CERTIFICAÇÃO (Rosa, J.V.L.; Carnielutti, F; Pinheiro, H.; Bellinaso, L.V.; Menegazzo, L.F.) , 15th Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC 2023 organizado pela Universidade Federal de Santa Maria.
- VALIDATION OF PHOTOVOLTAIC INVERTER CONTROLLERS USING AUTOMATED TESTS AND HARDWARE-IN-THE-LOOP (Rosa, J.V.L.; Carnielutti, F; Pinheiro, H.; Bellinaso, L.V.; Menegazzo, L.F.), Congresso Brasileiro de eletrônica de potência de 2023, COBEP 2023 organizado pela Universidade Federal de Santa Catarina.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. **NBR 16149**. Rio de Janeiro, Brasil, 2013. Sistemas fotovoltaicos (PV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica, 12 p. Acesso em 12 dez. 2022. Disponível em: <<https://www.abnt.org.br>>.

\_\_\_\_\_. **NBR 16150**. Rio de Janeiro, Brasil, 2013. Sistemas fotovoltaicos (PV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica - procedimento de ensaio de conformidade, 30 p. Acesso em 14 dez. 2022. Disponível em: <<https://www.abnt.org.br>>.

BRÜNDLINGER, R. Pre-certification of grid code compliance for solar inverters with an automated controller-hardware-in-the-loop test environment. **Solar Integration Workshop**, p. 5, 2018.

HIL, A. **Digital control of grid-tied converters**. Freeland, 2022. Controle PLL, 1 p. Acesso em 01 out. 2022. Disponível em: <<https://hil.academy/topic/4-0-introduction-to-module-4-0133min/>>.

\_\_\_\_\_. **Digital control of grid-tied converters**. Freeland, 2022. Current Controllers, 5 p. Acesso em 02 out. 2022. Disponível em: <<https://hil.academy/topic/2-0-introduction-to-module-2-212min/>>.

\_\_\_\_\_. **Digital control of grid-tied converters**. Freeland, 2022. Controle de barramento CC, 1 p. Acesso em 01 out. 2022. Disponível em: <<https://hil.academy/topic/4-2-dc-link-voltage-control-0405min/>>.

\_\_\_\_\_. **Digital control of grid-tied converters**. Freeland, 2022. Controle de potência ativa, 1 p. Acesso em 02 out. 2022. Disponível em: <<https://hil.academy/topic/4-1-active-and-reactive-power-control-1227min/>>.

\_\_\_\_\_. **Digital control of grid-tied converters**. Freeland, 2022. Controle MPPT, 1 p. Acesso em 02 out. 2022. Disponível em: <<https://hil.academy/topic/4-3-mppt-algorithm-for-pv-systems-0532min/>>.

INMETRO. **PORTARIA N° 140**. Brasília, Brasil, 2022. Regulamento Técnico da Qualidade e os Requisitos de Avaliação da Conformidade para Equipamentos de Geração, Condicionamento e Armazenamento de Energia Elétrica em Sistemas Fotovoltaicos, 110 p. Acesso em 14 dez. 2022. Disponível em: <<https://www.gov.br/inmetro/pt-br>>.

MENEGAZZO, L. F. R. **PRÉ-CERTIFICAÇÃO DO FIRMWARE DE INVERSORES FOTOVOLTÁICOS ATRAVÉS DE HARDWARE-IN-THE-LOOP DE ACORDO COM AS NORMAS BRASILEIRAS**. 2020. 30 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2020.

MOHAMMADI, F. Real-time controller-hardware-in-the-loop testing of power electronics converters. **13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)**, v. 13, p. 5, 2022.

Musse, S. **Transformações 2D**: Translação. Boulder, 2013. Acesso em 22 nov. 2022. Disponível em: <[https://www.inf.pucrs.br/~smusse/CG/PDF2013\\_2/Transf2D\\_2013.pdf](https://www.inf.pucrs.br/~smusse/CG/PDF2013_2/Transf2D_2013.pdf)>.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**: Discrete time systems, control theory. 2. ed. New Jersey: Lynda Griffiths/TKM Productions, 1994. v. 2, 735 p.

\_\_\_\_\_. **Engenharia de Controle Moderno**: Sistemas de controle no tempo contínuo. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. v. 5, 809 p.

OPPENHEIN, A. S. W. A. V. **Sinais e Sistemas**: Análise de sistemas, teoria de sinais. 2. ed. São Paulo: Person Education, 2010. v. 2, 560 p.

RODRIGUES, G. **Controle Preditivo Aplicado a Conversores Estáticos de Potência**. 2020. 111 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2020.

RODRIGUEZ, J. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 54, p. 10, 2007.

\_\_\_\_\_. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 64, p. 13, 2017.

TEODORESCU, R. **GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS**. United Kingdom: John Wiley Sons, Ltd, 2011. 385 p.

VAZQUEZ, S. Model predictive control a review of its applications in power electronics. **IEEE industrial electronics magazine**, v. 33, p. 16, 2014.

NUP: 23081.086942/2023-14

Prioridade: Normal

**Homologação de ata de defesa de TCC e estágio de graduação**

125.322 - Bancas examinadoras de TCC: indicação e atuação

**COMPONENTE**

Ordem	Descrição	Nome do arquivo
9	Trabalho de conclusão de curso (TCC) (125.32)	TCC_João_Victor_Final.pdf

**Assinaturas**

11/09/2023 15:18:55

DIEGO BERLEZI RAMOS (Coordenador(a) de Curso)  
07.09.02.00.0.0 - CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - CEELE



Código Verificador: 3273639

Código CRC: b78a8763

Consulte em: <https://portal.ufsm.br/documentos/publico/autenticacao/assinaturas.html>

