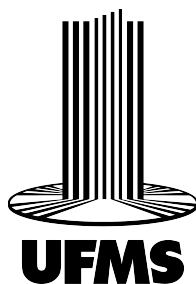


UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

COOPERAÇÃO DE INVERSORES EM AMBIENTES DE MICRORREDES

Davi Ramos Brandão

Campo Grande - MS
01 de Dezembro de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

COOPERAÇÃO DE INVERSORES EM AMBIENTES DE MICRORREDES

Davi Ramos Brandão

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como exigência para obtenção do grau de
Bacharelado em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul –
UFMS.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande - MS
01 de Dezembro de 2025

COOPERAÇÃO DE INVERSORES EM AMBIENTES DE MICRORREDES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como exigência para obtenção do grau de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Prof. Dr. Tiago H. de A. Mateus

Eng. Willians Ferreira

Campo Grande - MS
01 de Dezembro de 2025

DECLARAÇÃO DE AUTORIA DE RESPONSABILIDADE

Davi Ramos Brandão, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG 2.0XX.X19 e CPF nº 038.XXX.151-XX, declaro que o "Trabalho de Conclusão de Curso" apresentado, com o título "COOPERAÇÃO DE INVERSORES EM AMBIENTES DE MICRORREDES" é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Campo Grande - MS, 03 de dezembro de 2025.

Assinatura

Davi Ramos Brandão

Agradecimentos

A conclusão deste Trabalho de Conclusão de Curso é a materialização de um esforço de anos, e sua realização não teria sido possível sem o apoio de diversas pessoas e instituições. A elas, manifesto minha profunda e sincera gratidão.

Primeiramente, expresso meu reconhecimento ao meu orientador, Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, por sua inestimável orientação, paciência e confiança. Sua dedicação, auxílio e seus conhecimentos especializados foram pilares essenciais para a concretização desta pesquisa e para a minha formação como Engenheiro Eletricista.

Agradeço também aos Professores do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, por todos os ensinamentos compartilhados ao longo da jornada acadêmica, que pavimentaram o caminho até este momento. Meu muito obrigado aos membros da Banca Examinadora, pela disponibilidade, tempo dedicado à leitura e pelas contribuições valiosas que, com certeza, enriquecerão este trabalho.

Expresso também o mais profundo agradecimento à minha família, especialmente aos meus pais e irmãos, e a minha namorada, Talita, pelo amor incondicional, apoio irrestrito e por serem a base e a inspiração de toda a minha trajetória. Sua paciência e crença em mim foram o combustível nos momentos de maior desafio. Por fim, agradeço aos meus amigos e a todos aqueles que, direta ou indiretamente, contribuíram com palavras de incentivo, com a troca de ideias e com o companheirismo, tornando esta fase mais leve e motivadora. Esta conquista não é só minha, mas o resultado de um esforço conjunto. Muito obrigado.

Resumo

O atual cenário energético, impulsionado pela necessidade de fontes renováveis e eficiência, destaca as microrredes como uma solução promissora para a geração distribuída. Neste contexto, o inversor atua como elemento central, exigindo estratégias de controle. O presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e a simulação de um sistema de microrrede composto por inversores operando de forma coordenada através da estratégia de controle Mestre-Escravo. A metodologia adotada consistiu na modelagem computacional, empregando inversores com topologia em ponte completa. O projeto abrangeu o dimensionamento de filtros de saída distintos, bem como o projeto das plantas de controle em malha fechada para regulação de tensão e corrente. Os resultados das simulações demonstraram a eficácia da estratégia proposta: o inversor Mestre manteve a tensão da rede estável, estabelecendo a referência para o sistema, enquanto o inversor Escravo operou em sincronia, injetando corrente de forma controlada e complementar. A análise dos dados valida o modelo Mestre-Escravo como uma técnica eficiente para o compartilhamento de carga e manutenção da estabilidade em ambientes de microrredes sem a necessidade de sistemas de comunicação complexos.

Palavras-chaves: Inversores, Cooperação, Microrredes, Mestre-Escravo.

Abstract

The current energy scenario, driven by the need for renewable sources and efficiency, highlights microgrids as a promising solution for distributed generation. In this context, the inverter acts as a central element, requiring appropriate control strategies. The present work aims to develop and simulate a microgrid system composed of inverters operating in a coordinated manner through the Master–Slave control strategy. The adopted methodology consisted of computational modeling using full-bridge inverter topologies. The project included the sizing of different output filters, as well as the design of closed-loop control systems for voltage and current regulation. The simulation results demonstrated the effectiveness of the proposed strategy: the Master inverter maintained stable grid voltage, establishing the reference for the system, while the Slave inverter operated in synchrony, injecting current in a controlled and complementary way. The data analysis validates the Master–Slave model as an efficient technique for load sharing and maintaining stability in microgrid environments without the need for complex communication systems.

Keywords: Inverters, Cooperation, Microgrids, Master–Slave.

Lista de ilustrações

Figura 1	–	Sistema de Microrrede.	16
Figura 2	–	Representação simplificada de um conversor CC-CA.	17
Figura 3	–	Representação simplificada de um Inversor com carga e filtro LC.	18
Figura 4	–	Inversor em Meia-Ponte.	18
Figura 5	–	Inversor em Ponte Completa.	19
Figura 6	–	Circuito da Modulação Senoidal PWM Bipolar	21
Figura 7	–	Modulação Senoidal PWM Bipolar. (a) Referência Senoidal e Portadora Triangular; (b) A tensão de saída	21
Figura 8	–	Circuito da Modulação Senoidal PWM Unipolar	22
Figura 9	–	Modulação Senoidal PWM Unipolar. (a) Referências Senoidais e Portadora Triangular; (b) Tensões na ponte V_a e V_b ; c) Tensão de saída V_{ab}	22
Figura 10	–	Filtro de Saída Indutivo (L)	23
Figura 11	–	Filtro de Saída LC	24
Figura 12	–	Modelo de Controle Centralizado	25
Figura 13	–	Modelo de Controle Descentralizado	26
Figura 14	–	Modelo de Controle Mestre-Escravo	27
Figura 15	–	Curva Característica do Controle Droop	28
Figura 16	–	Planta de Controle de Tensão	29
Figura 17	–	Planta de Controle de Corrente	30
Figura 18	–	Modelagem de Inversor em Ponte Completa	31
Figura 19	–	Configuração da Onda Portadora	32
Figura 20	–	Forma de Onda da Portadora	32
Figura 21	–	Configuração <i>Relational Operator</i>	33
Figura 22	–	Sistema de Modulação PWM	33
Figura 23	–	Configuração da Onda Moduladora	34
Figura 24	–	Sistema Completo de Modulação PWM	35
Figura 25	–	Conexão dos Sinais para Chaveamento	35
Figura 26	–	Circuito Filtro LC	37
Figura 27	–	Circuito Filtro LC com Transformada de Laplace	37
Figura 28	–	Circuito Filtro LC simplificado	38
Figura 29	–	Saída do Inversor Mestre com Filtro LC	40
Figura 30	–	Parâmetro do Inversor LC no MATLAB	40
Figura 31	–	Parâmetros do Filtro LC no Simulink	41
Figura 32	–	Circuito Filtro L	41

