



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E  
SISTEMAS

Gabriel Lucas Bressanini

**Simulação de uma microrrede AC com controle centralizado**

Florianópolis  
2023

Gabriel Lucas Bressanini

**Simulação de uma microrrede AC com controle centralizado**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Daniel Martins Lima, Dr.

Coorientador: Prof. Tiago Davi Curi Busarello, Dr.

Coorientador: Prof. Julio Elias Normey Rico, Dr.

Florianópolis

2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Bressanini, Gabriel Lucas

Simulação de uma microrrede AC com controle centralizado  
/ Gabriel Lucas Bressanini ; orientador, Daniel Martins  
Lima, coorientador, Julio Elias Normey-Rico, coorientador,  
Tiago Davi Curi Busarello, 2023.

126 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Microrredes.  
3. Inversor. 4. Controle Hierárquico. 5. Hardware para  
pesquisa. I. Lima, Daniel Martins. II. Normey-Rico, Julio  
Elias. III. Busarello, Tiago Davi Curi IV. Universidade  
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia de Automação e Sistemas. V. Título.

Gabriel Lucas Bressanini

**Simulação de uma microrrede AC com controle centralizado**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. André Luís Kirsten, Dr(a).  
UFSC

Prof.(a) Daniel Juan Pagano, Dr(a).  
UFSC

Prof.(a) Luiz Antonio Maccari Junior, Dr(a).  
UFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

---

Coordenação do Programa de  
Pós-Graduação

---

Prof. Daniel Martins Lima, Dr.  
Orientador

---

Prof. Julio Elias Normey Rico, Dr.  
Coorientador

---

Prof. Tiago Davi Curi Busarello, Dr.  
Coorientador

Florianópolis, 2023.

Este trabalho é dedicado a todos aqueles que  
contribuíram de alguma forma para o seu  
desenvolvimento.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao longo da trajetória que percorri para que finalmente pudesse ter condições de desenvolver este trabalho, conheci inúmeras pessoas brilhantes que contribuíram muito para meu desenvolvimento tanto acadêmico como pessoal. Este trabalho certamente é resultado não somente deste período intenso de desenvolvimento, mas sim resultado de todo o período de que estive envolvido nessa área de pesquisa.

Agradeço a minha família por todo carinho e apoio dado durante estes anos. Agradeço aos colegas de curso pelas discussões levantadas dentro e fora das salas de aula. Agradeço aos professores que brilhantemente se esforçaram para transmitir o fantástico conteúdo que em inúmeras vezes extrapolaram os limites a fim de provocar os alunos à irem além do conteúdo previsto.

Agradeço à UFSC pela excelente qualidade de ensino e estrutura para aprimorar e desenvolver conhecimento. Agradeço aos demais colegas que mesmo sendo de áreas distintas agregaram muito em mim nestes anos.

Agradeço especialmente aos meus orientadores Daniel, Júlio e Tiago, que sempre buscaram me ajudar no desenvolvimento e sempre estiveram dispostos a me dar conselhos de como melhorar não somente este trabalho, mas também a forma de me desenvolver como pesquisador.

Certamente que este trabalho carrega muito de todos aqueles que me capacitaram a desenvolvê-lo. Tenho muita sorte em ter encontrado cada um de vocês. Obrigado!

*"There is nothing permanent except change."  
(HERACLITUS)*

## RESUMO

O aumento da geração distribuída vem sendo impulsionado pelo crescimento na adoção de fontes renováveis para gerar energia elétrica. Como estes geradores necessitam de uma adequação para poderem utilizar a rede de distribuição, cada gerador distribuído deve operar com um inversor de modo a compatibilizar a energia entregue à rede de distribuição. Assim, o aumento no número de inversores conectados à rede de distribuição permite que surjam novas formas de utilizar a rede de distribuição de modo a fornecer energia elétrica aos consumidores de forma ininterrupta. Uma das tecnologias que vem sendo desenvolvidas para garantir esse e outros ganhos, são as microrredes. Este trabalho irá apresentar uma integração de técnicas de controle para operar uma microrrede, será apresentado o desenvolvimento de uma estratégia de controle de dinâmicas rápidas, isto é, controle de corrente e tensão que poderá ser utilizada como controle de nível 1 num contexto onde controle hierárquico é utilizado para operar uma microrrede. Além disso, foi desenvolvido o hardware e firmware de um inversor modular com capacidade de comunicação via protocolo CAN que possibilite a utilização do mesmo por grupos de pesquisa para verificar resultados experimentalmente. Neste trabalho, verificou-se que, a aplicação das técnicas de controle apresentadas permite a operação de uma microrrede de modo a entregar energia elétrica de forma ininterrupta para os consumidores quando a rede de distribuição apresenta falha. Além disso, verificou-se a capacidade do inversor desenvolvido em entregar energia em corrente alternada para uma carga e também a capacidade deste de se comunicar com outros inversores.

**Palavras-chave:** Microrredes 1. Inversor 2. Controle Hierárquico 3. Hardware para pesquisa 4.



## ABSTRACT

The increase in distributed generation has been driven by the growth in the adoption of renewable sources to generate electrical energy. As these generators require adaptation to be able to use the distribution network, each distributed generator must operate with an inverter in order to make the energy delivered to the distribution network compatible. Thus, the increase in the number of inverters connected to the distribution network allows new ways to use the distribution network to provide electricity to consumers uninterruptedly. One of the technologies being developed to ensure this and other gains is microgrids. This work will present an integration of control techniques to operate a microgrid, the development of a fast dynamics control strategy will be presented, that is, current and voltage control that can be used as level 1 control in a context where hierarchical control is used to operate a microgrid. Furthermore, the hardware and firmware of a modular inverter with communication capability via the CAN protocol was developed, enabling its use by research groups to verify experimental results. In this work, it was found that the application of the control techniques presented allows the operation of a microgrid in order to deliver electrical energy uninterruptedly to consumers when the distribution network fails. Furthermore, the capacity of the developed inverter to deliver alternating current energy to a load and also its ability to communicate with other inverters was verified.

**Keywords:** Microgrids 1. Inverter 2. Hierarchical Control 3. Hardware for Research 4.

## LISTA DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 1 – A) Capacidade de geração de energia elétrica via sistemas fotovoltaicos (PV) de 2007 até 2017. B) Fontes de energia solar e eólica atualmente instaladas e previsão de instalação até 2023. . . . .  | 18 |
| Figura 2 – Capacidade de geração de energia elétrica por fontes renováveis . . . . .  | 19 |
| Figura 3 – Modelo de microrrede proposto pelo CERTS . . . . .   | 23 |
| Figura 4 – Modelo de microrrede proposto pela união europeia (EU). (CB, Circuit Breaker; SWB, Switch Board; G, Micro Source; L, Load; MV, Medium Voltage; LV, Low Voltage) . . . . .  | 24 |
| Figura 5 – Topologia inversor full-bridge . . . . .   | 25 |
| Figura 6 – Sinal PWM formado a partir do sinal modulador e da onda portadora. . . . .   | 26 |
| Figura 7 – Exemplo de aplicação de tempo morto em sinal PWM. . . . .  | 27 |
| Figura 8 – Inversor conectado à rede de distribuição de energia elétrica. . . . .   | 31 |
| Figura 9 – Controle local, secundário, central e global . . . . .   | 31 |
| Figura 10 – Esquema de controle para microrredes . . . . .  | 32 |
| Figura 11 – Filtro LCL. Sendo $v_{inv}$ a tensão de saída do inversor e $v_g$ a tensão da rede de distribuição de energia elétrica. . . . .   | 35 |
| Figura 12 – Diagrama de Bode de filtro LCL . . . . .  | 36 |
| Figura 13 – Atenuação do pico de ressonância do filtro LCL por meio da inserção de resistor em paralelo ao capacitor . . . . .  | 37 |
| Figura 14 – Diagrama de bode do filtro LCL utilizando um resistor em paralelo ao capacitor para realizar a atenuação do pico de ressonância. O valor $R_{C2}$ se refere ao valor do resistor inserido em paralelo ao capacitor do filtro LCL. . . . . | 38 |
| Figura 15 – Diagrama de blocos do filtro LCL junto com um resistor em paralelo ao capacitor. . . . .  | 39 |
| Figura 16 – Diagrama de blocos do filtro LCL com a realimentação da corrente do capacitor para criar um resistor virtual em paralelo ao capacitor. . . . .  | 39 |
| Figura 17 – Estratégia de controle de corrente aplicada nos inversores. Nota-se em vermelho a realimentação da corrente do capacitor de modo à atenuar o pico de ressonância do filtro LCL. . . . .   | 41 |
| Figura 18 – Diagrama de Bode do controlador proporcional ressonante variando o valor $\omega_j$ . . . . .   | 42 |
| Figura 19 – Região delimitada por $H_{i1\_GM}$ , $H_{i1\_PWM}$ e $H'_{i1\_Tf_o\_PM}$ para definir a $f_c$ e o $H_c$ . . . . .   | 44 |
| Figura 20 – Diagrama da estratégia de controle utilizada para realizar o controle da tensão de saída do inversor formador da microrrede. . . . .  | 46 |
| Figura 21 – Circuito equivalente utilizado para controle de tensão no capacitor. . . . .  | 48 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 22 – Diagrama de Blocos dos módulos que compõe o inversor desenvolvido  | 51 |
| Figura 23 – Plataformas de desenvolvimentos que podem substituir o módulo de controle  | 52 |
| Figura 24 – Circuito do inversor com filtro LCL de saída   | 52 |
| Figura 25 – Módulo de Controle   | 54 |
| Figura 26 – Módulo de condicionamento de sinais. A: Condicionamento dos sinais mensurados via sensor. B: Suporte para módulo de comunicação CAN. C: CI Buffer para sinais PWM. D: Suporte para módulo WIFI Esp8266. E: Interface de comunicação com usuário. | 55 |
| Figura 27 – Sensores utilizados no projeto   | 56 |
| Figura 28 – Circuito utilizado para condicionar o sensor de corrente utilizado. Sensor SCT013 se conecta no conector J e a informação vai para o microcontrolador no módulo de controle.   | 56 |
| Figura 29 – Circuito utilizado para condicionar o sensor de tensão utilizado, neste caso, optou-se pela utilização do sensor Zmpt101b no projeto.  | 57 |
| Figura 30 – Módulos utilizados para comunicação  | 58 |
| Figura 31 – Esquema lógico do CI de Buffer SN74HC541N  | 59 |
| Figura 32 – Curcuito para Push Button  | 60 |
| Figura 33 – Circuito para LED  | 60 |
| Figura 34 – <i>CIPOS<sup>TM</sup></i> - IGCM20F60GA  | 61 |
| Figura 35 – Esquemático interno do <i>CIPOS<sup>TM</sup></i> - IGCM20F60GA   | 62 |
| Figura 36 – Diagrama interno do optoacoplador PC817  | 63 |
| Figura 37 – Circuito referente ao optoacoplador  | 63 |
| Figura 38 – Módulo de potência   | 64 |
| Figura 39 – Arquitetura do Firmware utilizada. Aplicações de propósito geral são gerenciadas pelo FreeRTOS enquanto que aplicações críticas são executadas por meio de <i>timer interrupts</i> .   | 65 |
| Figura 40 – Conexão entre dispositivos   | 66 |
| Figura 41 – Barramento CAN   | 67 |
| Figura 42 – Bloco de controle, sendo $e$ o sinal de erro obtido pela diferença entre o sinal mensurado e o valor de referência, e $u$ o sinal de controle que deve ser aplicado na planta de modo a realizar o controle da mesma.                            | 68 |
| Figura 43 – Módulos do inversor confeccionados. À esquerda o módulo de potência, ao centro o módulo de condicionamento de sinais e à direita o módulo de controle.   | 70 |
| Figura 44 – Configuração dos módulos utilizados para teste do Inversor   | 71 |
| Figura 45 – Configuração dos módulos utilizados para teste do Inversor   | 72 |
| Figura 46 – Sinal PWM com frequência de 10kHz gerado pelo módulo de controle   | 72 |
| Figura 47 – Sinal PWM com frequência de 15kHz gerado pelo módulo de controle   | 73 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 48 – Sinal PWM e seu sinal negado gerados pelos módulo de controle . . . . .   | 73  |
| Figura 49 – Zoom aplicado no sinal PWM e seu sinal negado gerados pelos módulo de controle . . . . .  | 74  |
| Figura 50 – Circuito utilizado para teste do sistema. Pontos <i>A</i> , <i>B</i> e <i>C</i> foram utilizados para mensuração via osciloscópio. Valores dos componentes: $R1 = R2 = 100\Omega$ ; $C = 18.8\mu F$ ; $L1 = 500\mu H$ ; . . . . . | 74  |
| Figura 51 – Inversor sendo operado com senoide de 60Hz. Tensão mensurada na saída do inversor e sob o capacitor do filtro utilizado . . . . .   | 75  |
| Figura 52 – Inversor sendo operado com senoide de 100Hz. Tensão mensurada na saída do inversor e sob o capacitor do filtro utilizado . . . . .  | 75  |
| Figura 53 – Inversor sendo operado com senoide de 400Hz. Tensão mensurada na saída do inversor e sob o capacitor do filtro utilizado . . . . .  | 76  |
| Figura 54 – Setup para verificar comunicação entre os inversores. . . . .   | 76  |
| Figura 55 – Mensagem enviada pelo inversor <i>master</i> e recebida pelo inversor <i>slave</i> 102. . . . .   | 77  |
| Figura 56 – Intervalo de 1,5s entre o inversor <i>slave</i> receber a mensagem do inversor <i>master</i> e responder. . . . .   | 77  |
| Figura 57 – Mensagem de resposta do inversor <i>slave</i> 102 para o inversor <i>master</i> . . . . .   | 77  |
| Figura 58 – Resultados de simulação com variação do passo de simulação. (Software PSim, versão 9.1). . . . .  | 79  |
| Figura 59 – Microrrede considerada para testes . . . . .  | 81  |
| Figura 60 – Resposta em frequência do inversor . . . . .  | 85  |
| Figura 61 – Controle de corrente aplicado no inversor 1. . . . .  | 86  |
| Figura 62 – Controle de corrente aplicado no inversor 2. . . . .  | 87  |
| Figura 63 – Controle de corrente aplicado no inversor 3. . . . .  | 88  |
| Figura 64 – Controle de corrente aplicado no inversor 4. . . . .  | 89  |
| Figura 65 – Controle de corrente aplicado no inversor 5. . . . .  | 90  |
| Figura 66 – Controle de tensão aplicado no inversor 1 para formar microrrede. . . . .   | 93  |
| Figura 67 – Conexão e desconexão com a microrrede. . . . .  | 94  |
| Figura 68 – Inicialização microrrede com inversor master formando a microrrede . . . . .  | 96  |
| Figura 69 – Conexão com a rede principal . . . . .  | 97  |
| Figura 70 – Desconexão com a rede principal . . . . .   | 99  |
| Figura 71 – Microrrede composta por inversor <i>master</i> e inversor <i>slave</i> drenando potência . . . . .  | 101 |
| Figura 72 – Microrrede composta por inversor <i>master</i> e inversor <i>slave</i> injetando potência . . . . .   | 103 |
| Figura 73 – Microrrede composta por inversor Master e inversor Slave alternando entre injetar e drenar potência . . . . .   | 105 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 74 – Microrrede composta por inversor Master com variação na carga passiva . . . . .                                | 107 |
| Figura 75 – Microrrede composta por inversor <i>master</i> e inversor <i>slave</i> com variação da carga passiva . . . . . | 109 |
| Figura 76 – Sistema operando em modo conectado . . . . .   | 111 |
| Figura 77 – Microrrede formada por <i>master</i> e dois <i>slaves</i> . . . . .  | 113 |
| Figura 78 – Microrrede formada por <i>master</i> e inversor <i>slave</i> seguindo referencia em degrau . . . . .           | 115 |
| Figura 79 – Microrrede formada por <i>master</i> e inversor <i>slave</i> seguindo referencia em rampa . . . . .            | 116 |
| Figura 80 – Microrrede formada por <i>master</i> , quatro inversores <i>slave</i> e carga passiva . . . . .                | 118 |

## LISTA DE QUADROS

|  |    |
|--|----|
| Quadro 1 – Parâmetros considerados para projetar filtros LCL. . . . .          | 82 |
| Quadro 2 – Parâmetros calculados para os filtros LCL. . . . .                  | 82 |
| Quadro 3 – Parâmetros calculados para os controladores de corrente. . . . .    | 84 |
| Quadro 4 – Parâmetros calculados para o controle de tensão do inversor 1 . . . | 91 |

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|       |  |
|-------|--|
| AC    | Corrente Alternada                                       |
| CAN   | Controller Area Network                                  |
| CB    | Circuit Breaker  |
| CERTS | Consortium for Electric Reliability Technology Solutions |
| CI    | Circuito Integrado                                       |
| CIPOS | Control Integrated Power System                          |
| DC    | Corrente Contínua  |
| DG    | Distributed Generator                                    |
| DNO   | Distribution Network Operator                            |
| DSP   | Digital Signal Processor                                 |
| EU    | European Union   |
| FW    | Firmware   |
| GM    | Margem de ganho  |
| ID    | Indetifier   |
| IEC   | International Electrotechnical Commission                |
| IGBT  | Insulated-Gate Bipolar Transistor                        |
| LED   | Light Emitter Diode                                      |
| MG    | Microgrid  |
| MGCC  | Microgrid Central Controller                             |
| MPPT  | Maximum Power Point Tracker                              |
| NBR   | Normas Brasileiras                                       |
| ONS   | Operador Nacional do Sistema Elétrica                    |
| PCB   | Printed Circuit Board                                    |
| PI    | Proporcional Integral                                    |
| PLL   | Phase Locked Loop  |
| PM    | Margem de fase   |
| PR    | Proporcional Ressonante                                  |
| PWM   | Pulse Width Modulation                                   |
| RES   | Renewable Energy Source                                  |
| SMD   | Surface-Mounted Devices                                  |
| SPWM  | Sinusoidal Pulse Width Modulation                        |
| SWD   | Serial Wire Debug  |
| THD   | Total Harmonic Distortion                                |
| THT   | Trough-Hole Technology                                   |

## SUMÁRIO

|              |  |           |
|--------------|--|-----------|
| <b>1</b>     | <b>INTRODUÇÃO</b>  | <b>17</b> |
| 1.1          | OBJETIVO GERAL   | 21        |
| 1.2          | OBJETIVOS ESPECÍFICOS  | 21        |
| <b>2</b>     | <b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>   | <b>22</b> |
| 2.1          | DEFINIÇÕES DE CONCEITOS  | 22        |
| <b>2.1.1</b> | <b>Microrredes</b>   | <b>22</b> |
| <b>2.1.2</b> | <b>Inversores</b>  | <b>24</b> |
| <b>2.1.3</b> | <b>Geradores Distribuídos</b>  | <b>27</b> |
| 2.1.3.1      | Fontes de energias não renováveis  | 28        |
| 2.1.3.2      | Fontes de energias renováveis  | 28        |
| <b>2.1.4</b> | <b>Armazenadores de energia</b>  | <b>29</b> |
| 2.1.4.1      | Baterias de Chumbo-ácido   | 29        |
| 2.1.4.2      | Baterias de Níquel-Cádmio  | 29        |
| 2.1.4.3      | Baterias de Polímero de Lítio  | 30        |
| 2.2          | CONTROLE DE MICRORREDES  | 30        |
| <b>2.2.1</b> | <b>Estratégia de controle sem rede de comunicação (<i>Droop Control</i>)</b>             | <b>33</b> |
| <b>2.2.2</b> | <b>Estratégia de controle com rede de comunicação</b>                                    | <b>33</b> |
| 2.3          | CONTROLE HIERÁRQUICO   | 33        |
| <b>2.3.1</b> | <b>Controle de nível 1</b>   | <b>34</b> |
| <b>2.3.2</b> | <b>Controle de nível 2</b>   | <b>34</b> |
| <b>2.3.3</b> | <b>Controle de nível 3</b>   | <b>34</b> |
| <b>2.3.4</b> | <b>Controle de nível 4</b>   | <b>35</b> |
| 2.4          | PROJETO DE INVERSORES E SEUS CONTROLADORES   | 35        |
| <b>2.4.1</b> | <b>Filtros LCL</b>   | <b>35</b> |
| 2.4.1.1      | Projeto de Filtro LCL  | 37        |
| <b>2.4.2</b> | <b>Controle de corrente</b>  | <b>40</b> |
| <b>2.4.3</b> | <b>Controle de tensão</b>  | <b>44</b> |
| 2.5          | CONSIDERAÇÕES FINAIS   | 49        |
| <b>3</b>     | <b>DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR MODULAR</b>  | <b>50</b> |
| 3.1          | DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE  | 50        |
| <b>3.1.1</b> | <b>Módulo de Controle</b>  | <b>52</b> |
| <b>3.1.2</b> | <b>Módulo de Condicionamento de Sinais e Interação com o Usuário (HMI) e Comunicação</b> | <b>53</b> |
| 3.1.2.1      | Condicionamento de sinais dos sensores   | 54        |
| 3.1.2.2      | Suporte para módulo de comunicação CAN   | 55        |
| 3.1.2.3      | Condicionamento de sinais para ativar módulo de potência                                 | 57        |
| 3.1.2.4      | Interface com modulo ESP8266 - Esp 01s   | 58        |



|              |   |            |
|--------------|---|------------|
| 3.1.2.5      | Circuito de interação com o usuário . . . . .                             | 58         |
| <b>3.1.3</b> | <b>Módulo de Potência</b> . . . . .                                       | <b>60</b>  |
| <b>3.1.4</b> | <b>Módulo de Filtro LCL</b> . . . . .                                     | <b>63</b>  |
| 3.2          | DESENVOLVIMENTO DE <i>FIRMWARE</i> . . . . .                              | 63         |
| <b>3.2.1</b> | <b>Arquitetura de <i>Firmware</i> Utilizada</b> . . . . .                 | <b>64</b>  |
| <b>3.2.2</b> | <b>Rede de comunicação entre inversores</b> . . . . .                     | <b>65</b>  |
| <b>3.2.3</b> | <b>Laço de Controle</b> . . . . .   | <b>66</b>  |
| 3.2.3.1      | Discretização de Controladores . . . . .                                  | 67         |
| 3.3          | RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .  | 69         |
| <b>3.3.1</b> | <b>Funcionamento dos Módulos</b> . . . . .                                | <b>69</b>  |
| <b>3.3.2</b> | <b>Comunicação entre inversores</b> . . . . .                             | <b>71</b>  |
| 3.4          | CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .  | 78         |
| <b>4</b>     | <b>SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UMA MICRORREDE</b> . . . . .                   | <b>79</b>  |
| 4.1          | MICRORREDE CONSIDERADA . . . . .  | 79         |
| 4.2          | PROJETO DE FILTROS LCL . . . . .  | 82         |
| 4.3          | RESULTADOS DE CONTROLE DE NÍVEL 1 . . . . .                               | 82         |
| <b>4.3.1</b> | <b>Controle de Corrente</b> . . . . .                                     | <b>82</b>  |
| <b>4.3.2</b> | <b>Controle de Tensão</b> . . . . .                                       | <b>91</b>  |
| 4.4          | CENÁRIOS DE TESTE PARA VERIFICAR FUNCIONAMENTO DA<br>MICRORREDE . . . . . | 95         |
| 4.5          | CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .  | 119        |
| <b>5</b>     | <b>CONCLUSÕES</b> . . . . .   | <b>120</b> |
|              | <b>Referências</b> . . . . .  | <b>122</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

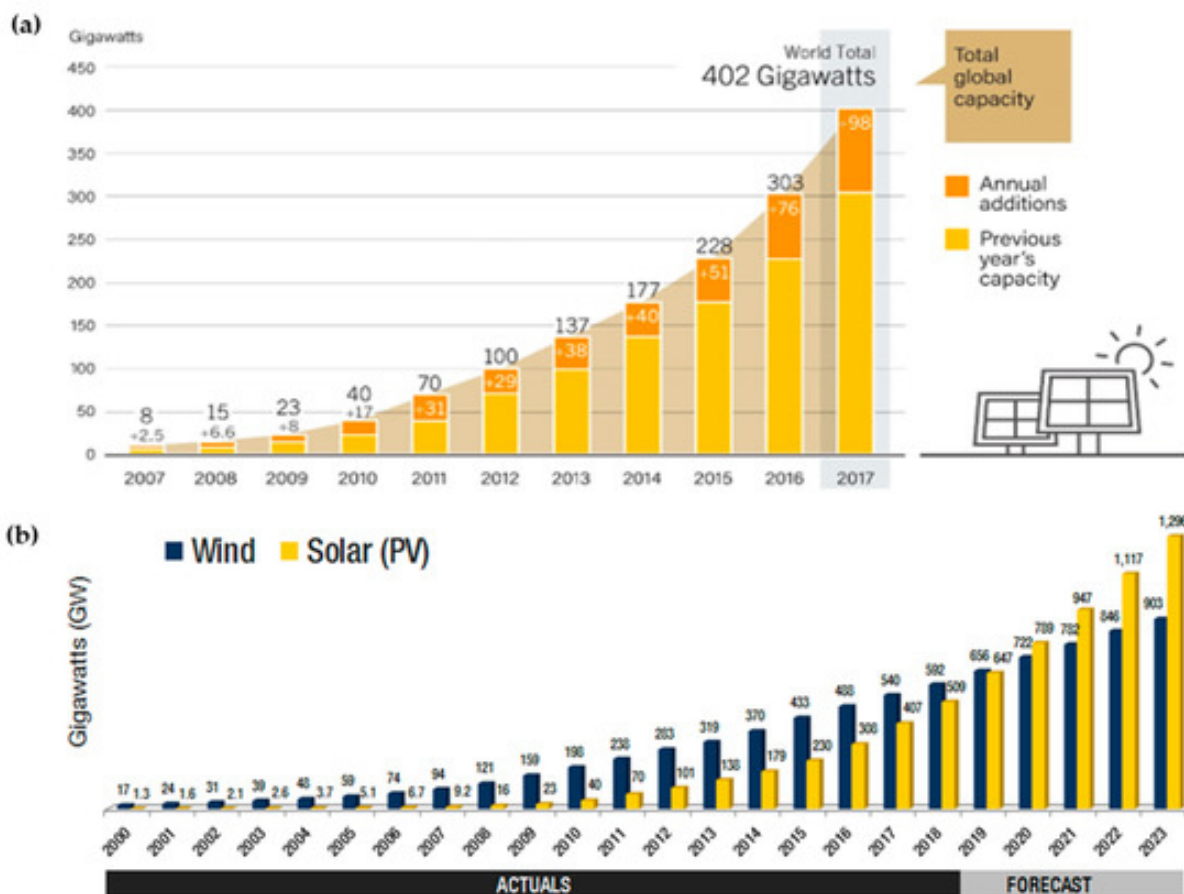
A geração de energia elétrica por meio de fontes renováveis (*Renewable Energy Sources*, RESs) tem ganhado grande importância nos últimos anos, com destaque para as fontes fotovoltaica e eólica (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017), (KUMMARA *et al.*, 2020). Por conta da grande disponibilidade e baixo custo de implementação, estas fontes vem sendo amplamente exploradas por pequenas usinas de geração. Isso implica num número cada vez maior de inversores conectados à rede de transmissão e distribuição de energia elétrica.

Projeções de aumento no número de geradores distribuídos (*Distributed Generators - DGs*) conectados à rede como se vê na Figura 1 estão se mostrando bem assertivas quando comparado aos dados atuais da capacidade de geração de energia elétrica por meio de fontes renováveis. Na Figura 2 se mostra o crescimento da capacidade de geração instalada atualmente, destaca-se o crescimento expressivo das fontes fotovoltaica e eólica. Com esse crescimento, surge a necessidade de buscar soluções que garantam o correto funcionamento da rede de transmissão e distribuição de energia elétrica. O que se busca é garantir uma rede segura e confiável capaz de suprir a demanda por energia sem comprometer a qualidade e disponibilidade da mesma. Uma solução que vem sendo proposta são as microrredes (do inglês, *Microgrids - MG*) (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017). Estas estão sendo estudadas nas últimas décadas como a solução mais promissora para garantir uma rede de distribuição de energia elétrica confiável (CESAR, 2017; TAHIM, 2015).

Um caso recente que mostra a importância de realizar o desenvolvimento e implementação das microrredes ocorreu em agosto de 2023, onde um apagão geral interrompeu 27% do consumo de energia no Brasil, desta forma, deixando 29 milhões de unidades consumidoras sem energia elétrica (G1, 2023). Já em novembro de 2020, após um incêndio em um transformador que provinha energia elétrica para o estado do Amapá, sem que houvesse uma solução para a retomada do fornecimento, o estado ficou 22 dias sem o fornecimento total de energia (GLOBO, 2020). Caso existisse uma solução de microrrede implementada, apesar da rede principal não estar fornecendo energia elétrica, as microrredes iriam conseguir prover energia por meio da geração distribuída, garantindo assim o fornecimento até que o problema com o fornecimento de energia elétrica fosse resolvido.

Outro exemplo da necessidade de se ter microrredes capazes de suprir a demanda energética durante falhas na rede principal foi o devido a um acidente em uma das galerias da ponte Colombo Salles, em 2003. Nesse evento, a capital de Santa Catarina ficou sem energia elétrica por 55 horas (NSC, 2011). Neste caso, se existisse uma solução de microrredes implementada na ilha, seria possível ter remediado esta situação, fornecendo energia via geração distribuída até que os reparos necessários

Figura 1 – A) Capacidade de geração de energia elétrica via sistemas fotovoltaicos (PV) de 2007 até 2017. B) Fontes de energia solar e eólica atualmente instaladas e previsão de instalação até 2023.

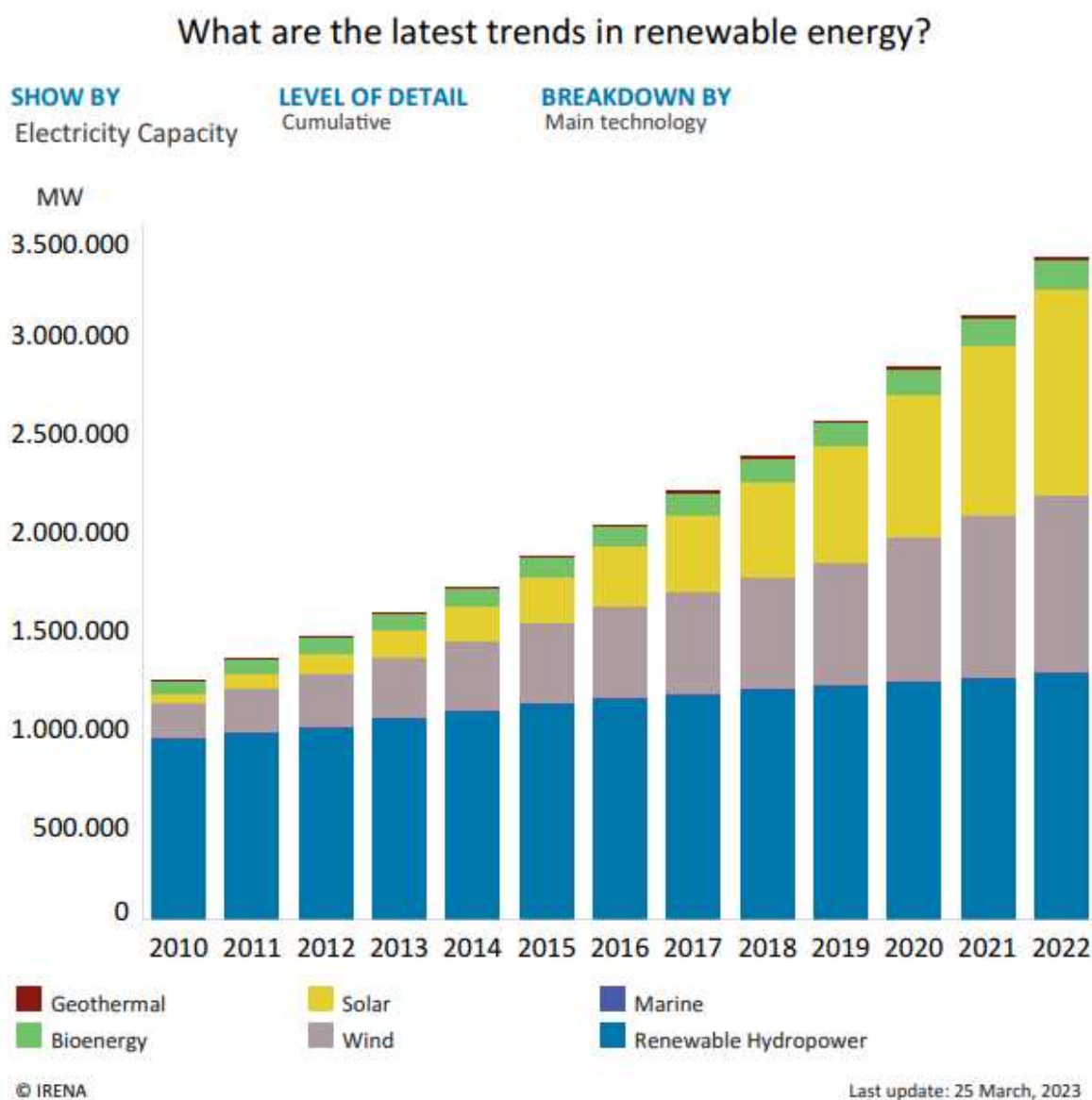


Fonte: (KUMMARA *et al.*, 2020)

para o reestabelecimento da rede de distribuição de energia elétrica fossem finalizados. Esses exemplos mostram casos de maiores proporções onde as microrredes poderiam remediar, porém, no dia a dia diversas situações onde o fornecimento de energia elétrica é comprometida, seja por falha da rede causada por acidentes, ou eventos naturais, as microrredes podem funcionar como uma solução para o fornecimento ininterrupto de energia elétrica para os consumidores.

Uma microrrede pode ser descrita como uma rede de distribuição onde são interconectados vários agentes, como consumidores, geradores distribuídos e sistemas de armazenamento de energia (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017). Esta microrrede pode funcionar conectada à rede principal de distribuição de energia, como também operar em modo ilhado, assim, operando de forma isolada e independente da rede de distribuição principal (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020). A modelagem dinâmica e o controle de estabilidade são pontos de extrema relevância para que uma microrrede

Figura 2 – Capacidade de geração de energia elétrica por fontes renováveis



Fonte: (IRENA, 2023)

possa funcionar de maneira estável de modo à atender suas especificações (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

Técnicas de controle são ferramentas chave para o desenvolvimento dos sistemas referentes às microrredes. Para se atingir a saída ótima, o controle de microrredes pode ser dividido em camadas, desta forma, a hierarquia dos controladores se dá em quatro níveis, sendo eles: (i) controle local, que é responsável pelo controle de tensão e corrente dos inversores; (ii) controle secundário, que tem o objetivo de garantir a sincronia de frequência e tensão com a rede de distribuição; (iii) controle central/emergência, que tem o objetivo de garantir a estabilidade da rede e atingir o ponto ótimo de opera-

ção da microrrede; e, por fim, (iv) o controle global, que é aplicado na rede principal de distribuição de energia elétrica, este tem por objetivo atingir o ponto ótimo de operação global (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020).

Há outra divisão referente aos métodos de controle para microrredes. Esta divisão se dá entre os métodos que utilizam uma rede de comunicação para realizar o controle da microrrede, assim garantindo a estabilidade por meio de um controle central de microrrede que irá determinar qual a potência de saída dos geradores distribuídos, e métodos que não utilizam esta rede de comunicação, estes últimos são enquadrados como estratégias de *droop control*. Este último grupo utiliza a realimentação local de variações da frequência e tensão para gerar uma referência de potência ativa e reativa a ser inserida na rede. Desta forma, o efeito de variações de carga que venham a acontecer são compensadas, garantindo assim a estabilidade da rede (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020).

Este trabalho pretende apresentar uma integração de técnicas de controle para operar uma microrrede, será apresentado o desenvolvimento de uma estratégia de controle de dinâmicas rápidas, isto é, de corrente e tensão que se aplicam no nível 1 de controle hierárquico e que serão aplicados em inversores monofásicos que utilizam filtro LCL. O intuito é o de possibilitar a operação destes inversores num contexto onde está sendo aplicado controle hierárquico em uma microrrede visando a operação estável da mesma. Assim, buscando seu correto funcionamento e a segurança das pessoas e equipamentos que venham a interagir com a mesma.

Além disso, foi desenvolvido um protótipo de inversor modular capaz de aplicar estratégias de controle e se comunicar com outros dispositivos. Verificou-se a necessidade de se desenvolver tal dispositivo uma vez que a aplicação prática de estratégias de controle em inversores por grupos de pesquisa esbarra em dificuldades por conta de desafios como, não poder aplicar estratégias de controle em inversores comerciais, uma vez que esses tem a estratégia de controle definida e necessitar de um alto valor de tempo e dinheiro investido para desenvolvimento de um inversor. Outro ponto que também implica na importância de desenvolver este inversor é a possibilidade de verificar resultados obtidos por diversas equipes de pesquisa e desenvolvimento, uma vez que em muitos trabalhos, apresenta-se somente os resultados obtidos, sem descrever o inversor utilizado (RUAN *et al.*, 2018; CUI; ZHENXING; BOTAO, 2015). Assim, este trabalho também visa apresentar o desenvolvimento de um inversor modular com a possibilidade de adaptação para poder operar com kits de desenvolvimento de MCUs (Microcontroladores) e DSPs (*Digital Signal Processor*) aos quais diversos grupos de pesquisa estejam habituados a utilizar.

Este trabalho está organizado da seguinte forma. No Capítulo 2, são apresentadas as definições e conceitos dos componentes abordados no trabalho e também os tópicos desenvolvidos neste trabalho. No Capítulo 3, é apresentado o desenvolvimento

experimental referente ao inversor modular desenvolvido. No Capítulo 4, os resultados em uma microrrede simulada. Por fim, as conclusões do trabalho são apresentadas no Capítulo 5. Abaixo são apresentados o objetivo geral e os objetivos específicos deste trabalho.

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Estudo e aplicação de controle de corrente e tensão capaz de manter uma microrrede operando de modo estável tanto em modo ilhado como em modo conectado à rede de distribuição de energia elétrica.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analisar e apresentar estratégias de controle para microrrede;
- Implementação de técnicas de controle de corrente e tensão para inversores operarem em uma microrrede;
- Simular cenários referentes a operação da microrrede;
- Desenvolver hardware e firmware para inversor modular capaz de se comunicar com outros dispositivos;
- Testar inversor fornecendo energia elétrica em corrente alternada para uma carga resistiva.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, serão apresentadas num primeiro momento as definições e conceitos referentes aos pontos chave para o desenvolvimento deste trabalho. Sendo eles, as próprias microrredes, os inversores que a compõe, geradores distribuídos e armazenadores de energia. Posteriormente, serão apresentadas técnicas de controle que são aplicadas em microrredes e, por fim, serão apresentadas metodologias para o projeto de filtros LCL e controladores de corrente e tensão para os mesmos, de modo a possibilitar a criação de uma microrrede baseada nestes inversores.

### 2.1 DEFINIÇÕES DE CONCEITOS

Esta subseção visa apresentar as definições referentes aos componentes de uma microrrede de modo que o leitor compreenda as implicações do restante deste trabalho. Primeiramente são abordadas as microrredes. Após, serão abordados os inversores, geradores distribuídos e por fim os armazenadores de energia elétrica.

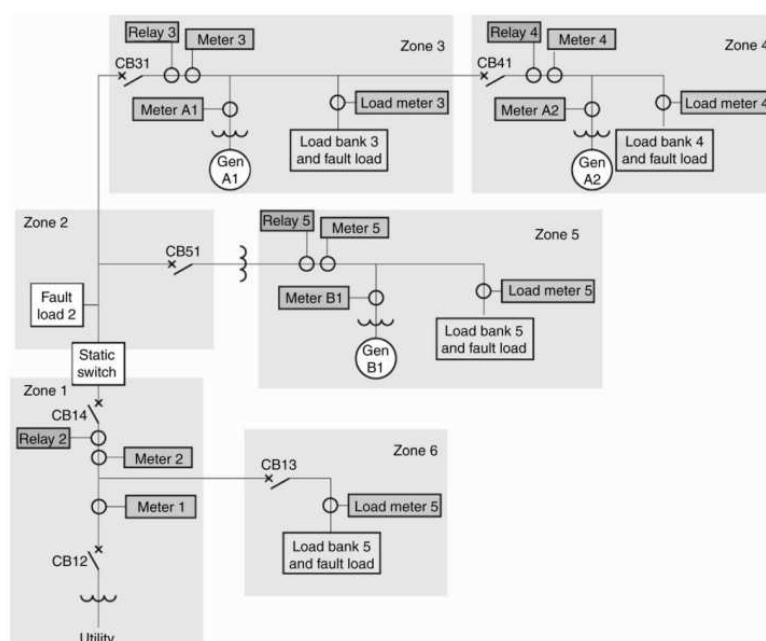
#### 2.1.1 Microrredes

Uma microrrede é uma rede de distribuição de energia elétrica onde são interconectados vários agentes, por exemplo, consumidores, geradores distribuídos, sistemas de armazenamento de energia e dispositivos de controle (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020). A microrrede pode funcionar conectada com a rede principal de distribuição de energia, ou então operar em modo ilhado, assim, operando de forma independente da rede de distribuição principal (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020). Um grande desafio para as microrredes são as incertezas tanto por parte da geração de energia, uma vez que os geradores distribuídos presentes nas microrredes em grande parte são relacionados à geração por meio de fontes renováveis de energia elétrica, isto é, energia solar fotovoltaica e eólica. Como também, por parte das cargas presentes na microrrede, uma vez que o consumo de energia elétrica em uma rede de distribuição não é comportado, desta forma, a modelagem dinâmica e o controle de estabilidade são pontos de extrema relevância para que uma microrrede possa funcionar de maneira adequada (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

As Figuras 3 e 4 apresentam modelos de microrredes propostos pelo *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions (CERTS)* e pela União Europeia (*European Union - EU*) respectivamente. Verifica-se as subdivisões das microrredes, sendo a rede principal (*Utility*) a responsável por englobar todas as microrredes e permitir o fluxo de potência entre elas. Destacam-se as proteções existentes em cada microrrede (*Circuit Breaker, CB*), estas são capazes de isolar a microrrede da rede

principal mantendo, desta forma, o fornecimento de energia ininterrupto dentro da microrrede em questão por meio da utilização dos geradores distribuídos. Assim, num local onde se tem a tecnologia de microrredes implementada, caso ocorra um acidente que inviabilize o fornecimento de energia a partir da rede principal, a própria microrrede, gerenciando a energia vinda dos geradores distribuídos e dos sistemas de armazenamento de energia, conseguiria manter o funcionamento adequado para os consumidores pertencentes àquela microrrede (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020).