Figura 33	–	Parâmetro do Inversor L no MATLAB	43
Figura 34	–	Saída do Inversor Escravo com Filtro L	44
Figura 35	–	Parâmetros do Filtro L no Simulink	44
Figura 36	–	Conexão Entre Inversores	45
Figura 37	–	Circuito Filtro L com Transformada de Laplace	45
Figura 38	–	Compilação da FT da Planta do Inversor Mestre	48
Figura 39	–	Alocação dos Zeros no Compensador	48
Figura 40	–	Parâmetros do Compensador para Inversor Mestre	49
Figura 41	–	Controle Completo do Inversor Mestre	50
Figura 42	–	Diagrama de Bode da Planta de Controle do Inversor Mestre . . .	50
Figura 43	–	Compilação da FT da Planta do Inversor Escravo	51
Figura 44	–	Parâmetros do Compensador para Inversor Escravo	51
Figura 45	–	Parâmetros do Compensador para Inversor Escravo - Ajustado . . .	52
Figura 46	–	Controle Completo do Inversor Escravo	52
Figura 47	–	Diagrama de Bode da Planta de Controle do Inversor Escravo . . .	53
Figura 48	–	Saída de Tensão do Inversor Mestre	55
Figura 49	–	Tensão Moldadora da Rede	56
Figura 50	–	Comparação Entre Sinais - Inversor Mestre	56
Figura 51	–	Erro de Comparação Entre Sinais - Inversor Mestre	57
Figura 52	–	Sinal da Moduladora Obtida pela Planta de Controle	57
Figura 53	–	Saída de Corrente do Inversor Escravo	58
Figura 54	–	Corrente Moldadora da Rede	58
Figura 55	–	Comparação Entre Sinais - Inversor Escravo	59
Figura 56	–	Erro de Comparação Entre Sinais - Inversor Escravo	59
Figura 57	–	Sinal da Moduladora Obtida pela Planta de Controle	60
Figura 58	–	Saída de Corrente do Inversor Mestre	60
Figura 59	–	Comparação Entre Correntes dos Inversores	61
Figura 60	–	Corrente da Rede	61
Figura 61	–	Tensão da Rede	62

Lista de tabelas

Tabela 1	–	Sequência de chaveamento para uma saída em onda quadrada. . . .	19
Tabela 2	–	Valores da Forma de Onda da Portadora.	32
Tabela 3	–	Parâmetros da Microrrede	54

Sumário

Lista de tabelas	9
1 Introdução	12
1.1 Microrredes como alternativa no Cenário Energético e Inversores como elemento pivô	12
1.2 Objetivos	13
1.2.1 Objetivo Geral	13
1.2.2 Objetivos Específicos	13
1.3 Organização do Trabalho	14
2 Revisão Bibliográfica	15
2.1 Sistemas de Microrredes	15
2.2 Inversores	16
2.3 Filtros e Modulação PWM	20
2.3.1 Modulação Por Largura de Pulso (PWM)	20
2.3.1.1 Modulação Bipolar	20
2.3.1.2 Modulação Unipolar	21
2.3.2 Filtros de Saída	23
2.3.2.1 Filtro Indutivo (L)	23
2.3.2.2 Filtro Indutivo-Capacitivo (LC)	23
2.4 Métodos de Controle e Cooperação Entre Inversores	24
2.4.1 Controle Centralizado	24
2.4.2 Controle Descentralizado	25
2.4.3 Controle Mestre-Escravo	26
2.4.4 Controle por Curva de Decaimento (Droop)	27
2.4.5 Estratégia de Controle do Projeto	28
3 Metodologia	29
3.1 Modelagem dos Inversores	30
3.2 Modelagem da Modulação PWM	31
3.2.1 Onda Portadora	31
3.2.2 Sistema de Comparação	32
3.2.3 Onda Modulante	33
3.2.4 Conexão Para Chaveamento	35
3.3 Modelagem dos Filtros de Saída	36
3.3.1 Modelagem do Filtro de Saída LC	37

3.3.1.1	Cálculos dos parâmetros do Filtro LC	39
3.3.2	Modelagem do Filtro de Saída L	41
3.4	Modelagem das Plantas de Controle	46
3.4.1	Planta de Controle Inversor Mestre	46
3.4.1.1	Função do Controle	47
3.4.2	Planta de Controle Inversor Escravo	50
3.4.2.1	Função de Transferência do Controle	51
4	Resultados	54
4.1	Análise do Inversor Mestre	55
4.2	Análise do Inversor Escravo	58
4.2.1	Análise da Microrrede	60
	Conclusão	63
	Referências	64

1 Introdução

1.1 Microrredes como alternativa no Cenário Energético e Inversores como elemento pivô

Durante toda a história, grandes mudanças na forma como determinadas coisas acontecem e são realizadas foram motivadas pela necessidade de adaptação e transformação, seja por motivos de sobrevivência, seja pela busca de ampliar capacidades. O psicólogo Abraham Maslow, criador da teoria Hierarquia das Necessidades, sugere que indivíduos são motivados a satisfazer uma série de necessidades divididas em níveis, desde as mais básicas até as mais elevadas, e que a busca por atender a esses diferentes níveis de necessidades impulsiona o comportamento humano, a inovação e o progresso em diversas áreas, como a economia, ciência e cultura ([KENRICK et al., Mai 2010](#)).

A eletricidade é um exemplo de desenvolvimento, surgindo a partir de fenômenos naturais e sendo explorada e aperfeiçoada pela necessidade de evolução e aprimoramento humano. Hoje é um dos principais marcadores de progresso, dada sua utilidade e ampla utilização ([CAMPOS; VITA, Mar 2025](#)). E dada sua importância, é necessário constantemente que seu uso seja mais eficiente, passando por mudanças, a fim de se acompanhar e atender as demandas da sociedade.

Tal fenômeno pode ser observado no atual sistema energético, que está passando por uma transformação profunda impulsionada pelas necessidades atuais de desenvolvimento. Temas que vêm preocupando os governos atuais, como o aquecimento global e diversas mudanças climáticas - frequentemente relacionadas a grandes desastres - são motivações para uma revisão do presente modelo de sistemas de geração de energia elétrica.

Tais mudanças são temas recorrentes em reuniões e conferências internacionais, como a COP 30, realizada no Brasil em 2025, na qual, entre os principais temas tratados, estavam a redução de emissões de gases de efeito estufa, e tecnologias de energia renovável e soluções de baixo carbono.

Diante desse cenário, surgem os sistemas de microrredes como uma solução inovadora e eficiente. Recebem esse nome por se assemelharem ao sistema elétrico convencional, isto é, apresentam geração, fornecimento e consumo de energia - podendo também possuir mecanismo de armazenamento - interligados em um único sistema. Geralmente instalados sempre próximos a unidades consumidoras que irão utilizar o sistema, Estes, podem operar de forma conectada à rede elétrica ou ilhada (sem conexão

com a rede) (CAMPOS; VITA, Mar 2025).

Apesar das semelhanças com o sistema elétrico convencional, microrredes se diferem pelo seu tamanho e capacidade de geração menores, dimensionados para atender demandas específicas. Enquadradas como uma forma de geração distribuída, são uma ótima alternativa para as questões citadas anteriormente. Dotadas de geradores de pequeno porte e utilizando fontes de energia renováveis como a solar fotovoltaica e eólica, se mostra um sistema confiável e de simples aplicação, gerando um retorno confiável para o consumidor e, de forma sustentável (CAMPOS; VITA, Mar 2025).

Diversos equipamentos compõem uma microrrede, desde a parte de geração até o consumo final, mas o elemento principal do sistema é o conversor eletrônico de potência, mais especificamente, o inversor. Inversores são equipamentos de eletrônica de potência responsáveis por converter corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA). Essa característica é fundamental quando se utiliza fontes de energia que geram energia com formas de onda em CC, como módulos fotovoltaicos, e deseja-se alimentar cargas em CA - como a maioria das cargas residenciais - ou até mesmo injetar o excedente de energia na rede elétrica em CA. Com isto em vista, o funcionamento e operação do inversor se torna elemento principal para os temas discutidos anteriormente. Uma operação mais eficiente do inversor resulta em um sistema mais eficiente, e o torna aplicável como alternativa nos mais diversos casos.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

Tendo em vista os pontos apresentados até então, o presente trabalho busca o desenvolvimento em ambiente de simulação de um sistema de microrrede que contenha um sistema de inversores capazes de operar de forma coordenada, de forma simplificada e eficiente.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Para alcance de tal meta, se faz necessário o estudo dos assuntos acerca do tema proposto, buscando compreender de forma clara e objetiva os elementos que compõe todo o funcionamento do sistema, desde seus conceitos básicos até os vários tipos existentes, a fim de se optar por aquele que melhor atenda aos requisitos do presente trabalho.
- Após realizado este estudo, busca-se o projeto e simulação de um inversor utilizando a topologia fonte de tensão (VSI), apresentando filtro passa-baixa e sistema de

controle, em malha fechada, utilizando o software Simulink.

- Desenvolvimento de um sistema completo utilizando o método Mestre-escravo de cooperação, que permita a operação coordenada dos inversores para atendimento dos parâmetros estabelecidos.

1.3 Organização do Trabalho

A fim de se alcançar os objetivos propostos, o trabalho foi dividido em algumas etapas, que serão trabalhadas na sequência. No capítulo 2, inicialmente realizou-se a busca por uma fundamentação teórica, onde apresenta-se as teorias fundamentais para a compreensão do trabalho. Utilizando artigos e publicações científicas que proporcionem embasamento teórico a respeito dos temas dispostos para a confecção do estudo.

Por seguinte, no capítulo 3, se deu início a parte de elaboração do projeto, onde evidencia-se as metodologias utilizadas a fim de se alcançar os objetivos postos. Onde se apresenta de forma detalhada os passos realizados no projeto do sistema, a modelação dos inversores, os filtros presentes, o projeto do controle utilizado na malha de realimentação, bem como a forma de cooperação aplicada entre os inversores.

Após a conclusão da modelagem do ambiente de microrrede, o projeto é compilado para se realizar a análise dos resultados. No capítulo 4 são coletados todos os parâmetros e dados obtidos por meio da simulação, realizando uma comparação com os resultados esperados, para que assim, se possa tirar conclusões e observações a respeito do projeto.

E finalmente, após a análise, no capítulo 5 são feitas as considerações finais a respeito dos resultados obtidos, onde a inspeção dos mesmos possibilita realizar observações e conclusões que validem o estudo e objetivos propostos.

2 Revisão Bibliográfica

O presente capítulo busca, por meio de trabalhos e projetos científicos, trazer embasamento teórico para as definições que serão utilizadas para a construção do conhecimento aplicado na pesquisa.

2.1 Sistemas de Microrredes

Os sistemas de microrredes são um conceito relativamente novo no âmbito da energia elétrica, desta forma, não apresenta uma definição única, sendo observado por [JUNIOR \(2025\)](#) que diversas interpretações são realizadas por diferentes autores, mesmo que com conceitos semelhantes.

Fundada no ano de 2020, a Associação Brasileira de Microrredes (ABMR), é pessoa jurídica de direito privado sem fins lucrativos e desenvolve pesquisas básica e aplicada de caráter científico e tecnológico. A ABMR coordena, representa e defende os interesses de seus associados quanto ao tema microrredes no Brasil. A associação traz a definição de microrredes como "...sistemas elétricos, em baixa ou média tensão, que possuem tecnologias de geração distribuída, armazenamento de energia e controle de cargas, os quais podem operar conectados ou ilhados com a rede principal, ou ainda, isolados"([AOKI; OTTO, Set 2020](#)).

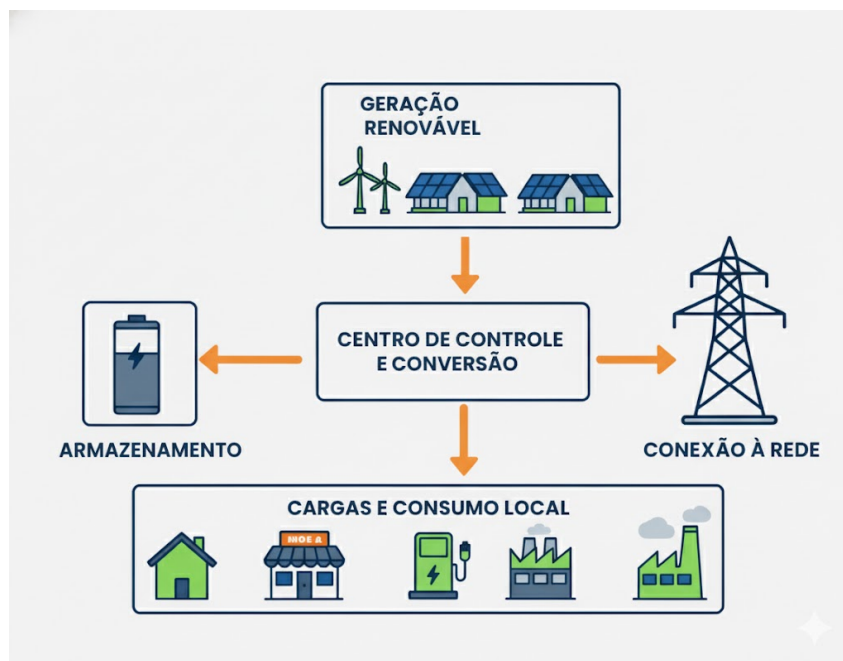
Já o Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovações e Comunicações (MCTI), trata a definição de microrrede na sua publicação, Opções Transversais para Mitigação de Emissões de Gases de Efeito Estufa, da seguinte forma, "O conceito de microrrede vem da utilização de geração distribuída utilizada para suprir cargas localmente, adaptando a geração às necessidades da carga.[...] grupos de geradores distribuídos e respectivos grupos de cargas associadas são vistos como um sistema (subsistema) elétrico independente. Esse subsistema elétrico opera normalmente conectado ao sistema de uma concessionária, com um fluxo de energia positivo ou negativo entre ambos, correspondentes à compra ou venda de energia. Durante perturbações da rede, a microrrede pode desconectar-se e continuar alimentando parcial ou totalmente sua carga própria."([MCTI, 2017](#)).

E por fim, a Lei N° 14.300, que trata sobre o Marco Legal da Microgeração e Minigeração Distribuída, no Art. 1º inciso XII, traz também uma interpretação para o conceito de microrrede. "microrrede: integração de vários recursos de geração distribuída, armazenamento de energia elétrica e cargas em sistema de distribuição secundário capaz de operar conectado a uma rede principal de distribuição de energia elétrica e também de forma isolada, controlando os parâmetros de eletricidade e provendo condições para ações

de recomposição e de autorrestabelecimento"(SECRETARIA-GERAL, 2022).