Figura 3 – Modelo de microrrede proposto pelo CERTS



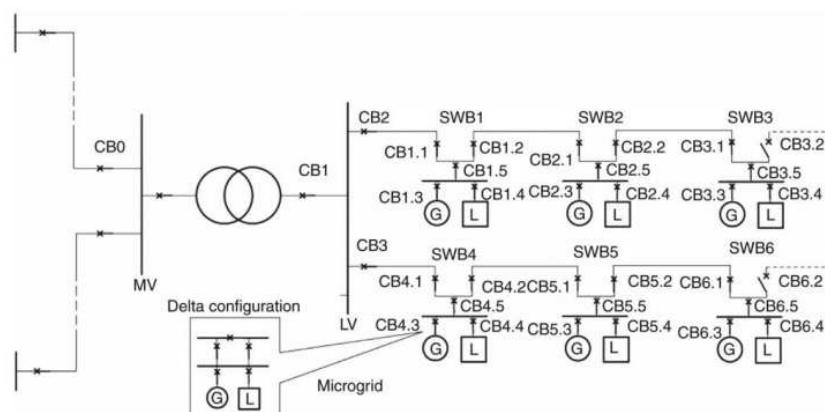
Fonte: (FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016)

Uma microrrede deve possuir a capacidade de operar tanto em modo ilhado, como também no modo conectado à rede de distribuição de energia elétrica principal. Com isso, garante-se o fornecimento ininterrupto de energia elétrica aos consumidores (FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016).

No modo ilhado de funcionamento, uma microrrede deve garantir uma rede estável com características pré-definidas para seus componentes internos (consumidores, geradores distribuídos). Nesse modo de operação, o controlador central da Microrrede (MGCC) deve operar para, além de garantir uma rede estável com tensão e frequência pré-definidas, fazer com que as fontes geradoras interajam de modo a manter a microrrede operando pelo maior tempo possível, assim, visando garantir o correto funcionamento de energia elétrica até que a rede principal de distribuição seja reestabelecida. No caso de sistemas que operam isolados da rede principal de distribuição



Figura 4 – Modelo de microrrede proposto pela união europeia (EU). (CB, Circuit Breaker; SWB, Switch Board; G, Micro Source; L, Load; MV, Medium Voltage; LV, Low Voltage)



Fonte: (FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016)

de energia, a microrrede sempre estará operando em modo ilhado. Neste caso, podem existir microrredes menores internas na própria microrrede, fazendo com que a maior microrrede seja considerada a rede principal pelas microrredes menores.

No modo de operação conectado à rede principal de distribuição de energia elétrica, a microrrede deve respeitar os valores de tensão e frequência definidos por ela, porém, caso identifique alguma anomalia, deve alterar para o modo ilhado de operação, assim, garantindo a integridade das cargas presentes nela.

Enquanto estiver no modo de operação conectado à rede principal, a microrrede irá interagir com o DNO (*Distribution Network Operator*), que controla as ações globais da rede de distribuição principal. No Brasil, o DNO é o Operador Nacional do Sistema Elétrica (ONS). Com essa interação, a microrrede pode fornecer energia ou demandar uma determinada potência dependendo das condições internas dela (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

A seguir serão apresentados as definições dos componentes presentes numa microrrede, sendo eles, os inversores, geradores distribuídos e armazenadores de energia elétrica. Com esses componentes, é possível ter uma microrrede funcional capaz de manter o fornecimento ininterrupto de energia elétrica para os consumidores.

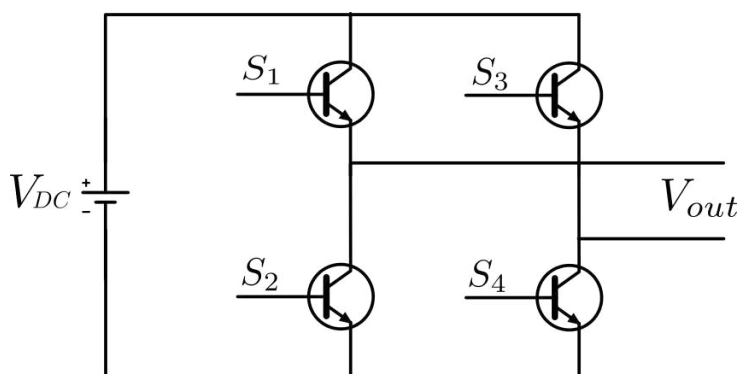
### 2.1.2 Inversores

Inversores são dispositivos eletrônicos que possuem a função de converter energia elétrica do modo de corrente contínua (DC) para corrente alternada (AC), assim sendo, pode-se chamar um inversor de um conversor DC-AC.

Existem várias topologias de inversores, cada uma contendo prós e contras, umas das topologias mais populares é a do inversor *full bridge* (RUAN *et al.*, 2019),

conforme ilustrada na Figura 5, sua popularidade se dá, dentre outros fatores, pela sua simplicidade, baixo número de componentes e pela possibilidade de controlar os transistores de forma independente. Um inversor monofásico *full bridge* é composto por dois braços de transistores onde o acionamento destes possibilita que se tenha três níveis de tensão nos terminais de saída, sendo eles  $+V_{DC}$ ,  $-V_{DC}$  e  $0V$ .

Figura 5 – Topologia inversor full-bridge

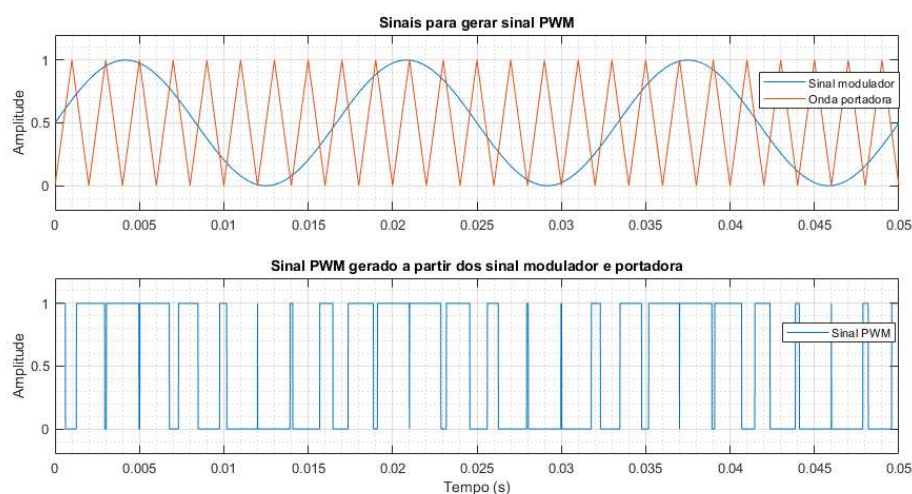


Fonte: Autor

Como a ideia é a de possibilitar que a tensão de saída do inversor seja tal que possua uma forma senoidal, assim permitindo interagir com a rede de distribuição, é necessário que a dinâmica senoidal esteja presente no sinal modulador PWM (*Pulse Width Modulation*) utilizado para realizar o acionamento dos transistores. Para isso, conforme apresentado na Figura 6, o sinal PWM que ativa os pares de transistores é advindo da resultante comparativa de um sinal modulador, no caso, um sinal senoidal com a onda portadora, neste caso, uma onda triangular (XIAO, 2021). Por utilizar um sinal senoidal como sinal modulante, o sinal resultante da comparação entre o sinal modulador e a onda portadora é chamado de SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*). É importante notar que os transistores de um mesmo braço nunca podem ser acionados simultaneamente, caso isso ocorra, um curto-circuito será formado na fonte DC, desta forma causando danos ao sistema. Para contornar essa condição, utiliza-se um “tempo morto” entre o sinal para acionar os transistores de um mesmo braço. Conforme apresentado na Figura 7, o atraso  $\Delta t_{DT}$  deve ser inserido no sinal SPWM utilizado para acionar os transistores do inversor a fim de não causar um curto circuito na fonte DC.

Portanto, para acionar os transistores de forma segura, é necessário que seja aplicado um sinal adequado de forma a acioná-los em cruz, isto é, acionando  $S_1$  e  $S_4$  num primeiro momento e, posteriormente, após o tempo morto, acionar  $S_2$  e  $S_3$ . Observando os gráficos de  $u_{GH}$  e  $u_{GL}$  na Figura 7, tem-se que estes são os sinais de acionamento de transistores de um mesmo braço de um inversor, sendo  $u_{GH}$  o sinal de acionamento do transistor superior (*high-side*) e  $u_{GL}$  referente ao acionamento

Figura 6 – Sinal PWM formado a partir do sinal modulador e da onda portadora.



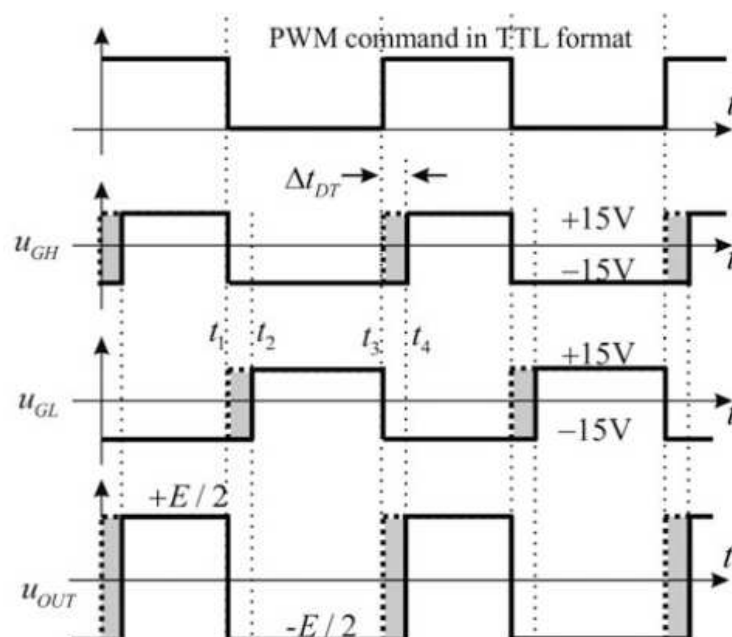
Fonte: Autor

do transistor inferior (*low-side*). Exemplificando com a topologia de inversor *full bridge* apresentada na Figura 5, o sinal  $u_{GH}$  seria o sinal aplicado nos transistores  $S_1$  e  $S_4$  enquanto que o sinal  $u_{GL}$  seria aplicado nos transistores  $S_2$  e  $S_3$ . Nota-se que o sinal  $u_{GL}$  deve ser aplicado somente no tempo  $t_2$ , e não no tempo  $t_1$ . Assim, respeitando o tempo morto e garantindo que não ocorra um curto-circuito na fonte DC.

Com o sinal SPWM sendo inserido nos pares de transistores, a tensão de saída do inversor passa a ser o sinal SPWM amplificado para  $+V_{DC}$  e  $-V_{DC}$ . Esta tensão de saída possui um alto conteúdo harmônico, desta forma, dependendo da aplicação do inversor, deve-se aplicar um filtro na saída do inversor. No caso de inversores conectados à rede de distribuição de energia elétrica, existem normas nacionais como por exemplo a NBR 16149 e NBR 16150, e internacionais como por exemplo as normas da IEC que exigem um baixo conteúdo harmônico nos dispositivos conectados à rede de distribuição. Desta forma, é necessário filtrar a corrente de saída do inversor para que atenda essas normas e não insira perturbações na rede de distribuição de energia elétrica.

Para diminuir o conteúdo harmônico da corrente de saída, muitas aplicações utilizam filtros LCL, isso se deve ao fato deles serem menores fisicamente que filtros L e possibilitarem uma atenuação maior que filtros LC, uma vez que filtros LC podem atenuar em -40dB/dec enquanto filtros LCL atenuam com -60dB/dec (RUAN *et al.*, 2018; LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

Figura 7 – Exemplo de aplicação de tempo morto em sinal PWM.



Fonte: (VUKOSAVIC, 2018)

### 2.1.3 Geradores Distribuídos

Geradores distribuídos, assim como geradores convencionais, são sistemas capazes de gerar energia elétrica por meio da conversão de outra forma de energia. São caracterizados por fazerem interface com a rede de distribuição de energia elétrica por meio de inversores e conseguem entregar uma determinada potência conforme especificações, desta forma, no caso de estar alimentando uma carga sem o auxílio da rede de distribuição, é necessário que esse limite seja respeitado para que os parâmetros de entrega de potência sejam alcançados.

Dependendo da forma primária de energia que é convertida em energia elétrica, o gerador distribuído pode apresentar algumas características como inércia, no caso de utilizar uma máquina síncrona para realizar a conversão de energia. E, no caso de utilizar inversores para realizarem a interface entre a fonte de energia primária e a rede de distribuição de energia elétrica o sistema não apresenta inércia. Essas características impactam diretamente na robustez do fornecimento de energia de acordo com os parâmetros do gerador.

Mais recentemente, fontes renováveis de energia elétrica tem ganhado grande visibilidade uma vez que sua extração tem baixo impacto ambiental e podem ser extraídas de praticamente qualquer região do mundo. Entretanto, as fontes fotovoltaicas e eólica demandam de uma estrutura de distribuição robusta, uma vez que são intermi-

tentes. Isso implica que a geração de energia elétrica por meio de fontes fotovoltaicas e eólica não é confiável de modo à permitir que uma microrrede formada exclusivamente por meio destes geradores seja capaz de manter a microrrede operando ininterruptamente.

### 2.1.3.1 Fontes de energias não renováveis

Os recursos naturais não renováveis são os que não podem ser recolocados pelo homem ou renovados pelo próprio ambiente após sua exploração (OECD, 1997), como por exemplo o petróleo, cujo derivados são utilizados em termoelétricas, bem como o carvão mineral, que possui a mesma função. Assim, as fontes de energia não renováveis são caracterizadas como as que utilizam esses recursos naturais não renováveis para gerar energia elétrica.

### 2.1.3.2 Fontes de energias renováveis

Recursos naturais renováveis são recursos naturais que, depois de sua exploração, podem voltar para seus níveis de estoque anteriores por um processo natural de crescimento ou reabastecimento (OECD, 1997). Assim, se enquadram como fontes de energia renovável, a energia solar fotovoltaica, o ar para a geração eólica, a água para as hidrelétricas e os vegetais para a utilização em termoelétricas que utilizam biomassa como fonte de energia (BARBOSA, s.d.). Observando a Figura 2, nota-se que, atualmente, o crescimento do uso das fontes renováveis vem sendo impulsionado pelo uso da geração eólica e fotovoltaica.

A geração de energia elétrica por meio da conversão de energia eólica se baseia na extração da energia do vento, geralmente utilizando-se torres com turbinas eólicas. A energia eólica é considerada uma das tecnologias mais promissoras para a produção de eletricidade e os custos, com bons regimes de vento, são comparáveis às alternativas fósseis, principalmente quando o benefício ambiental é considerado. O fluxo de ar pode operar turbinas eólicas para gerar eletricidade, a potência nominal das turbinas eólicas atuais varia de 0,5 a 10 MW. A potência de saída de uma turbina eólica depende da velocidade do vento e, assim, à medida que a velocidade do vento aumenta, a potência aumenta. A localização da instalação de turbinas eólicas é geralmente escolhida em áreas com ventos fortes e constantes, como locais *offshore* ou de alta altitude. A aplicação da utilização de turbinas eólicas *offshore* mostra que a velocidade média do vento é cerca de 90% maior que a *onshore*, podendo contribuir de forma mais significativa para o fornecimento de energia futura (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

A energia solar fotovoltaica tem, como princípio, a utilização do efeito fotoelétrico descoberto por Albert Einstein (EINSTEIN, 1917). Ela é caracterizada pela conversão direta da energia contida na radiação solar em energia elétrica (COELHO;

SCHMITZ; MARTINS, 2022). Essa conversão se dá pela utilização de células fotovoltaicas, essas são conectadas em série de modo a elevar a tensão em seus terminais. Assim, esse conjunto de células fotovoltaicas é denominado módulo fotovoltaico, que por sua vez, podem ser conectados em série e/ou paralelo de acordo com a necessidade (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

A energia elétrica gerada nas células fotovoltaicas é em corrente contínua (CC) e geralmente é necessário um conversor intermediário CC-CC do tipo *boost* para criar um estágio intermediário onde se aplica um algoritmo de MPPT (*maximum power point tracker*), assim, buscando extrair o máximo de potência dos módulos fotovoltaicos. Após o conversor *boost*, é necessário um inversor para realizar a injeção da corrente gerada na rede de distribuição de energia elétrica.

#### 2.1.4 Armazenadores de energia

Armazenadores de energia são dispositivos capazes de reter energia para uso posterior, geralmente nas microrredes, busca-se armazenar energia para posteriormente convertê-la em energia elétrica.

No caso de baterias, a energia é armazenada em energia química e quando requisitada, é convertida em energia elétrica. Possui a praticidade de ter uma alta densidade energética, desta forma, ocupando pouco espaço é possível armazenar uma grande quantidade de energia. Um ponto negativo com relação às baterias é que essas possuem uma vida útil, ou seja, após uma quantidade de ciclos de carga, as baterias perdem parte de sua capacidade de armazenamento.

Existem diversos tipos de baterias, cada qual, por conta de sua composição, apresentam características próprias, como densidade de carga, variação da vida útil, temperatura de operação entre outros.

##### 2.1.4.1 Baterias de Chumbo-ácido

As Baterias de chumbo-ácido possuem uma tecnologia madura, confiável, segura e de baixo custo. Caso não sejam submetidas a temperaturas acima de 40°C e não sofram descargas profundas e repentinas, podem alcançar uma vida útil de cinco a dez anos. Entretanto, possuem como ponto negativo, o rendimento típico como sendo inferior à 80%, baixa densidade de carga, dessa forma sendo mais volumosas que outros tipos de bateria (BRESSANINI, Gabriel Lucas; BUSARELLO, Tiago Davi Curi; PÉRES, 2017; COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

##### 2.1.4.2 Baterias de Níquel-Cádmio

No caso da aplicação exigir que as baterias operem em temperaturas extremas, isto é, superior à 40°C ou inferior à 10°C, as baterias de níquel-cádmio oferecem uma boa

aplicabilidade, uma vez que apresentam baixa sensibilidade térmica. Apresentam uma vida útil superior às de chumbo-ácido e maior capacidade de descarga total. Entretanto, um ponto negativo das baterias de níquel-cádmio é a existência do efeito memória, além de utilizar o cádmio, um material tóxico que demanda reciclagem apropriada (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

#### 2.1.4.3 Baterias de Polímero de Lítio

Já as baterias de polímero de lítio estão ganhando popularidade por apresentar elevado rendimento, sendo superior a 95%, ter volume reduzido e uma elevada vida útil, sendo superior aos 15 anos. Entretanto, apresentam como pontos negativos, o alto valor e a sensibilidade a temperaturas superiores a  $45^{\circ}\text{C}$  e inferiores a  $5^{\circ}\text{C}$ , podendo deixar de operar caso ultrapassem esses valores (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2022).

## 2.2 CONTROLE DE MICRORREDES

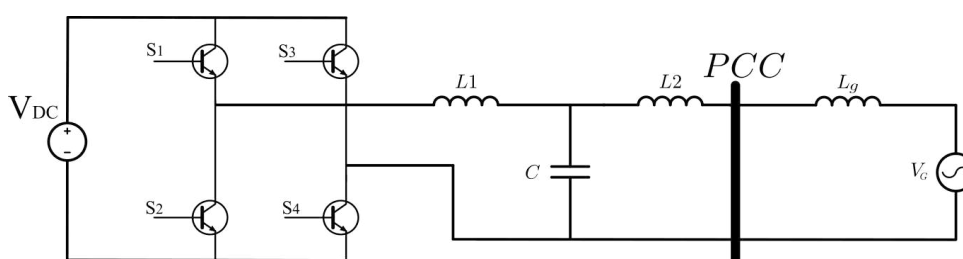
Técnicas de controle são ferramentas chaves para o desenvolvimento dos sistemas referentes às microrredes. Atualmente os maiores desafios para o controle e proteção em microrredes são a baixa inércia uma vez que a geração de energia elétrica se dá por meio de inversores e não mais por meio de máquinas síncronas, intermitência quanto à geração de energia elétrica por meio das fontes renováveis uma vez que por sua característica intermitente, não se tem uma geração de energia elétrica constante. Outros desafios estão relacionados à obtenção de modelos dinâmico, estabilidade de funcionamento e fluxo bidirecional de potência. Já as funcionalidades mais desejadas de um controle de microrrede são o controle de tensão e corrente de saída de geradores distribuídos, balanceamento da demanda, e controle da transição entre os modos de operação da microrrede (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

A conexão de geradores distribuídos com a rede de distribuição de energia elétrica é realizada conforme mostrado na Figura 8. Tem-se que, a partir do chaveamento dos transistores do inversor, a fonte de energia DC é convertida em AC. Por conta do alto conteúdo harmônico do chaveamento, é necessário realizar a filtragem deste sinal, assim, a aplicação de um filtro é necessária. Na Figura 8, observa-se um filtro LCL que é responsável por realizar esta filtragem. A partir da realimentação das variáveis de interesse do sistema é possível construir uma estratégia de controle e sincronia com a rede de distribuição, desta forma, garantindo a injeção de uma energia de qualidade, isto é, com baixo conteúdo harmônico e capaz de seguir a referência vinda do controlador central da microrrede (do inglês, *Microgrid Control Center*, MGCC).

Para se atingir o funcionamento ótimo da microrrede, deve-se aplicar um controle hierárquico (TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020). Desta forma, os controladores po-

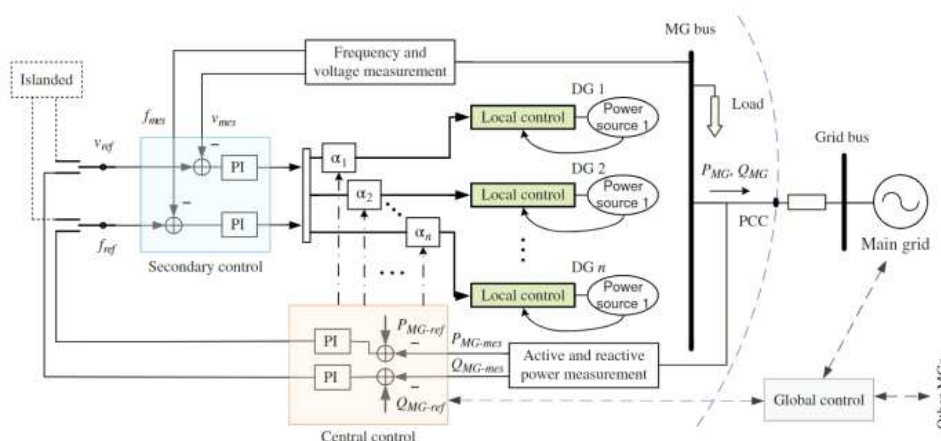
dem ser divididos em quatro níveis, sendo eles: controle local, controle secundário, controle central/emergência e controle global (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017),(TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020), conforme mostrado na Figura 9. Nota-se que o controle local refere-se ao controle de tensão e corrente dos inversores, o controle secundário tem como objetivo garantir a sincronia de frequência e tensão, o controle central refere-se ao controlador central da microrrede (MGCC), este controle tem por objetivo garantir a estabilidade da microrrede e atingir o ponto ótimo de operação. Por fim, o controlador global refere-se ao controle aplicado na rede principal de distribuição de energia elétrica, desta forma buscando o ponto ótimo de operação global (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

Figura 8 – Inversor conectado à rede de distribuição de energia elétrica.



Fonte: Autor

Figura 9 – Controle local, secundário, central e global



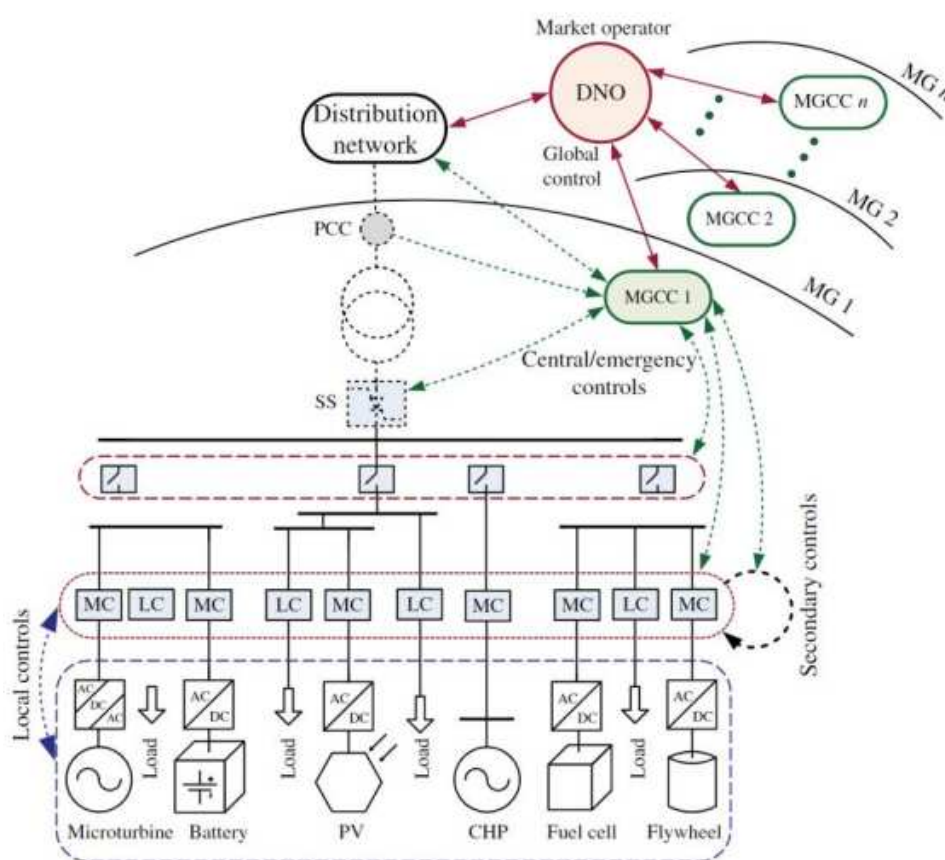
Fonte: (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017)

A Figura 10 apresenta um segundo exemplo de microrrede com as estratégias de controle sendo aplicadas conforme a hierarquia apresentada anteriormente. Destaca-se nesta figura a presença do elemento DNO (*Distribution Network Operator*), este tem a responsabilidade de gerenciar a operação das áreas de média tensão e



baixa tensão onde exista mais de uma microrrede, com isso, o ponto ótimo de operação do sistema global pode ser obtido (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017). Observa-se que na Figura 10 a versatilidade de dispositivos que podem ser integrados com a utilização das microrredes, desde fontes renováveis de geração de energia (RES, *Renewable Energy Sources*) até geradores a diesel podem integrar a mesma microrrede estabelecendo uma rede de distribuição confiável, ou seja, capaz de suprir energia elétrica de forma ininterrupta e com qualidade para os consumidores.

Figura 10 – Esquema de controle para microrredes



Fonte: (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017)

Um grande desafio no cenário das microrredes está relacionado com o controle da estabilidade, sendo este um fator chave para possibilitar o desenvolvimento desta tecnologia. Ao contrário de uma rede de distribuição convencional, as microrredes, por terem sua alimentação realizada por meio de inversores, apresentam uma baixa inércia, assim, é necessário garantir a estabilidade da microrrede por meio de estratégias de controle, uma vez que a instabilidade da microrrede pode acarretar na interrupção do fornecimento de energia bem como causar prejuízo material por conta de danos a equipamentos. Técnicas de controle que utilizam *droop control* tem a vantagem de se ter uma alta escalabilidade por não precisar haver uma rede de comunicação,

porém, apresentam problemas de otimização da rede e distribuição de esforço entre os inversores. Técnicas que utilizam redes de comunicação para efetuar o controle das microrredes, garantindo assim um modo estável de operação, tem a capacidade de garantir o ponto ótimo de operação e integrar ao sistema variáveis externas, como preço da energia elétrica. Porém, implicam na necessidade de ter uma rede confiável de comunicação, implicando num aumento do custo para implementação (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017; TABATABAEI; KABALCI; BIZON, 2020).

### **2.2.1 Estratégia de controle sem rede de comunicação (*Droop Control*)**

No caso de não haver uma rede de comunicação auxiliando o controle de uma microrrede, cada inversor deve ter uma estratégia de controle *droop* implementada para assim manterem a rede de distribuição funcionando. A técnica de controle *droop* se baseia na detecção de variações em parâmetros mensurados como a tensão e frequência da rede. Uma vez detectada uma variação, as referências de controle para este inversor serão alteradas para tentar forçar a rede à atender os valores pré-definidos.

Sem a utilização de uma rede de comunicação, algumas funcionalidades não são alcançadas pela microrrede, como distribuição de esforço pelos inversores, otimização de fluxo de potência, controles de segurança, controle central para se ter uma otimização global do fluxo de potência da rede, entre outros (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017; FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016).

### **2.2.2 Estratégia de controle com rede de comunicação**

Com uma rede de comunicação dando suporte aos controladores é possível implementar novas funcionalidades para a microrrede como, por exemplo, equilibrar os esforços realizados pelos geradores distribuídos (DG) da microrrede, otimizar o fluxo de potência. Monitorar possíveis falhas na rede de distribuição, poder implementar rotinas de segurança na microrrede, como nos casos onde é necessário desligar a rede de distribuição para manutenção entre outros (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017; FUSHENG; RUIHENG; LENGQUAN, 2016).

## **2.3 CONTROLE HIERÁRQUICO**

Técnicas de controle hierárquico aplicadas ao controle de microrredes vem ganhando grande espaço. Essa estrutura de controle se baseia em dividir o controle da microrrede em níveis, assim, podendo otimizar cada camada e atingir um ponto ótimo de operação desta (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

### 2.3.1 Controle de nível 1

Na primeira camada de controle busca-se realizar o controle das dinâmicas rápidas do sistema, isto é, realizar o controle propriamente dito dos inversores de modo a atingir a estabilidade de operação, suportando alterações de referência de corrente e tensão.

Ainda nesse nível, quando a microrrede estiver operando em modo ilhado, um inversor deve controlar a tensão e frequência implementando uma malha de controle de tensão local, este inversor será o inversor mestre (*master*) da microrrede. Os demais inversores, chamados de escravos (*slaves*), devem manter a malha de corrente e continuar operando normalmente.

De modo a atingir os níveis de rastreamento de frequência optou-se pela utilização do algoritmo *phase-locked-loop* (PLL) monofásico. Neste trabalho utilizou-se a técnica baseada em álgebra vetorial e ortogonalidade entre funções temporais (MARA-FÃO *et al.*, 2005). A simulação no *software* simulador PSim deste PLL pode ser obtida em: (BUSARELLO, Tiago D. C., 2018).

Os níveis de amplitude da tensão devem ser identificados pelo controlador central da microrrede (MGCC) quando este estiver observando a rede de distribuição principal, desta forma, a referência de amplitude de tensão deve ser configurada no inversor mestre da microrrede de modo que esse implemente o controle de tensão de modo a proporcionar uma rede estável aos demais componentes presentes na microrrede quando esta estiver operando em modo ilhado.

### 2.3.2 Controle de nível 2

Na segunda camada de controle, busca-se atingir os valores de tensão e frequência pré-definidos para a microrrede, de modo que o inversor consiga interagir com a rede de distribuição. Os controles secundários visam melhorar a qualidade de energia elétrica dentro das microrredes, removendo os erros em regime permanente (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

Algumas estratégias aplicadas em controladores de nível 2 para garantir a operação em paralelo dos geradores distribuídos são via mestre/escravo, compartilhamento de corrente/potência e técnicas de *droop control* de frequência/tensão (BREVANI, H.; WATANABE; MITANI, 2012).

### 2.3.3 Controle de nível 3

No terceiro nível de controle se encontra o MGCC. Este, é responsável por identificar e decidir quando entrar em modo ilhado, informar o inversor mestre da microrrede quando realizar a troca de controle para implementar um controle de tensão e sustentar os valores de tensão e frequência que será utilizado pelos demais inversores

presentes na microrrede como referência. Outra função muito importante do MGCC é a de identificar quando a rede principal é restabelecida e iniciar a transição do modo ilhado para o modo conectado à rede (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

No caso de se buscar por uma otimização do fluxo de potência, controladores MPC podem ser implementados para que um ponto ótimo de operação seja atingido pela microrrede (XUE *et al.*, 2016; ZHANG; XU, Q., 2023; LI *et al.*, 2023).

#### 2.3.4 Controle de nível 4

No último nível de controle, se aplicam questões mais globais do funcionamento das microrredes, como otimizações visando o fator monetário, e interações do MGCC com o DNO (*Distribution Network Operator*) (BREVANI; FRANCOIS; ISE, 2017).

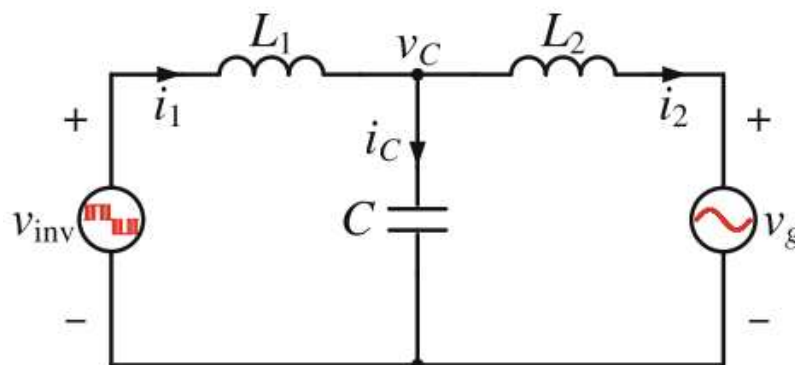
### 2.4 PROJETO DE INVERSORES E SEUS CONTROLADORES

#### 2.4.1 Filtros LCL

Filtros LCL são compostos por dois indutores e um capacitor, conforme apresentado na Figura 11. Como possuem três componentes armazenadores de energia, o modelo por função de transferência deste sistema, para entrada de tensão e saída de corrente, é dado por:

$$G = \frac{i_2}{v_{inv}} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)} \quad (1)$$

Figura 11 – Filtro LCL. Sendo  $v_{inv}$  a tensão de saída do inversor e  $v_g$  a tensão da rede de distribuição de energia elétrica.



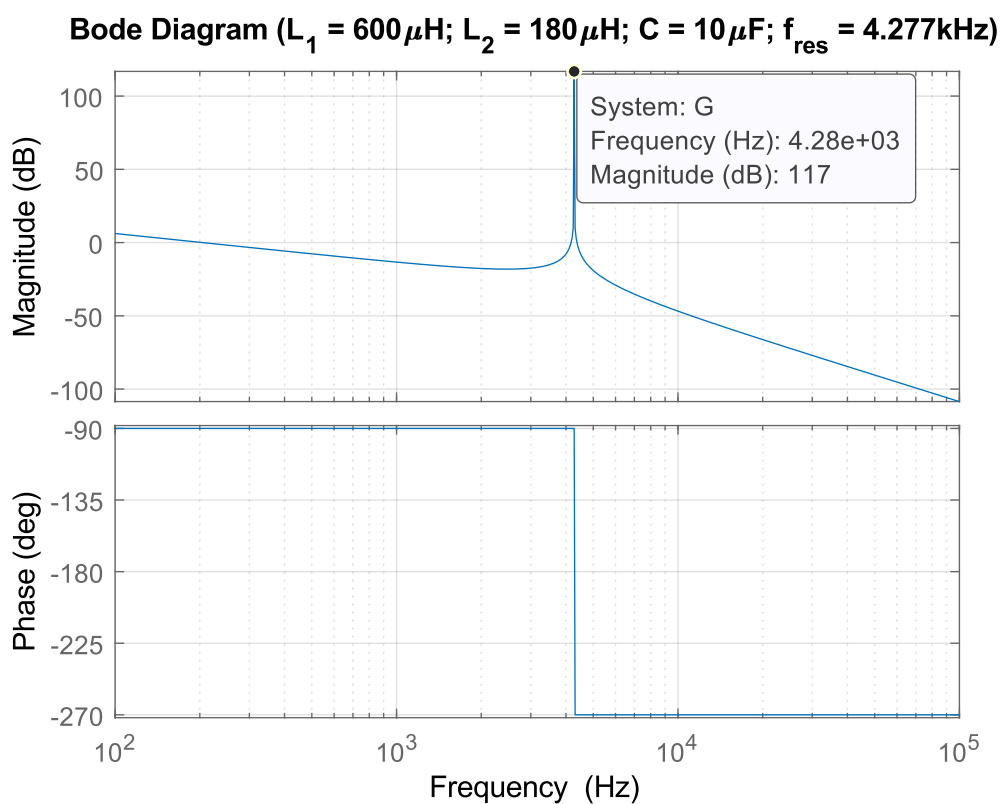
Fonte: (RUAN *et al.*, 2018)

Reescrevendo (1) colocando o termo referente à frequência de ressonância do filtro  $\omega_r$  em evidência, chega-se em (2). Nota-se que no denominador de (2) existe o termo  $(s^2 + \omega_r^2)$ , ou seja, um termo ressonante na frequência  $\omega_r$ . Observando o

diagrama de bode de um filtro LCL na Figura 12, o termo ressonante é responsável pelo pico de magnitude na frequência  $\omega_r$ . Essa característica dos filtros LCL necessita ser tratada de modo a atenuar o pico de ressonância, pois este pode ocasionar na instabilidade do sistema.

$$G = \frac{1}{(L_1 L_2 C s)(s^2 + \omega_r^2)}; \omega_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (2)$$

Figura 12 – Diagrama de Bode de filtro LCL

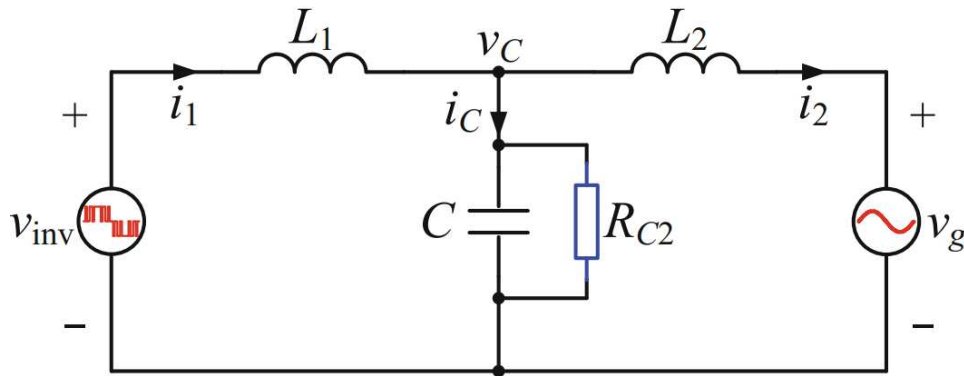


Fonte: Autor

Existem diversas formas de atenuar a ressonância de filtros LCL, estas podem ser enquadradas em dois grupos, sendo eles, as formas passivas de realizar a atenuação, por meio da inserção de elementos passivos na topologia do filtro LCL. E a segunda, sendo a forma ativa, que se baseia na realimentação de variáveis de estado do filtro para realizar esta atenuação. Conforme análise feita em (RUAN *et al.*, 2018), a inserção de um resistor em paralelo com o capacitor do filtro LCL (Figura 13) é a forma que não interfere na atenuação do filtro, ou seja, não afeta as dinâmicas do filtro LCL de baixa e nem altas frequências, porém, realiza o amortecimento do pico de ressonância, conforme verifica-se na Figura 14 e pela função de transferência resultante (3).

Nota-se que em (3) aparece o termo multiplicando  $s^2$ , este termo é o responsável pela atenuação do pico de ressonância.