Desta forma, é possível observar que existem inúmeras interpretações para o conceito de microrrede, mas há alguns fatores que são recorrentes em sua maioria, como a característica de ser um sistema completo, possuindo geração, transmissão e consumo integrados em uma mesma rede, dimensões menores quando comparada a rede elétrica convencional, estar instalada próxima ao local de consumo da energia produzida, e sua capacidade de operar conectada ou não à rede principal. Na Figura 1 é possível observar um modelo simplificado de um sistema de microrrede.

Figura 1 – Sistema de Microrrede.



Fonte: Autor.

2.2 Inversores

A Figura 1 é meramente ilustrativa, mas por meio dela é possível observar a parte de controle e conversão como elemento central do sistema. Elemento este, que será a base para o estudo proposto, onde serão trabalhados tópicos a cerca do funcionamento e operação desses componentes. E para tal estudo é fundamental o entendimento do conceito e funcionamento dos conversores, sendo que no presente trabalho será dado foco no conversor CC-CA, denominado Inversor.

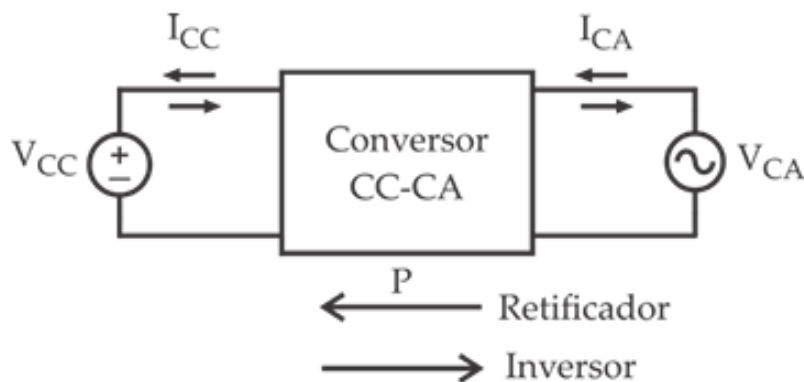
Conversores eletrônicos de potência são dispositivos que modificam e controlam a energia elétrica, convertendo-a entre diferentes tipos e níveis de tensão e frequência. Essa característica é a base para o funcionamento das microrredes, onde muitas vezes a geração e o consumo de energia não possuem as mesmas propriedades. De acordo com

MUHAMMAD (2014), o princípio básico de funcionamento dos conversores se dá pela comutação de chaves, onde uma ou mais chaves são acionadas e conectadas à fonte de alimentação para obter a tensão ou corrente de saída desejada. Os conversores de eletrônica de potência podem ser divididos em 4 tipos:

- Conversores CC-CC (choppers CC)
- Conversores CC-CA (inversores)
- Conversores CA-CC (retificadores controlados)
- Conversores CA-CA (controladores de tensão CA)

No caso dos conversores CC-CA e CA-CC, a construção do equipamento é semelhante, se diferenciando apenas no sentido do fluxo da potência. Quando capaz de realizar o controle nos dois sentidos, da fonte CC para a fonte CA e vice-versa, como observado de forma simplificada no diagrama de blocos presente na Figura 2, são denominados conversores bidirecionais.

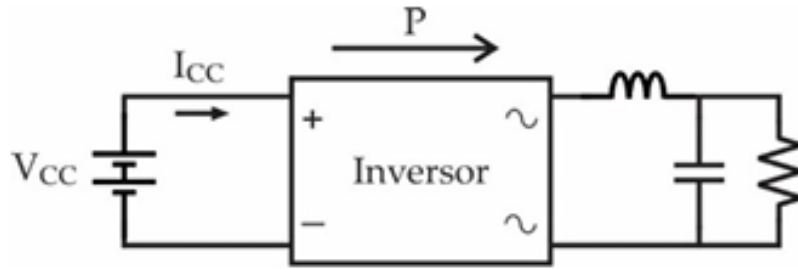
Figura 2 – Representação simplificada de um conversor CC-CA.



Fonte: Inversores Monofásicos – Ivo Barbi.

Em sistemas de microrredes essa bidirecionalidade pode ser observada em casos onde se tem presente sistema de armazenamento, em que o fluxo de potência trafega nos dois sentidos, carregando e descarregando as baterias. Para o projeto proposto, onde não há sistema de armazenamento, essa funcionalidade é desnecessária, uma vez que não há serventia em retornar potência para a fonte de geração. Utiliza-se dispositivos projetados para essa finalidade, dispensando funcionalidades desnecessárias (BARBI, 2022). Desta forma, o foco será nos conversores CC-CA, chamados de inversores. A Figura 3 mostra uma representação simplificada de um inversor, possuindo uma carga resistiva e um filtro passa-baixa LC, conceito que será explicado mais à frente.

Figura 3 – Representação simplificada de um Inversor com carga e filtro LC.



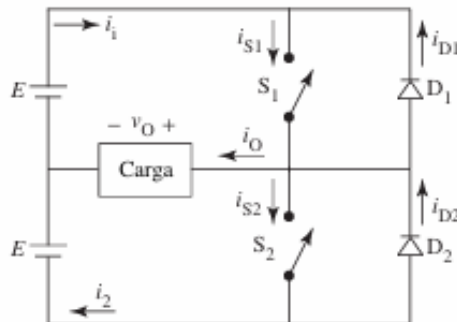
Fonte: Inversores Monofásicos – Ivo Barbi.

Os inversores podem ser classificados de várias formas, à depender de suas características construtivas. Quanto à fonte do inversor, como trazido por [BARBI \(2022\)](#) e [JUNIOR \(2025\)](#), pode ser classificado em:

- **Inversor Fonte de Tensão:** quando a entrada de energia do inversor é uma fonte de tensão, com valor constante independentemente da corrente de carga.
- **Inversor Fonte de Corrente:** quando a entrada de energia do inversor é uma fonte de corrente, com valor constante.

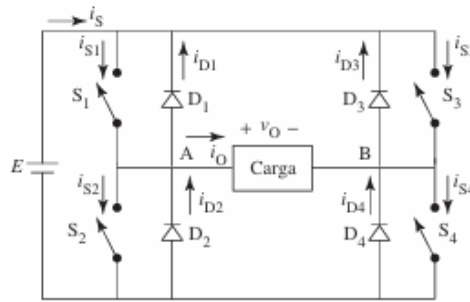
O Inversor Fonte de Tensão (VSI) é a topologia mais utilizada, sendo a adotada para o projeto proposto. Outra classificação que pode ser aplicada aos inversores, é quanto as formas de onda na saída do dispositivo. Podem ser classificados como Inversor Meia-Ponte e Ponte-Completa. O primeiro é comumente utilizado em sistemas de baixa potência, possui um único ramo inversor com dois dispositivos de chaveamento com diodos em antiparalelo, como observado na Figura 4. Já o segundo tipo, a escolha para este trabalho, possui dois ramos de inversor com dois dispositivos de chaveamento cada, como a Figura 5.

Figura 4 – Inversor em Meia-Ponte.



Fonte: Eletrônica de Potência - Ashfaq Ahmed.

Figura 5 – Inversor em Ponte Completa.



Fonte: Eletrônica de Potência - Ashfaq Ahmed.

O modelo de ponte completa, selecionado para o projeto, possui tensão e potência de saída com o dobro da amplitude do modelo em meia-ponte. Para este trabalho não convém a descrição do funcionamento do inversor em meia-ponte, desta maneira, o foco será na exposição simplificada do funcionamento do inversor em ponte completa. Como explicado por [AHMED \(2000\)](#), as chaves presentes na modelagem do inversor realizam a comutação entre os estados ligado e desligado, seguindo pares em diagonal. Seguindo a Figura 5, ou as chaves S_1 e S_4 ou as S_2 e S_3 estarão no estado ligado em um semiciclo. Consequentemente, a fonte DC fica ligada de maneira alternada à carga, em direções opostas. A frequência de saída é controlada pela velocidade de chaveamento do sistema ([AHMED, 2000](#)). As etapas de operação do inversor podem ser vistas de forma simplificada na Tabela 1, indicando qual o estado do dispositivo de chaveamento de acordo com a etapa.

Tabela 1 – Sequência de chaveamento para uma saída em onda quadrada.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	Tensão de saída
1	ligada	desligada	desligada	ligada	$+E$
2	desligada	ligada	ligada	desligada	$-E$
3	ligada	desligada	desligada	ligada	$+E$
4	desligada	ligada	ligada	desligada	$-E$

Fonte: Eletrônica de Potência - Ashfaq Ahmed.

Outra classificação dos inversores se dá quanto ao número de fases. Inversores podem operar como um sistema de tensão monofásica ou um sistema de tensões trifásicas ([BARBI, 2022](#)). Todos os modelos referentes a inversores apresentados até o momento, são modelos monofásicos, que será a base do projeto, por sua funcionalidade e simplicidade de compreensão e aplicação, uma vez que a parte central do trabalho trata da cooperação entre inversores, e não detalhar o funcionamento do inversor em si.

2.3 Filtros e Modulação PWM

O esquema de chaveamento apresentado, por si só, resulta em uma saída com forma de onda retangular, necessitando a aplicação de algum método para a obtenção da tensão de saída senoidal. Um dos métodos consiste no emprego de um filtro no lado da saída do inversor, aliado a modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation - PWM) (AHMED, 2000).

2.3.1 Modulação Por Largura de Pulso (PWM)

HART (2012) traz que, uma saída controlada pode ser produzida a partir da modificação do esquema de chaveamento. A modulação é o processo de controlar a forma de onda e os parâmetros (tensão e frequência) da saída de corrente alternada (CA) a partir de uma fonte de corrente contínua (CC). O tipo mais utilizado de modulação é a modulação por largura de pulso (PWM). O controle é realizado variando a largura dos pulsos de um sinal digital, onde a proporção do tempo que o pulso fica em estado alto (ligado) em relação ao tempo total de um ciclo (ciclo de trabalho) determina a tensão média ou potência entregue (AHMED, 2000).

Este método opera comparando um sinal modulador senoidal com um sinal triangular (portadora) de alta frequência (BARBI, 2022), analisando qual sinal possui maior valor instantâneo. Pode ser caracterizado como modulação bipolar ou unipolar, a depender de como é realizado o comando dos braços inversores do sistema.

2.3.1.1 Modulação Bipolar

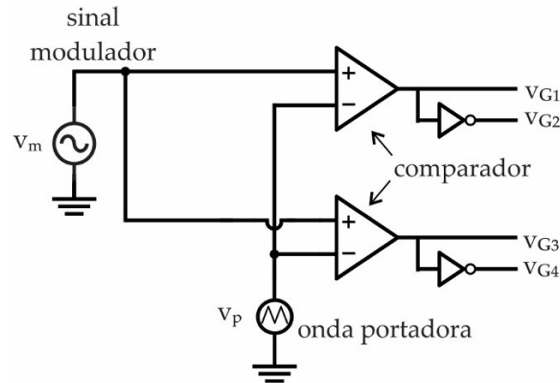
HART (2012) elucida que, quando o valor instantâneo do seno de referência (V_{sen}) é maior que a portadora triangular (V_{tri}), a saída da modulação é positiva ($+V_{cc}$) e quando a referência é menor que a portadora, a saída é negativa ($-V_{cc}$). O chaveamento então ocorre da seguinte forma:

$$S_1 \text{ e } S_2 \text{ estão ligadas quando } V_{sen} > V_{tri} \quad (V_o = +V_{cc})$$

$$S_3 \text{ e } S_4 \text{ estão ligadas quando } V_{sen} < V_{tri} \quad (V_o = -V_{cc})$$

Na modulação bipolar, a tensão na carga alterna diretamente entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$, além de operar com um único sinal modulante, ou seja cada meia-ponte do sistema é modulado com a mesma modulante e mesma referência (BARBI, 2022). Um modelo simples de comparador pode ser observado na Figura 6.

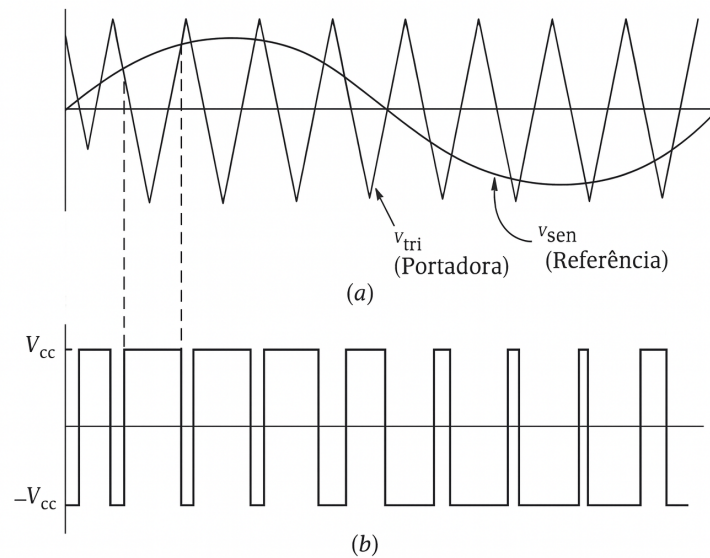
Figura 6 – Circuito da Modulação Senoidal PWM Bipolar



Fonte: Inversores Monofásicos – Ivo Barbi.

O princípio da modulação por largura de pulso pode ser observado na Figura 7.

Figura 7 – Modulação Senoidal PWM Bipolar. (a) Referência Senoidal e Portadora Triangular; (b) A tensão de saída



Fonte: Eletrônica de Potência – Daniel W. Hart

2.3.1.2 Modulação Unipolar

Em um esquema de chaveamento unipolar para modulação, a saída é chaveada tanto de um valor alto para zero quanto de um valor baixo para zero (HART, 2012). Nesta estratégia, cada braço inversor do sistema é comandado separadamente. Desse modo, são necessários quatro sinais de comando, gerando o chaveamento unipolar como se segue:

S_1 está ligada quando $V_{sen} > V_{tri}$

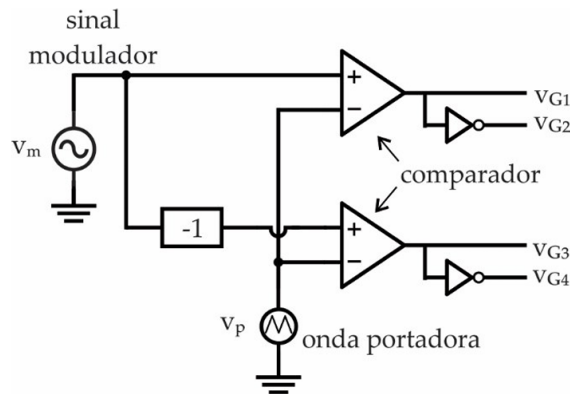
S_2 está ligada quando $-V_{sen} < V_{tri}$

S_3 está ligada quando $-V_{\text{sen}} > V_{\text{tri}}$

S_4 está ligada quando $V_{\text{sen}} < V_{\text{tri}}$

Os quatro sinais de comandos para esse método, podem ser gerados a partir de duas moduladoras senoidais e uma portadora triangular. Uma maneira simples de obter duas moduladoras para o método unipolar, consiste em usar duas ondas senoidais em oposição de fase.