Figura 13 – Atenuação do pico de ressonância do filtro LCL por meio da inserção de resistor em paralelo ao capacitor



Fonte: (RUAN *et al.*, 2018)

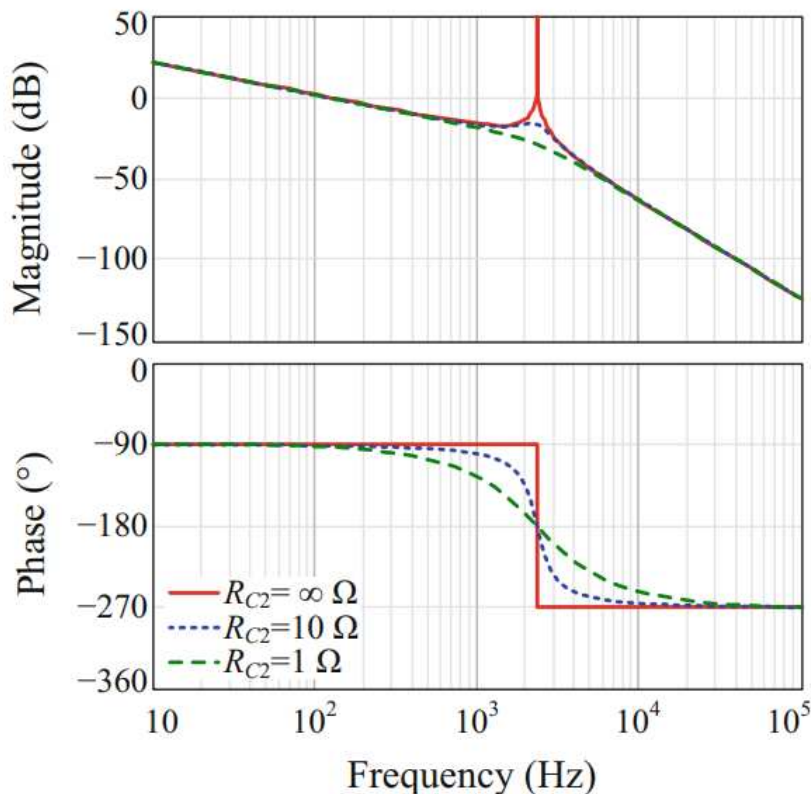
$$G_{LCL\text{amortecido}} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 \frac{L_1 L_2}{R_{cap}} + s(L_1 + L_2)} \quad (3)$$

A inserção deste resistor em paralelo ao capacitor impacta na eficiência do filtro, uma vez que a tensão sobre o capacitor e, por consequência, a tensão sobre o resistor é aproximadamente a tensão da rede de distribuição, já que a queda de tensão causada pelo indutor  $L_2$  é muito pequena. Assim, uma solução ativa se mostra de grande importância para possibilitar o correto amortecimento do pico de ressonância sem afetar a dinâmica do filtro e garantir uma boa eficiência para o filtro. Observando o modelo com a inserção do resistor em paralelo ao capacitor na Figura 15 é possível obter a mesma planta por meio da realimentação da corrente do capacitor criando assim um resistor virtual, conforme apresentada na Figura 16. Com isso tem-se que a função de transferência resultante é a mesma apresentada em (3), porém, sem consumir potência, garantindo assim uma melhor eficiência para o filtro.

#### 2.4.1.1 Projeto de Filtro LCL

Existem diversas metodologias para realizar o projeto de um filtro LCL, neste trabalho, optou-se pela utilização da metodologia apresentada em (RUAN *et al.*, 2018). Assim, o primeiro passo para realizar o projeto de um filtro LCL é definir os valores dos parâmetros aos quais o filtro será aplicado, como frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , tensão de entrada DC  $V_{in}$ , potência a qual o filtro será submetido  $P_o$ , coeficiente de ripple para o indutor  $L_1$   $\lambda_{L_1}$ , normalmente este valor é configurado na faixa entre 20 e 30%. Outro parâmetro que deve ser configurado pelo projetista é a taxa de potência

Figura 14 – Diagrama de bode do filtro LCL utilizando um resistor em paralelo ao capacitor para realizar a atenuação do pico de ressonância. O valor  $R_{C2}$  se refere ao valor do resistor inserido em paralelo ao capacitor do filtro LCL.

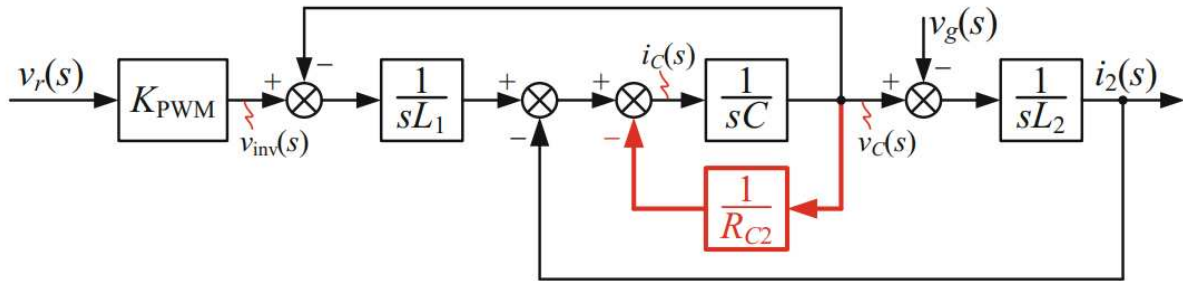


Fonte: (RUAN *et al.*, 2018)

reativa introduzida pelo capacitor do filtro,  $\lambda_C$ , normalmente esse valor é configurado como 5% e, por fim, a proporção dos valores RMS da frequência fundamental da tensão sobre o indutor  $L_1$ ,  $\lambda_{VL_1}$ , esse valor também é usualmente configurado como 5%. Além desses valores que são definidos pelo projetista, é necessário utilizar os valores referentes à rede de distribuição ao qual o filtro estará atuando, como a tensão da rede  $V_G$  e frequência da rede  $f_G$ .

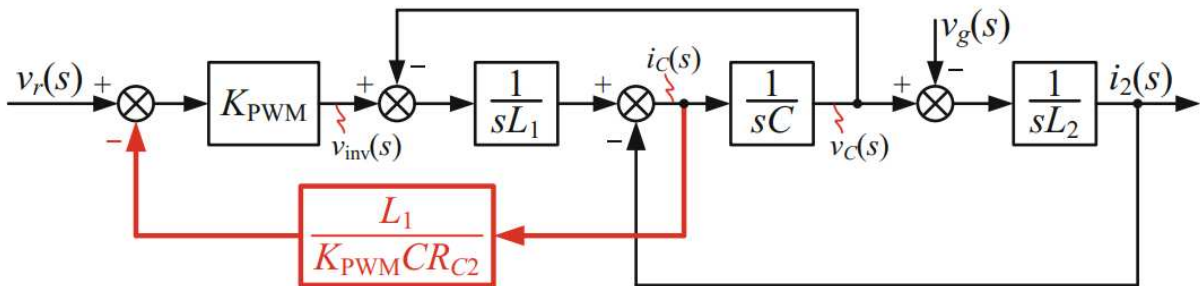
Com esses valores definidos, é possível calcular os valores de indutância mínima  $L_{1_{min}}$  e indutância máxima  $L_{1_{max}}$  para o indutor  $L_1$  por meio de (4) e (5), respectivamente. Onde  $T_{sw}$  é o período de chaveamento utilizado,  $I_1$  é a corrente que irá passar pelo indutor  $L_1$  e  $\omega_o$  a frequência da rede na qual o filtro irá operar, nesse caso,  $60\text{Hz} \rightarrow 277 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ . Tendo essa faixa de valores calculada, é possível selecionar o indutor  $L_1$ , garantindo assim que as características do filtro sejam obtidas. O valor do capacitor  $C$  pode ser calculado de acordo com (6), vale ressaltar que este é o valor mínimo para o capacitor, deste modo, o projetista deve realizar o ajuste necessário para obter o valor do capacitor do filtro LCL de modo a facilitar a aplicação do filtro, ou

Figura 15 – Diagrama de blocos do filtro LCL junto com um resistor em paralelo ao capacitor.



Fonte: (RUAN *et al.*, 2018)

Figura 16 – Diagrama de blocos do filtro LCL com a realimentação da corrente do capacitor para criar um resistor virtual em paralelo ao capacitor.



Fonte: (RUAN *et al.*, 2018)

seja, escolher valores comerciais de capacitância.

$$L_{1_{min}} = V_{in} \frac{T_{sw}}{(8\lambda_{L_1} I_1)} \quad (4)$$

$$L_{1_{max}} = \frac{\lambda_{V_{L_1}} V_G}{\omega_o I_1} \quad (5)$$

$$C = \lambda_C \frac{P_o}{(\omega_o V_G^2)} \quad (6)$$

Tendo calculados os valores para o indutor  $L_1$  e para o capacitor  $C$  do filtro LCL, o próximo passo é calcular o valor da indutância referente ao indutor  $L_2$ . Este indutor é o que fica do lado da rede de distribuição. Na metodologia apresentada por (RUAN *et al.*, 2018), este indutor será projetado conforme os padrões de restrições harmônicas do IEEE, sendo elas IEEE Std. 929-2000 e IEEE Std. 1547-2003. Nesses padrões é permitida uma THD (*Total Harmonic Distortion*) máxima de 5% para corrente



injetada na rede de distribuição. Para saber o valor do indutor  $L_2$  é necessário calcular a frequência harmônica de ordem  $h$  das harmônicas dominantes. Esta frequência angular harmônica  $\omega_h$ , pode ser calculada através de (7). Conforme análise feita em (RUAN *et al.*, 2018), as harmônicas dominantes na tensão de saída do inversor estão concentradas no entorno do dobro da frequência da portadora ( $f_{sw}$ ).

$$\omega_h = 2(2\pi f_{sw}) \quad (7)$$

Tendo o valor de  $\omega_h$  definido, é possível obter o valor mínimo do indutor  $L_2$  por meio de (8). Onde o valor da proporção harmônica é usualmente definido como  $\lambda_h = 0,2\%$ , a corrente  $I_2$  do indutor  $L_2$ , podendo ser obtida por meio de  $I_2 = \sqrt{I_1^2 - I_C^2}$ , sendo  $I_C = C\omega_o$ . E  $V_{inv}$  sendo a tensão de saída do inversor.

$$L_{2_{min}} = \left( \frac{1}{L_1 C \omega_h^2 - 1} \right) \left( L_1 + \frac{|V_{inv}|}{\omega_h \lambda_h I_2} \right) \quad (8)$$

#### 2.4.2 Controle de corrente

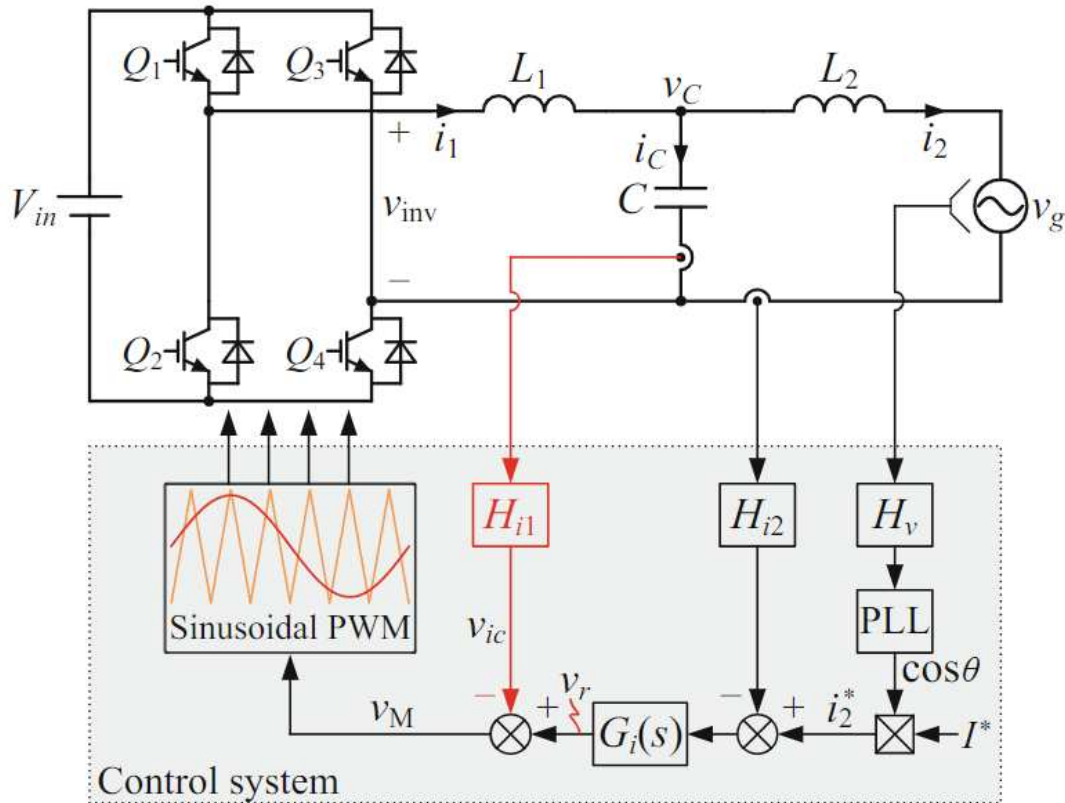
Enquanto conectados à rede de distribuição de energia elétrica, todos os inversores que compõem a microrrede devem executar um controle de corrente para que ocorra a correta injeção/drenagem de potência da mesma, ou seja, devem operar normalmente como um inversor conectado à rede de distribuição.

Um ponto à ser destacado é que a interação com o MGCC deve ocorrer independente do modo de operação que a microrrede estiver executando. O MGCC é responsável pela informação de teto máximo de injeção/drenagem de potência, desta forma, ajudando na estabilidade do funcionamento da microrrede e, em casos de segurança, garantir que os inversores sejam devidamente desativados.

Optou-se pela utilização da estratégia de controle baseada na atenuação ativa do pico de ressonância do filtro LCL por meio da realimentação da corrente do capacitor e utilizando um controlador Proporcional Ressonante (PR) para atingir erro nulo em referência senoidal. Na Figura 17, é apresentada a estratégia de controle utilizada, nota-se que, destacado em vermelho está a realimentação da corrente do capacitor para realizar o amortecimento ativo do pico de ressonância do filtro LCL. Importante notar que o controlador utilizado nesse diagrama é representado por  $G_i$ , desta forma, a realimentação da corrente do capacitor é feita após o controlador ter gerado o sinal de controle.

A atenuação da ressonância do filtro LCL é importante pois, conforme visto anteriormente na Seção 2.4.1, caso não tratado, a ressonância pode causar a instabilidade do sistema. A forma ativa de realizar o amortecimento da ressonância do filtro LCL se deu por conta da intenção de não distorcer as dinâmicas do filtro em baixas ou em altas frequências e manter uma boa eficiência para o mesmo.

Figura 17 – Estratégia de controle de corrente aplicada nos inversores. Nota-se em vermelho a realimentação da corrente do capacitor de modo à atenuar o pico de ressonância do filtro LCL.



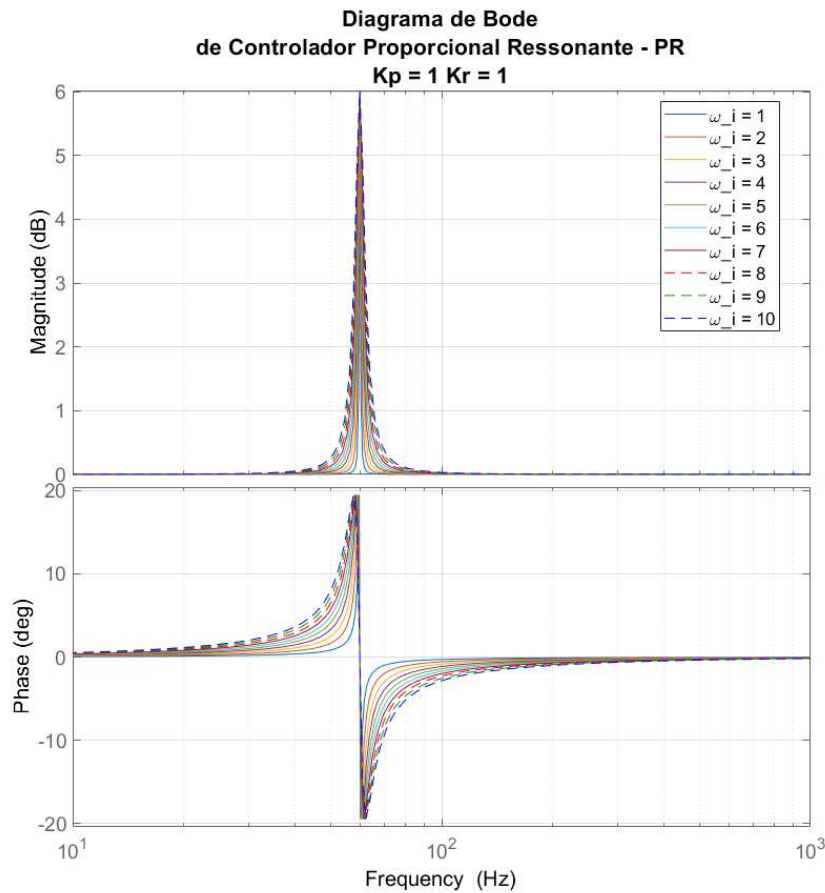
Fonte: (RUAN *et al.*, 2018)

O controlador proporcional ressonante (PR) é a estratégia que, além do termo proporcional, utiliza um termo ressonante para aplicar um ganho na frequência fundamental deste. Assim, garantindo uma redução no erro em regime permanente. A função de transferência do controlador PR é:

$$G_{PR} = K_p + \frac{2K_r\omega_j s}{s^2 + 2\omega_j s + \omega_0^2} \quad (9)$$

O ganho proporcional é definido por  $K_p$  e o ganho ressonante é definido por  $K_r$ . Já a frequência fundamental é definida por  $\omega_0 = 2\pi f_0$  e  $\omega_j$  define a largura de banda do termo ressonante em relação à frequência de corte em  $-3dB$ . Desta forma, o ganho ressonante é aplicado como  $\frac{K_r}{\sqrt{2}}$  em  $\omega_0 \pm \omega_j$ . Na Figura 18 são apresentados diagramas de bode de controladores proporcionais ressonantes cuja largura de banda  $\omega_j$  difere entre eles. Nota-se que quanto maior o valor de  $\omega_j$ , maior será a região de frequências que um ganho será aplicado, desta forma, deve-se escolher o valor de  $\omega_j$  considerando qual a variação de frequência desejada para ser utilizada.

Figura 18 – Diagrama de Bode do controlador proporcional ressonante variando o valor  $\omega_i$ .



Fonte: Autor

Para aplicações conectadas à rede de distribuição de energia elétrica, tem-se que a variação máxima de frequência de operação da rede pode variar entre  $\pm 0,5\text{Hz}$  (RUAN *et al.*, 2018) com relação ao seu valor nominal, com isso, pode-se calcular o valor de  $\omega_i$  que satisfaça essa condição. Para isso, considerando  $\Delta f = 0.5\text{Hz} \rightarrow \omega_i = 2\pi\Delta f = \pi \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ . Assim, para este trabalho, o valor de  $\omega_i = \pi$  será considerado.

Os ganhos proporcional  $K_p$  e ressonante  $K_r$  são calculados conforme metodologia descrita por (RUAN *et al.*, 2018). Desta forma,  $K_p$  é calculado conforme (10). Onde  $f_c$  é a frequência de corte,  $H_{L_2}$  é o ganho do sensor de realimentação da corrente do indutor  $L_2$  e  $K_{PWM}$  é o ganho da tensão de referência de modulação  $v_m$  e a tensão de saída do inversor  $V_{inv}$ , sendo assim,  $K_{PWM} = \frac{V_{in}}{V_{tri}}$ , onde  $V_{in}$  é a tensão de entrada DC do inversor e  $V_{tri}$  é a tensão da onda triangular utilizada para gerar o sinal SPWM.

$$K_p = \frac{2\pi f_c (L_1 + L_2)}{H_{L_2} K_{PWM}} \quad (10)$$

O projetista deve definir o ganho desejado na frequência fundamental  $f_o$ , que é chamado de  $T_{f_o}$  e possui sua unidade em  $dB$ . Este valor impacta no funcionamento do sistema em regime permanente. Além do  $T_{f_o}$ , devem ser definidos a margem de fase  $PM$  e a margem de ganho  $GM$ .

Para definir a frequência de corte  $f_c$  é necessário respeitar a região delimitada por (11), (12) e (13). Na Figura 19 exemplifica-se como é realizada a definição de  $f_c$  e do ganho de realimentação do sensor de corrente utilizado para realimentar a corrente do capacitor ( $H_{i1}$ ). Nota-se que a região hachurada é delimitada por (11), (12) e (13), o eixo das abscissas é referente ao valor de  $f_c$  enquanto que o das ordenadas é referente ao valor do ganho do sensor de realimentação da corrente do capacitor. Desta forma, com a escolha de  $f_c$ , uma faixa de valores possíveis para  $H_c$  é encontrada possibilitando assim que o projetista defina este valor e o aplique na realimentação da corrente do capacitor do filtro LCL ( $H_{i1}$ ).

$$H_{i1\_GM} = 10^{\frac{GM}{20}} \cdot \frac{2\pi f_c L_1}{K_{PWM}} \quad (11)$$

$$H_{i1\_PWM} = \frac{4f_{sw}L_1 V_{tri}}{V_{in}} = \frac{4f_{sw}L_1}{K_{PWM}} \quad (12)$$

$$H'_{i1\_Tf_o\_PM} = \frac{2\pi_1(f_r^2 - f_c^2)}{K_{PWM}f_c} \cdot \frac{\pi f_c^2 - (10^{\frac{T_{f_o}}{20}} f_o - f_c)\omega_j \tan(PM)}{(10^{\frac{T_{f_o}}{20}} f_o - f_c)\omega_j + \pi f_c^2 \tan(PM)} \quad (13)$$

É importante ressaltar que o valor de  $f_c$  deve ser o maior possível para melhorar a dinâmica do sistema e os ganhos em baixa frequências, porém, o projetista deve se atentar para o fato que o ruído de chaveamento em alta frequência deve ser atenuado, desta forma, é usualmente utilizado  $f_c$  na faixa entre 10% e 30% do valor da frequência de chaveamento utilizada  $f_{sw}$ .

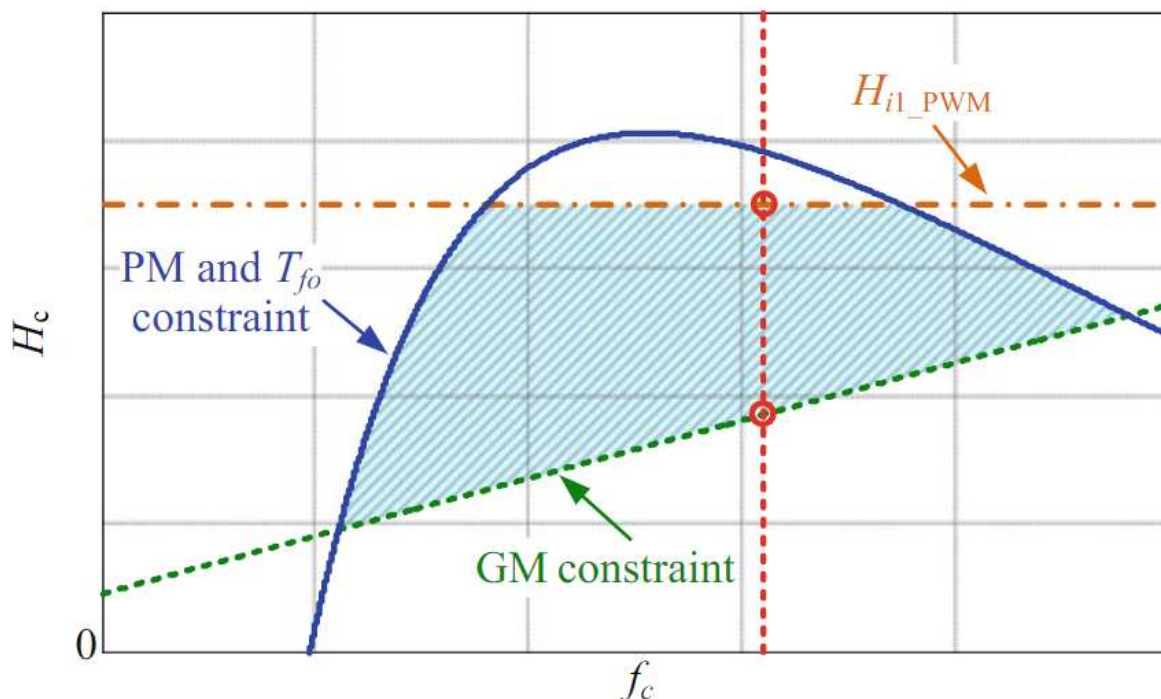
Já para definir o ganho ressonante  $K_r$ , deve-se respeitar as margens definidas por (14) e (15). Com isso, obtém-se os ganhos proporcional e ressonante do controlador PR, permitindo assim a sua aplicação no sistema.

$$K_{r\_Tf_o} = (10^{\frac{T_{f_o}}{20}} f_o - f_c) \frac{2\pi(L_1 + L_2)}{H_{i2}K_{PWM}} \quad (14)$$

$$K_{r\_PM} = \frac{\pi f_c K_p}{\omega_j} \cdot \frac{2\pi L_1(f_r^2 - f_c^2) - H_c K_{PWM} f_c \tan(PM)}{H_c K_{PWM} f_c + 2\pi L_1(f_r^2 - f_c^2) \tan(PM)} \quad (15)$$

$$G_i = G_{PR} = K_p + \frac{2K_r \omega_j s}{s^2 + 2\omega_j s + \omega_o^2} \quad (16)$$

Figura 19 – Região delimitada por  $H_{i1\_GM}$ ,  $H_{i1\_PWM}$  e  $H'_{i1\_Tfo\_PM}$  para definir a  $f_c$  e o  $H_c$ .



Fonte: [(RUAN et al., 2018)]

### 2.4.3 Controle de tensão

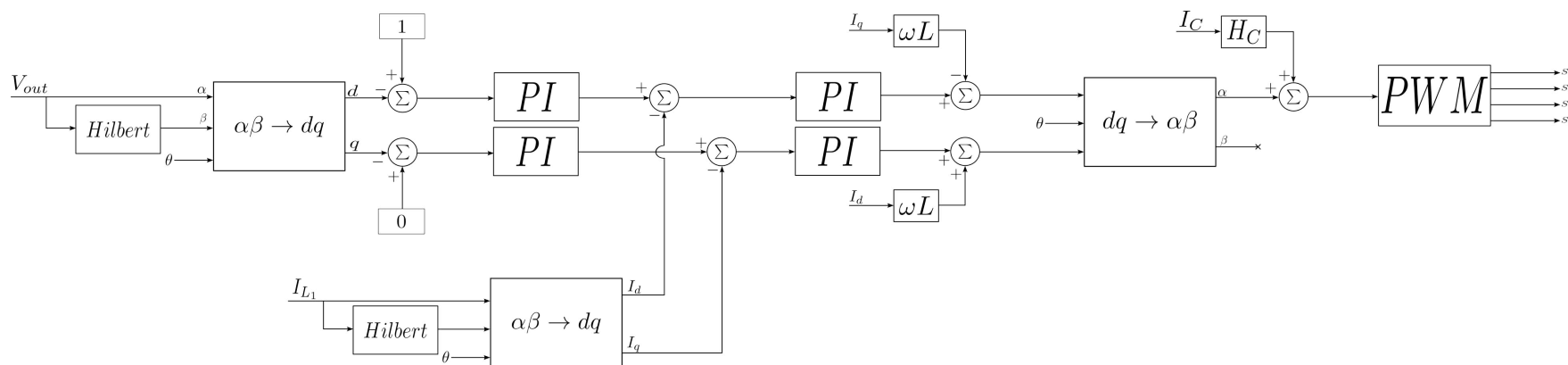
Quando a microrrede estiver operando em modo ilhado, de acordo com a estratégia de controle hierárquico aplicada, será necessário que um inversor seja responsável por manter as características de tensão e frequência de operação da microrrede. Este inversor, chamado de formador de rede ou inversor *master*, deverá portanto aplicar um controle de tensão, garantindo, assim, o correto funcionamento da microrrede durante este modo de operação, pois, caso contrário, as cargas conectadas à microrrede ficarão expostas às condições adversas podendo ocasionar danos a estas cargas e a seus usuários.

Para realizar o controle em tensão, optou-se por uma técnica clássica, de modo a verificar o princípio do funcionamento da microrrede com soluções de controle já estabelecidas na literatura. O controle proporcional integral foi escolhido para ser aplicado juntamente com a transformada  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

O diagrama apresentado na Figura 20 mostra a estratégia de controle aplicada para realizar o controle da tensão na saída do inversor formador da microrrede. Desta forma, o sistema será controlado por meio da utilização de controladores proporcional-integral (PI) aplicados no sistema em  $dq$ . Por ser um sistema monofásico, é necessário ter um sinal em quadratura ao sinal mensurado para poder aplicar a transformada

$\alpha\beta \rightarrow dq$ . Assim, a transformada de Hilbert (ABDULMUNEM; BADR, 2017; CUI *et al.*, 2017) é aplicada no sinal mensurado, desta forma, causando um atraso de  $\frac{T}{4}$ , sendo  $T$  o período do sinal. Garantindo assim, um sinal deslocado  $90^\circ$  do sinal original e possibilitando aplicar a transformada  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

Figura 20 – Diagrama da estratégia de controle utilizada para realizar o controle da tensão de saída do inversor formador da microrrede.



Fonte: [Autor]

A transformada  $\alpha\beta \rightarrow dq$  é definida por (17). Com esta transformada, tem-se que um sistema senoidal pode ser trabalhado como sendo um sistema de sinais constantes. Assim, é possível aplicar um controlador PI e obter erro nulo em regime permanente (CUI *et al.*, 2017).

Desta forma, a estratégia de controle se baseia em, primeiramente, aplicar a transformada  $\alpha\beta \rightarrow dq$  (17) no sistema senoidal, realizar o controle via aplicação de um controlador PI, após isto, aplicar a transformada inversa (17), ou seja, uma transformada  $dq \rightarrow \alpha\beta$ , definida por (18), e assim, obter o sinal de controle que deverá ser modulado a fim de acionar os transistores para controlar o sistema.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (18)$$

Para controlar a tensão sob o capacitor do filtro de saída, optou-se por utilizar duas malhas de modo a controlar a corrente no indutor  $L_1$  e a tensão no capacitor  $C$  de modo isolado. Para a malha interna, de corrente, utilizou-se um controlador PI e para a malha externa, de tensão, também optou-se pela utilização de um controlador PI.

O controlador *PI* é definido por ter dois ganhos associados à ele, sendo eles, um ganho proporcional  $K_{P_{PI}}$  e um ganho integral  $K_{I_{PI}}$  (19) (FENG *et al.*, 2023; UCCHAS *et al.*, 2022).

$$G_{PI} = K_{P_{PI}} + \frac{1}{K_{I_{PI}}s} \quad (19)$$

Como a tensão será controlada sobre o capacitor do filtro, é considerado o circuito mostrado na Figura 21 para projetar os controladores uma vez que a queda de tensão sob o indutor  $L_2$  é muito pequena, desta forma, podendo ser desprezada. Tem-se que a malha de corrente é definida por (20) e a malha externa, de tensão, é definida por (21).

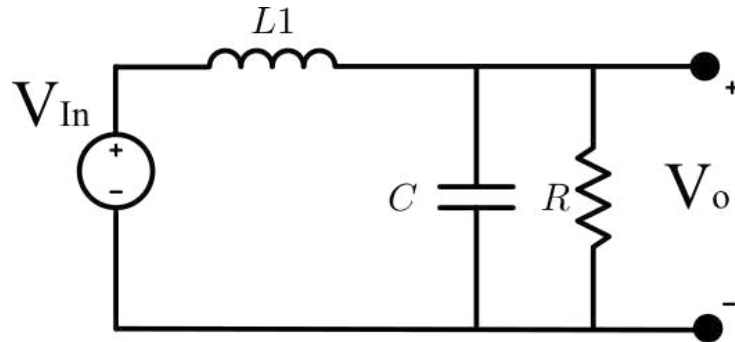
$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{V_{in}} = \frac{(Cs + \frac{1}{R})}{L_1 Cs^2 + s\frac{L_1}{R} + 1} \quad (20)$$

$$G_2 = \frac{V_o}{i_{L_1}} = \frac{1}{Cs + \frac{1}{R}} \quad (21)$$

Rearranjando o controlador PI mostrado em (19) de modo a colocar os ganhos de acordo com a equação no *software* de simulação PSim, tem-se que o controlador PI é definido por (22).



Figura 21 – Circuito equivalente utilizado para controle de tensão no capacitor.



Fonte: [autor]

$$G_{PI_{PSIM}} = K \left( \frac{1}{T} + s \right) \quad (22)$$

Para realizar os cálculos dos ganhos dos controladores *PI*, optou-se por ter uma dinâmica de 3ª ordem como polos reais iguais, para a malha de corrente. E para a malha de tensão, optou-se por considerar dois polos reais iguais na dinâmica de malha fechada. Desta forma, o ganho  $K$  para a malha de corrente ficou sendo definido por (23), sendo  $p_{dc}$  a posição do polo desejada para a malha de corrente. O ganho  $T$  do PI para a malha de corrente é definido por (24).

$$K_{malha_{corrente}} = L \left( 3p_{dc} - \frac{1}{RC} \right) \quad (23)$$

$$T_{malha_{corrente}} = \frac{K_{malha_{corrente}}}{(p_{dc}^3 RLC)} \quad (24)$$

Para o controlador PI da malha de tensão, tem-se que os ganhos  $K$  e  $T$  são definidos por (25) e (26), respectivamente. Sendo  $p_{dt}$  a posição desejada para os polos em malha fechada da malha de tensão. Importante destacar que, de modo a não causar perturbações entre as malhas de controle, o tempo de resposta entre as malhas de corrente e tensão devem respeitar um fator entre elas, de modo que a malha de corrente seja  $N$  vezes mais rápida que a malha de tensão. Sendo  $N$  normalmente um valor acima de 7.

$$K_{malha_{tensao}} = C \left( 2p_{dt} - \frac{1}{RC} \right) \quad (25)$$

$$T_{malha_{tensao}} = \frac{K_{malha_{tensao}}}{(p_{dt}^2 C)} \quad (26)$$

Por meio da utilização dos ganhos supracitados, é possível calcular os controladores PI para as malhas de corrente e tensão e controlar a tensão sobre o capacitor do filtro.

## 2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Microrredes são sistemas que envolvem uma série de componentes atuando simultaneamente de modo a prover energia elétrica a seus consumidores. Desta forma, uma estratégia de controle deve ser aplicada de modo a coordenar esses componentes de modo que o funcionamento adequado da microrrede ocorra. Neste capítulo, foram apresentadas estratégias de controle, com enfoque no controle hierárquico para ser aplicado em uma microrrede. Ao final deste, foi apresentada uma metodologia para o desenvolvimento de filtros LCL combinada com o desenvolvimento de técnicas de controle de corrente e tensão para serem aplicados em inversores com filtros LCL. Desta forma, possibilitando a aplicação dos dois primeiros níveis do controle hierárquico de microrredes.

No próximo capítulo, serão apresentados os detalhes do desenvolvimento de um inversor modular que permita a aplicação dos controladores desenvolvidos e que possibilite a comunicação entre eles, de modo a permitir a aplicação de uma estratégia de controle de alto nível.

### 3 DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR MODULAR

De modo a verificar experimentalmente os resultados obtidos por meio de simulações, foi desenvolvido um inversor modular que permite a aplicação das estratégias de controle desenvolvidas. Sabe-se que existe uma complexidade tanto financeira como também relacionada ao tempo de desenvolvimento de um dispositivo capaz de executar uma estratégia de controle própria. Geralmente ao se adquirir um inversor, a estratégia de controle vem definida pelo fabricante, desta forma não sendo possível verificar o funcionamento de outras estratégias no mesmo dispositivo. Pensando nisso, neste trabalho foi desenvolvido um *hardware* e *firmware* que possuem características apropriadas para pesquisa e desenvolvimento, sendo flexíveis e gratuitas no sentido de serem abertas e sem restrições de uso, assim, podendo ser utilizados por diferentes grupos de pesquisa. Este inversor possui a característica de operar em redes monofásicas de 127V podendo processar uma potência máxima de 1.8kW por meio do uso do CIPOS IGCM20F60GA.

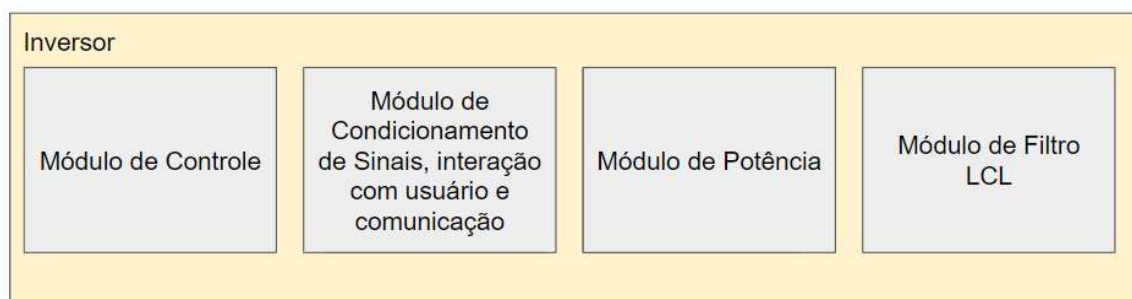
#### 3.1 DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE

Sabe-se que cada grupo de pesquisadores acaba adotando tecnologias para dar suporte ao seu trabalho, desta forma, determinados grupos de pesquisadores optam pela utilização de microcontroladores com *firmware* embarcado com o propósito único de aplicar a estratégia de controle desenvolvida, outros optam por embarcar a estratégia de controle combinada com um sistema operacional de mais alto nível e outros optam por utilizar tecnologias que possuem ferramentas para auxiliar na geração do *firmware* que deverá ser embarcado. Pensando nisso, optou-se pelo desenvolvimento do *hardware* em módulos, assim, cada grupo de pesquisadores pode continuar utilizando as tecnologias das quais têm maior familiaridade bastando apenas integrar o módulo do inversor ao conjunto de tecnologias utilizadas.

Na Figura 22, são apresentados os módulos que compõem o hardware desenvolvido. O módulo de potência é referente ao módulo que contém os transistores utilizados no inversor e é a parte que efetivamente irá realizar a conversão DC-AC. O módulo de condicionamento de sinais, de interação com o usuário e de comunicação é responsável pelas interações que o inversor terá com o próprio sistema, no caso do condicionamento de sinais, com o usuário no caso nos botões e LEDs e com outros inversores por meio da função de comunicação. O módulo de controle, por sua vez, é onde a estratégia de controle é implementada, juntamente com diversas outras funções auxiliares e de proteção do sistema. Neste módulo deve ser implementado o firmware do sistema, e este, por sua vez, irá interagir com os demais módulos a fim de garantir o correto funcionamento do inversor. Por fim, o módulo do filtro, neste projeto um filtro LCL, tem a função de atenuar as componentes harmônicas de alta frequência

inseridas pelo chaveamento do módulo de potência.

Figura 22 – Diagrama de Blocos dos módulos que compõe o inversor desenvolvido



Fonte: autor

Cada módulo funciona de forma independente, com isso, podem ser substituídos de acordo com a escolha do usuário. É válido ressaltar que somente o módulo de controle possui uma unidade de processamento, desta forma, no caso de alterar este módulo, o usuário deve se atentar às condições de *firmware* necessárias para que o restante dos módulos funcionem corretamente. Quanto aos demais módulos, todos podem ser alterados de acordo com as necessidades da equipe de desenvolvimento.

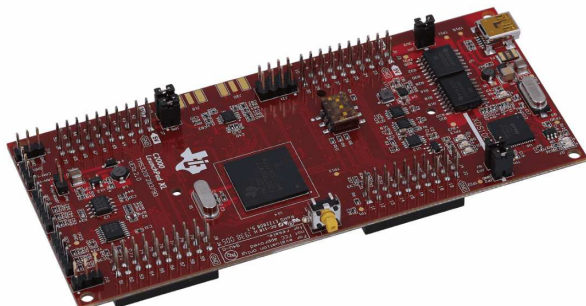
Utilizando módulos para compor o inversor ganha-se em duas situações. Na primeira, é possível substituir um dos módulos mantendo o sistema funcional, por exemplo, no caso de escolher utilizar outro microcontrolador ou DSP para realizar o controle do inversor, é possível retirar o módulo de controle desenvolvido para compor este inversor e utilizar um dispositivo no qual o usuário esteja mais familiarizado. Como por exemplo, um kit de desenvolvimento da Texas Instruments F28379D (Figura 23a), muito comum em laboratórios de eletrônica de potência e que possui ferramentas que auxiliam na geração de *firmware*. Ou outra opção, com um hardware de menor valor, é a utilização de uma placa de desenvolvimento do *STM32F103C8T6*, mostrado na Figura 23b.

A segunda situação, onde se ganha por utilizar módulos, é no caso de falha em alguma parte do sistema, já que a estrutura modular permite identificar mais facilmente onde está o defeito, e rapidamente trocar o módulo defeituoso por um novo, assim, visando ter um sistema de fácil manutenção.

O hardware do inversor proposto deve implementar o circuito mostrado na Figura 24, este circuito é referente ao inversor *full bridge*. Assim, com o acionamento dos transistores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , será possível modular a tensão de saída para gerar uma saída senoidal de interesse. Esta, por conta da frequência de comutação dos transistores, estará com uma grande THD (*Total Harmonic Distortion*). Desta forma, o filtro empregado no circuito será responsável por atenuar as componentes de alta frequên-

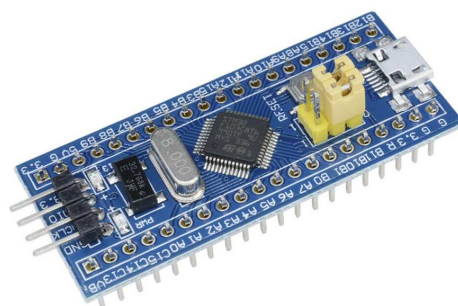
Figura 23 – Plataformas de desenvolvimentos que podem substituir o módulo de controle

(a) Kit de Desenvolvimento F28379D



Fonte: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>

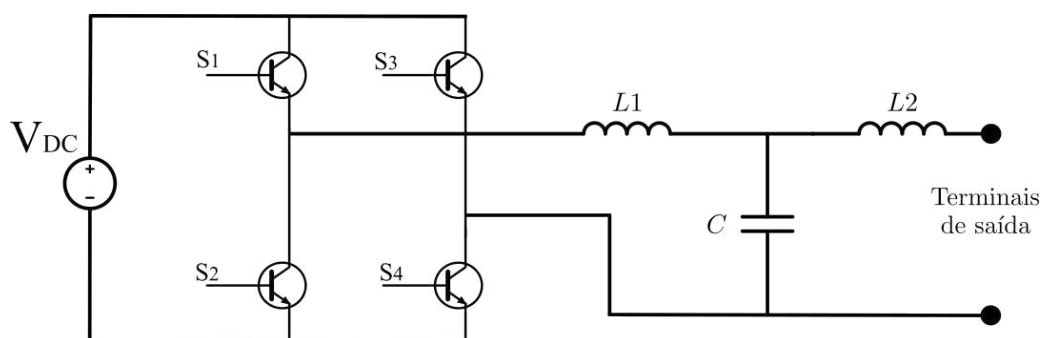
(b) Placa de desenvolvimento STM32F103C8T6



Fonte: <https://www.mouser.com/>

Fonte: Autor

Figura 24 – Circuito do inversor com filtro LCL de saída



Fonte: Autor

cia, assim, obtendo uma onda senoidal na saída do filtro com um baixo conteúdo harmônico.

### 3.1.1 Módulo de Controle

O módulo de controle é responsável por gerar os sinais PWM para ativar o módulo de potência, realizar a leitura dos sensores, no caso de se empregar um controle em malha fechada, interagir com o usuário por meio das interfaces de leds e botões, se comunicar com outros inversores por meio do módulo CAN ou se comunicar com o ESP 8266 a fim de utilizar uma interface web via WIFI. O modulo Esp 01s permite criar uma interface WIFI pois possui uma antena integrada, desta forma, utilizando uma comunicação serial entre o módulo de controle e o ESP8266, é possível interagir com o inversor por meio de WIFI. Todas as interações do sistema são comandadas e gerenciadas pelo módulo de controle, exceto pela realimentação da corrente no módulo

de potência que utiliza a proteção interna disponível no CIPOS IGCM20F60GA.

Assim, um módulo de controle é de suma importância para o funcionamento do sistema. E de modo a propiciar a ampla utilização do inversor por diversas equipes de desenvolvimento, a utilização do módulo de controle desenvolvido não é mandatória e pode ser substituído por outro microcontrolador compatível, ou seja, qualquer outro dispositivo capaz de implementar uma arquitetura de *firmware* similar ou igual à utilizada no projeto será capaz de interagir os demais módulos que compõem o inversor sem prejuízos. Importante ressaltar que, caso for utilizado outro módulo de controle, o desenvolvedor deve se atentar ao número de saídas PWM que devem ser configuradas para a correta aplicação da estratégia de controle. No caso de um inversor monofásico, o módulo de controle deverá ter 4 saídas PWM caso se utilize a topologia *full bridge*, e caso seja utilizado o inversor trifásico, deve-se utilizar 6 saídas PWM, no caso de se utilizar outra topologia de inversor, o projetista deve se atentar ao número de saídas PWM que o módulo de controle deve ter disponível para uso. Outro ponto importante é referente a configuração dos sinais de entrada para o módulo de controle, isto é, sinais de corrente e tensão necessários para aplicar a correta estratégia de controle.

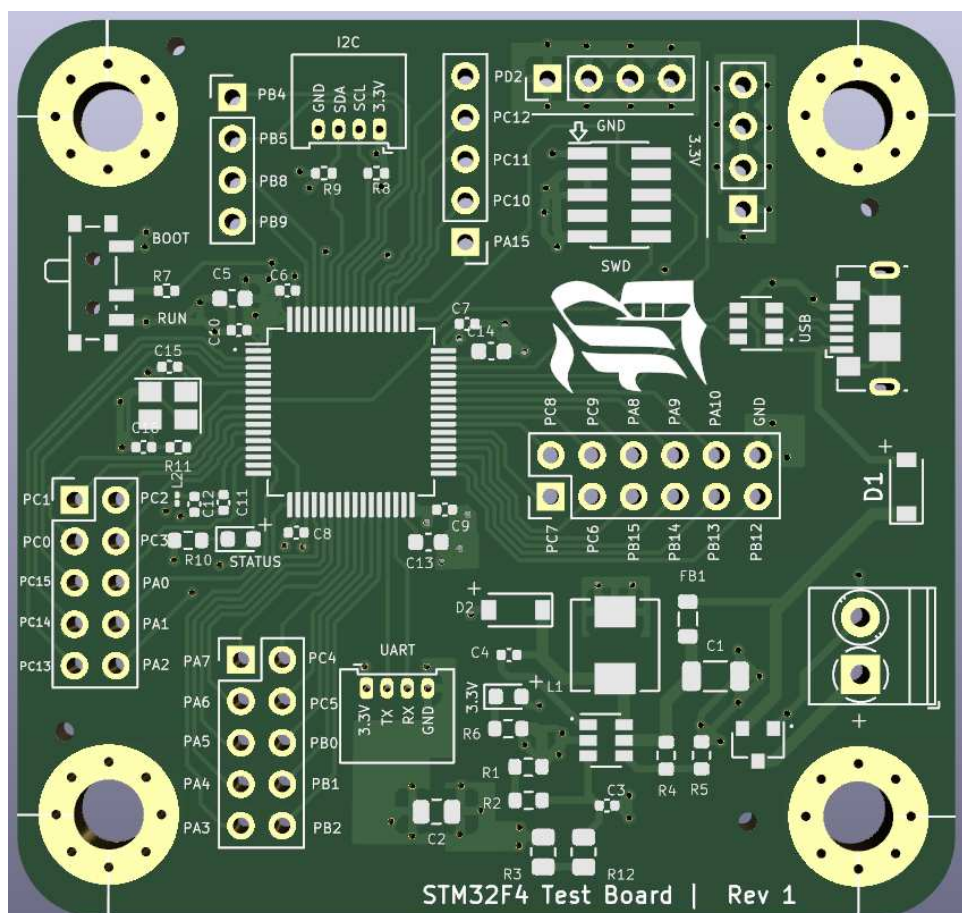
Neste trabalho, foi desenvolvido um módulo de controle (Figura 25) para testar o funcionamento dos demais módulos, aplicar a arquitetura de *firmware* desenvolvida e, por consequência, ter a capacidade de operar o inversor. Ele utiliza um microcontrolador da ST, o *STM32F405RGT6*, optou-se pelo uso deste microcontrolador pois este apresenta algumas características desejáveis para o projeto. Por ser de arquitetura ARM, diversas bibliotecas *opensource* estão disponíveis para uso, desta forma, reduzindo o tempo de desenvolvimento. Possui capacidade de operar em até  $168\text{MHz}$ , assim, diversas técnicas de controle podem ser testadas uma vez que dispõe de uma grande capacidade de processamento. Além disso, já conta com 2 interfaces CAN, possibilitando assim a aplicação do módulo com o *TJA1050* presente no módulo de condicionamento de sinais.

Além do microcontrolador da ST, o módulo de controle apresenta ainda um cristal para ser utilizado pelo microcontrolador, uma fonte interna de entrada de  $12\text{V}$  e saída de  $3,3\text{V}$ , suporte para um micro conector USB, interface *Serial Wire Debug* (SWD) e acesso a todas as entradas do microcontrolador, assim, possibilitando diversas estratégias de *firmware*.

### 3.1.2 Módulo de Condicionamento de Sinais e Interação com o Usuário (HMI) e Comunicação

O módulo que contém os circuitos de condicionamento de sinais, de interação com usuário e de comunicação é mostrado na Figura 26. Optou-se por agregar essas funcionalidades neste módulo para não ter a necessidade de criar módulos independentes para cada função. Assim, este módulo foi desenvolvido buscando atender as

Figura 25 – Módulo de Controle



Fonte: Autor

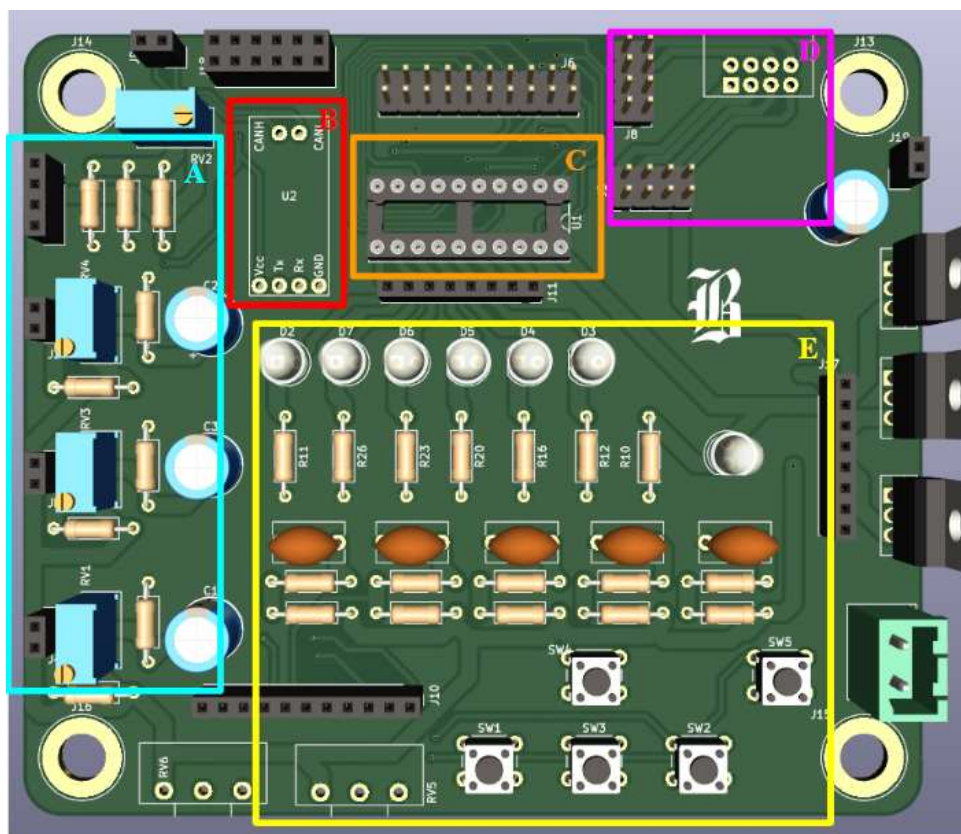
necessidades de projetos mais genéricos, onde as funções podem ou não ser utilizadas de acordo com o objetivo do projeto no qual ele estará sendo empregado.

Por conta das muitas funcionalidades deste módulo, suas características serão descritas em subtópicos:

### 3.1.2.1 Condicionamento de sinais dos sensores

De modo a possibilitar a correta leitura dos sensores pelo módulo de controle, é necessário aplicar um circuito para condicionar o valor mensurado pelos sensores de corrente e tensão presentes no sistema, no caso, o módulo de condicionamento de sinais apresenta condicionamento para 3 sensores de corrente *SCT013(50A/1 V)* (Figura 27a) e 1 sensor de tensão *Zmpt101b* (Figura 27b). Assim, na Figura 28 é apresentado o circuito utilizado para condicionar os valores advindos do sensor de corrente, de modo a condicionar o circuito a somente entregar sinais positivos, e limitados até 3.3V, com isso, criando a compatibilidade exigida pelo microcontrolador. O sensor *SCT013 (50A/1V)* possibilita mensurar até 50A numa faixa de frequência de 50Hz até 1kHz podendo operar numa faixa de temperatura entre  $-25^{\circ}C$  até  $70^{\circ}C$ . E, na Figura 29, é

Figura 26 – Módulo de condicionamento de sinais. A: Condicionamento dos sinais mensurados via sensor. B: Suporte para módulo de comunicação CAN. C: CI Buffer para sinais PWM. D: Suporte para módulo WIFI Esp8266. E: Interface de comunicação com usuário.



Fonte: Autor

apresentado o circuito utilizado para condicionar os valores mensurados pelo sensor de tensão, neste caso, optou-se pela utilização de um divisor resistivo para condicionar o sinal advindo do sensor de tensão, de modo a não aplicar 5V no microcontrolador. O *Zmpt101b* pode mensurar tensões de entrada na faixa de 0 até 250Vac, tendo uma precisão de  $\pm 0,5\%$  e podendo operar numa faixa de temperatura de  $-40^{\circ}\text{C}$  até  $70^{\circ}\text{C}$ . Com estes circuitos realiza-se então a compatibilidade de amplitude de tensão entre o valor vindo dos sensores com o valor utilizado pelo módulo de controle (3.3V), assim protegendo as entradas do microcontrolador.

### 3.1.2.2 Suporte para módulo de comunicação CAN

Uma funcionalidade importante no caso de projetos envolvendo inversores é a necessidade de se ter comunicação com o mesmo. Desta forma, outros dispositivos podem ter informações internas do inversor, o que abre um leque de possibilidades referente à monitoramento, ajustes e obtenção de informações do sistema.

Pensando nisso, foi adicionado um suporte para um módulo contendo o CI de

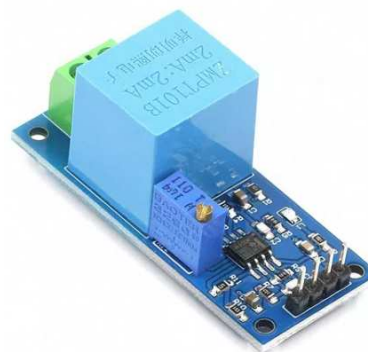


Figura 27 – Sensores utilizados no projeto

(a) Sensor de corrente SCT013 – 50A/1V

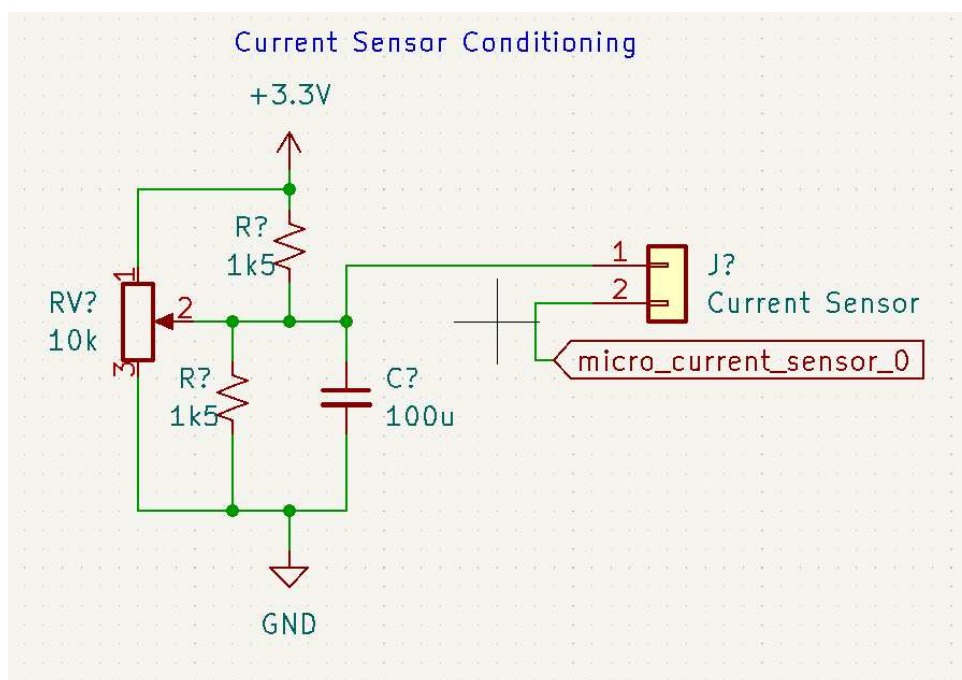


(b) Sensor de tensão Zmpt101b



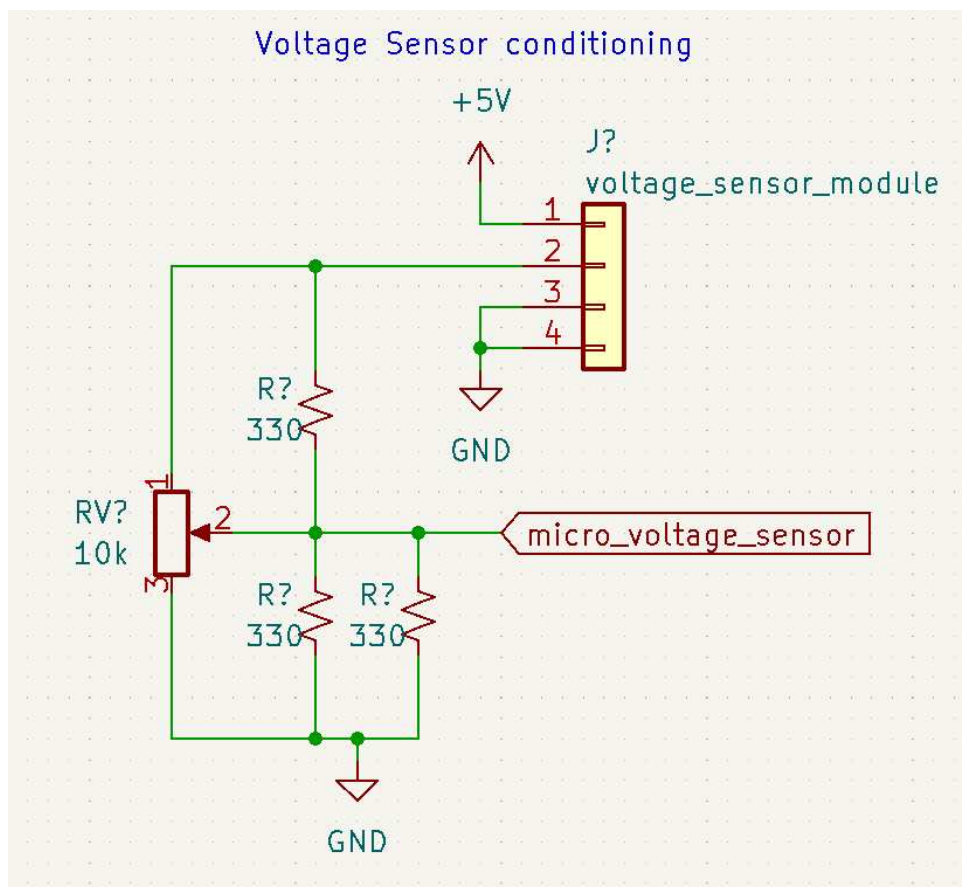
Fonte: (<https://www.mouser.com/>)

Figura 28 – Circuito utilizado para condicionar o sensor de corrente utilizado. Sensor SCT013 se conecta no conector J e a informação vai para o microcontrolador no módulo de controle.



Fonte: Autor

Figura 29 – Circuito utilizado para condicionar o sensor de tensão utilizado, neste caso, optou-se pela utilização do sensor Zmpt101b no projeto.



Fonte: Autor

CAN *transceiver* TJA1050, mostrado na Figura 30a. Optou-se em adicionar o suporte para o módulo ao invés de inserir o CI no módulo de condicionamento de sinais, pois existe uma certa dificuldade de encontrar o CI TJA1050 em encapsulamento PTH. Assim, optou-se em utilizar este módulo externo para não inserir um circuito SMD no módulo de condicionamento de sinais.

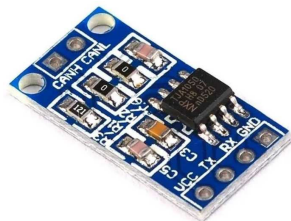
Um ponto importante que deve ser considerado ao utilizar estes módulos é que cada módulo contém um resistor de  $120\Omega$  entre os terminais CANH e CANL, desta forma, no caso de conectar mais de 2 dispositivos, será necessário remover o resistor para que se mantenha o casamento de impedância da rede.

### 3.1.2.3 Condicionamento de sinais para ativar módulo de potência

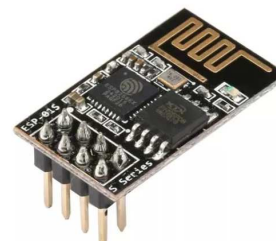
Os sinais enviados do módulo de controle para o módulo de potência precisam ser "regenerados", pois, como foram introduzidos optoacopladores para isolar os módulos, é necessário garantir que o sinal seja capaz de ativar os optoacopladores de modo a enviar a informação para o *CIPOS*. Basicamente, o que se espera ao fazer isto

Figura 30 – Módulos utilizados para comunicação

(a) Módulo com CI 1050J, utilizado como *transiver* do barramento de comunicação CAN



(b) Módulo WIFI ESP8266 - Esp 01s



Fonte: Autor

é não drenar corrente diretamente do microcontrolador, mas de uma fonte alternativa, assim, um circuito integrado (CI) de *buffer* foi utilizado para desempenhar essa função.

Na Figura 31 é mostrado o esquema lógico interno do CI *buffer* SN74HC541N utilizado, nota-se que as saídas Y são correspondentes às entradas A. Desta forma, no caso da entrada A1 estar em nível lógico alto, a saída Y1 irá apresentar um nível lógico alto, e no caso da entrada A1 estar em nível lógico baixo, Y1 apresentará um nível lógico baixo. É válido ressaltar que as entradas OE1 e OE2 possuem entrada negada e estão conectadas em todas as saídas. Isto quer dizer que, no caso de algum destes sinais (OE1 ou OE2) apresentar um nível lógico baixo, todas as saídas Y serão desabilitadas. Desta forma, uma lógica de segurança pode ser desenvolvida para utilizar OE1 e OE2.

#### 3.1.2.4 Interface com modulo ESP8266 - Esp 01s

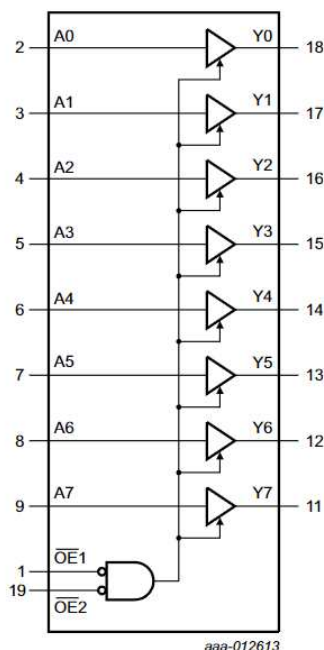
Para projetos que tenham a intenção de ter uma interface de comunicação WIFI, foi adicionado um suporte para um módulo WIFI ESP8266 - Esp 01s, apresentado na Figura 30b.

Este módulo é amplamente conhecido pela comunidade de desenvolvimento e possui diversas bibliotecas *open source* que permitem a rápida aplicação/integração com projetos que já estejam em operação. Por possuir a funcionalidade WIFI, é possível gerar uma interface *web* de modo que o usuário consiga acessar por meio de seu *smartphone* informações internas do sistema, como por exemplo, tensão de rede, potência de saída, estado de funcionamento do inversor.

#### 3.1.2.5 Circuito de interação com o usuário

Ter interação com um usuário a fim de possibilitar a comunicação de alguma falha, ou receber alguma instrução como alterar referências ou estados do inversor é de suma importância em sistemas controlados. Pois, dependendo de quais condições

Figura 31 – Esquema lógico do CI de Buffer SN74HC541N



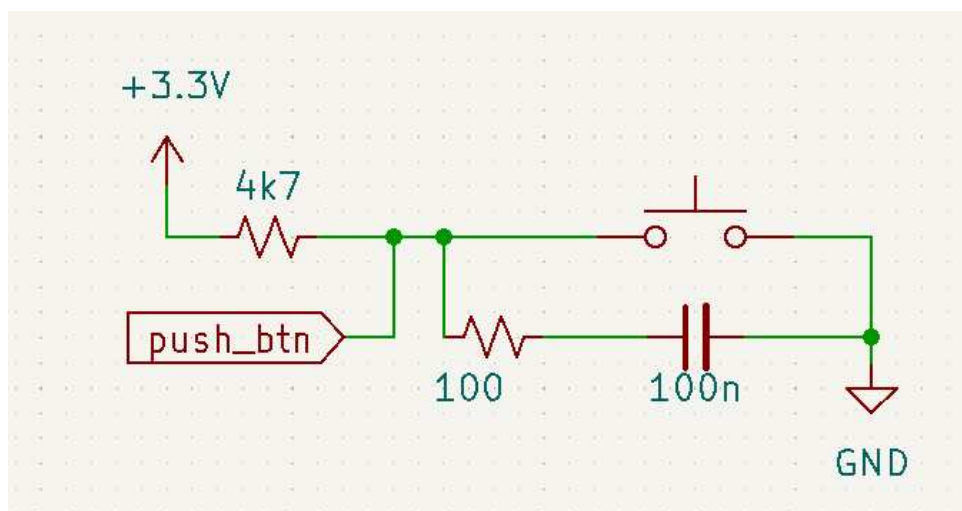
Fonte: (<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/847140/TI1/SN74HC541N.html>)

iniciais foram consideradas na estratégia de controle, o sistema deverá ser levado a este estado antes que seja aplicada a lei de controle desenvolvida.

Na Figura 26, a demarcação *E*, destacada em amarelo é referente aos circuitos referentes à interação com o usuário. Nos LEDs superiores, 5 podem ser utilizados pelo módulo de controle, a fim de informar algum código ao usuário, ou ficar monitorando a comunicação ou simplesmente indicar o correto funcionamento do sistema, o sexto LED (mais à esquerda) é conectado ao suporte para o ESP8266, assim, podendo ser utilizado como indicador de alguma funcionalidade. O LED à direita é um indicador de tensão, eles está conectado diretamente aos 5V que alimentam o módulo de condicionamento de sinais. O circuito utilizado pelos LEDs é mostrado na Figura 33, é válido ressaltar que todos os LEDs foram conectado ao *buffer*, desta forma, não consumindo corrente do microcontrolador.

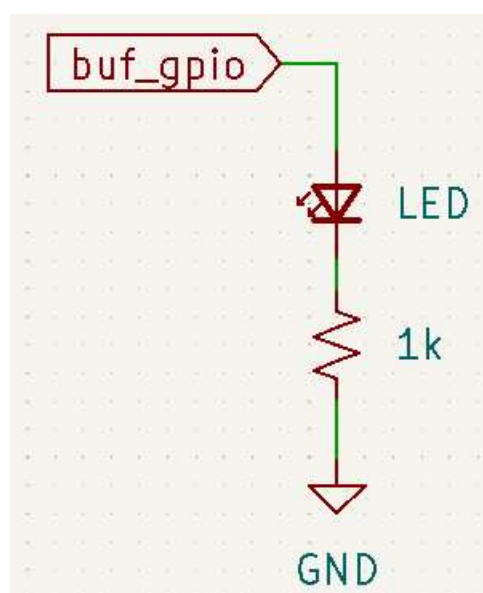
De modo a possibilitar uma comunicação por *inputs* com o módulo de controle, foram adicionados 5 botões e 2 potenciômetros, desta forma, possibilitando a interação com o módulo de controle por meio de 5 entradas digitais e 2 analógicas. Com isso, tem-se a possibilidade de “iniciar”, “pausar” e “cancelar” testes específicos, alterar referências ou parâmetros de controle de modo discreto, com incrementos fixos por meio de entradas digitais ou de modo contínuo, por meio dos potenciômetros, assim, podendo realizar “ajustes finos” na estratégia de controle. Na Figura 32, é apresentado o circuito utilizado em cada botão, nota-se que o estado padrão da leitura do botão é alta, assim, deve-se considerar esta lógica ao realizar a leitura do estado por meio

Figura 32 – Circuito para Push Button



Fonte: Autor

Figura 33 – Circuito para LED



Fonte: Autor

do microcontrolador. Foi inserido um resistor de  $100\Omega$  e um capacitor de  $100nF$  para filtrar o sinal ao abrir/fechar o botão, desta forma, filtrando ruído e facilitando a leitura pelo microcontrolador.

### 3.1.3 Módulo de Potência

O módulo de potência deverá conter o circuito referente aos transistores do inversor mostrado na Figura 24. Nota-se que, apesar deste projeto considerar um inversor monofásico, a fim de possibilitar a abrangência de uma maior aplicabilidade

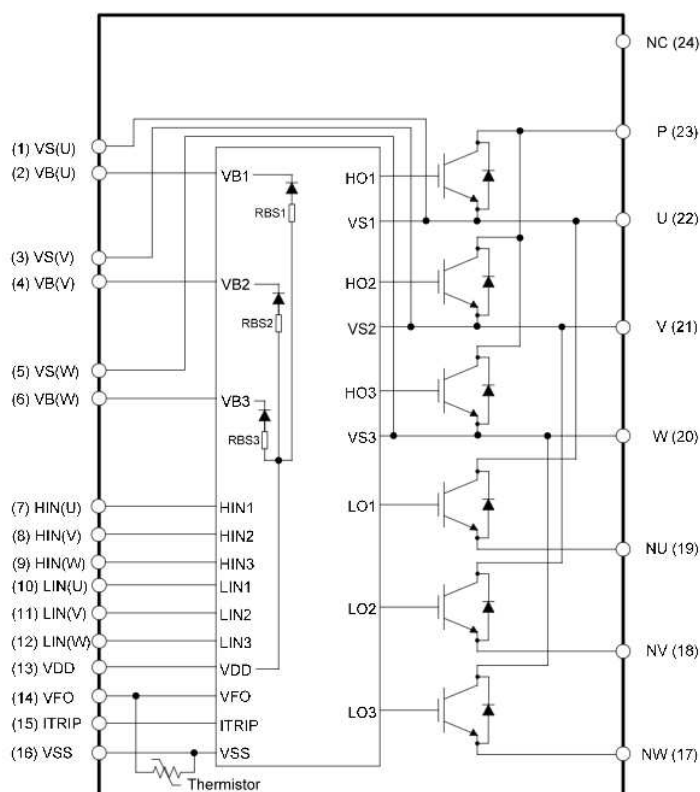
Figura 34 – *CIPOS<sup>TM</sup>* - IGCM20F60GA

Fonte: Autor

para o módulo, optou-se pela utilização de um *CIPOS<sup>TM</sup>* (*Control Integrated Power System*), no caso, o módulo escolhido foi o *IGCM20F60GA* (Figura 34) da Infineon. Conforme verifica-se em seu esquemático interno (Figura 35), este *CIPOS<sup>TM</sup>* possui 6 transistores, desta forma, ele também é capaz de gerar tensões trifásicas. Com isso, um número maior de estratégias de controle podem ser avaliadas utilizando o mesmo módulo. Optou-se pela utilização do *CIPOS<sup>TM</sup>* pois este já apresenta os *gate drivers* necessários para acionar os transistores, o que evita a necessidade de componentes extras. O componente escolhido possui como características principais: frequência máxima de chaveamento na ordem de 20kHz, corrente máxima de saída de 20A e tensão máxima de operação de 450V. Se forem necessárias características diferentes destas, é possível encontrar no mercado outros *CIPOS<sup>TM</sup>* compatíveis com as novas especificações.

Como forma de inserir um mecanismo de proteção ao módulo de potência, foi utilizada a realimentação das correntes de saída para acionar o ITRIP do módulo *IGCM20F60GA*. Esta funcionalidade faz com que, caso exista uma sobrecorrente em uma das fases de saída do inversor, a corrente realimentada irá disparar o ITRIP, este, por sua vez, irá desabilitar as saídas dos transistores, com isso, garantindo que a tensão de saída do inversor vá para 0V, desta forma, protegendo o sistema de possíveis instabilidades no controle, ou falhas nas cargas aplicadas no módulo.

Uma outra característica importante de salientar sobre o módulo de potência é referente ao isolamento da parte de comando (microcontrolador), para parte de potência. É importante que exista uma estratégia para isolar a parte de processamento de sinal da parte de processamento de energia pois, no caso de um surto no circuito de potência, o microcontrolador não será afetado. Para isolar utilizou-se optoacopladores, conforme observa-se na Figura 36, estes dispositivos convertem sinais elétricos em luz que, por sua vez, acionam um transistor de saída na outra parte do circuito. Assim, a informação é transmitida sem a necessidade de que exista uma conexão elétrica entre os circuitos. O circuito utilizado para inserir os optoacopladores no módulo de potência

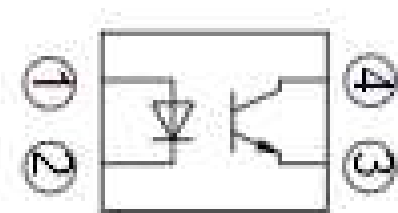
Figura 35 – Esquemático interno do *CIPOS<sup>TM</sup>* - IGCM20F60GA

Fonte: (<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/740824/INFINEON/IGCM20F60GA.html>)

é mostrado na Figura 37, nota-se que é necessária a adição de resistores tanto na entrada como na saída do optoacoplador, estes resistores devem ser adequados para o propósito de limitar a corrente para ativá-los, e devem ser calculados de acordo com as características do optoacoplador e do microcontrolador escolhido. Importante lembrar que o optoacoplador também deve ser compatível com as tensões geradas pelo microcontrolador escolhido e com as tensões exigidas para o acionamento do circuito de potência. Assim, aqui optou-se pela utilização de optoacopladores discretos (PC817) que também permitem ao usuário a escolha de quantos canais ele irá utilizar, assim, no caso de utilizar o módulo de potência de modo trifásico, este utilizará 6 optoacopladores, e no caso de utilizar o módulo de potência em modo monofásico, este utilizará somente 4. Com isso, não há a necessidade de popular os demais componentes.

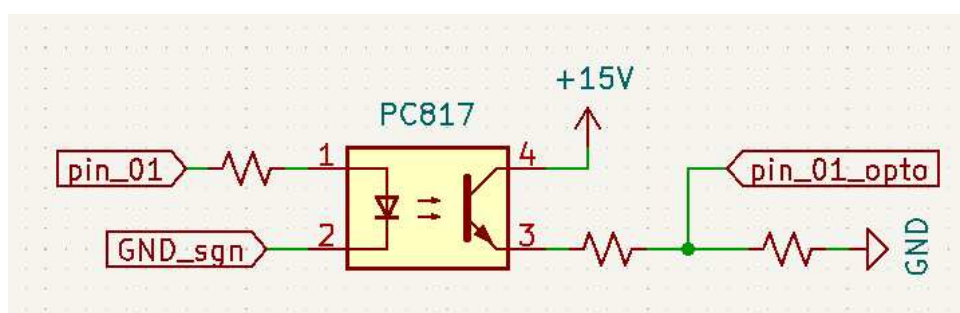
A Figura 38 apresenta a PCB (*Printed Circuit Board*) desenvolvida para exercer a função de módulo de potência. Tem-se que a entrada dos sinais referentes ao comando dos transistores do módulo de potência entram no conector do lado esquerdo, estes sinais então são enviados para os optoacopladores e, após isso, chegam até o módulo IGCM20F60GA. O circuito de potência tem como entrada os pinos no canto superior direito da placa, e as tensões de saída U, V e W são obtidas via os conectores do lado direito da PCB. O circuito para ativar o ITRIP foi adicionado conforme manual do

Figura 36 – Diagrama interno do optoacoplador PC817



Fonte: (<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/43368/SHARP/PC817.html>)

Figura 37 – Circuito referente ao optoacoplador



Fonte: Autor

fabricante.

### 3.1.4 Módulo de Filtro LCL

Esse módulo é composto pelos componentes que compõem o filtro LCL, ou seja, 2 indutores e 1 capacitor. Não foi realizado o desenvolvimento de uma PCB específica para esse módulo pois dependendo das características do filtro, o tamanho dos componentes irá ser alterado, desta forma, não podendo ser utilizada a mesma PCB.

Para utilização na validação dos demais módulos, foram confeccionados indutores e capacitores discretos e realizada as conexões entre eles por meio da utilização de cabos elétricos.

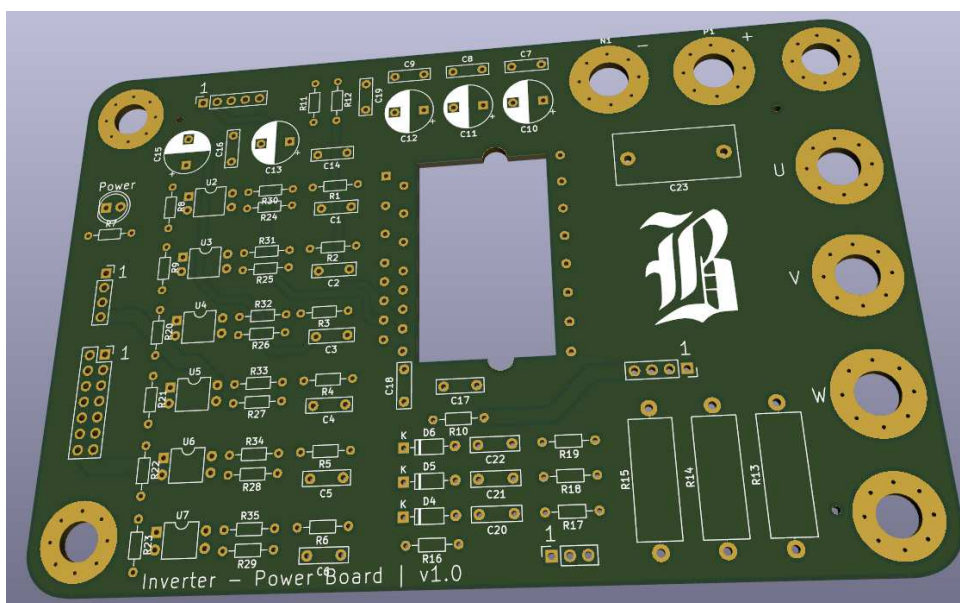
## 3.2 DESENVOLVIMENTO DE *FIRMWARE*

O firmware é o software embarcado no microcontrolador. Desta forma, todas as instruções necessárias para fazer o inversor funcionar foram desenvolvidas.

No sistema desenvolvido, o *firmware* é aplicado somente no módulo de controle, os demais módulos que compõem esse sistema não possuem um microcontrolador.



Figura 38 – Módulo de potência



Fonte: Autor

### 3.2.1 Arquitetura de *Firmware* Utilizada

Por se tratar de um dispositivo onde tarefas críticas de tempo real devem ser executadas, isto é, o laço de controle deve ser executado conforme a frequência estipulada e sem apresentar atrasos na execução para não comprometer a estratégia de controle aplicada no sistema, o *firmware* utilizado no módulo de controle deve ser capaz de executar essas tarefas de tempo real e, também, tarefas de propósito geral, como acionamento de LEDs para indicar algum estado do dispositivo e realizar a comunicação com outros dispositivos.

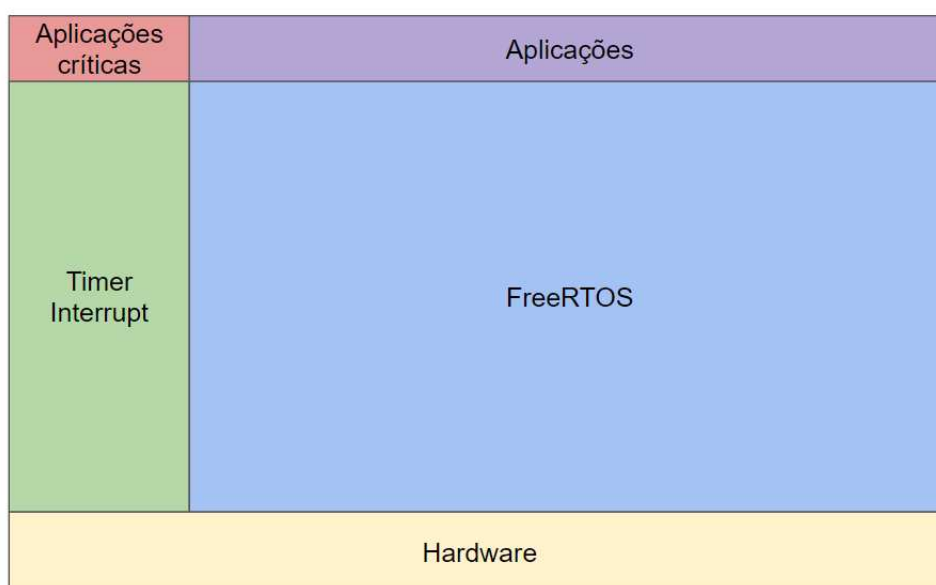
A arquitetura do *firmware* (FW) proposta para este cenário é apresentada na Figura 39, verifica-se que as aplicações (tarefas) críticas, são executadas por meio de interrupções de temporização, assim, garantindo uma precisão na frequência de execução destas tarefas necessárias no caso do laço de controle. As demais tarefas, isto é, as aplicações de propósito geral, serão executadas por meio do FreeRTOS, pois este é capaz de gerenciar processamento e memória disponível a fim de permitir a execução de diversas tarefas em paralelo. Com isso, garante-se o correto funcionamento das demais aplicações executadas no dispositivo.

É válido ressaltar que as aplicações críticas devem ser compostas por tarefas que não demandem muito tempo de execução, pois como são acionadas por meio de interrupções de timer, não devem consumir muito tempo de processamento nem serem dependentes de outras aplicações, caso contrário, a execução das aplicações fica comprometida e o sistema não é capaz de manter o laço de controle estável. E além disso, as demais aplicações, gerenciadas pelo FreeRTOS, podem ficar comprometidas

e desta forma não permitindo o correto funcionamento das demais funcionalidades do inversor, como comunicação com outros dispositivos ou interação com o usuário.

No caso de querer aplicar somente a estratégia de controle no módulo de potência, a arquitetura de *firmware* pode ser rearranjada de modo que o módulo de controle trabalhe de modo procedural, assim, a leitura dos sensores, cálculo do sinal de controle e aplicação nas saídas PWM's será realizada de forma sequencial.

Figura 39 – Arquitetura do Firmware utilizada. Aplicações de propósito geral são gerenciadas pelo FreeRTOS enquanto que aplicações críticas são executadas por meio de *timer interrupts*.



Fonte: autor

### 3.2.2 Rede de comunicação entre inversores

De modo a possibilitar a aplicação da estratégia de controle hierárquico na microrrede formada pelos inversores desenvolvidos, é necessário que se tenha uma rede de comunicação entre eles.