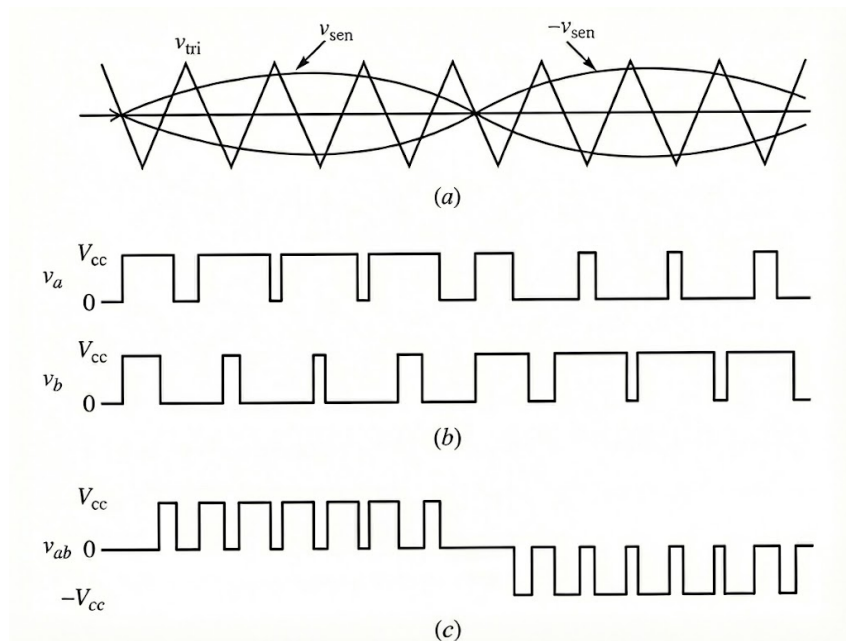
Figura 8 – Circuito da Modulação Senoidal PWM Unipolar



Fonte: Inversores Monofásicos – Ivo Barbi.

O princípio desta modulação por largura de pulso pode ser observado na Figura 9.

Figura 9 – Modulação Senoidal PWM Unipolar. (a) Referências Senoidais e Portadora Triangular; (b) Tensões na ponte V_a e V_b ; c) Tensão de saída V_{ab}



Fonte: Adaptada de (Eletrônica de Potência – Daniel W. Hart)

Quando comparada à modulação bipolar, a unipolar proporciona um menor conteúdo harmônico na tensão gerada, consequentemente necessitando um filtro de saída de menor volume (BARBI, 2022).

Postos tais conceitos e explicações, as técnicas PWM se mostram uma técnica mais simples e flexível para o comando de conversores (SOUZA, 2019), sendo escolhida o modelo unipolar para o projeto.

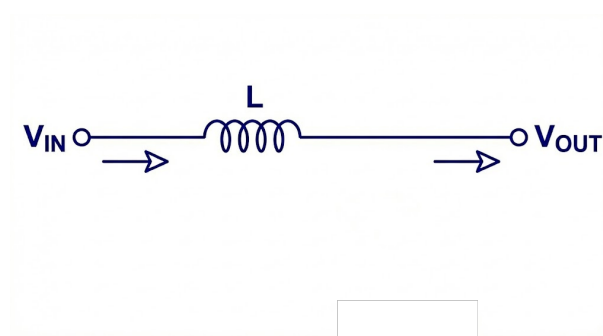
2.3.2 Filtros de Saída

A modulação PWM melhora o conteúdo harmônico do sinal de saída, pelo deslocamento das componentes harmônicas para altas frequências (OLIVEIRA, 2017), que podem produzir distúrbios em equipamentos conectados à rede. Essas componentes harmônicas são interferências indesejáveis no sinal senoidal na saída do conversor (PAUKNER, 2016). Mas essas componentes podem ser reduzidas com a utilização de filtros.

2.3.2.1 Filtro Indutivo (L)

Existem diversos tipos de filtro, sendo o indutivo o mais simples. Ele consiste em uma indutância (L) localizada na saída do inversor em conexão com a rede (BERNIERI, 2016), como mostrado na Figura 10. Possuindo a característica intrínseca de variar o valor de impedância de acordo com a frequência, é responsável por filtrar sinais de alta frequência. Em frequências baixas, a impedância é baixa, permitindo a passagem da corrente, enquanto em frequências altas, a impedância é alta, bloqueando a corrente. Este filtro tem a característica de atenuação de -20 db/dec, o que pode levar a necessidade de grandes volumes de indutância.

Figura 10 – Filtro de Saída Indutivo (L)



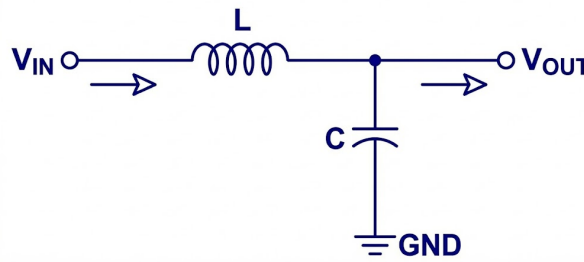
Fonte: Autor

2.3.2.2 Filtro Indutivo-Capacitivo (LC)

Semelhante ao filtro indutivo, o filtro indutivo-capacitivo (LC) apresenta uma indutância (L), responsável por bloquear componentes de alta frequência. A diferença

está na presença de uma capacitância (C) em paralelo com a saída de tensão. Utilizando a característica de armazenamento e descarga de energia, auxilia a suavizar a tensão de saída da carga. Um modelo do filtro LC pode ser observado na Figura 11. Já este filtro possui característica de atenuação de -40 db/dec, levando a menores volumes necessários de indutor.

Figura 11 – Filtro de Saída LC



Fonte: Autor

2.4 Métodos de Controle e Cooperação Entre Inversores

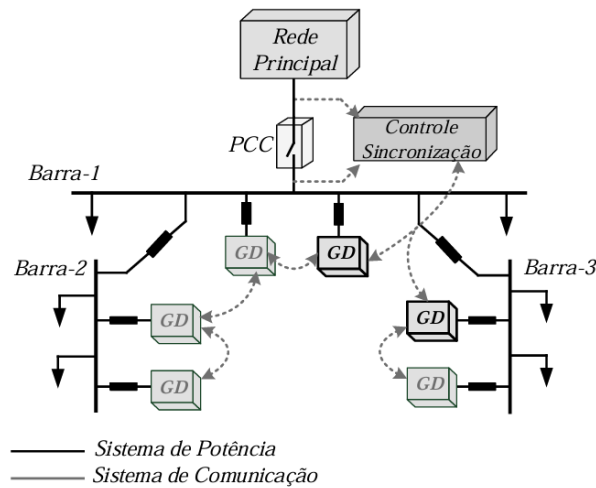
Em um sistema de microrrede com vários inversores, existem diversos métodos de operação que podem ser empregados para o funcionamento do sistema, cada um apresentando suas vantagens e desvantagens. As principais arquiteturas de controle utilizadas no paralelismo de Geração Distribuída numa microrrede são a centralizada e distribuída (ALMADA et al., 2018).