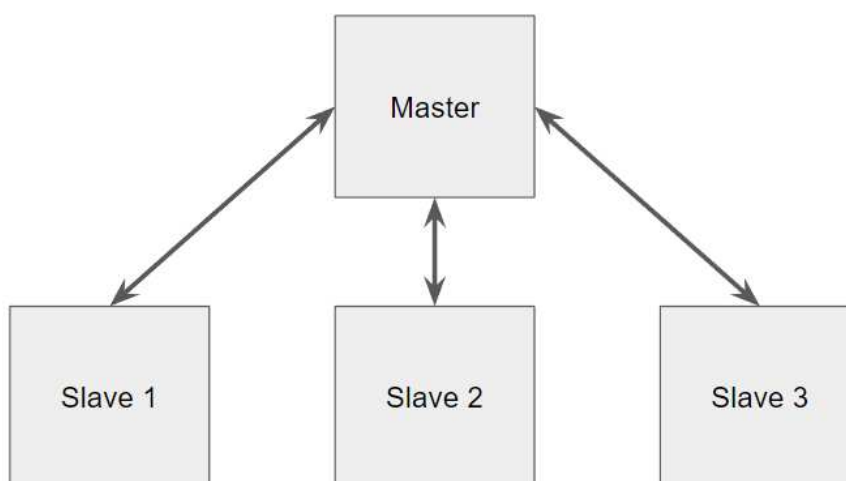
Uma rede de comunicação para esta aplicação deve ser capaz de garantir a entrega de informação de forma rápida e segura, reestabelecer comunicação em caso de falha e possibilitar a conexão de vários dispositivos em um barramento comum. Um protocolo que atende esses requisitos é o protocolo *Controller Area Network* (CAN) (BOSCH, 1991; JANG *et al.*, 2017). Assim, este será o protocolo utilizado para possibilitar a comunicação entre os inversores na microrrede desenvolvida neste trabalho.

O protocolo CAN foi inventado por Robert Bosch GmbH em 1986. É um padrão de comunicação adotado por automóveis, equipamentos industriais e aplicações

espaciais (KING; YU, 2017). O barramento CAN conecta dispositivos eletrônicos por meio de um par de cabos trançados, sendo eles CAN High e CAN Low, sendo que em suas terminações devem ser colocados resistores de  $120\Omega$  (KING; YU, 2017; ALTAHA; HOANG; RHEE, 2022). A informação no protocolo CAN é transmitida no formato de mensagens. Estas mensagens são transferidas no barramento CAN utilizando *data frames*. A área de informação no CAN *data frame* é onde a informação será armazenada. Toda mensagem possui um identificador no qual será utilizado para determinar a prioridade da mensagem. Quanto menor o identificador, maior será a prioridade da mensagem (KELKAR; KAMAL, 2014).

Para a aplicação na microrrede deste trabalho, tem-se a situação desejada apresentada na Figura 40. Onde o dispositivo *master* se refere ao inversor *master*, que está atrelado ao MGCC. Enquanto que os *slaves* 1, 2 e 3 são referentes aos demais inversores *slaves* conectados na microrrede. Como visto anteriormente, para utilizar o protocolo CAN é necessário ter um barramento formado por 2 cabos trançados com resistores de  $120\Omega$  em suas extremidades, desta forma, a rede CAN utilizada nesse trabalho é a apresentada na Figura 41.

Figura 40 – Conexão entre dispositivos

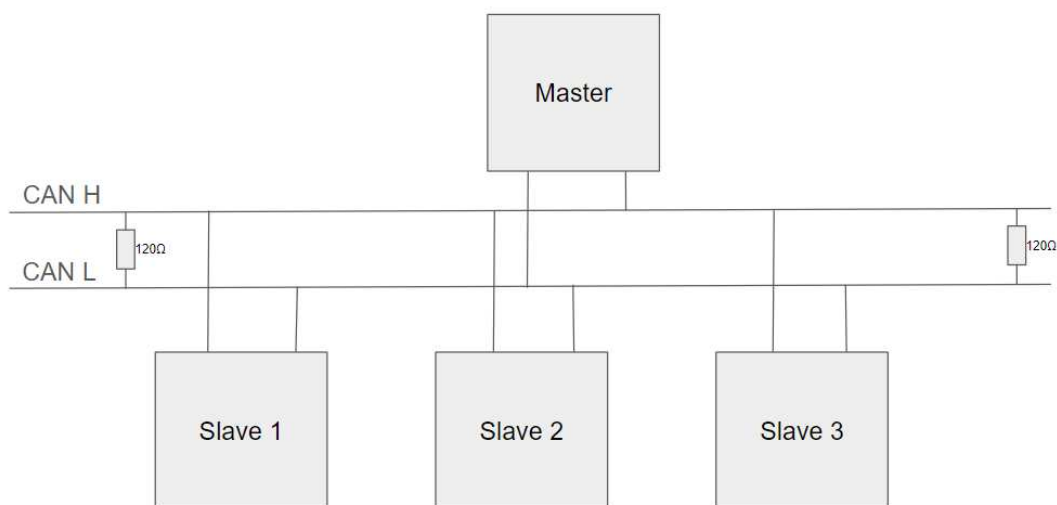


Fonte: autor

### 3.2.3 Laço de Controle

Para aplicar a estratégia de controle nos inversores, é necessário que se tenha uma rotina que seja chamada numa frequência fixa, assim, garantindo que os cálculos referentes ao sinal de controle sejam realizados respeitando os parâmetros utilizados no projeto dos controladores. Assim, o *firmware* deve promover a chamada do laço de

Figura 41 – Barramento CAN



Fonte: autor

controle de acordo com a frequência definida. Para realizar isto, neste trabalho optou-se por utilizar interrupções por temporizadores, conforme mostrado na arquitetura do *firmware* desenvolvida para este trabalho (Figura 39).

As interrupções por temporizadores funcionam interrompendo o fluxo de processamento do microcontrolador em uma frequência pré-determinada, assim, para operações que precisam ser executadas numa determinada frequência, como no caso dos laços de controle, a opção de utilizar interrupções por temporizadores se mostra necessária para aplicar corretamente a lei de controle.

### 3.2.3.1 Discretização de Controladores

Conforme visto no Capítulo 2, os controladores desenvolvidos neste trabalho para serem aplicados nos inversores foram feitos no domínio da frequência ( $s$ ). Porém, para aplicar a estratégia de controle utilizando um microcontrolador, é necessário que a lei de controle seja transformada para o domínio  $z$ , assim, sendo possível gerar a equação à diferenças para realizar o cálculo do sinal de controle que posteriormente será utilizado para gerar o sinal PWM.

Realizar a discretização de um sistema requer a análise para identificar qual estratégia de discretização se enquadra melhor no sistema analisado. Existem diversos métodos utilizados para discretizarem um sistema como, por exemplo, Euler Forward, Euler Backward, Método de Tustin, também chamada de transformada bilinear,  $z$ -match, entre outras (TALHA; MAKDA, 2019; SONG; XU, L.; LU, 2014).

De modo a exemplificar a utilização de um método de discretização, será aplicada a transformada bilinear (Método de Tustin) na função de transferência descrita por

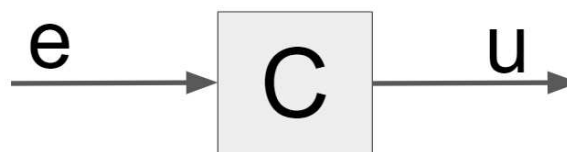
(27). Esta função de transferência descreve uma equação genérica para o diagrama de blocos mostrado na Figura 42, que representa um controlador genérico, tendo como entrada um sinal de erro  $e$ , e como saída, um sinal de controle  $u$ .

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{a_0 s^N + a_1 s^{(N-1)} + \dots + a_{(N-1)} s + a_N}{b_0 s^M + b_1 s^{(M-1)} + \dots + b_{(M-1)} s + b_M} \quad (27)$$

A transformada bilinear, também chamada de método de Tustin, se baseia na aproximação trapezoidal da integral para discretizar o sistema (BARHOUMI; BEMRI; SOUDANI, 2016; SONG; XU, L.; LU, 2014). Para a sua aplicação, deve-se utilizar a substituição indicada em (28), onde  $T$  é o período utilizado na discretização.

$$s = \frac{2}{T} \left( \frac{z-1}{z+1} \right) = \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \quad (28)$$

Figura 42 – Bloco de controle, sendo  $e$  o sinal de erro obtido pela diferença entre o sinal mensurado e o valor de referência, e  $u$  o sinal de controle que deve ser aplicado na planta de modo a realizar o controle da mesma.



Fonte: autor

Assim, aplicando (28) em (27), tem-se (29)

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a_0 \left( \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right)^N + a_1 \left( \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right)^{(N-1)} + \dots + a_{(N-1)} \left( \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right) + a_N}{b_0 \left( \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right)^M + b_1 \left( \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right)^{(M-1)} + \dots + b_{(M-1)} \left( \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \right) + b_M} \quad (29)$$

Manipulando (29), encontra-se (30).

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{C_0 z^{-N} + C_1 z^{-(N-1)} + \dots + C_{(N-1)} z + C_N}{D_0 z^{-M} + D_1 z^{-(M-1)} + \dots + D_{(M-1)} z + D_M} \quad (30)$$

É importante destacar que em (30) deve-se ter somente expoentes negativos de  $z$ , pois este expoente indica o número de amostras passadas que deve ser utilizada, por exemplo, se o expoente for “-2”, então a amostra utilizada de um sinal fictício  $W$  será ser  $Wz^{-2} \rightarrow W[k-2]$ . No caso de valores positivos para o expoente de  $z$ , isso indicaria amostras  $k+n$ , que indicam valores futuros.

Nota-se entretanto que, é possível modificar (30) de modo à obter somente valores negativos do expoente de  $z$ . A restrição que existe é no caso de haver mais zeros do que polos, o que torna o sistema não causal. Assim, o número de pólos deve ser maior ou igual ao número de zeros para que o sistema seja causal. Desta forma, é possível rearranjar os expoentes de  $z$  de modo a obter a equação à diferenças com valores passados. Esse rearranjo se dá pela divisão tando do nominador como também do denominador de (30) por  $\frac{1}{z^J}$ . Sendo  $J$  o maior valor positivo de  $M$ .

Uma vez tendo (30) definida com os coeficientes  $C_0, C_1, \dots, C_N$  e  $D_0, D_1, \dots, D_N$  calculados e respeitando a questão de somente ter expoentes negativos em  $z$ , pode-se gerar a equação à diferenças do sistema. Esta equação é a que gera o sinal de controle para ser aplicado no sistema.

Para gerar a equação à diferenças partindo de (30), deve-se manipulá-la de modo que o sinal  $u$  fique multiplicando o denominador de (30) e o numerador de (30) multiplique  $e$ , assim, chegando à (31).

$$U(D_0 z^{-M} + D_1 z^{-(M-1)} + \dots + D_{(M-1)} z + D_M) = E(C_0 z^{-N} + C_1 z^{-(N-1)} + \dots + C_{(N-1)} z + C_N) \quad (31)$$

Reescrevendo (31) de modo à evidenciar as amostras dos sinais de controle “ $u$ ” e erro “ $e$ ”, chega-se à (32).

$$\begin{aligned} D_0 u[k - M] + D_1 u[k - (M - 1)] + \dots + D_{(M-1)} u[k] + D_M = \\ C_0 e[k - N] + C_1 e[k - (N - 1)] + \dots + C_{(N-1)} e[k] + C_N \end{aligned} \quad (32)$$

Isolando  $u[k]$  em (32), tem-se (33).

$$u[k] = \frac{1}{D_{(M-1)}} \left( C_0 e[k - N] + C_1 e[k - (N - 1)] + \dots + C_{(N-1)} e[k] + C_N - (D_0 u[k - M] + D_1 u[k - (M - 1)] + \dots + D_M) \right) \quad (33)$$

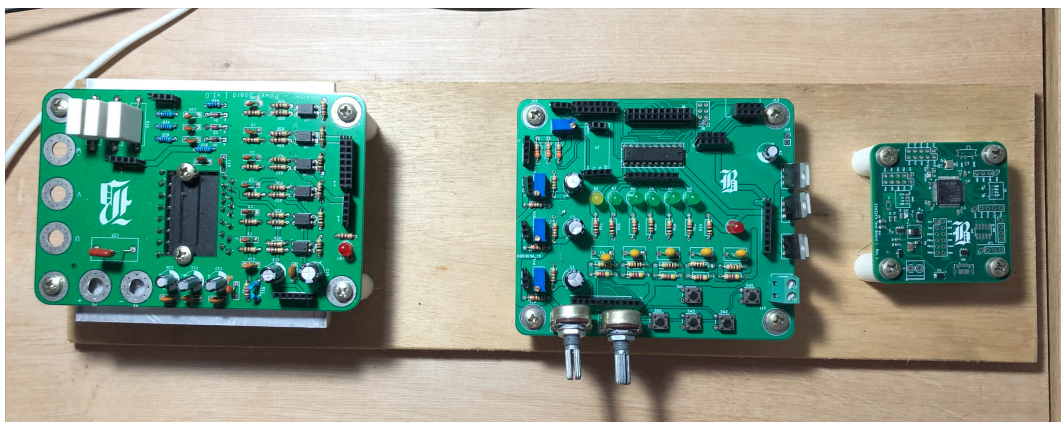
Desta forma, é possível calcular o valor do sinal de controle atual  $u[k]$  que deve ser aplicado no sistema.

### 3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 3.3.1 Funcionamento dos Módulos

A fim de verificar o funcionamento do inversor, foram confeccionados módulos de potência, controle e condicionamento de sinais, mostrados na Figura 43. O *setup* desenvolvido para testes é mostrado nas Figuras 44 e 45. Como alimentação utilizou-se uma fonte 24 V conectada ao módulo de condicionamento de sinais, desta forma, as

Figura 43 – Módulos do inversor confeccionados. À esquerda o módulo de potência, ao centro o módulo de condicionamento de sinais e à direita o módulo de controle.



Fonte: Autor

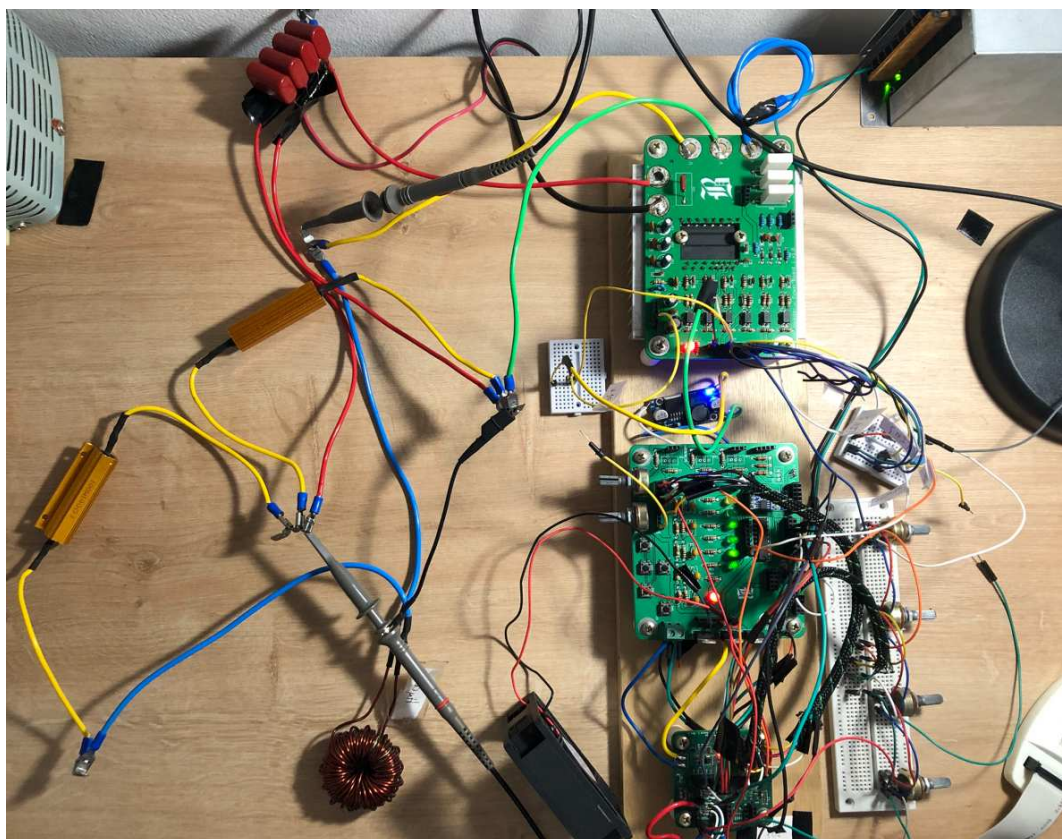
tensões de saída do módulo de condicionamento, 5V , 12V e 15V foram utilizadas para alimentar os circuitos contidos nos módulos de controle (12V), no módulo de potência (15V) e no próprio módulo de condicionamento (5V). Como entrada no barramento DC do inversor foi utilizada uma fonte chaveada de 12V.

Como forma de verificar a correta geração de sinais PWM e seus respectivos sinais negados pelo módulo de controle, primeiramente foi realizada a geração de sinais PWM com frequência de 10kHz e 15kHz, conforme verifica-se nas Figuras 46 e 47, respectivamente. E referente aos sinais negados, obteve-se as Figuras 48 e 49 demonstrando a capacidade do módulo de controle em gerar sinais PWM e seu respectivo sinal negado de modo a possibilitar o acionamento dos transistores do módulo de potência.

O circuito utilizado para a realização dos testes é o mostrado na Figura 50. A referência do osciloscópio foi conectada no ponto B, o canal 1 do osciloscópio foi conectado no ponto C de modo à verificar o sinal filtrado e visualizar se a frequência da senoide gerada via *firmware* está de acordo com a observada na saída. O canal 2 do osciloscópio foi conectado ao ponto A, desta forma, mensurando a tensão na saída do inversor, com isso, permitindo verificar o sinal modulado pelo mesmo.

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 51, 52 e 53. Conforme observa-se nas figuras, a frequência configurada via *firmware* é corretamente gerada pelo módulo de controle, enviada para o módulo de condicionamento de sinais e posteriormente utilizada para acionar os IGBTs do módulo de potência. Assim, verifica-se que este inversor atende ao requisito de realizar uma conversão *DC/AC*.

Figura 44 – Configuração dos módulos utilizados para teste do Inversor



Fonte: Autor

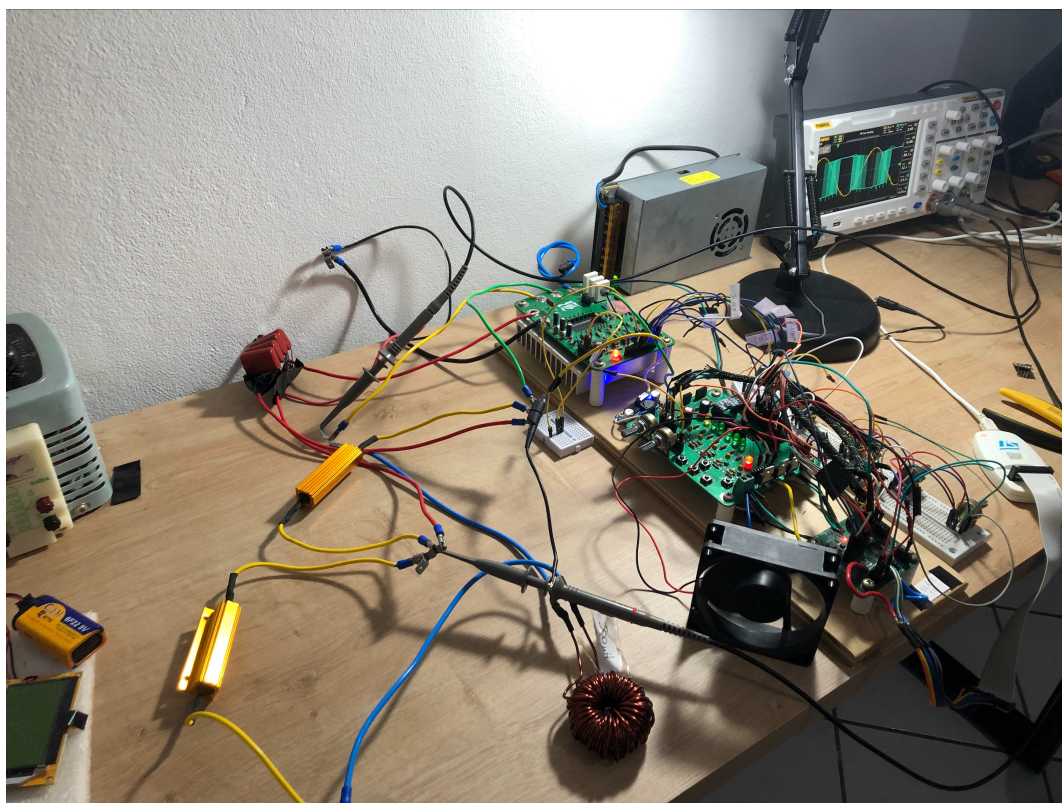
### 3.3.2 Comunicação entre inversores

De modo a verificar a capacidade de comunicação entre os inversores, foi montado o setup apresentado na Figura 54. Observa-se que o barramento CAN entre os inversores está destacado em vermelho. Assim, foram embarcados os *firmwares* nos inversores *master* e *slaves* de modo a possibilitar a criação de uma rede CAN.

Observando a mensagem recebida pelo inversor slave 102 na Figura 55. Nota-se que a informação recebida é 0x46, 0x31, 0x30 e 0x32 no caso, esses valores estão em hexadecimal. Convertendo-os para caracteres com a utilização de uma tabela ASCII, tem-se que  $0x46 = F$ ,  $0x31 = 1$ ,  $0x30 = 0$  e  $0x32 = 2$ . Assim, a mensagem recebida pelo inversor slave é referente ao seu ID, no caso *F102*. Desta forma, este inversor irá realizar a ação previamente definida de alterar o estado de um LED 10 vezes com intervalo de  $100ms$ , após isso aguardar  $500ms$  e então, irá enviar a resposta para o barramento CAN. O intervalo de  $10 * 100ms + 500ms = 1.5s$  entre o recebimento da informação e o envio da resposta pelo inversor slave é mostrado na Figura 56.

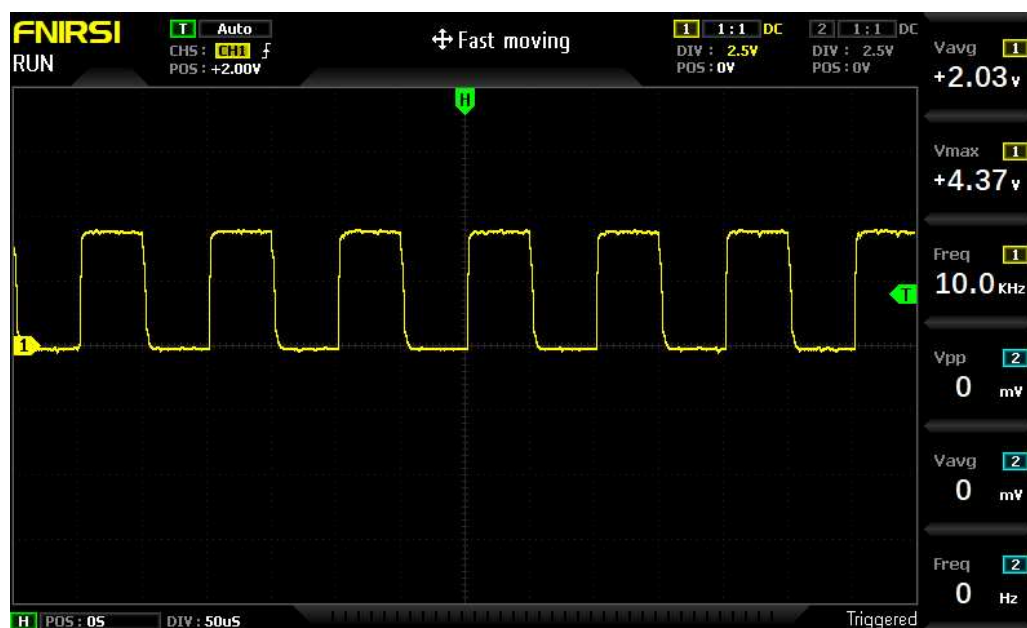


Figura 45 – Configuração dos módulos utilizados para teste do Inversor



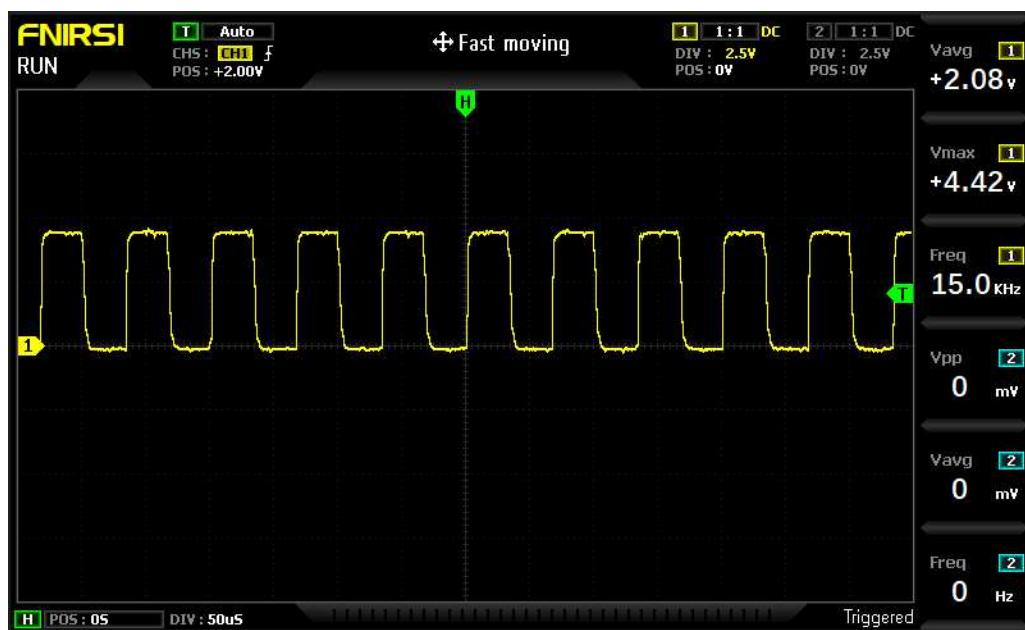
Fonte: Autor

Figura 46 – Sinal PWM com frequência de 10kHz gerado pelo módulo de controle



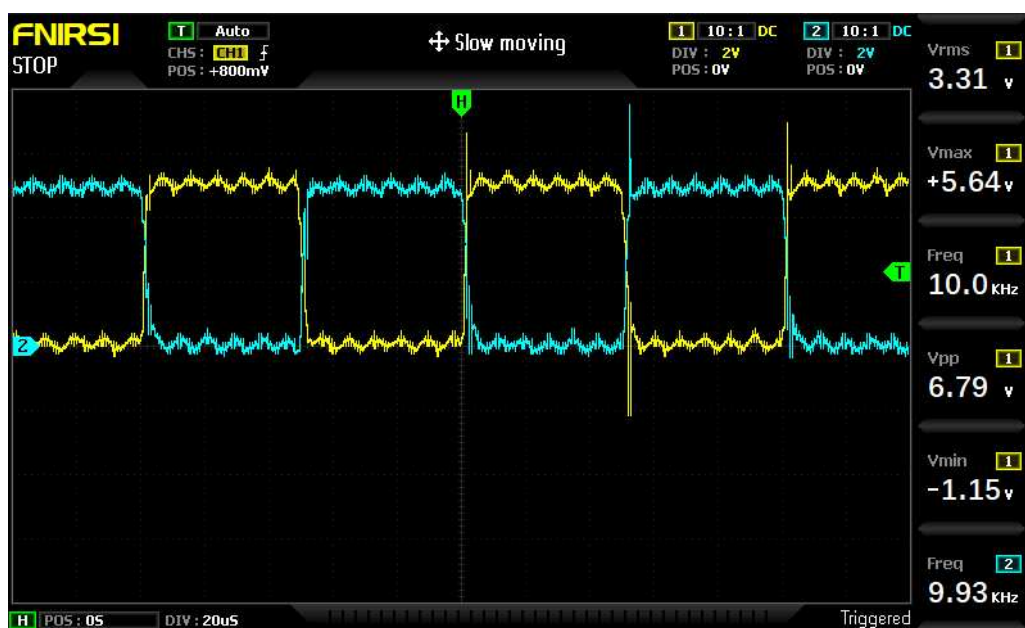
Fonte: Autor

Figura 47 – Sinal PWM com frequência de 15kHz gerado pelo módulo de controle



Fonte: Autor

Figura 48 – Sinal PWM e seu sinal negado gerados pelo módulo de controle



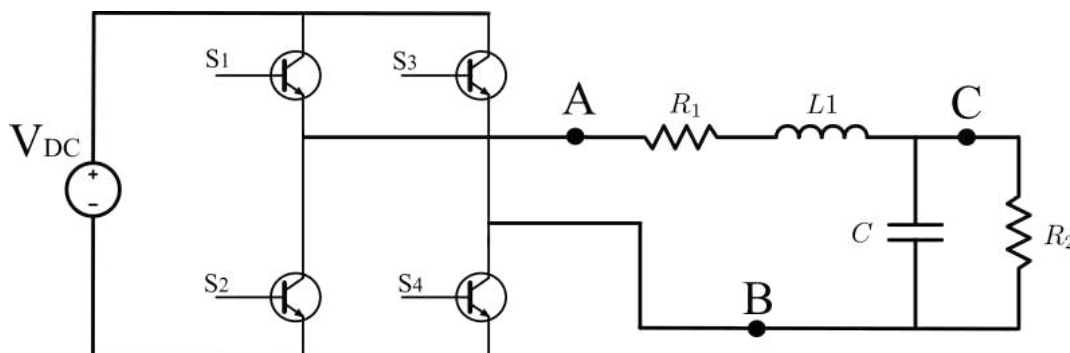
Fonte: Autor

Figura 49 – Zoom aplicado no sinal PWM e seu sinal negado gerados pelos módulo de controle



Fonte: Autor

Figura 50 – Circuito utilizado para teste do sistema. Pontos A, B e C foram utilizados para mensuração via osciloscópio. Valores dos componentes:  $R_1 = R_2 = 100\Omega$ ;  $C = 18.8\mu F$ ;  $L_1 = 500\mu H$ ;



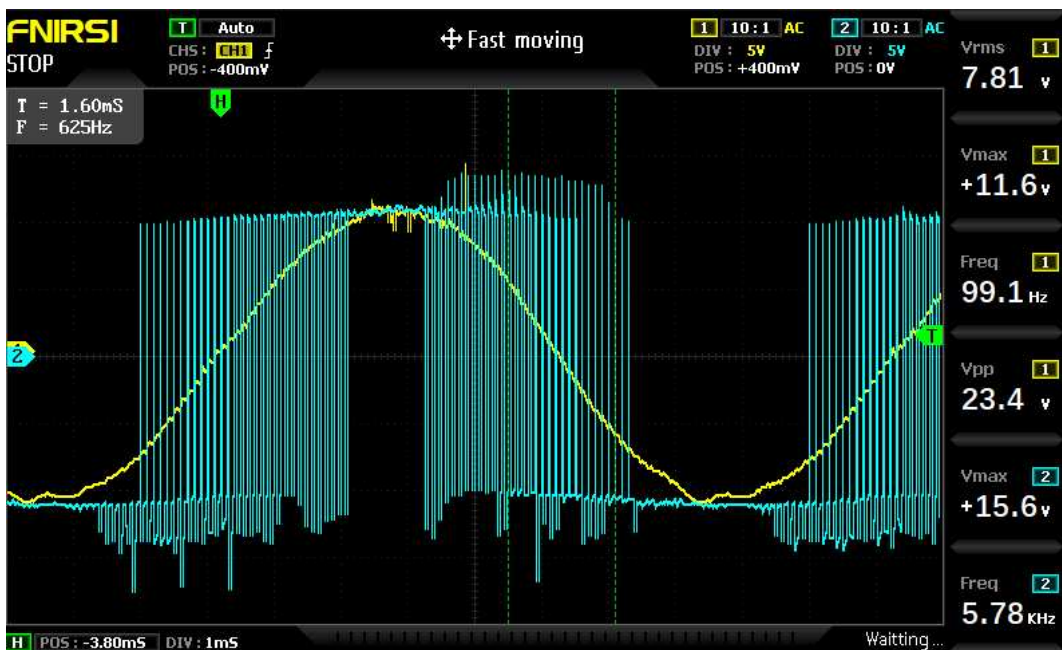
Fonte: Autor

Figura 51 – Inversor sendo operado com senoide de 60Hz. Tensão medida na saída do inversor e sob o capacitor do filtro utilizado



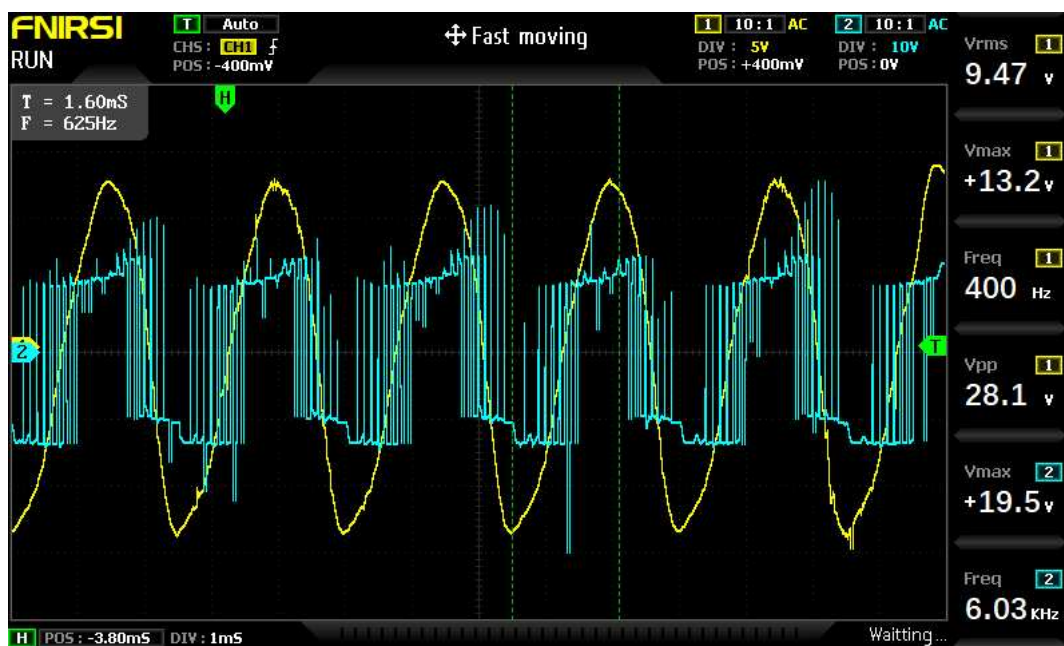
Fonte: Autor

Figura 52 – Inversor sendo operado com senoide de 100Hz. Tensão medida na saída do inversor e sob o capacitor do filtro utilizado



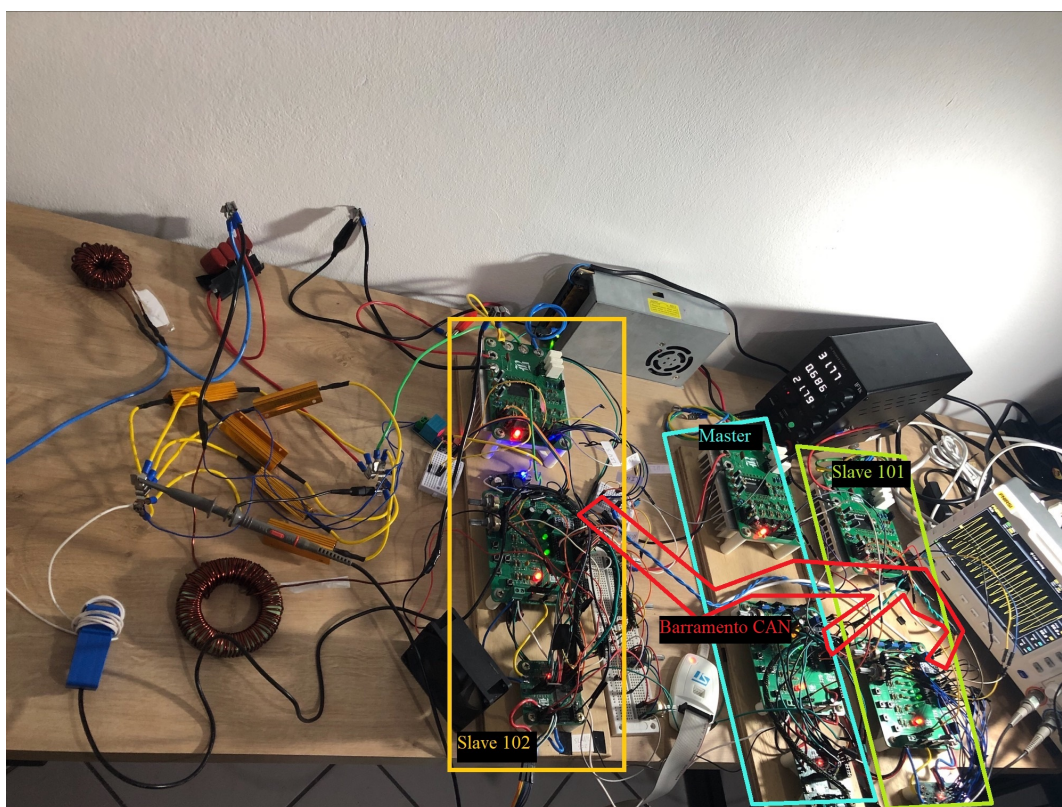
Fonte: Autor

Figura 53 – Inversor sendo operado com senoide de 400Hz. Tensão mensurada na saída do inversor e sob o capacitor do filtro utilizado



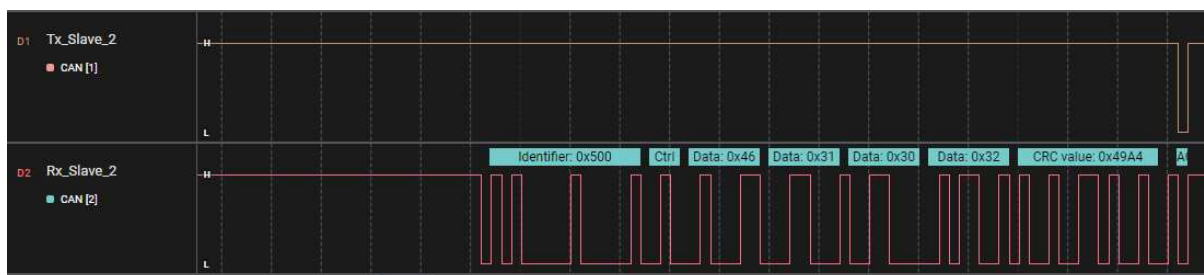
Fonte: Autor

Figura 54 – Setup para verificar comunicação entre os inversores.



Fonte: Autor

Figura 55 – Mensagem enviada pelo inversor *master* e recebida pelo inversor *slave* 102.



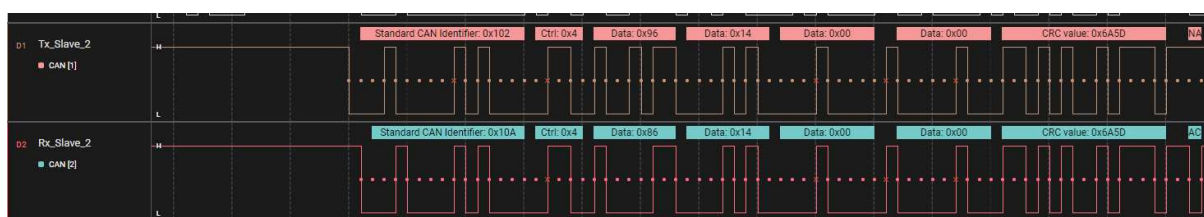
Fonte: Autor

Figura 56 – Intervalo de 1,5s entre o inversor *slave* receber a mensagem do inversor *master* e responder.



Fonte: Autor

Figura 57 – Mensagem de resposta do inversor *slave* 102 para o inversor *master*.



Fonte: Autor

A mensagem de resposta do inversor *slave* para o inversor *master* é mostrada na Figura 57. O *header* nesse caso é 0x102 pois foi o valor definido para ser o ID deste inversor *slave*, com isso, o inversor *master* consegue identificar qual inversor *slave* enviou a informação. O dados enviados na resposta do inversor *slave* são 0x96 e 0x14, esses valores representam 150 e 20 em decimal. Ambos foram previamente definidos de modo a verificar se a mensagem estaria sendo enviada corretamente. Porém, numa aplicação de microrredes, esses valores deveriam ser valores referentes ao inversor *slave* que devem ser informadas ao MGCC. Nesse caso, o MGCC estaria sendo executado junto ao inversor *master*.

### 3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o inversor modular desenvolvido neste trabalho, os arquivos referente ao inversor podem ser acessados em: (BRESSANINI, Gabriel L., 2023). Foi observado que o inversor é capaz de fornecer energia a uma carga em corrente alternada e se comunicar com outros inversores por meio do barramento CAN.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados referentes as simulações realizadas de modo a verificar o correto funcionamento das estratégias de controle desenvolvidas para operar uma microrrede com a utilização de controle hierárquico.

## 4 SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UMA MICRORREDE

Neste trabalho foi utilizado o software PSim versão 9.1. Uma consideração que deve ser feita antes de apresentar os resultados é a de que softwares de simulação possuem um parâmetro de configuração referente ao “passo de simulação”, isto é, qual o intervalo em que o software irá realizar os cálculos de modo a possibilitar que a simulação diminua o consumo de processamento e memória.

Em alguns casos esse “passo de simulação” deve ser alterado para verificar se o resultado apresentado pelo software está correto ou não. Durante o desenvolvimento deste trabalho verificou-se que na corrente de saída dos inversores constava uma componente DC, conforme apresentado na Figura 58a.

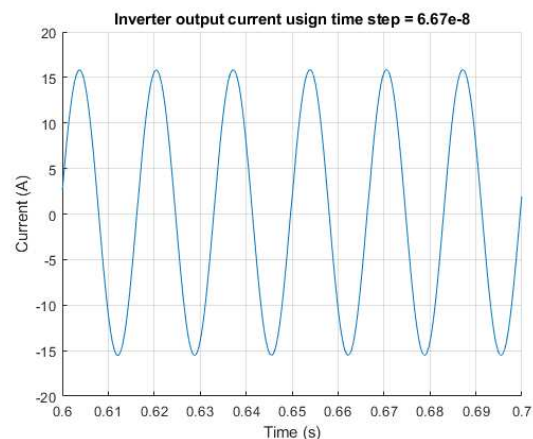
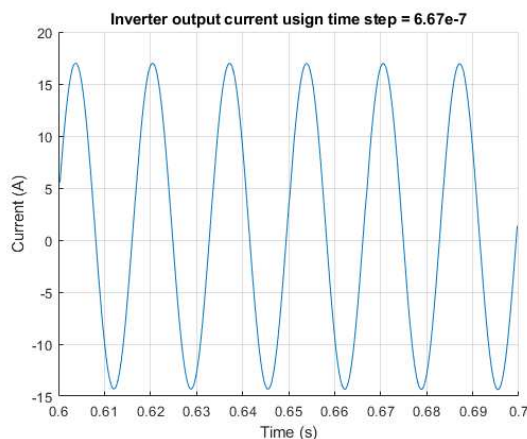
Esse valor DC desaparece ao diminuir o passo de simulação, por exemplo, executando a simulação referente à Figura 58a, porém configurando um passo de simulação dez vezes maior ( $6 \times 10^{-8} s$ ), o resultado tende a não apresentar mais a componente DC, conforme mostrado na Figura 58b. Desta forma, para as simulações realizadas neste trabalho, foi utilizado o passo de simulação de ( $6 \times 10^{-8} s$ ) a fim de diminuir o erro de simulação.

### 4.1 MICRORREDE CONSIDERADA

Como forma de verificar o funcionamento da microrrede utilizando os controladores de dinâmicas rápidas desenvolvidas para operar junto a uma estrutura de controle hierárquico para garantir correto funcionamento da mesma, este trabalho irá avaliar

Figura 58 – Resultados de simulação com variação do passo de simulação.  
(Software PSim, versão 9.1).

- (a) Corrente de saída do inversor. Simulação realizada com passo de simulação igual a  $6.67 \times 10^{-7}$ . (b) Corrente de saída do inversor. Simulação realizada com passo de simulação igual a  $6.67 \times 10^{-8}$ .

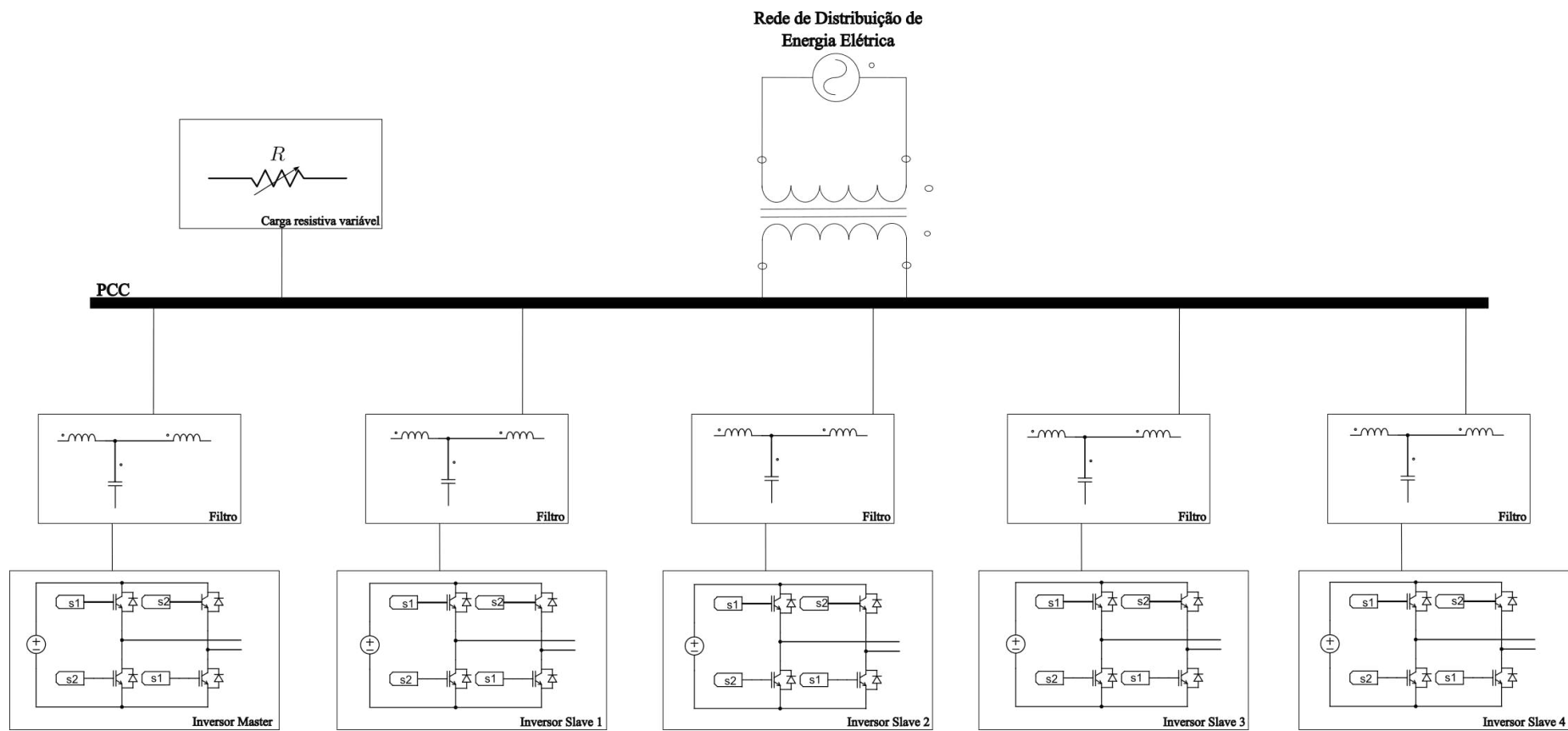




o caso com a microrrede apresentada na Figura 59. Sendo essa formada por cinco inversores e uma carga resistiva variável.

Tendo cinco inversores mais a carga passiva variável operando na microrrede, é possível simular cenários onde os inversores desempenhem papéis tanto de consumidores, no sentido de drenar potência da rede, como também de geradores, no sentido de injetar potência na rede. Com isso, pode-se verificar o funcionamento da microrrede com diferentes agentes operando de forma isolada ou simultaneamente. Tanto em modo ilhado como também em modo conectado à rede de distribuição de energia elétrica principal.

Figura 59 – Microrrede considerada para testes



Fonte: [Autor]

## 4.2 PROJETO DE FILTROS LCL

A fim de projetar os filtros utilizados nos inversores inseridos na microrrede foco deste trabalho, foram projetados cinco filtros, de acordo com a metodologia desenvolvida por (RUAN *et al.*, 2018) e descrita no Capítulo 2.

No Quadro 1, estão colocados os valores considerados para realizar o projeto dos filtros LCL referentes aos inversores que compõe a microrrede. Esses valores foram escolhidos de modo a verificar o funcionamento da microrrede com diferentes inversores, uma vez que esses parâmetros irão impactar no funcionamento dos geradores/consumidores presentes na microrrede. Os valores calculados dos elementos que compõem os filtros LCL de cada inversor utilizando a metodologia descrita no Capítulo 2 são apresentados no Quadro 2.

Quadro 1 – Parâmetros considerados para projetar filtros LCL.

| Inv | $V_{in}$ | $f_{sw}$ | $\lambda_{L_1}$ | $\lambda_C$ | $P_o$ | $\lambda_{vL_1}$ | $V_G$ | $f_G$ | $\lambda_h$ |
|-----|----------|----------|-----------------|-------------|-------|------------------|-------|-------|-------------|
| 1   | 200V     | 15kHz    | 30%             | 5%          | 3kW   | 5%               | 127V  | 60Hz  | 2%          |
| 2   | 200V     | 12kHz    | 25%             | 5%          | 1,2kW | 5%               | 127V  | 60Hz  | 2%          |
| 3   | 200V     | 15kHz    | 30%             | 5%          | 1,5kW | 5%               | 127V  | 60Hz  | 2%          |
| 4   | 200V     | 12kHz    | 25%             | 5%          | 1kW   | 5%               | 127V  | 60Hz  | 2%          |
| 5   | 200V     | 15kHz    | 30%             | 5%          | 1,2kW | 5%               | 127V  | 60Hz  | 2%          |

Fonte: Autor

Quadro 2 – Parâmetros calculados para os filtros LCL.

| Inv | $L_1$        | $L_2$       | $C$        |
|-----|--------------|-------------|------------|
| 1   | 400 $\mu$ H  | 30 $\mu$ H  | 20 $\mu$ F |
| 2   | 1000 $\mu$ H | 70 $\mu$ H  | 15 $\mu$ F |
| 3   | 600 $\mu$ H  | 60 $\mu$ H  | 15 $\mu$ F |
| 4   | 1300 $\mu$ H | 100 $\mu$ H | 10 $\mu$ F |
| 5   | 700 $\mu$ H  | 60 $\mu$ H  | 15 $\mu$ F |

Fonte: Autor

## 4.3 RESULTADOS DE CONTROLE DE NÍVEL 1

De modo a verificar o funcionamento da microrrede, foram projetados controladores para os inversores. A estratégia de desenvolvimento utilizada para os controladores foi a mesma apresentada no Capítulo 2.

### 4.3.1 Controle de Corrente

Os ganhos dos controladores de corrente projetados são apresentados no Quadro 3. Sendo a forma de aplicação, conforme (34), onde  $u_0$  é o sinal de controle atual,

ou seja, o que deve ser aplicado na planta,  $e_0, e_1, e_2$  os sinais de erro atual, passado e de duas amostras passadas, respectivamente. E  $u_1, u_2$  os sinais de controle passado e de duas amostras passadas. Assim, multiplicando os ganhos do controlador pelos sinais de erro e de controle passados, é possível gerar o sinal de controle atual para aplicar na planta.

$$u_0 = (e_0 * a_1) + (e_1 * a_2) + (e_2 * a_3) + (u_1 * a_4) + (u_2 * a_5) \quad (34)$$

A resposta em frequência do inversor 1 e do sistema em malha fechada com o controle de corrente projetado é mostrado na Figura 60. Nota-se que, ao operar em malha fechada com o controlador ressonante e amortecimento ativo, o pico de ressonância é suavizado de modo a não ter margem de ganho negativa, ou seja, magnitude acima de 1 quando a fase cruza  $-180$  graus. Desta forma, não causando uma instabilidade no sistema. Além disso, a característica ressonante necessária para operar na frequência desejada, de  $60\text{Hz}$ , também é observada no sistema. As respostas em frequência dos demais inversores ficaram semelhantes a apresentada na Figura 60.

Foram testadas referências tanto de injeção de potência em meia carga e potência nominal, como também, verificou-se o comportamento do controle em operar o inversor no modo de drenar potência da rede de distribuição. Verificando os controladores em simulação, foram obtidos os resultados mostrados nas Figuras 61, 62, 63, 64 e 65 para os inversores 1, 2, 3, 4 e 5, respectivamente. Válido ressaltar que a referência de potência enviada para os inversores é convertida para a referência de amplitude de corrente utilizada pelos controladores de cada inversor. Para converter a referência de potência para a referência de corrente utilizou-se:

$$I = \frac{P_{ref}}{\frac{V_G}{\sqrt{2}}} H_i \sqrt{2} = \frac{P_{ref}}{V_G} 2H_i \quad (35)$$

Onde  $I$  será a amplitude da senoide de referência utilizada pela malha de controle de corrente do inversor,  $V_G$  é a tensão da rede,  $H_i$  é o ganho do sensor utilizado para mensurar a corrente e  $P_{ref}$  é a referência de potência para o inversor.

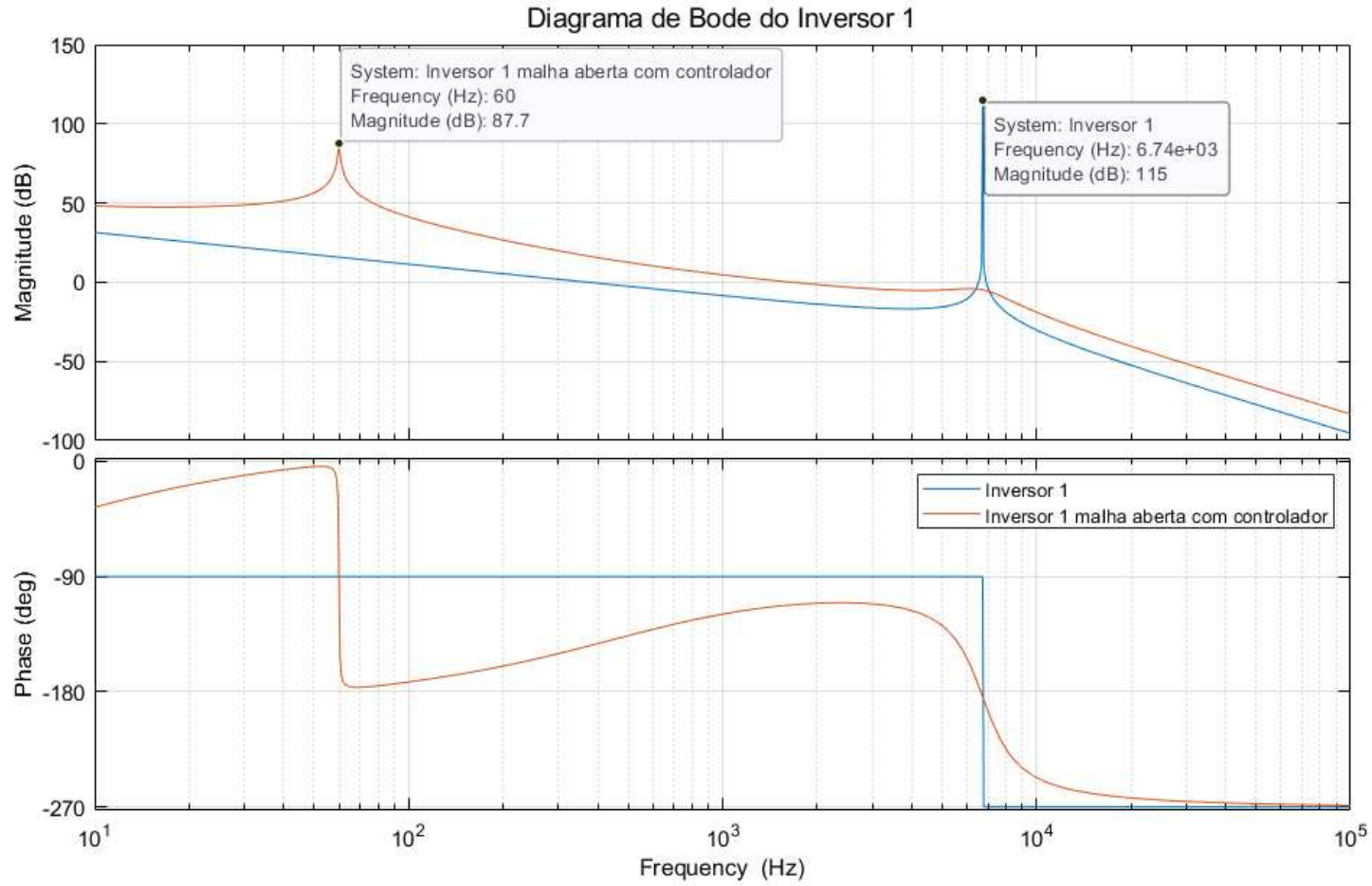
Os resultados foram satisfatórios uma vez que o controle se mostrou capaz de atender o seguimento de referência de potência com erro nulo tanto para valores de potência positivas (injetar) como também negativas (drenar).

Quadro 3 – Parâmetros calculados para os controladores de corrente.

| Inv | $K_p$   | $K_r$ | $\omega_o$ | $\omega_i$ | $a_1$        | $a_2$         | $a_3$        | $a_4$        | $a_5$         |
|-----|---------|-------|------------|------------|--------------|---------------|--------------|--------------|---------------|
| 1   | 1,54507 | 750   | 376,99     | 3,14159    | 1,7074614872 | -3,0992067470 | 1,3927209576 | 1,9989497195 | -0,9995812087 |
| 2   | 3,84472 | 1500  | 376,99     | 3,14159    | 4,2507421174 | -7,7104858519 | 3,4635370161 | 1,9984899173 | -0,9994765383 |
| 3   | 2,37151 | 500   | 376,99     | 3,14159    | 2,4777630394 | -4,7436396785 | 2,2673742218 | 1,9989497195 | -0,9995812087 |
| 4   | 4,02438 | 1000  | 376,99     | 3,14159    | 4,2918304931 | -8,0541221301 | 3,7662621747 | 1,9984899173 | -0,9994765383 |
| 5   | 2,73083 | 600   | 376,99     | 3,14159    | 2,8584111875 | -5,4626794583 | 2,6059927600 | 1,9989497195 | -0,9995812087 |

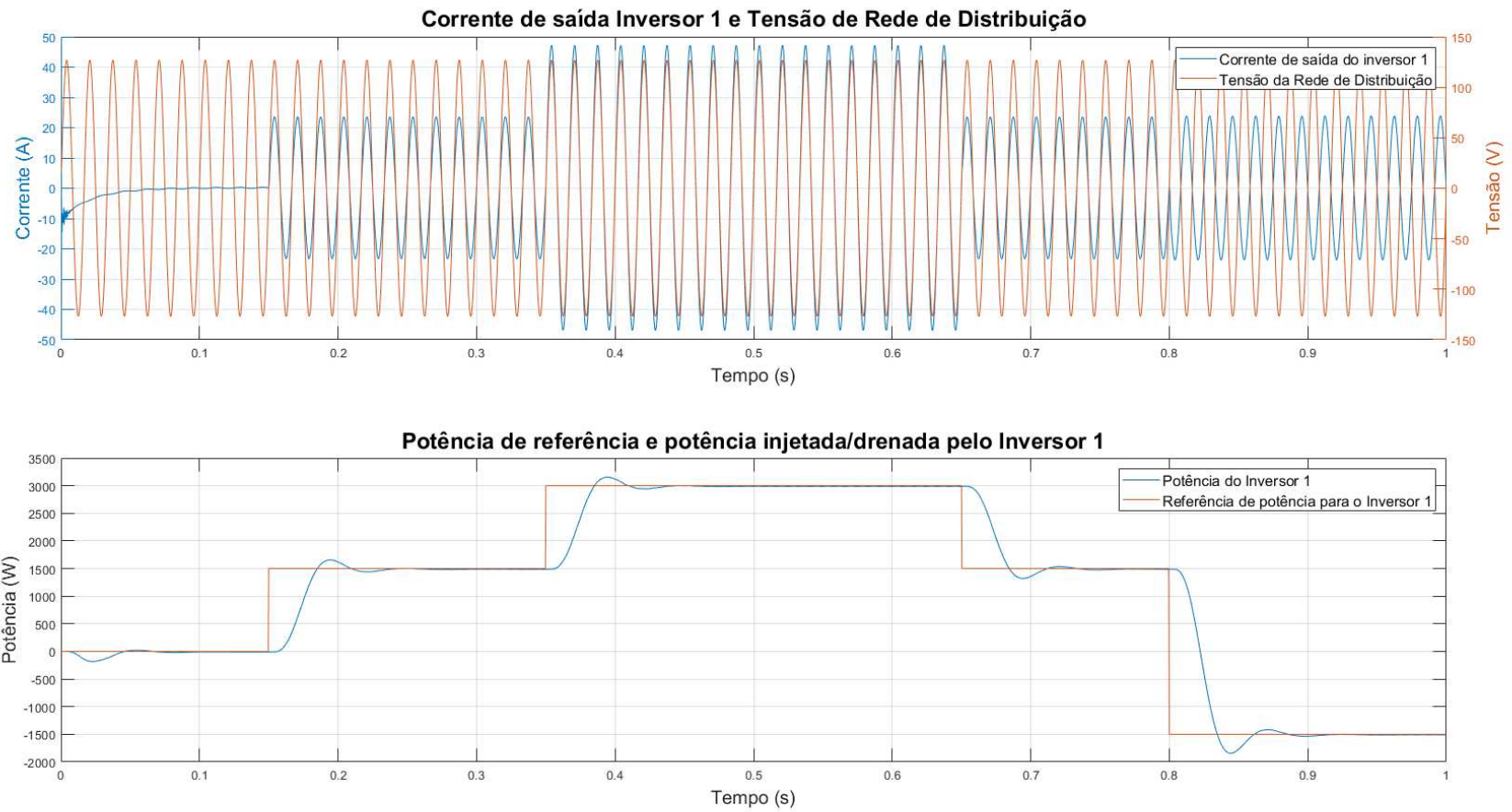
Fonte: Autor

Figura 60 – Resposta em frequência do inversor



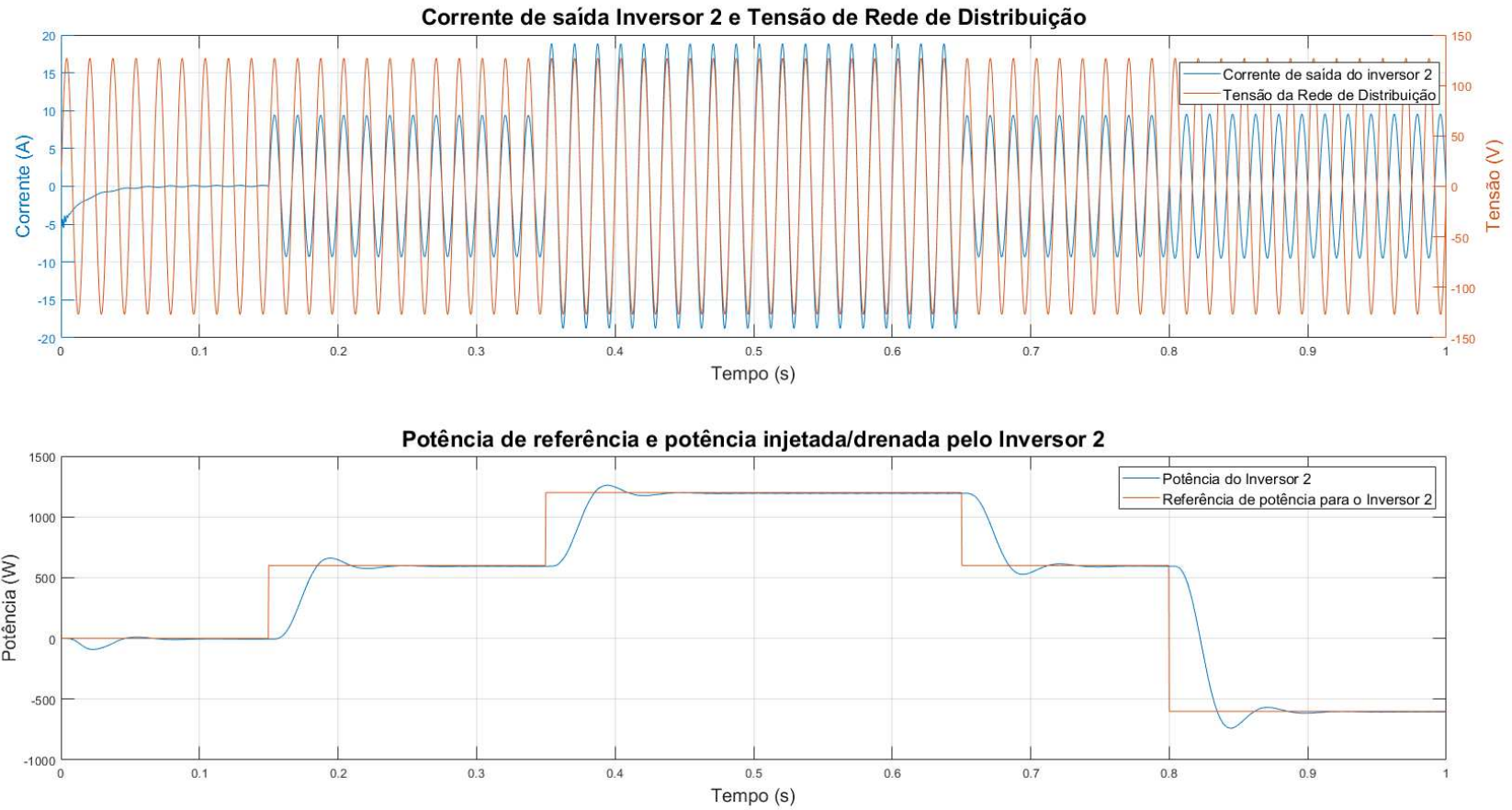
Fonte: Autor

Figura 61 – Controle de corrente aplicado no inversor 1.



Fonte: Autor

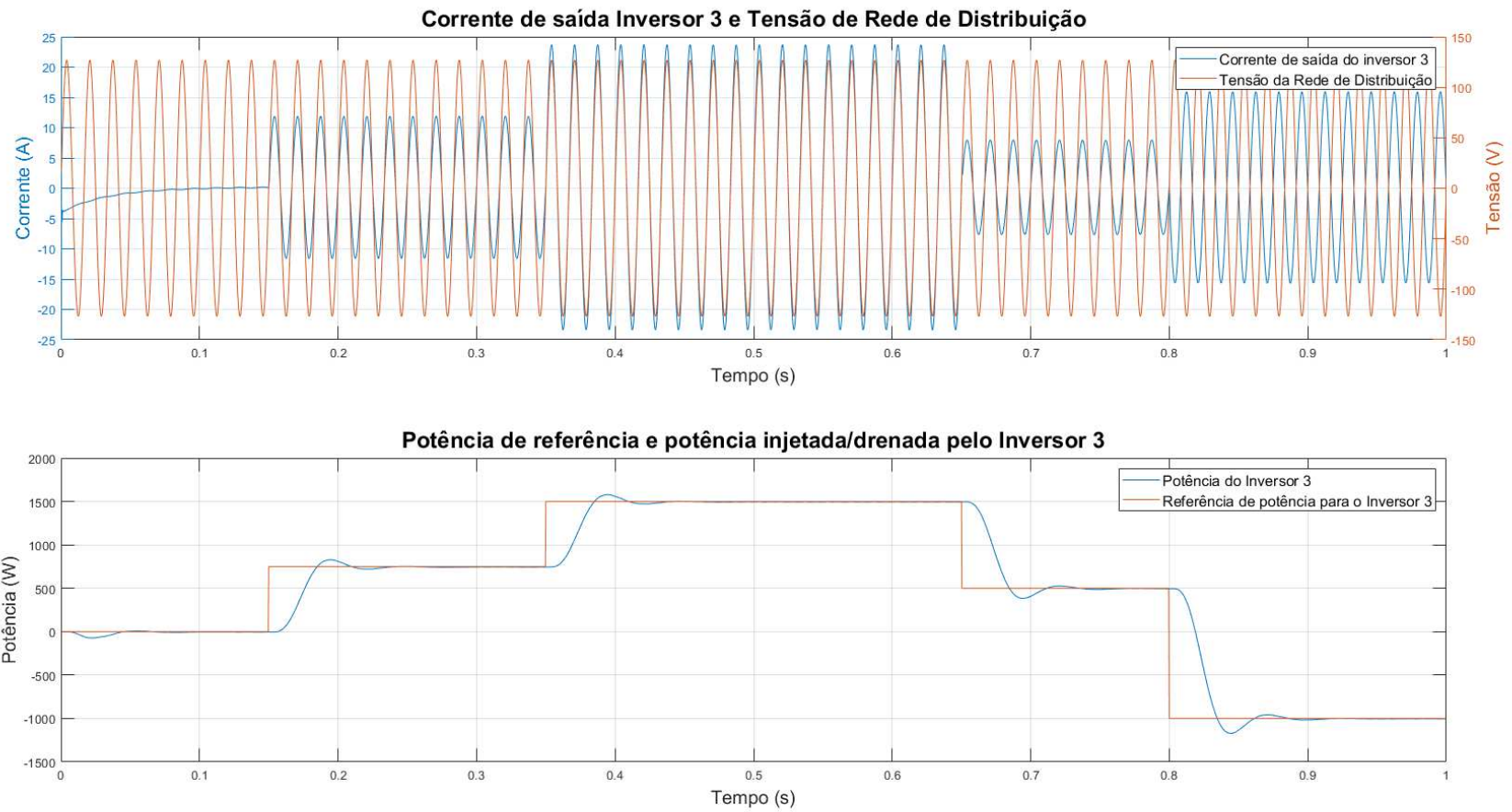
Figura 62 – Controle de corrente aplicado no inversor 2.



Fonte: Autor

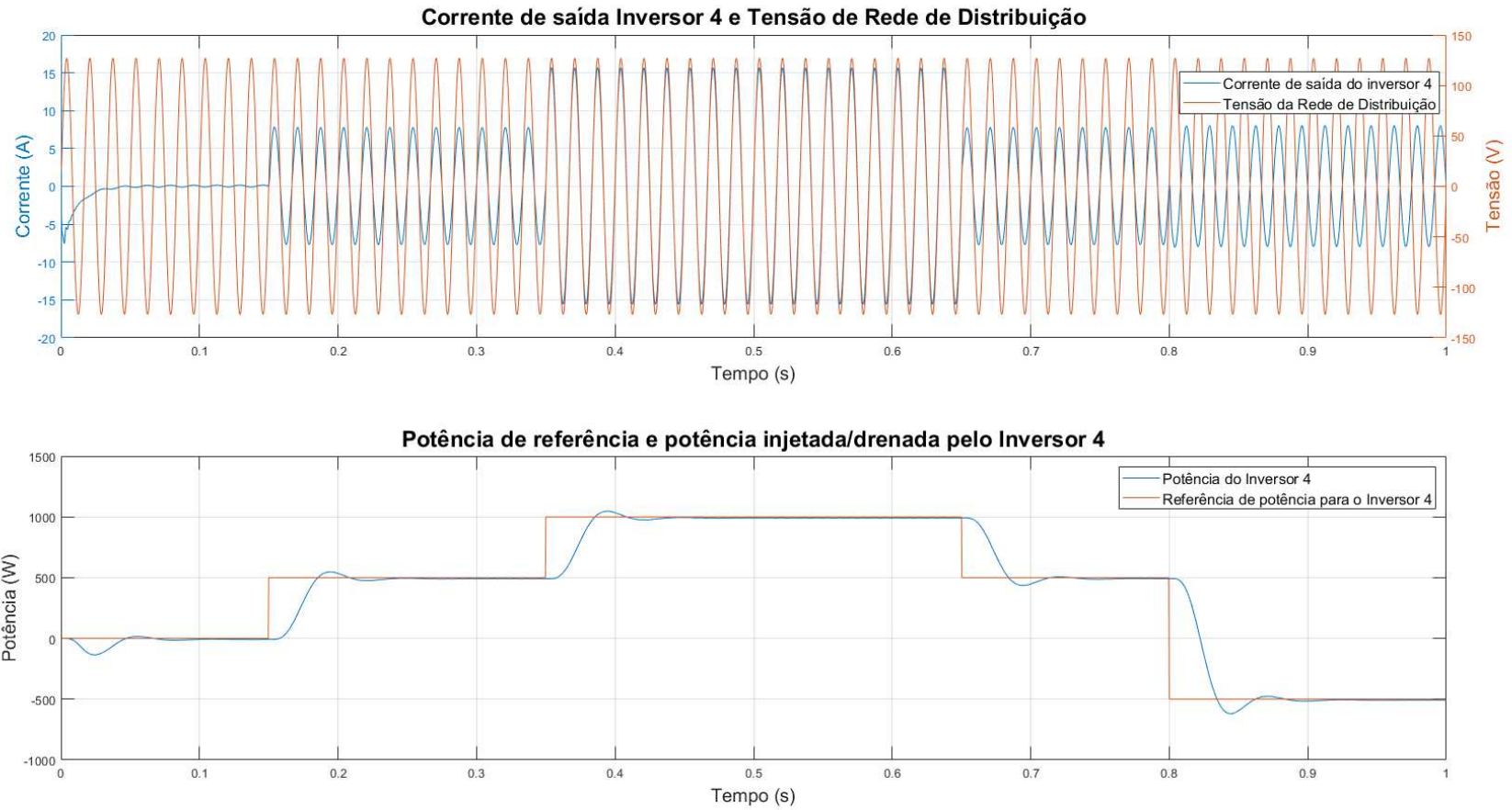


Figura 63 – Controle de corrente aplicado no inversor 3.



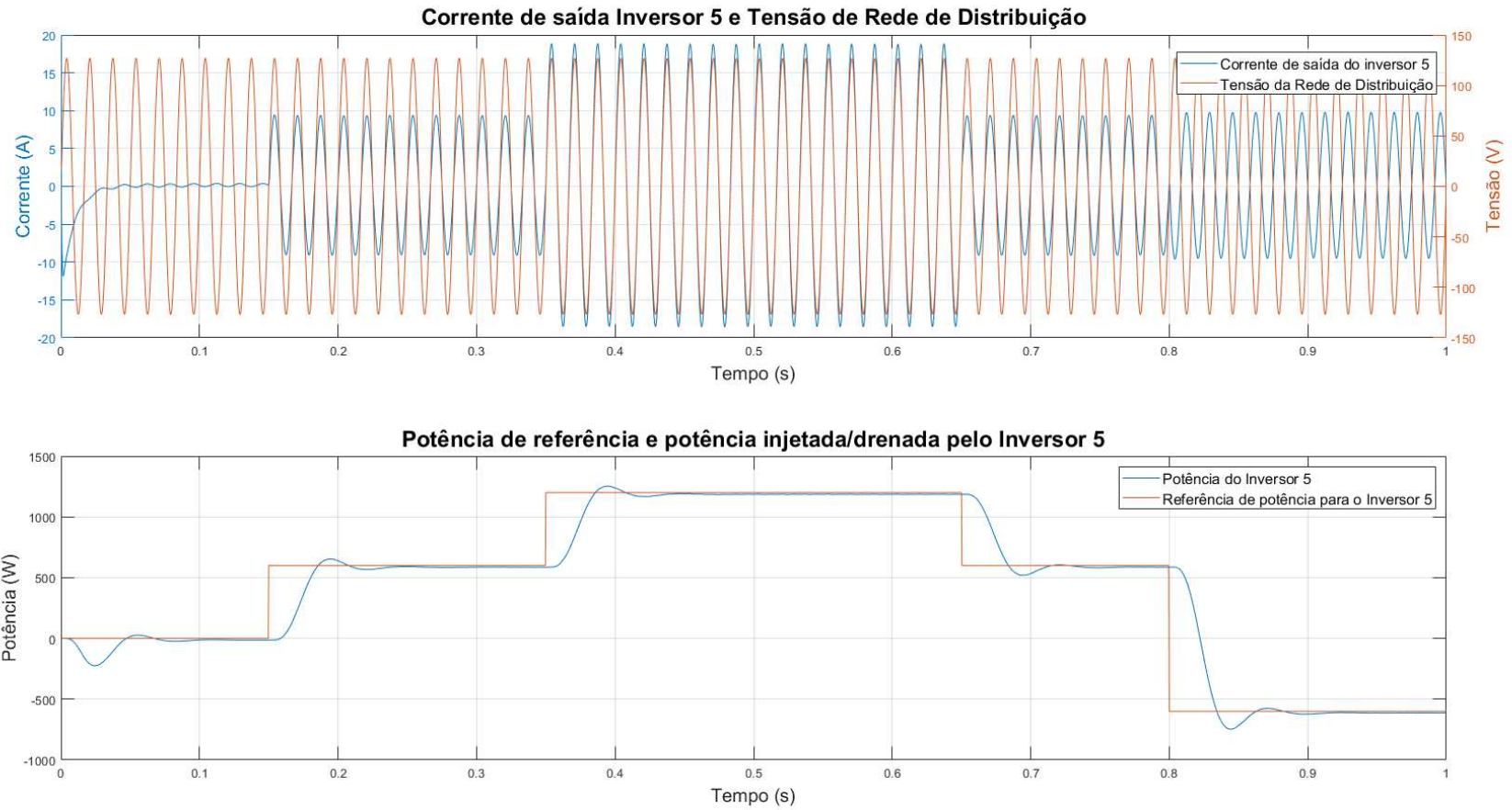
Fonte: Autor

Figura 64 – Controle de corrente aplicado no inversor 4.



Fonte: Autor

Figura 65 – Controle de corrente aplicado no inversor 5.



Fonte: Autor

### 4.3.2 Controle de Tensão

O controle de tensão utilizado neste trabalho é o que foi descrito no Capítulo 2. Aplicando a metodologia descrita para o inversor 1 (*master*) e considerando os tempos de assentamento de  $0,305ms$  para a malha de corrente, e de  $2,44ms$  para a malha de tensão, a fim de garantir uma relação de 8 entre as malhas de controle, obteve-se os ganhos dos controladores apresentados no Quadro 4. O resultado do controle de tensão é mostrado na Figura 66. Verifica-se que o correto seguimento da referência de amplitude ( $127V$ ) e frequência ( $60Hz$ ) é atingido. De modo a verificar a estabilidade do sistema frente a variações na carga, aplicou-se degraus de carga resistiva nos instantes  $0,35s$ ,  $0,6s$  e  $0,8s$ . Sendo as duas primeiras perturbações referentes a um aumento na necessidade do inversor prover energia para a microrrede com a adição de duas cargas de  $35,8\Omega$  em paralelo, e a última perturbação sendo a retirada destas cargas, assim criando a necessidade do inversor diminuir a energia injetada na microrrede de modo a atingir as referências de amplitude de tensão e frequência desejadas. Nota-se que, nesse caso, não existe referência de potência a ser seguida pelo inversor, visto que essa potência é variável de modo que o sistema mantenha as características de amplitude de tensão e frequência para a microrrede apesar das variações na carga. No gráfico “Sinal de controle do Inversor 1” é mostrado o sinal de controle aplicado na planta, repara-se que em nenhum momento este sinal satura por conta das perturbações. O erro no seguimento de referência da malha de tensão é apresentado no gráfico “Erro malha de tensão”, observa-se a capacidade de rejeição de perturbação causada por variação de cargas na microrrede.

Quadro 4 – Parâmetros calculados para o controle de tensão do inversor 1

| Inv                    | 1                        |
|------------------------|--------------------------|
| $K_{malha_{tensao}}$   | $-0,107531214702201$     |
| $T_{malha_{tensao}}$   | $-0,00138931822884337$   |
| $K_{malha_{corrente}}$ | $21,0624904600543$       |
| $T_{malha_{corrente}}$ | $5,56318264483967e - 05$ |

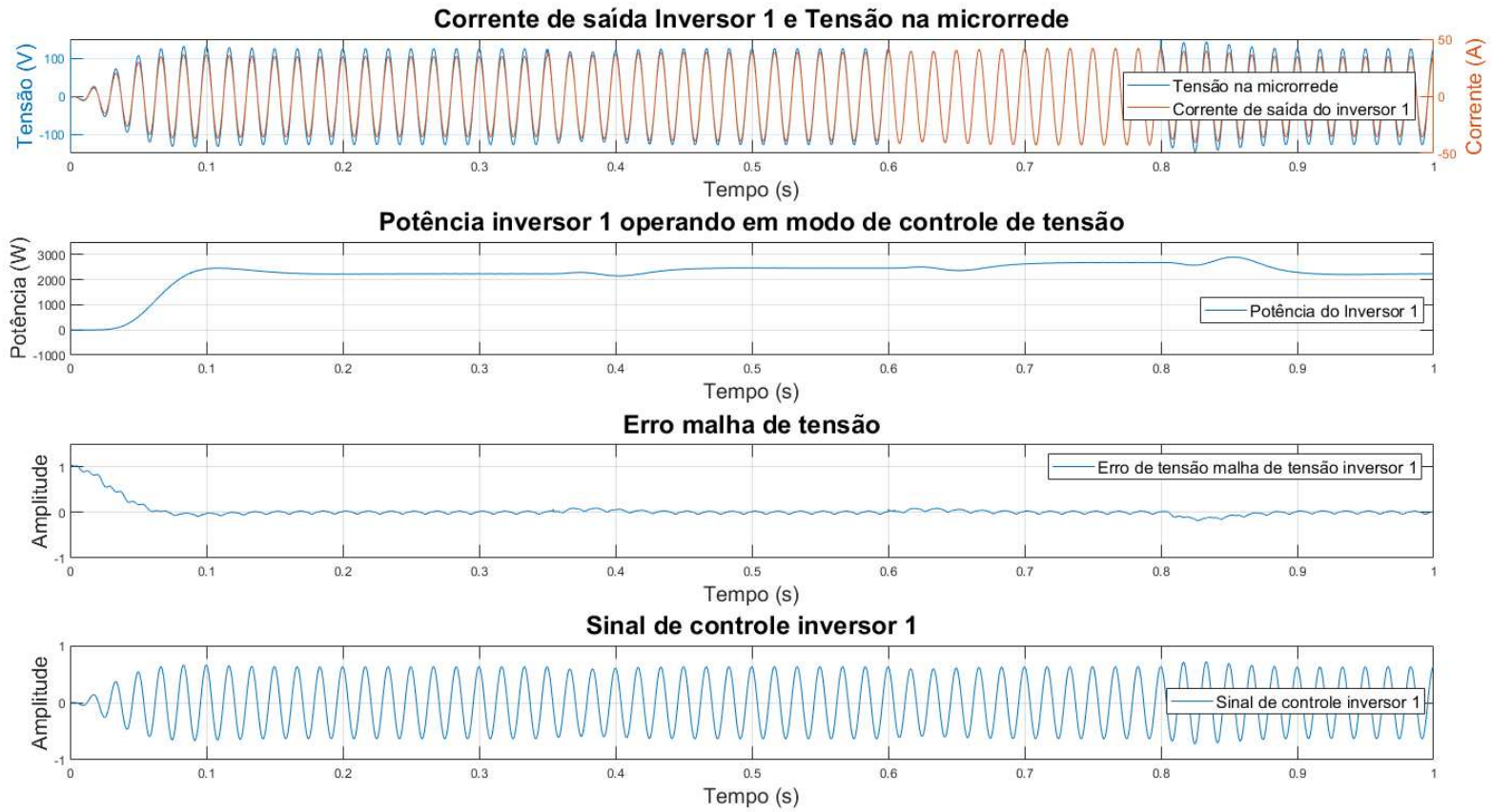
Fonte: Autor

Na Figura 67 é mostrado o cenário onde o modo de operação da microrrede é alterado do modo ilhado para o modo conectado à rede principal após a sequência de sincronismo da frequência da microrrede com a da rede principal ocorrer. Nota-se no gráfico “Sinais de comando para troca de controle no inversor Master” que no instante  $t = 0,2s$  ocorre a detecção do retorno da rede principal. A partir desse momento, a sequência de sincronismo da frequência da microrrede com a da rede principal inicia. Essa sequência, conforme observada no gráfico “tensão da microrrede e tensão da rede principal” se dá por meio da alteração da fase da frequência da microrrede, uma vez que, como ambas as frequências são de  $60Hz$ , é necessário sincronizá-las para

não causar uma perturbação ao trocar a referência para os controladores dos inversores presentes na microrrede. Após a sequência de sincronismo, aproximadamente no instante  $t = 0,42$  ocorre a reconexão da microrrede com a rede principal. Nesse instante, o controle do inversor *master* é trocado para operar somente o controle em corrente, uma vez que agora, as condições de amplitude de tensão e frequência da rede são determinadas pela rede principal de distribuição de energia elétrica.