2.4.1 Controle Centralizado

O controle centralizado de inversores é uma abordagem de gerenciamento na qual um sistema ou ponto de controle principal supervisiona e coordena as operações de múltiplas unidades de geração distribuída em uma microrrede (PIVETA, 2024). Nesse modelo, as decisões e configurações são tomadas em um local central e depois aplicadas a todos os inversores conectados para isso, o controle de sincronização presente na topologia do controle centralizado calcula os valores de diferenças no ponto de conexão comum (PCC) a partir das medições realizadas e envia dados para que o controlador central possa tomar as decisões de acordo com os ajustes necessários (POLONI, 2020). A Figura 12 mostra um exemplo ilustrativo de um controle centralizado.

geração distribuída é um operador autônomo responsável por uma parcela do processo de sincronização da microrrede (POLONI, 2020). A Figura 13 mostra um modelo de controle descentralizado, onde os elementos da rede possuem comunicação limitada com outros componentes (PIVETA, 2024), sendo que apenas alguns elementos pré-definidos apresentam comunicação com o controle de sincronização.

Figura 13 – Modelo de Controle Descentralizado



Fonte: Dissertação de Mestrado - Patrícia Poloni

Desta forma, o método descentralizado necessita de um sistema de comunicação mais simples (PIVETA, 2024). A aplicação desta técnica permite a sincronização de maneira simples a partir de poucos cálculos realizados por cada agente, o que possibilita o plug-and-play de novas unidades geradora (POLONI, 2020).

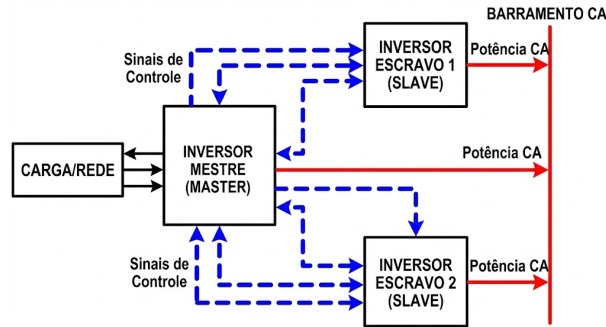
Mas esse método também apresenta algumas desvantagens. Embora as estruturas de controle descentralizadas sejam vantajosas por não dependerem de sistemas de comunicação, seu desempenho pode ser reduzido devido à ausência de informações de outras unidades (ISHAQ et al., 2022), pois como cada unidade é controlada pelo seu controlador local com base em informações locais, o controlador não tem conhecimento das variáveis do sistema como um todo nem das ações de outros controladores (BREARLY; PRABU, 2016).

2.4.3 Controle Mestre-Escravo

A arquitetura Mestre-Escravo, também nomeado Líder-Seguidor, é um método de controle centralizado onde um inversor (Mestre/Líder) comanda o comportamento de um ou mais outros inversores (Escravo/Seguidor). Um modelo pode ser observado na Figura 14. Isso permite espelhar a ação de um inversor em outros, seja de forma direta ou inversa. Geralmente o inversor que assume o papel de mestre, opera como fonte de tensão, oferecendo uma referência de tensão e frequência aos demais conversores seguidores

(ALMADA et al., 2018). Já os dispositivos que assumem o papel de escravos, operando como fonte de corrente, são responsáveis apenas por seguirem as ordens do mestre e injetam potência na microrrede (JUNIOR, 2025).

Figura 14 – Modelo de Controle Mestre-Escravo



Fonte: Autor

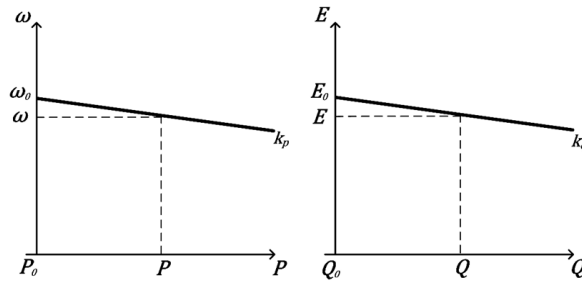
Por se tratar de um controle centralizado, como já exposto anteriormente, é uma estratégia com alto grau de otimização (JUNIOR, 2025). Os sinais transmitidos são praticamente de corrente contínua (DC). Isso facilita a eliminação de ruídos e permite a transmissão por longas distâncias, tornando-o adequado para sistemas de potência distribuída. O sistema mantém frequência e amplitude estáveis, com bom compartilhamento de potência reativa sem efeitos da impedância da linha (PEI et al., 2014). Os resultados experimentais obtidos por Pei et al. (2014) indicaram um compartilhamento de potência preciso e uma distorção harmônica total (DHT) muito baixa. Para um inversor com capacidade de 1,5 kVA, frequência de chaveamento de 20 kHz, e tensão de saída de 110 V com frequência de 50 Hz, a tensão de saída obtida pelo autor possui uma boa forma de onda senoidal e distorções menores que 0,2 %.

Embora o controle centralizado tenha as vantagens de uma fácil implementação e um controle preciso, ele é menos tolerante a falhas e requer um sistema de comunicação mais robusto (ALMADA et al., 2018). Uma falha no elemento mestre resulta no comprometimento de todo o sistema, gerando desequilíbrios na carga (ANTUNES, 2018).

2.4.4 Controle por Curva de Decaimento (Droop)

O método de controle de droop, é um método descentralizado, baseado no princípio de balanço de potência de geradores síncronos conectados em SEPs convencionais. Um desbalanço entre as potências mecânica e elétrica do gerador resulta em variações na velocidade do rotor que é expresso através de uma variação na frequência. No mesmo sentido, uma variação de potência reativa resulta em um desvio na magnitude da tensão (POLONI, 2020), essas relações podem ser observadas na Figura 15.

Figura 15 – Curva Característica do Controle Droop



Fonte: Tese Doutorado - Marcus Evandro Teixeira Souza Junior

Esse método permite o compartilhamento de potência (*power sharing*) entre diversos inversores operando em paralelo numa microrrede, sem a necessidade de canal para comunicação e de modo *plug and play* (ANTUNES, 2018). A ausência de dependência de comunicação externa significa que, se um inversor falhar, os outros podem continuar operando e assumir a carga (TAYAB et al., 2017). Facilita a expansão do sistema, permitindo que novas unidades sejam adicionadas sem reconfigurações complexas de comunicação (GUO et al., 2022).

Algumas desvantagens deste controle são, aumentar o valor dos coeficientes de droop melhora o compartilhamento de potência, mas degrada a regulação da tensão e da frequência. Pode apresentar uma resposta dinâmica mais lenta a mudanças súbitas de carga (TAYAB et al., 2017). Difícil operar inversores com diferentes tipos de impedância, pois suas equações de controle são conflitantes (ZHONG; ZENG, 2016).