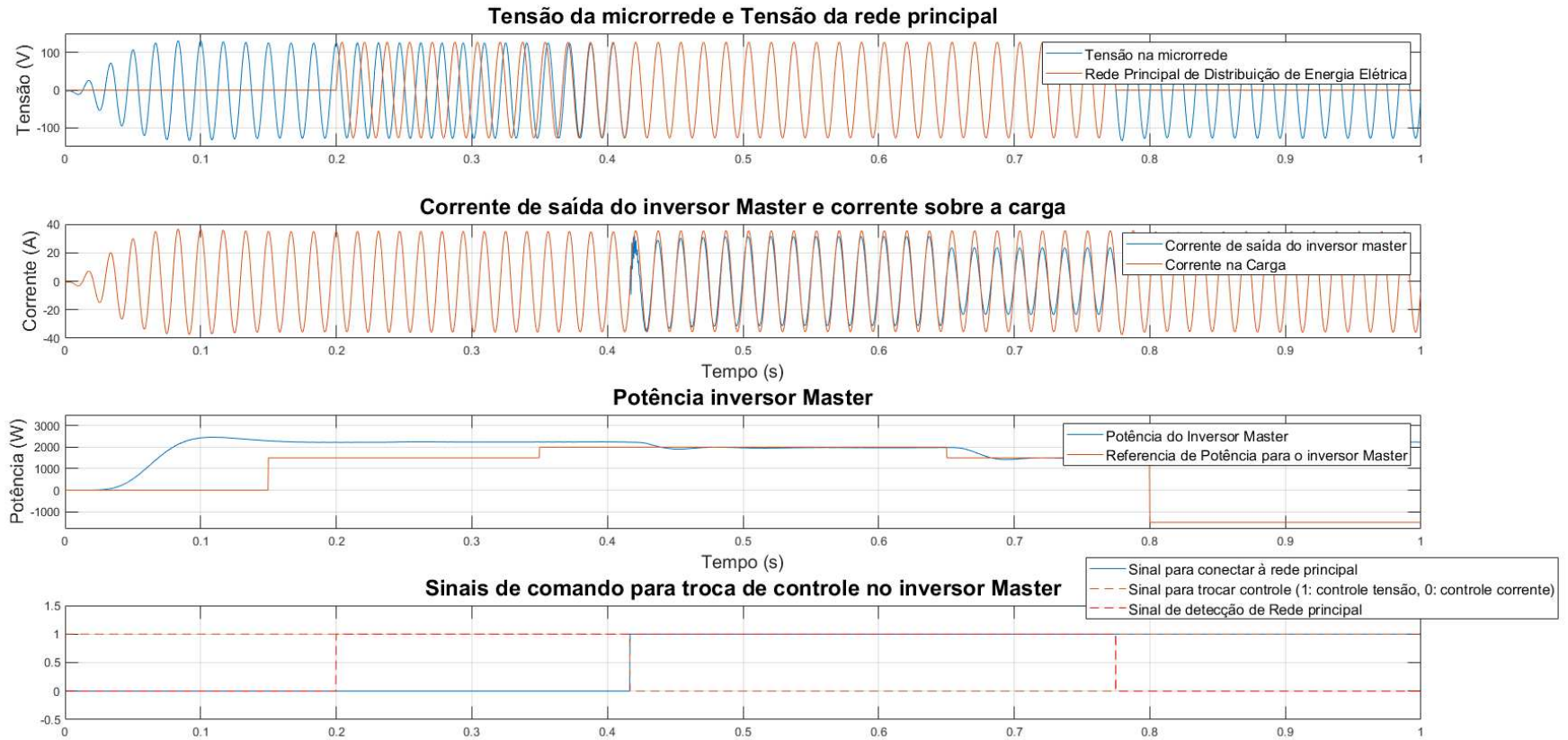
Observando o gráfico “Potência Inversor Master” na Figura 67 nota-se que após a reconexão com a rede principal, o inversor Master passa a seguir a referência de potência determinada pelo MGCC até o instante  $t = 0,78s$  onde uma falha na rede principal de energia elétrica ocorre fazendo com que a microrrede retorne à operar em modo ilhado, é válido ressaltar que essa referência foi definida de modo a representar uma referência advinda de uma estrutura de controle de mais alto nível no modelo hierárquico. Com isso, o inversor *master* volta a operar em controle de tensão, garantindo que as condições de amplitude de tensão e frequência sejam respeitadas na microrrede.

Figura 66 – Controle de tensão aplicado no inversor 1 para formar microrrede.



Fonte: Autor

Figura 67 – Conexão e desconexão com a microrrede.



Fonte: Autor

#### 4.4 CENÁRIOS DE TESTE PARA VERIFICAR FUNCIONAMENTO DA MICRORREDE

De modo a verificar o comportamento dos controladores de tensão e corrente operando tanto em modo ilhado, como também em modo conectado à rede de distribuição. Foram definidos cenários de modo a exemplificar num primeiro momento a ação individual de cada perturbação na microrrede. E num segundo momento, verificar o comportamento do sistema operando com a combinação dos cenários previamente apresentados. Os cenários de interesse para serem verificados via simulação são:

- **Inicialização do inversor formador da microrrede;**

A inicialização da microrrede é mostrado na Figura 68. Neste caso, o inversor 1 está operando como inversor *master* da microrrede, desta forma, ele está aplicando um controle de tensão para manter a microrrede operando. Neste cenário, existe somente o inversor *master* e a carga passiva resistiva compondo a microrrede. Observando a Figura 68, tem-se que as condições de amplitude e frequência estão de acordo com as condições da rede principal de distribuição de energia considerada.

Operando em modo ilhado o inversor master é responsável por controlar a tensão da mesma, de modo à injetar ou drenar potência da microrrede de modo à estabilizá-la frente à variações de carga.

- **Transição do modo ilhado para o modo conectado à rede de distribuição / Sincronismo da microrrede com a rede de distribuição de energia elétrica;**

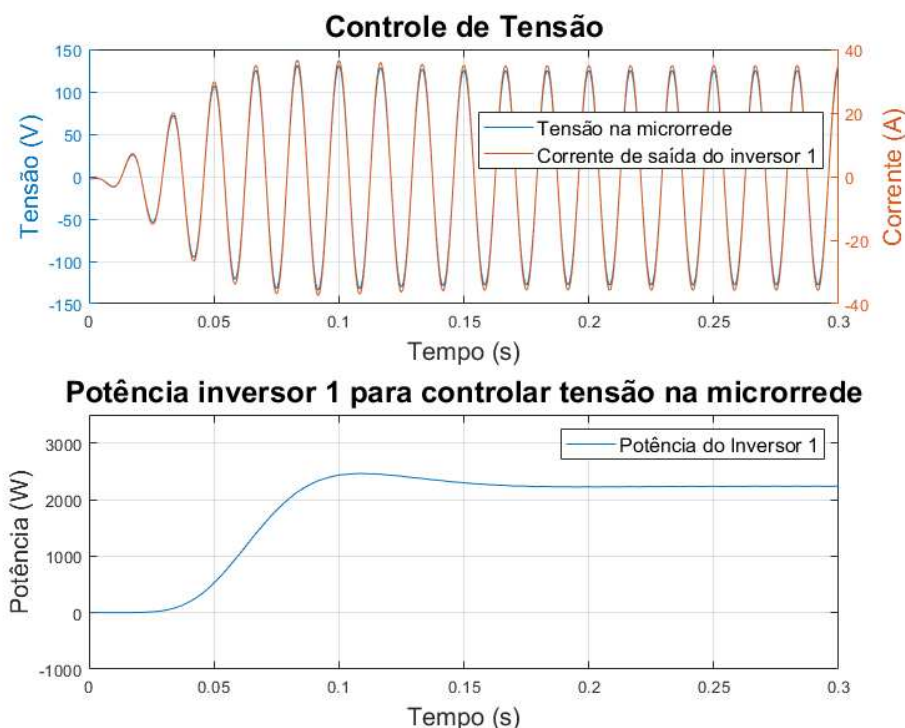
Quando a rede principal de distribuição de energia elétrica é "restabelecida" após sofrer uma falha, é necessário que a microrrede se adéque às novas características da rede principal de modo que a transição do modo ilhado para o modo conectado seja suave, com isso, causando uma perturbação menor nas cargas conectadas na microrrede.

A estratégia de corrigir a fase em que a microrrede está operando de modo a se adequar a rede principal é mostrada na Figura 69. Nota-se que, de modo a diminuir o degrau durante a reconexão com a rede principal, a fase utilizada no controle de tensão da microrrede é gradativamente alterada, de modo que a referência para os demais inversores presentes na microrrede também se adéquem as condições da rede principal.

O gráfico "Tensão da microrrede e tensão da rede principal" na Figura 69 mostra o momento que a rede principal de energia elétrica é "reestabelecida", em  $t = 0,2s$ . Verifica-se que existe uma defasagem entre a tensão na microrrede e a tensão da rede principal. Durante o intervalo  $[0,2s \ 0,45s]$  é



Figura 68 – Inicialização microrrede com inversor master formando a microrrede

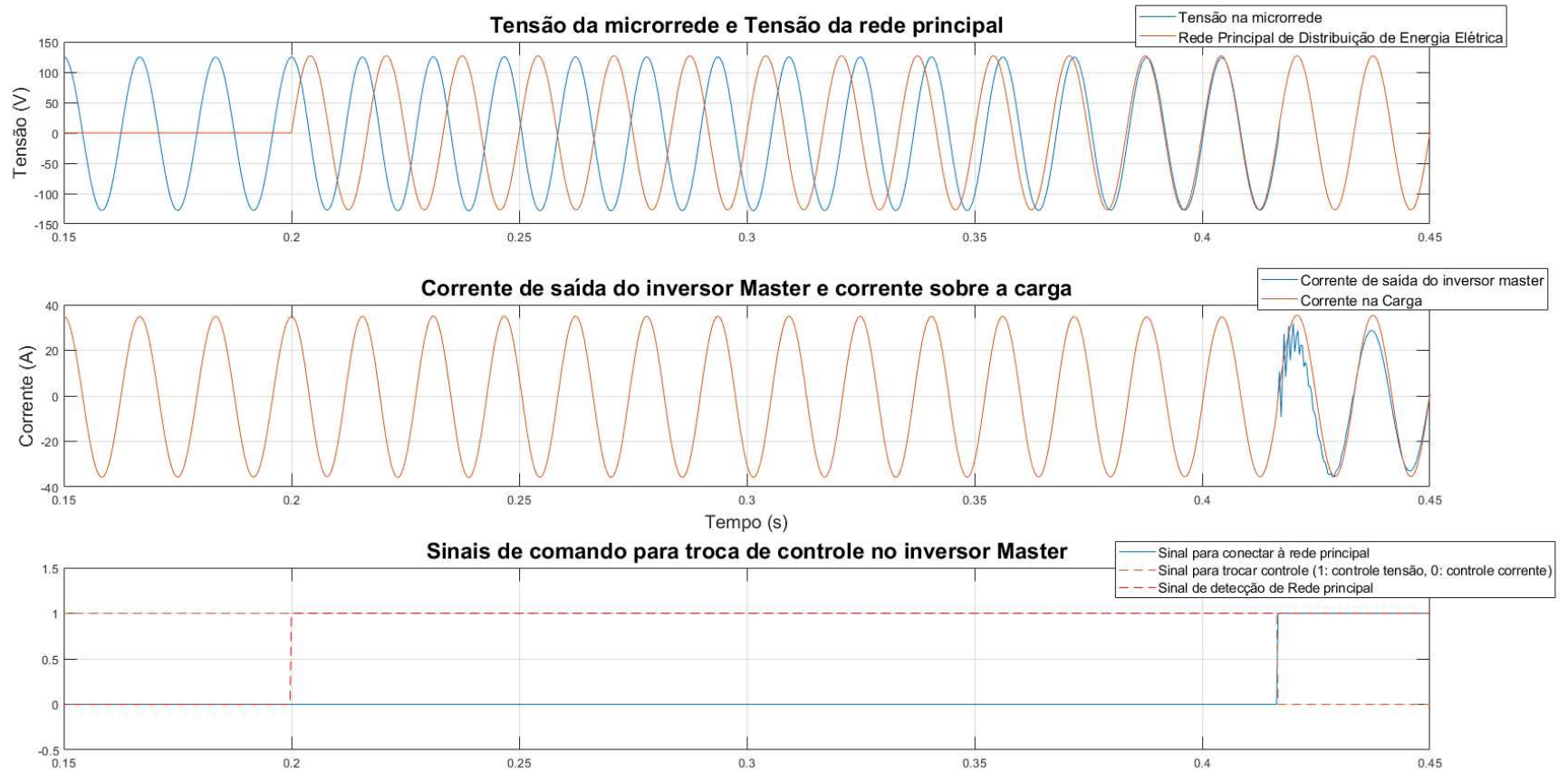


Fonte: Autor

realizada a adequação da tensão na microrrede por meio da aplicação de uma “defasagem” na referência de tensão do controle aplicado pelo inversor *master*.

Observando os sinais apresentados no gráfico “Sinais de comando para troca de controle no inversor Master” na Figura 69, verifica-se que entre a detenção de rede principal e a efetiva “troca de controle” do inversor *master*, que implica na reconexão da microrrede com a rede principal, existe esse intervalo de tempo que visa diminuir o “erro” entre as condições de tensão, frequência e fase entre a microrrede e a rede principal de distribuição de energia.

Figura 69 – Conexão com a rede principal



Fonte: Autor

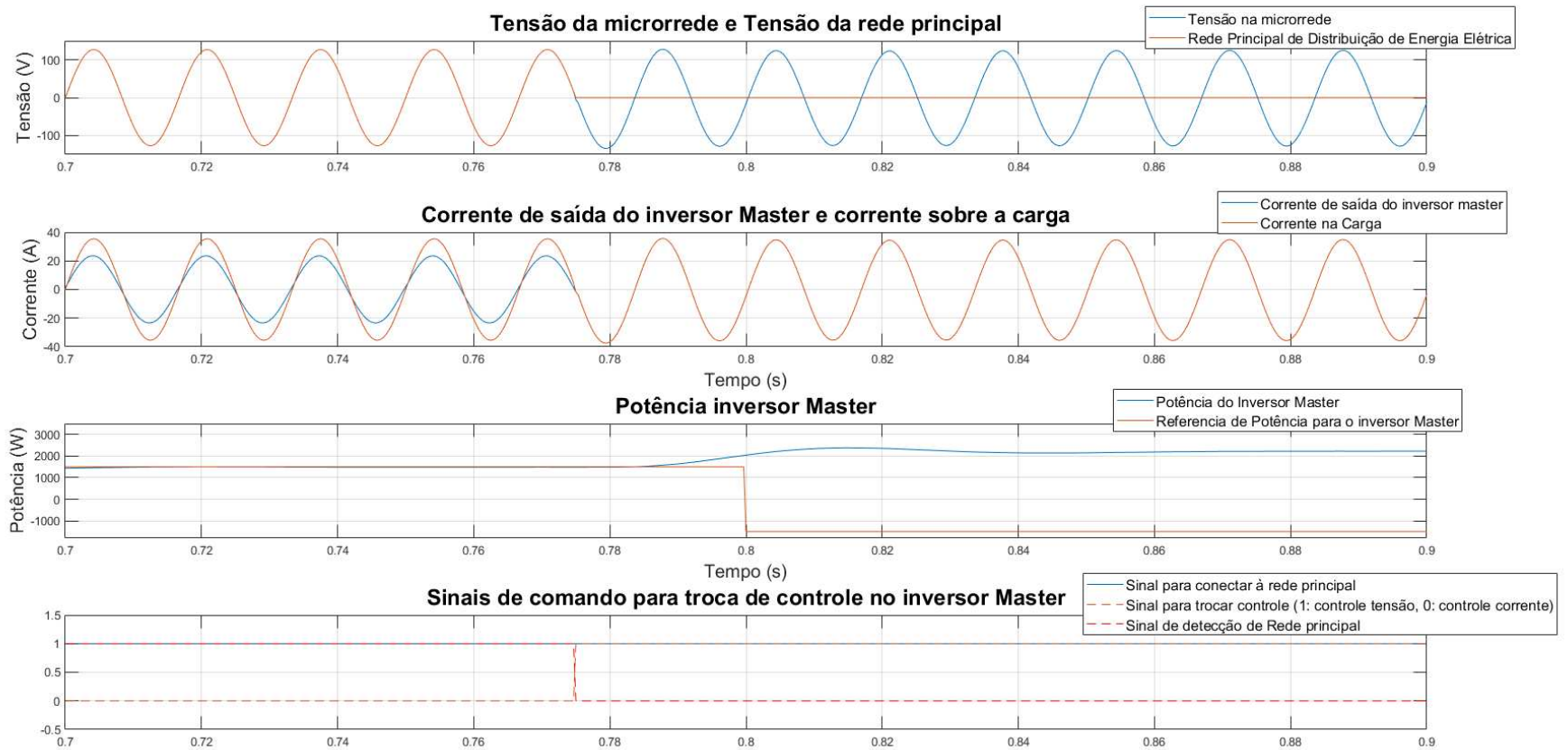
- **Transição do modo conectado para o modo ilhado;**

Diferente do cenário anterior, onde a transição ocorre do modo ilhado para o modo conectado. Nesse cenário, onde a transição se dá do modo conectado para o modo ilhado, não existe “tempo de adequação” para preparar o melhor momento de desconexão, assim, no momento em que é detectada a falha da rede principal, o MGCC deve indicar para o inversor master que a estratégia de controle em tensão deve ser aplicada. Assim, garantindo que os demais agentes presentes na microrrede não precisem se desconectar da mesma.

Para verificar o comportamento da microrrede ao ocorrer uma falha da rede principal de distribuição de energia elétrica, e desta forma, ter que operar em modo ilhado. Criou-se uma simulação onde uma falha na microrrede ocorre no tempo  $t = 0,775s$ . O resultado da transição entre o modo conectado e o modo ilhado é mostrado na Figura 70. Observa-se que, anteriormente à falha da rede principal, o inversor *master* estava aplicando um controle de corrente e seguindo uma referência de potência, desta forma, operando conforme um inversor normal conectado à rede de distribuição. E, após a falha da rede principal, o MGCC envia o sinal para que o inversor troque o tipo de controle aplicado para um controle de tensão, desta forma, fazendo com que o inversor *master* deixe de seguir a referência de potência.

Nesse cenário nota-se que o controle de tensão deve ser inicializado corretamente, de modo que os valores utilizados previamente para o controle de corrente sejam aplicados na estratégia de controle de tensão para que o controle não inicie zerado, pois dessa forma iria causar uma perturbação maior na tensão da microrrede. Para isso, utilizou-se a estratégia de que, ao estar atuando o controle ressonante de corrente durante o modo conectado à rede de distribuição, o sinal de controle aplicado no sistema é também considerado na malha de corrente da estratégia de controle de tensão para o modo desconectado. Com isso, os valores passados de sinal de controle e erro estarão sendo atualizados em ambas as malhas, garantindo assim, uma menor perturbação ao realizar a troca dos controladores.

Figura 70 – Desconexão com a rede principal



Fonte: Autor

- **Em modo ilhado:**

- **Inicialização de inversor slave drenando potência;**

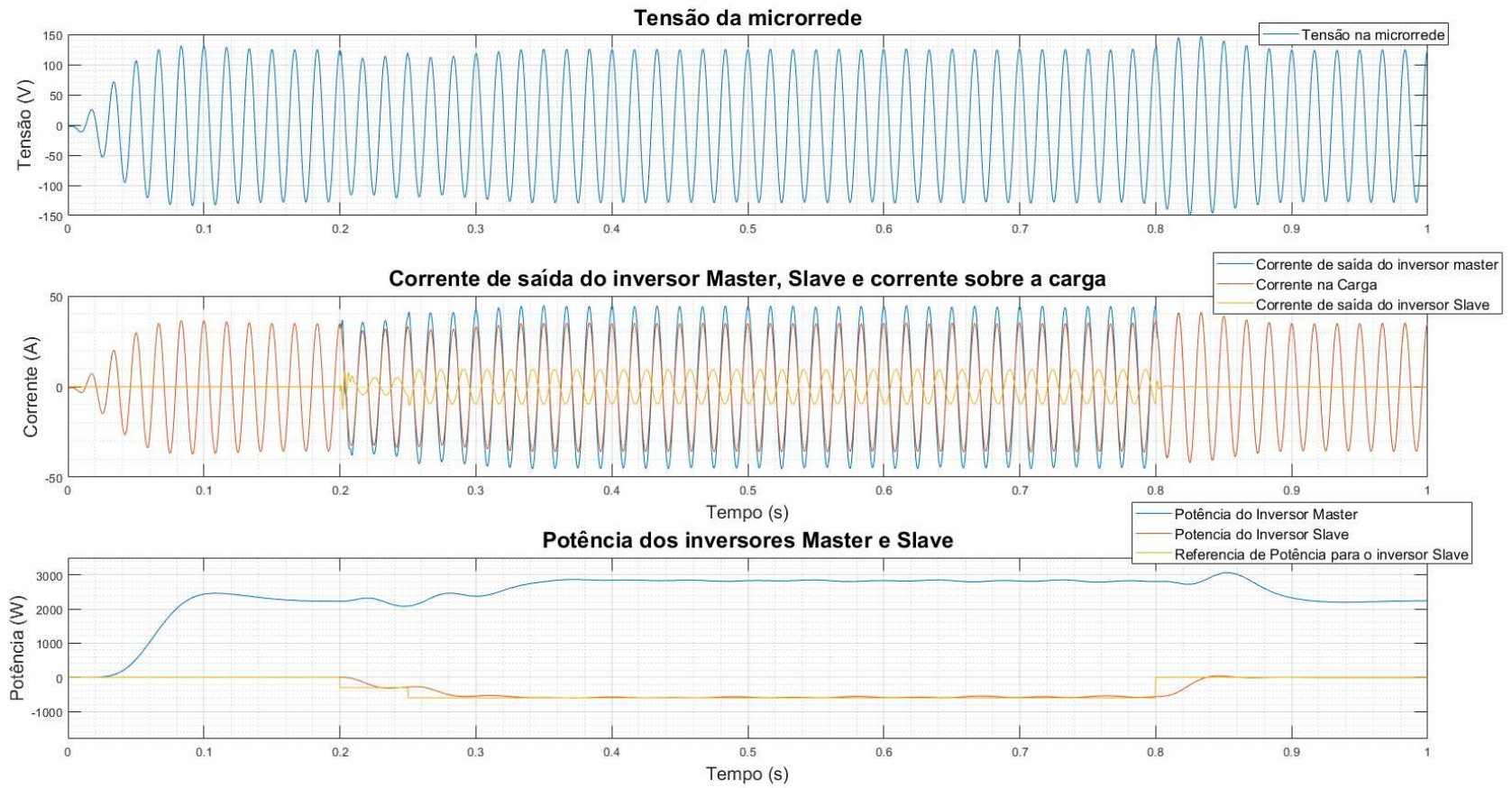
Nesse cenário, o inversor *slave* drena potência da microrrede. Desta forma, forçando o inversor *master* a injetar mais potência de modo a manter as condições de tensão e frequência da microrrede inalteradas.

Observando os gráficos na Figura 71, temos que o inversor *slave* inicia o consumo de potência no tempo  $t = 0,2s$ , nesse tempo, o inversor *master* já havia iniciado a microrrede controlando a tensão sobre a carga passiva existente na microrrede. Observando o gráfico de potência, tem-se que o consumo de potência pelo inversor *slave*, em laranja, implica numa distorção da tensão da microrrede, observada no gráfico da tensão da microrrede. Com isso, o inversor *master* aumenta a corrente injetada na microrrede de modo a compensar essa nova “carga” acoplada na microrrede.

No tempo  $t = 0,8s$  o inversor *slave* deixa de consumir potência. Desta forma, implicando novamente numa perturbação na tensão da microrrede. O inversor *master* então reduz a injeção de corrente de modo a corrigir o distúrbio na tensão.

Nesse cenário é possível observar que com um inversor fazendo o papel de inversor *master*, a regulação de tensão perante distúrbios como variação de carga, são resolvidos de maneira automática. Sem a necessidade de uma ação do MGCC. Entretanto, uma ação possível do MGCC seria alterar a variação de outros inversores que estão injetando potência na microrrede de modo à possibilitar que o inversor *master* não opere próximo ao seu nível de potência máxima.

Figura 71 – Microrrede composta por inversor *master* e inversor *slave* drenando potência



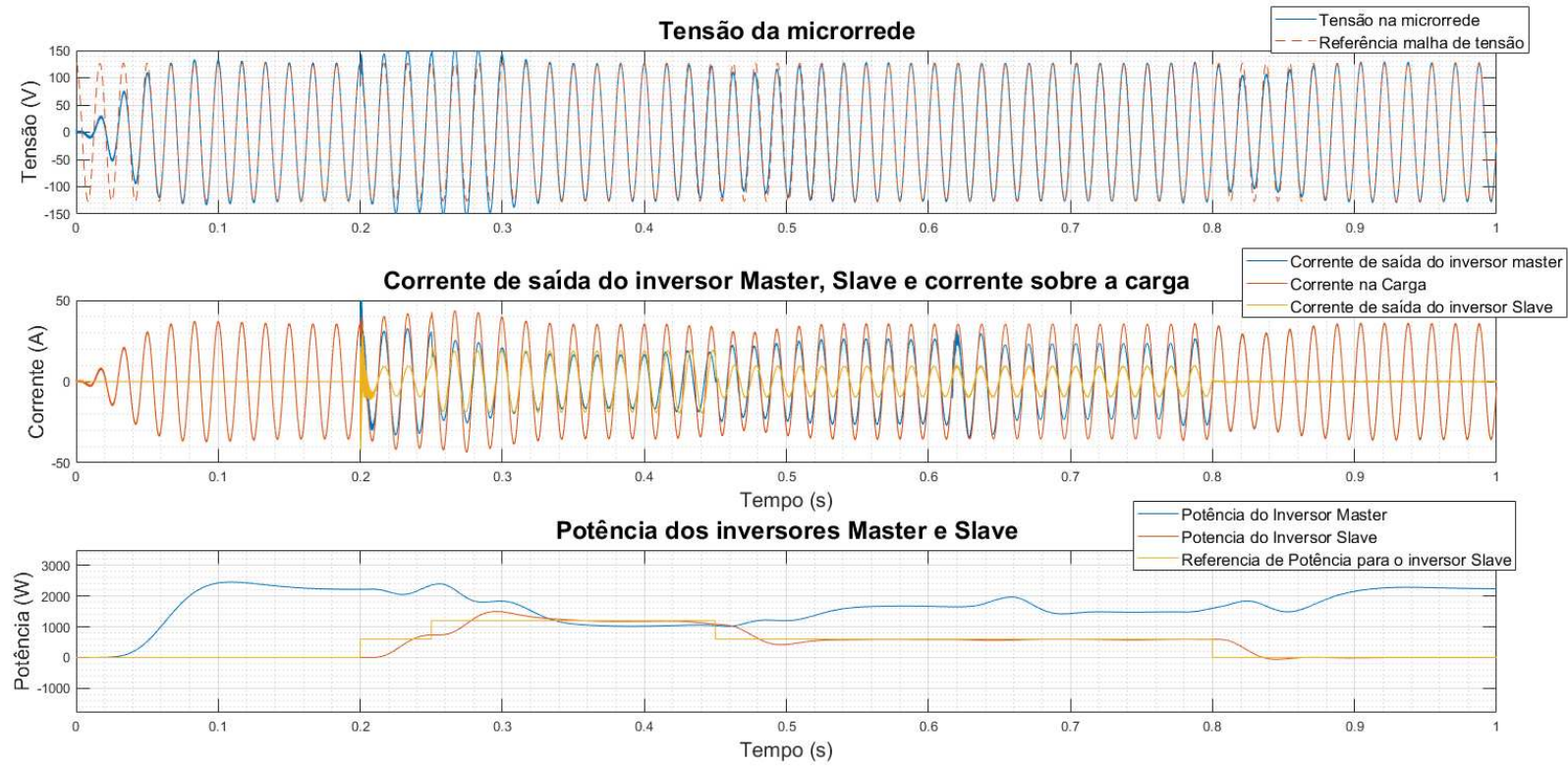
Fonte: Autor

**– Inicialização de inversor *slave* injetando potência;**

Num cenário onde um “gerador distribuído” está presente na microrrede, atuando como um inversor *slave*, este irá injetar potência na microrrede. Na Figura 72 são apresentados gráficos numa situação onde um inversor *slave* injeta diferentes valores de potência na microrrede operando em modo ilhado. Os valores de referência de potência do inversor *slave* mostrados em amarelo no gráfico “Potência dos Inversores *master* e *slave*” são definidos pelo MGCC. Desta forma, o MGCC consegue definir o quanto de energia o inversor *slave* deve injetar na microrrede e, caso necessário, é possível colocar a referência em zero, conforme mostrado no gráfico “Potência dos inversores *master* e *slave*” após o tempo  $t = 0,8s$ . Observando o gráfico “Corrente de saída do inversor *master*, *slave* e corrente sobre a carga”, verifica-se que a frequência observada pelo inversor *slave* é definida pela frequência imposta pelo inversor *master*, com isso, verifica-se que o controle de nível 2 está sendo corretamente aplicado na microrrede.

Verifica-se também que o inversor *master*, de modo a controlar a tensão na microrrede, acaba diminuindo a potência injetada por ele de acordo com a potência injetada pelo inversor *slave*. Nota-se também que no gráfico “Potência dos inversores *master* e *slave*” durante o período  $[0,35s\ 0,45s]$  o inversor *slave* está injetando mais potência que o inversor *master*. Isso mostra que o inversor *master* não necessita ser o maior provedor de potência na microrrede para manter a estabilidade da mesma. Vale novamente ressaltar que como o inversor *master* é responsável por manter as características de amplitude de tensão e frequência na microrrede, ele não possui referência de potência.

Figura 72 – Microrrede composta por inversor *master* e inversor *slave* injetando potência



Fonte: Autor



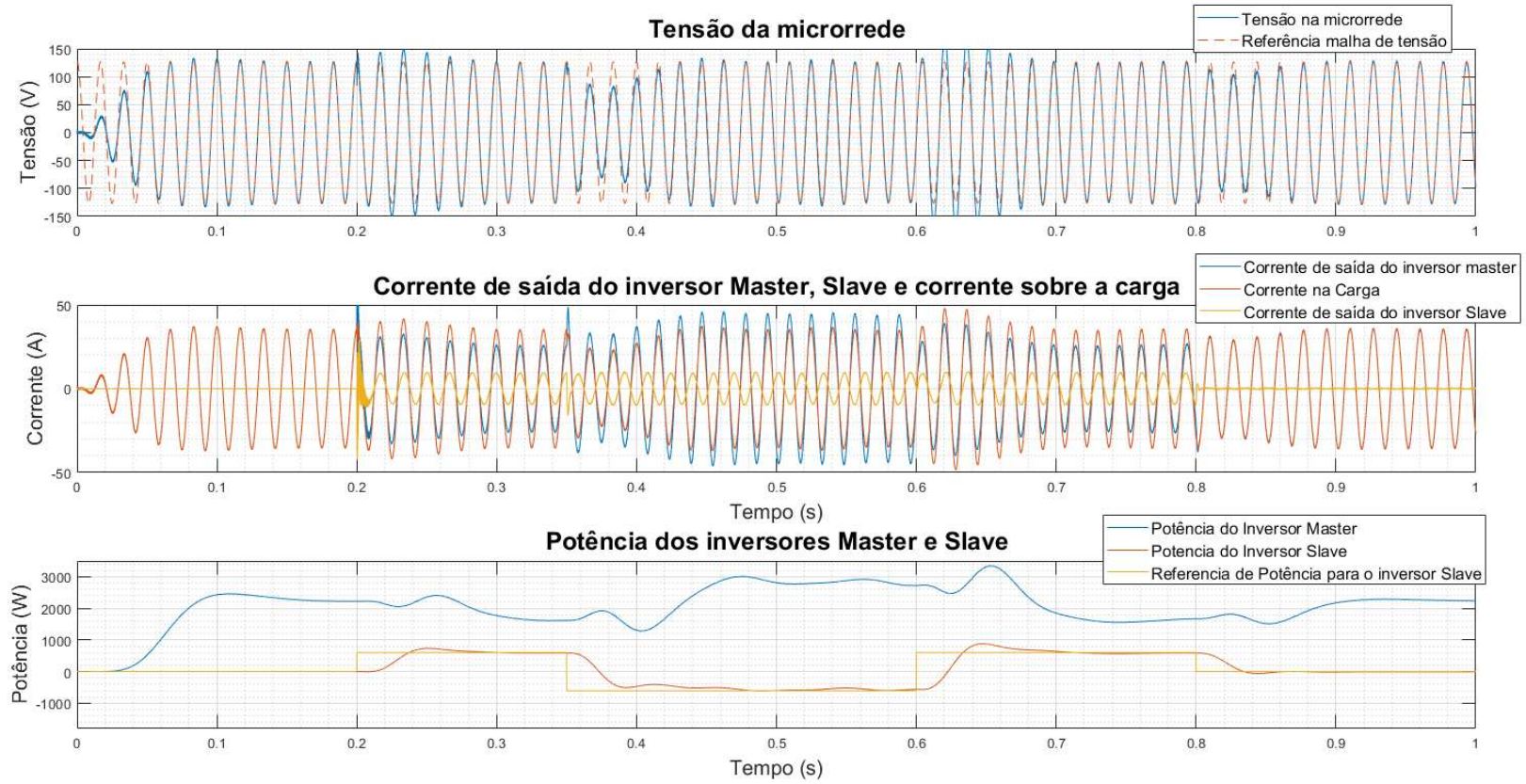
– **Transição do fluxo de potência do inversor *slave*;**

Outro cenário que deve ser levado em conta é no caso de existir um inversor *slave* que opera tanto como gerador como também consumidor. Nesse caso, poderia ser considerado por exemplo um banco de baterias que funciona de modo a injetar/drenar potência da rede de acordo com a carga contida nele.

Na Figura 73 é mostrado o comportamento de uma microrrede operando com um inversor *slave* com capacidade de injetar e drenar potência. Nota-se que o inversor *master* é capaz de estabilizar a tensão da microrrede independente do comportamento do inversor *slave*. Observando os intervalos  $0,2s < t < 0,35s$ ,  $0,35s < t < 0,6s$  e  $0,6s < t < 0,8s$  no gráfico “Potência dos inversores *master* e *slave*”, nota-se que no primeiro e no terceiro, a referência de potência está com valor positivo indicando que neste período o inversor *slave* está injetando potência na microrrede. Enquanto que no segundo intervalo, o valor da potência do inversor *slave* é negativo, assim, indicando que neste intervalo o inversor *slave* está drenando potência da microrrede. No gráfico “Corrente de Saída do inversor *master*, *slave* e corrente sobre a carga” é possível ver que no segundo intervalo, a corrente do inversor *slave* fica com defasagem de 180 da corrente do inversor *master* e corrente na carga.

Observando o gráfico “Potência dos inversores *master* e *slave*” referente à potência do inversor *master*, em azul. Verifica-se que, quando o inversor *slave* drena potência da microrrede, a potência fornecida pelo inversor *master* aumenta (intervalo  $0,35s < t < 0,6s$ ). Esse aumento no fornecimento de energia é necessário para manter as condições de amplitude de tensão e frequência na microrrede. Assim, a carga conectada na microrrede irá enxergar somente perturbações nesses parâmetros, mas após certo tempo, as condições de funcionamento da microrrede serão reestabelecidas de modo a não afetar o funcionamento da carga.

Figura 73 – Microrrede composta por inversor Master e inversor Slave alternando entre injetar e drenar potência



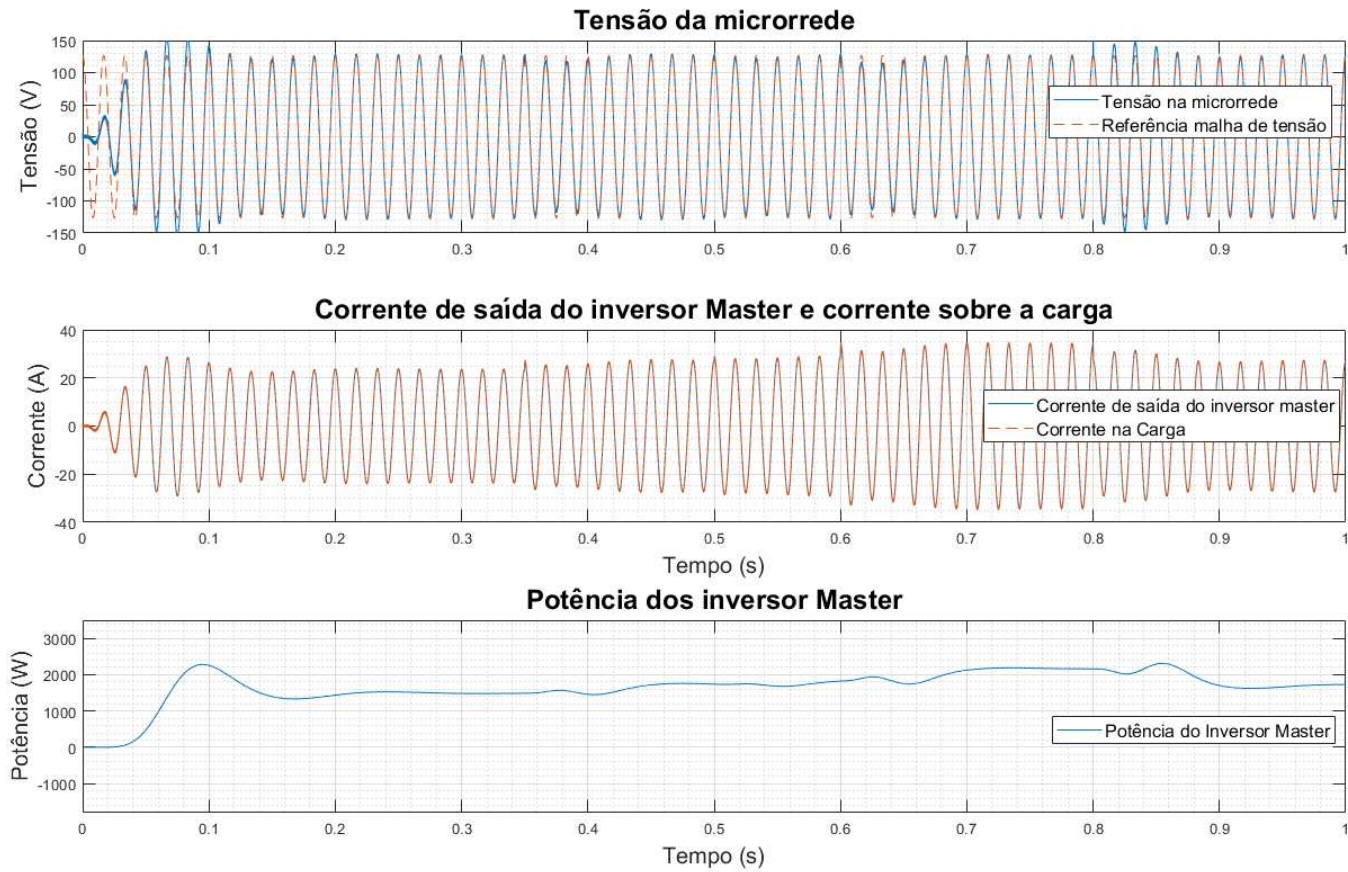
Fonte: Autor

– **Variação de carga passiva com microrrede formada unicamente pelo inversor master e carga resistiva variável;**

Um cenário simples, porém necessário de ser avaliado é o comportamento da microrrede com o aumento da demanda por parte das cargas passivas. Na Figura 74 é apresentado o cenário onde a carga passiva é alterada de modo que o inversor *master* precise regular a injeção de potência de modo a garantir as condições de amplitude e frequência da microrrede. Nota-se que no gráfico da corrente de saída do inversor, ocorre a variação desta, o que indica a variação da demanda por potência na microrrede, que desta forma se reflete também no gráfico da potência do inversor.

As alterações de carga na microrrede ocorrem em  $t = 0,35s$ ,  $t = 0,55s$  e  $t = 0,8s$ , sendo as duas primeiras referentes a um aumento na demanda por energia, e a terceira, uma diminuição no consumo. Nota-se que como neste cenário a microrrede é formada apenas pelo inversor *master* e pela carga passiva variável, no gráfico “Corrente de saída do inversor *master* e corrente sobre a carga”, as curvas se sobrepõem, indicando que a corrente injetada pelo inversor *master* é instantaneamente consumida pela carga.

Figura 74 – Microrrede composta por inversor Master com variação na carga passiva



Fonte: Autor

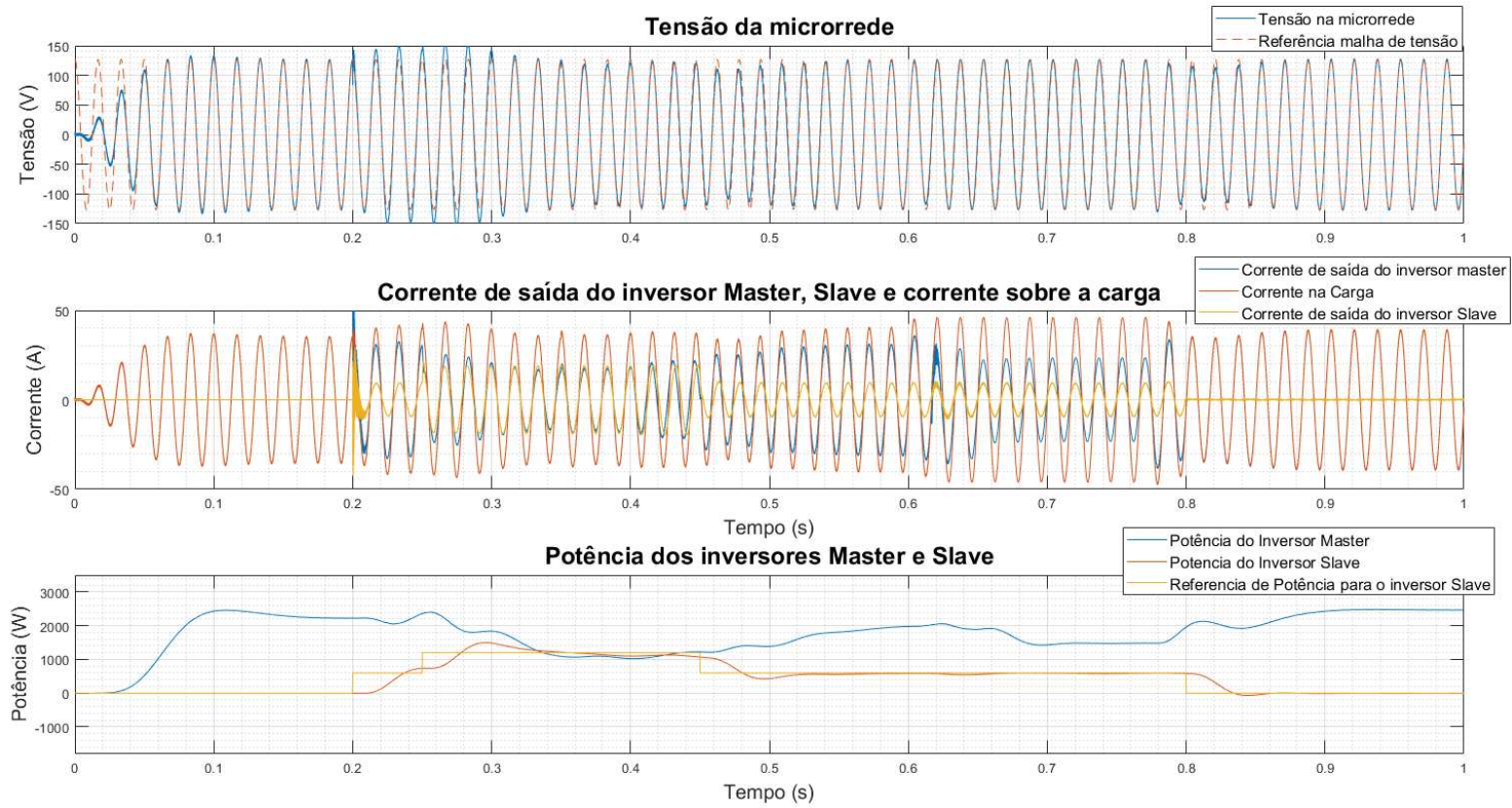
– **Variação de carga passiva com microrrede formada por inversor *master* e *slave*;**

Combinando os cenários descritos previamente, nesse cenário além das variações causadas pelas variações nas cargas passivas, o inversor *master* deve ser capaz de absorver tanto as variações das cargas passivas, como também, atuar de modo a manter as condições de amplitude e frequência da microrrede apesar das variações de injeção de potência pelo inversor *slave*.

Observando o gráfico “Potência dos inversores *master* e *slave*” verifica-se que a referência de potência do inversor *slave* apresenta variações no intervalo  $0,2s < t < 0,8s$  provocadas pelo MGCC. E a carga passiva apresenta as mesmas variações descritas no cenário “Variação de carga passiva com microrrede formada unicamente pelo inversor *master*”, ou seja, nos tempos  $t = 0,35s$ ,  $t = 0,55s$  e  $t = 0,8s$  ocorrem alterações na demanda de energia pela carga passiva presente na microrrede.

Verifica-se que neste cenário, o inversor *master* precisa variar a potência injetada em casa perturbação causada tanto pelo inversor *slave* como também pela carga passiva de modo a manter as condições de amplitude de tensão e frequência da microrrede.

Figura 75 – Microrrede composta por inversor *master* e inversor *slave* com variação da carga passiva



Fonte: Autor

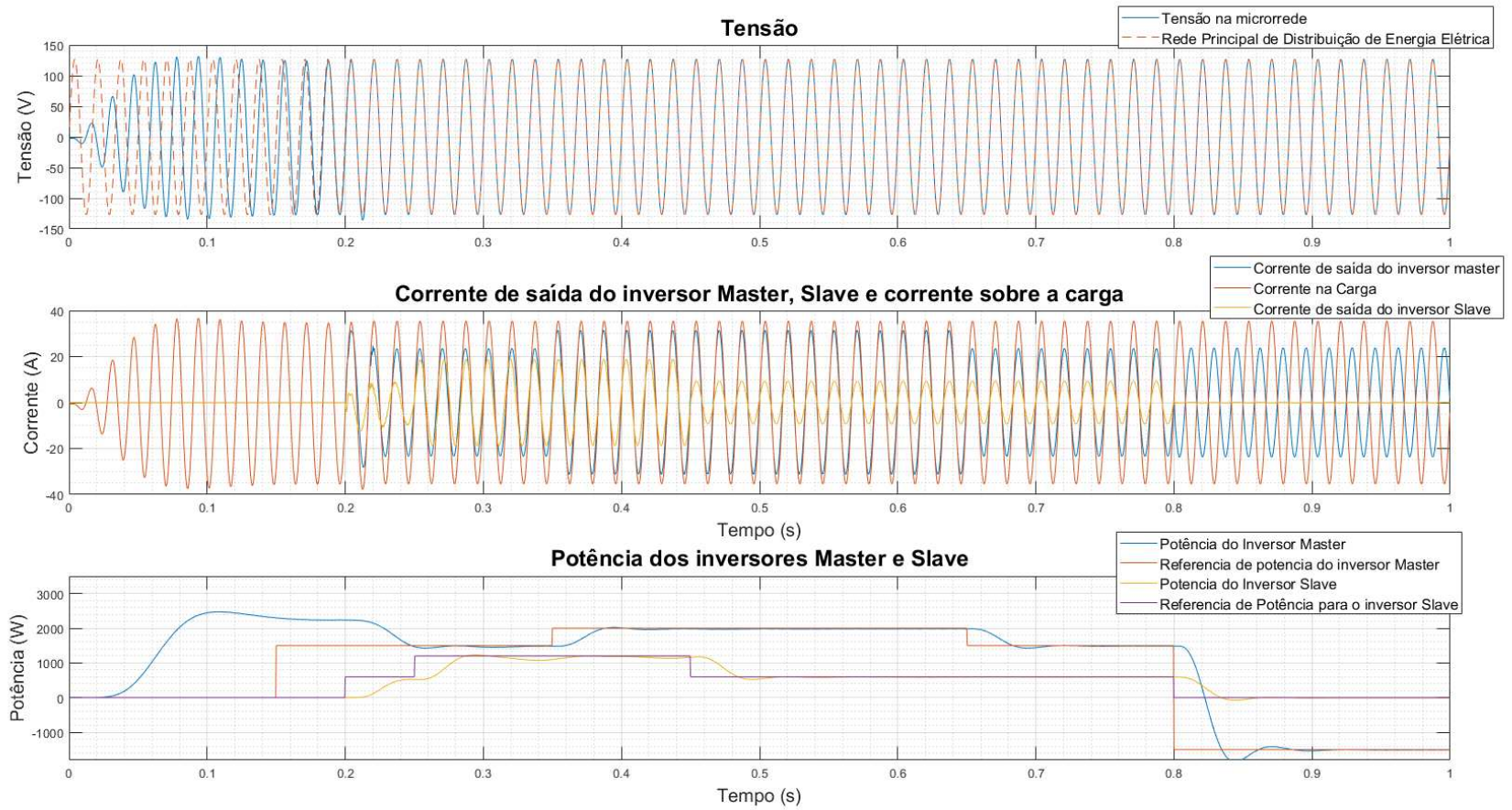
- **Em modo conectado;**

Ao realizar a transição para o modo conectado à rede de distribuição de energia elétrica, é realizada a troca de controle do inversor *master* de modo que ele passe a seguir uma referência de potência. Observando o sistema operando no cenário "em modo conectado" temos os gráficos mostrados na Figura 76. Nota-se que aproximadamente no instante  $t = 0,2s$  ocorre a reconexão da microrrede com a rede de distribuição principal.

Observando os valores de referência de potência dos inversores, nota-se que, enquanto operando em modo ilhado, o inversor *master* não segue a referência de potência, uma vez que ele está aplicando um controle de tensão de modo à garantir as características de operação da microrrede. Porém, ao conectar na rede principal, o controle aplicado pelo inversor *master* passa a ser um controle de corrente, desta forma, fazendo-o operar de modo normal como um inversor comum, e assim, ele segue as referências definidas para ele.

Nota-se também que o controle do inversor *slave* independe do modo que a microrrede esteja operando, isto é, se a microrrede estiver operando em modo ilhado ou em modo conectado, o controle aplicado pelo inversor *slave* será o mesmo. Isso mostra que, um inversor comum pode ser aplicado para operar em uma microrrede.

Figura 76 – Sistema operando em modo conectado



Fonte: Autor



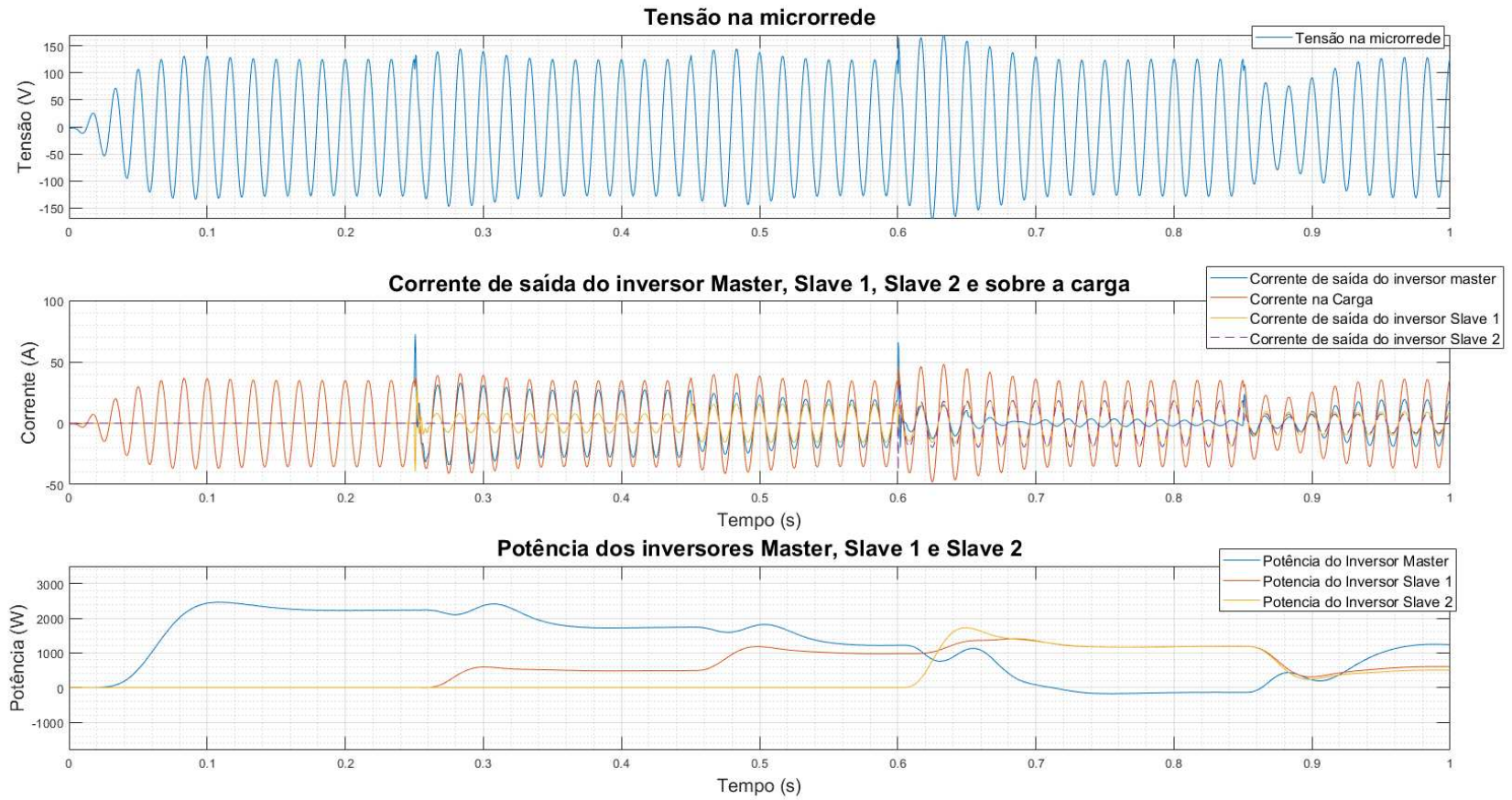
- **Casos especiais:**

- **Inversor *master* drenando potência em modo ilhado;**

Um caso particular do cenário onde ocorre a injeção de potência por parte dos inversores *slaves* é quando a potência injetada por eles é maior que a consumida na microrrede. Neste caso, conforme mostrado na Figura 77 no intervalo  $[0,7; 0,85]$ , o inversor *master* acaba drenando potência da microrrede para manter as características de tensão e frequência da microrrede.

Nesse caso, onde a potência injetada é maior que a potência consumida, existem ao menos duas opções, a primeira, conforme apresentada na Figura 77 é deixar que o inversor *master* drene o excesso de potência disponível na microrrede, ou seja, nesse caso, o inversor *master* deve ser capaz de absorver potência, para dessa forma regular a microrrede. E outra forma de remediar essa situação seria por meio da atuação do MGCC, que nesse caso, poderia requisitar aos inversores *slaves* que diminuíssem a potência injetada.

Figura 77 – Microrrede formada por *master* e dois *slaves*



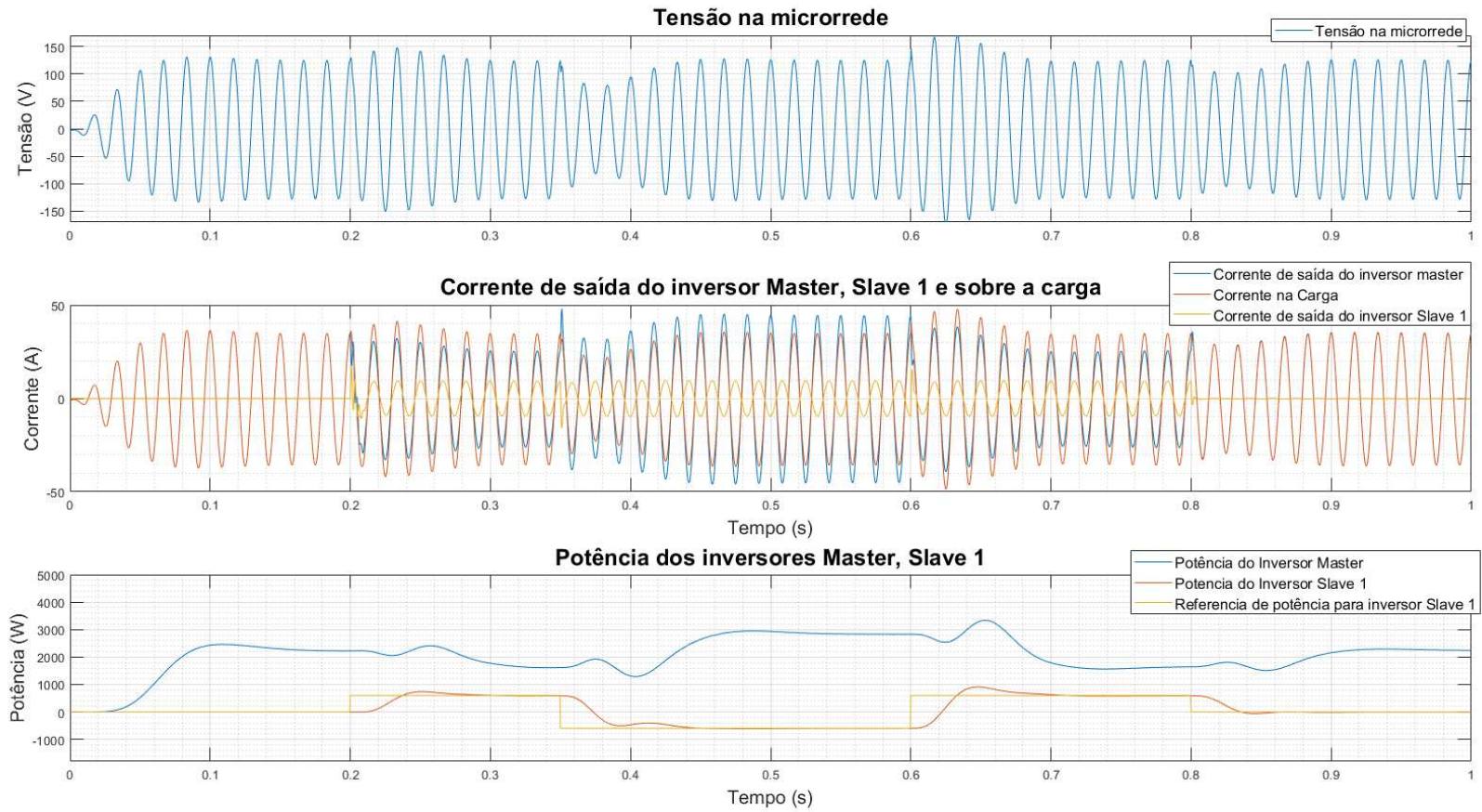
Fonte: Autor

– **Referência de potência de inversores *slave* em rampa;**

A forma como ocorrem as variações de referência de potência nos inversores *slaves* podem auxiliar, ou implicar numa perturbação de maior intensidade no controle de tensão da microrrede. Observando as Figuras 78 e 79 verifica-se que, ao aplicar uma variação de referência de potência em rampa, no caso da Figura 79, ocorre que o controle de tensão do inversor *master* consegue contornar de forma mais suave a perturbação causada pelo inversor *slave*. Comparando os gráficos de tensão das Figuras 78 e 79 fica visível a melhora ao utilizar uma variação em rampa da potência injetada pelo inversor *slave*.

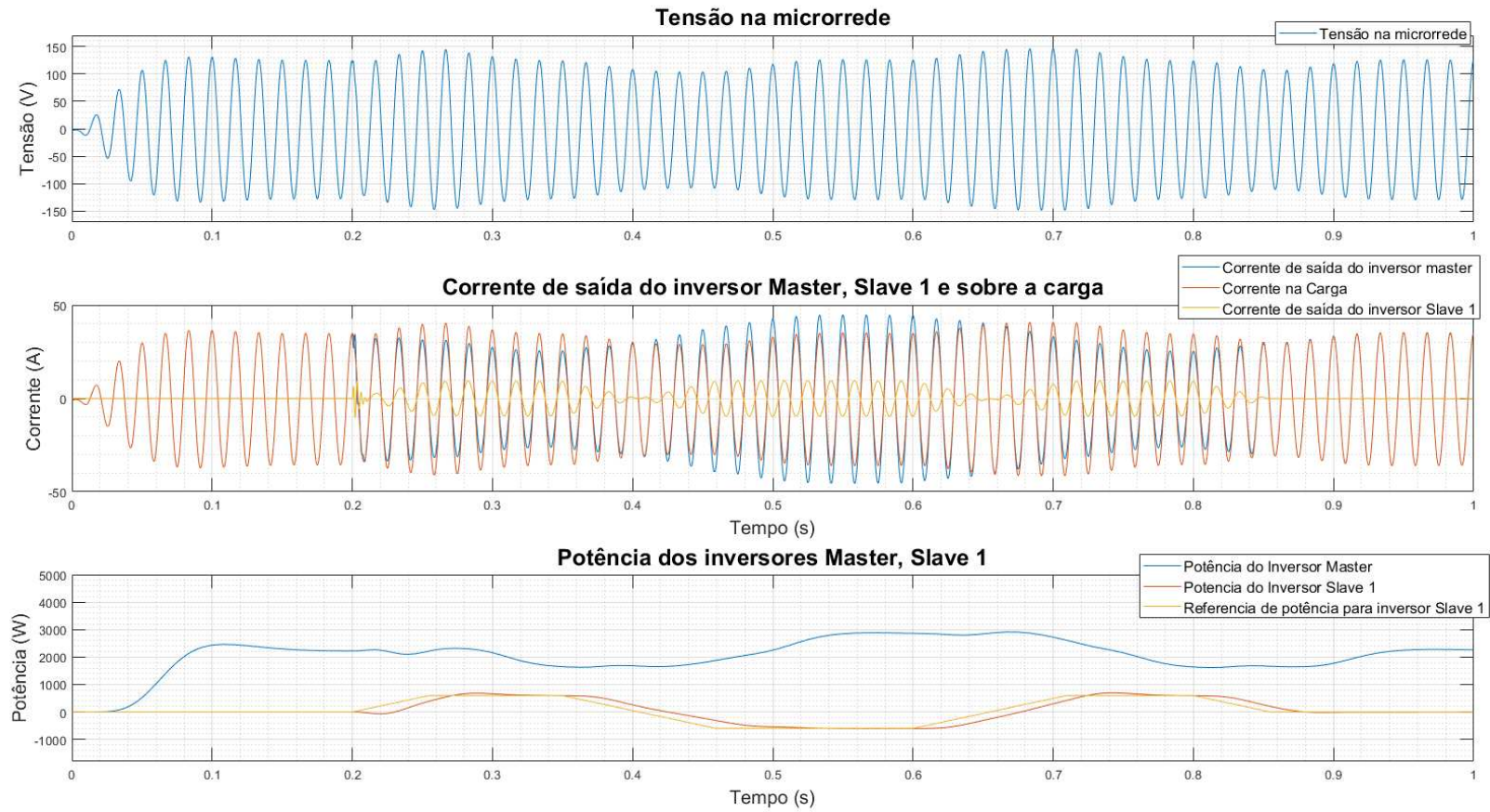
Comparando as curvas de corrente do inversor *slave* nas Figuras 78 e 79 nota-se também que, por realizar a variação de potência em rampa, desta forma, de maneira menos abrupta que em degrau, não ocorre a presença de picos de corrente. Esse comportamento é importante para aumentar a vida útil de um dispositivo operando nestas condições. Ou seja, além de facilitar o controle das características de amplitude de tensão e frequência na microrrede por parte do inversor *master*, utilizar variações de referência em rampa implica num prolongamento da vida útil dos inversores *slaves*.

Figura 78 – Microrrede formada por *master* e inversor *slave* seguindo referencia em degrau



Fonte: Autor

Figura 79 – Microrrede formada por *master* e inversor *slave* seguindo referencia em rampa



Fonte: Autor

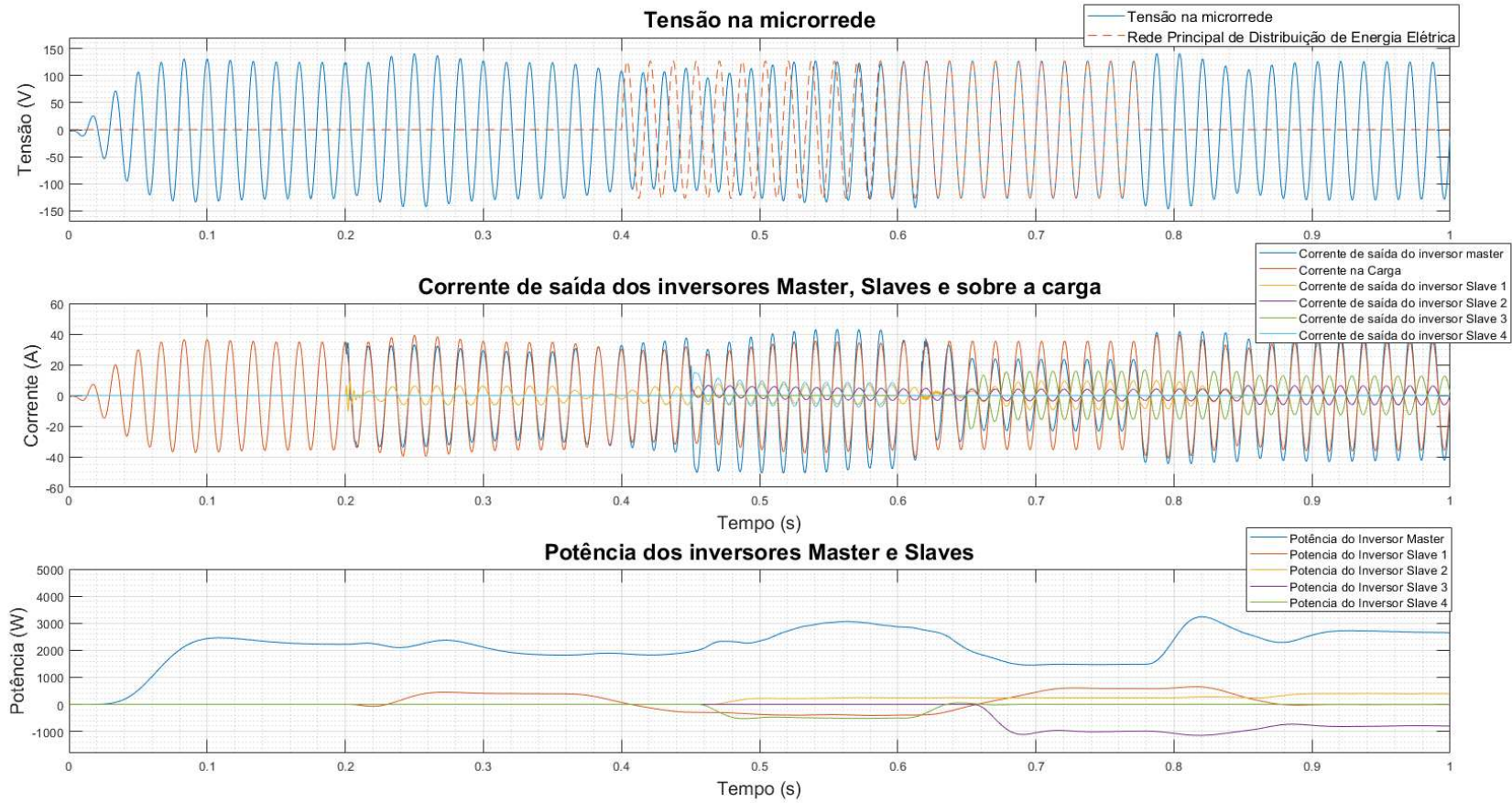
### – Microrrede operando com 4 *slaves*

Um cenário mais complexo, onde diversas interações ocorrem pode ser visto na Figura 80. Neste caso, tem-se uma microrrede formada pelo inversor *master*, a carga passiva e mais 4 inversores *slaves*. As potências dos inversores que compõe a microrrede podem ser observadas no gráfico “Potência dos Inversores *master* e *slaves*”, verifica-se que, no período de simulação, ocorrem diversas variações nas potências dos inversores *slaves*, isso retrata as dinâmicas existentes durante o funcionamento de uma microrrede. Nesse caso, os inversores *slaves* 3 e 4 operam como cargas na microrrede, uma vez que só consomem potência. O inversor *slave* 2 funciona como gerador, uma vez que este somente injeta potência na microrrede e o inversor *slave* 1 funciona como sendo tanto consumidor como também gerador de energia. Essas dinâmicas foram escolhidas para simular uma microrrede com diferentes agentes operando.

No intervalo  $0,4s < t < 0,78s$  a rede principal de distribuição de energia elétrica é identificada pelo MGCC como estando disponível para se reconectar. Desta forma, a partir do instante  $t = 0,4s$  inicia-se a sequência de adequação da frequência da microrrede com a frequência da rede principal. Logo após  $t = 0,6s$  ocorre a conexão da microrrede com a rede principal, desta forma, a microrrede passa a operar no modo conectado à rede. Assim, o inversor *master* passa a seguir a referência de potência definida pelo MGCC e aplicar somente o controle de corrente.

No instante  $t = 0,78s$  ocorre a falha da rede principal, desta forma, a microrrede passa a operar em modo ilhado novamente, assim, o inversor *master* passa a controlar a amplitude de tensão e a frequência da microrrede, enquanto que os demais inversores operam normalmente sem que precisem de alguma alteração na estratégia de controle. Do ponto de vista da carga passiva, que neste caso representa o consumidor da microrrede, as condições da rede de distribuição sofrem uma pequena perturbação porém, rapidamente retornam para as condições padrões de funcionamento. Assim, a estratégia de fornecer energia de forma ininterrupta para o consumidor se mostra adequada neste cenário.

Figura 80 – Microrrede formada por *master*, quatro inversores *slave* e carga passiva



Fonte: Autor

#### 4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com base nos resultados de simulações apresentados, foi possível ver que a estratégia de utilizar os controladores de corrente e tensão para manter o correto funcionamento da microrrede, garantindo energia elétrica com amplitude de tensão e frequência definidas e de modo ininterrupto foi alcançado. Uma vez que apesar das perturbações causadas pelas variações de carga e variações na potência injetada/drenada pelos inversores *slave*, o inversor *master* operou de modo a variar a potência injetada por ele de modo a garantir as características de amplitude de tensão e frequência na microrrede. Além disso, foi possível observar que, apesar das perturbações, o inversor master executou a ação de sincronizar a microrrede com a rede principal de modo à suavizar a transição entre o modo ilhado e o modo conectado à rede de distribuição.



## 5 CONCLUSÕES

Realizar o controle de uma microrrede é um desafio que precisa ser superado uma vez que a crescente inserção de geradores distribuídos torna possível a operação de microrredes em modo ilhado de modo a fornecer aos consumidores uma rede de energia elétrica estável, com fornecimento ininterrupto e com qualidade. Neste trabalho foram exploradas técnicas de controle para o nível 1 onde as dinâmicas rápidas da microrrede ocorrem e que devem ser consideradas nos níveis 2, 3 e 4 para poder otimizar o fluxo de potência, mas também, garantir a estabilidade da microrrede.

Com uma estrutura de controle definida, foram apresentados cenários típicos de funcionamento de uma microrrede tanto quando estiver operando em modo ilhado como também em modo conectado. Por meio da análise dos cenários foi possível observar que o inversor *master* pôde operar tanto injetando como drenando potência da microrrede de modo a controlar a tensão na mesma. Além disso, em cenários onde os inversores *slaves* operam com variações muito bruscas em suas referências, isto é, alteram suas referências em degrau, ocorre uma perturbação muito maior para o controle de tensão do inversor *master* do que quando comparada com uma variação em rampa.

Com isso tem-se que as contribuições deste trabalho são a definição de métodos para projeto e controle de inversores que utilizam filtro LCL de modo a permitir que operem como geradores distribuídos em uma microrrede aplicando controles de nível 1 de acordo com o controle hierárquico. Conclui-se que a microrrede opera tanto em modo ilhado como em modo conectado a rede de distribuição, assim comprovando que a estratégia aplicada para o controle da microrrede atende a especificação de prover energia elétrica ininterruptamente para as cargas e gerenciar a energia elétrica gerada pelos geradores distribuídos presentes nela. Além disso, o desenvolvimento do hardware do inversor modular se deu de modo a possibilitar que grupos de pesquisadores possam explorar e desenvolver estratégias de controle, e gerenciamento de microrredes com um baixo valor de investimento, assim possibilitando que grupos de pesquisa verifiquem experimentalmente os resultados de suas pesquisas. Nesse aspecto, conclui-se que este trabalho tem um impacto positivo para outras equipes de pesquisa que desejem construir seu próprio inversor de modo a comprovar experimentalmente os resultados obtidos de seus estudos. Como forma de realizar a divulgação deste inversor, foi publicado um artigo intitulado “Projeto e implementação de um inversor *full-bridge* para validação de estratégias de controle” na IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 2023).

Para trabalhos futuros, é necessário que sejam desenvolvidas as estratégias de controle de mais alto nível, ou seja, que operem nos níveis 2, 3 e 4 do controle hierárquico para microrredes, assim, será possível estabelecer estratégias de otimização

focadas no fluxo de potência visando suprir a demanda de potência de forma ótima em uma microrrede. Outro ponto para trabalho futuro é o de aplicar as estratégias de controle descritas nesse trabalho nos inversores modulares de modo a operar uma microrrede. Além disso, melhorias nos módulos do inversor modular desenvolvido devem ser realizadas a fim de permitir que eventuais problemas no funcionamento do inversor venham a ser encontrados. Outros aspectos referentes a simulação de uma microrrede que podem ser desenvolvidos em trabalhos futuros, estão a de realizar a simulação da microrrede num ambiente *Hardware-in-the-loop* (HIL), além disso, deve-se considerar modelos não ideais de componentes, cargas não lineares e falhas de comunicação entre os inversores.

## REFERÊNCIAS

ABDULMUNEM, Matthei; BADR, Ameer. **Hilbert Transform and its Applications: A survey**. [S.l.]: International Journal of Scientific e Engineering Research, 2017.

ALTAHA, Ibraheem; HOANG, Duc; RHEE, Jong. **Fault-Tolerant Optical Controller Area Network (FTO-CAN) Based on Heartbeat Signal Termination**. [S.l.]: International Conference on Emerging Technologies e Factory Automation (ETFA), 2022.

BARBOSA, Gabriela Gonçalves. **Recursos Naturais Renováveis e Produção de Energia**. [S.l.]: Revista Política Hoje.

BARHOUMI, Lobna; BEMRI, Hmida; SOUDANI, Dhaou. **Discretization of uncertain linears systems with time delay via Euler's and Tustin's approximations**. [S.l.]: International Conference on Control Engineering e Information Technology (CEIT), 2016.

BOSCH, Robert. **Controller Area Network (CAN) Specification**. Stuttgart: [s.n.], 1991.

BRESSANINI, Gabriel L. **Projeto do Inversor Modular**. [S.l.]: [https://github.com/Bressanini/inverter\\_modular\\_FB](https://github.com/Bressanini/inverter_modular_FB), 2023.

BRESSANINI, Gabriel Lucas; BUSARELLO, Tiago Davi Curi; PÉRES, Adriano. **Design and implementation of lead-acid battery state-of-health and state-of-charge measurements**. [S.l.]: Brazilian Power Electronics Conference, COBEP, 2017.

BREVANI, H; FRANCOIS, B; ISE, T. **Microgrid Dynamics and Control**. [S.l.]: Wiley, 2017.

BREVANI, H.; WATANABE, M.; MITANI, Y. **Microgrid controls, in Standard Handbook for Electrical Engineers**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2012.

BUSARELLO, Tiago D. C. **Single Phase PLL**. [S.l.]: [https://busarello.prof.ufsc.br/PLL\\_singlePhase.psimsch](https://busarello.prof.ufsc.br/PLL_singlePhase.psimsch), 2018.

CESAR, Eduardo Lenz. **Modelagem e Análise da Dinâmica de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica**. [S.l.]: Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, UFSC., 2017.

COELHO, Roberto Francisco; SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar Cruz. **Energia Solar Fotovoltaica - Geração, Conversão e Aplicações**. Florianópolis, BR: Edição dos Autores, 2022.

CUI, Li; ZHENXING, Liu; BOTAO, Zhang. **Control for Single-Phase Power Inverter System Based on Lead Signal and dq Transform**. [S.l.]: 27th Chinese Control e Decision Conference, CCDC, 2015.

CUI, Li; ZHENXING, Liu; LI, Chai; JIYING, Wang. **A novel control method for single-phase power inverter systems based on Hilbert Transform and DQ transform**. [S.l.]: Chinese Control e Decision Conference, CCDC, 2017.

EINSTEIN, Albert. **On the quantum theory of radiation**. [S.l.: s.n.], 1917.

FENG, Bing; LIU, Yuhao; WANG, Chaoyang; ZHAO, Yang. **Harmonic Suppression Analysis of PR and PI controllers in single phase inverter**. [S.l.]: Asia Conference Power e Electrical Engineering, ACPEE, 2023.

FUSHENG, L; RUIHENG, L; LENGQUAN, Z. **Microgrid Technology and Engineering Application**. [S.l.]: Elsevier, 2016.

G1. **Apagão interrompeu 27% do consumo de energia do Brasil, diz ONS**. [S.l.]: <https://g1.globo.com/economia/noticia/2023/08/17/apagao-interrompeu-27percent-do-consumo-de-energia-do-brasil-diz-ons.ghtml>, 2023.

GLOBO. **Após 22 dias de apagão no Amapá, distribuidora e governo dizem que rodízio terminou e que energia foi retomada em 100%**. [S.l.]: <https://g1.globo.com/ap/amapa/noticia/2020/11/24/amapa-entra-no-22o-dia-de-apagao-com-novo-transformador-ligado-na-subestacao-que-pegou-fogo.ghtml>, 2020.

IRENA. **What are the latest trends in renewable energy?** [S.l.]: International Renewable Energy Agency. <https://www.irena.org/Data/View-data-by-topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series>, 2023.

JANG, Donghyuk; HAN, Sungmin; KANG, Suwon; CHOI, Ji-Woong. **Communication Channel Modeling of Controller Area Network (CAN)**. [S.l.]: International Conference on Ubiquitous e Future Networks, ICUFN, 2017.

KELKAR, Supriya; KAMAL, Raj. **Implementation of Data Reduction Technique in Adaptive Fault Diagnosis Algorithm for Controller Area Network**. [S.l.]: International Conference on Circuits, Systems e Information Technology Applications (CSCITA), 2014.

KING, Zachary; YU, Shucheng. **Investigating and Securing Communications in the Controller Area Network (CAN)**. [S.l.]: International Conference on Computing, Networking e Communications, INCN, 2017.

KUMMARA, V G R; ZEB, K; MUTHUSAMY, A; KRISHNA, T N V. **A Comprehensive Review of DC-DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic System**. [S.l.]: Electronics, 2020.

LI, Qi; ZOU, Xueli; PU, Yuchen; CHEN, Weirong. **A real-time energy management method for electric-hydrogen hybrid energy storage microgrid based on DP-MPC**. [S.l.]: CSEE Journal of Power e Energy Systems, 2023.

LISERRE, Marco; BLAABJERG, Frede; HANSEN, Steffan. **Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier**. [S.l.]: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2005.

MARAFÃO, F. P.; DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A.; MACHADO, R. Q. **Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo PLL**. [S.l.]: Eletrônica de Potência - Vol 10, nº 1., 2005.

NSC. **Apagão elétrico que deixou Florianópolis 55 horas sem energia elétrica completa 8 anos neste sábado**. [S.l.]: <https://www.nsctotal.com.br/noticias/apagao-eletrico-que-deixouflorianopolis-55-horas-sem-energia-completa-oito-anos-neste>, 2011.

OECD. **Glossary of Environment Statistics, Studies in Methods**. New York, US: United Nations, 1997.

RUAN, Xinbo; CHEN, Wu; FANG, Tianzhi; ZHUANG, Kai; ZHANG, Tao; YAN, Hong. **Control of Series-Parallel Conversion Systems**. Beijing, China: Springer, 2019.

RUAN, Xinbo; WANG, Xuehua; PAN, Donghua; YANG, Dongsheng; LI, Weiwei; BAO, Chenlei. **Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters**. Beijing, China: Springer, 2018.

SONG, Baoye; XU, Lin; LU, Xiao. **A comparative study on Tustin Rule based discretization methods for fractional order differentiator**. [S.l.]: International Conference on Information Science e Technology (ICIST), 2014.

TABATABAEI, N M; KABALCI, E; BIZON, N. **Microgrid Architectures Control and Protection Methods**. [S.l.]: Springer, 2020.

TAHIM, André Pires Nóbrega. **Controle de microrredes de distribuição de energia elétrica em corrente contínua**. [S.l.]: Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, UFSC., 2015.

TALHA, Muhammad; MAKDA, Ishtiyaw. **Frequency-Domain Modeling and Tustin Discretization Method based Controlling of DC Step-Up Chopper**. [S.l.]: International Conference on Power Electronics e Their Applications (ICPEA), 2019.

UCCHAS, Tahmid; NUHAS, Mehrab; TOUFIQUZZAMAN; MAHMUD, Al Jaber; ISLAM, Fokhrul. **Performance and Comparative analysis of PI and PID controller-based single phase PWM inverter using MATLAB simulink for variable voltage**. [S.l.]: Second International Conference on Advances in Electrical, Computing, Communication e Sustainable Technologies, ICAECT, 2022.

VUKOSAVIC, Slobodan N. **Grid-Side Converters Control and Design: Interfacing Between the AC Grid and Renewable Power Sources**. Belgrade, Serbia: Springer, 2018.

XIAO, Weidong. **Power Electronics Step-By-Step - Desing, Modeling, Simulation and Control**. New York, US: McGraw Hill, 2021.

XUE, Yun; TODD, Michael; ULA, Sadrul; BARTH, Matthew; MARTINEZ-MORALES, Alfredo. **A comparison between two MPC algorithms for demand charge reduction in a real-world microgrid system**. Portland, OR, USA: IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2016.

---

ZHANG, Mengfan; XU, Qianwen. **An MPC based Power Management Method for Renewable Energy Hydrogen based DC Microgrids**. Orlando, FL, USA: IEEE Applied Power Electronics Conference e Exposition (APEC), 2023.