2.4.5 Estratégia de Controle do Projeto

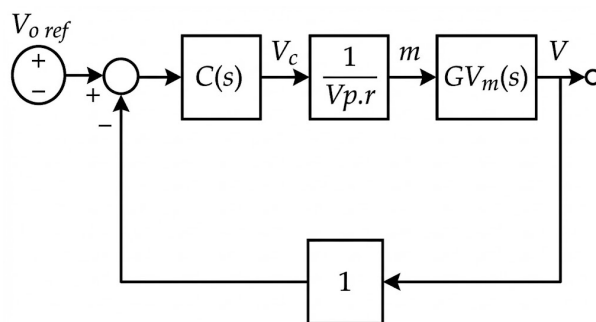
Dentre os diversos métodos de controle, o presente projeto selecionou o método de controle mestre-escravo, pela sua simplicidade de aplicação, simplificando o controle e a programação do sistema como um todo, a capacidade de otimizar o compartilhamento de potência ativa, e sua estabilidade no controle de tensão e frequência.

3 Metodologia

Neste capítulo serão descritas as etapas e procedimentos adotados para o desenvolvimento do projeto proposto. Desde a modelagem de componentes, até a obtenção de alguns parâmetros utilizados no sistema. Um diagrama de blocos da planta de controle da tensão de saída desenvolvida está apresentado na Figura 16, onde:

- $V_{o, \text{ref}}$: Representa a tensão desejada na saída do inversor. Uma onda senoidal pura com a amplitude e frequência desejadas;
- $C(s)$: É a função de transferência do controlador. Processa o sinal de erro, obtido entre a referência e a saída do sistema, para decidir qual ação corretiva tomar. Sua saída é o sinal de controle (V_c);
- $\frac{1}{V_{p.r}}$: Representa o ganho do modulador PWM. Converte o sinal de controle vindo do controlador em um índice de modulação (m);
- $GV_m(s)$: Representa o sistema físico do inversor, incluindo o inversor e o filtro de saída. A saída é a tensão real entregue a carga (v);
- Ganho 1: Indica que a realimentação é unitária, isto é, a tensão de saída é realimentada para a comparação sem amplificação ou redução, fechando a malha de controle.

Figura 16 – Planta de Controle de Tensão



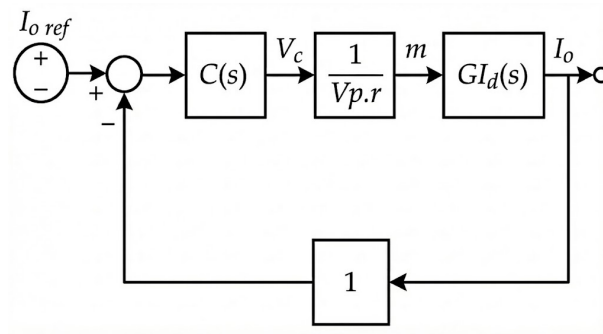
Fonte: Autor.

De forma análoga, o controle de corrente de saída de um dos inversores também será alvo de análise. O diagrama é semelhante, como apresentado na Figura 17, com alteração apenas dos seguintes blocos:

- $I_{o, \text{ref}}$: Representa a corrente desejada na saída do inversor. Uma onda senoidal pura com a amplitude e frequência desejadas;

- $C(s)$: É a função de transferência do controlador. Processa o sinal de erro, obtido entre a referência e a saída do sistema (agora em relação a corrente) para decidir qual ação corretiva tomar. Sua saída é o sinal de controle (V_c);
- $G_{Id}(s)$: Representa o sistema físico do inversor, incluindo o inversor e o filtro de saída. A saída é a corrente desejada entregue ao inversor mestre;

Figura 17 – Planta de Controle de Corrente



Fonte: Autor.

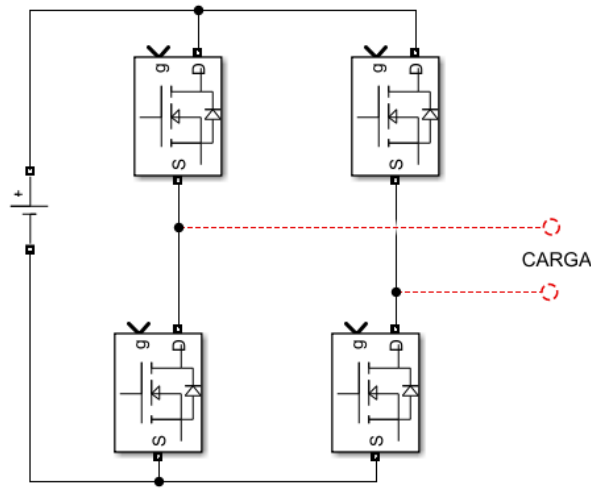
3.1 Modelagem dos Inversores

Inicialmente, para a base do projeto da microrrede, foi realizada a modelagem do sistema do inversor. Seguindo a topologia escolhida, foi desenvolvido um inversor de ponte completa de fonte de tensão. Para tal, foi utilizado o software de simulação Simulink.

Foram postos 4 dispositivos de chaveamento no ambiente de simulação, interconectados como se segue na Figura 18. Esses dispositivos são chamados de MOSFET. Eles funcionam controlando a corrente entre dois terminais, o *Dreno* e o *Source*, através da tensão aplicada a um terceiro terminal, o *Gate*. A velocidade de comutação é muito alta e os tempos de comutação são da ordem de nanossegundos. Os MOSFETs de potência encontram aplicações crescentes em conversores de baixa potência e alta frequência (MUHAMMAD, 2014).

Para alimentação do sistema é inserida uma fonte de tensão CC, como já apresentado anteriormente para a topologia. A carga a ser conectada no modelo, têm seus terminais conectados entre MOSFET's de um mesmo ramo inversor, também indicado na Figura 18.

Figura 18 – Modelagem de Inversor em Ponte Completa



Fonte: Autor.

3.2 Modelagem da Modulação PWM

A próxima etapa consiste na confecção do sistema de modulação PWM, responsável por gerar o sinal de controle de chaveamento do inversor. Composto pela onda moduladora, onda portadora, e o sistema de comparação.

3.2.1 Onda Portadora

Primeiramente foi realizado a montagem do sinal da portadora. Foi projetado utilizando o bloco *Repeating Sequence*, utilizado para gerar formas de onda periódicas personalizadas. A configuração do onda foi realizada da seguinte forma:

- No campo *Time Values* foi criado um vetor de tempo com 3 valores, representando 0%, 50% e 100% do período da onda, obtendo o vetor $[0 \ 0.5 \ 1]$.

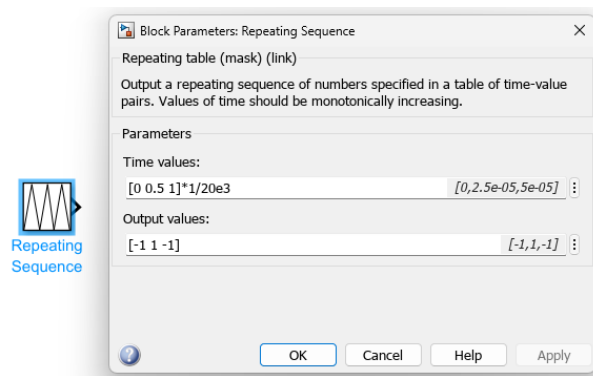
O vetor criado necessita ser ajustado ao período real da portadora desejada. Então o vetor é multiplicado pelo fator $\frac{1}{f_s}$, onde f_s é a frequência de chaveamento, obtendo então:

$$[0, 0.5, 1] \times \frac{1}{f_s}$$

- No campo *Output Values* foi criado um vetor também com 3 valores, sendo eles $[-1 \ 1 \ -1]$. Eles são os valores do sinal nos instantes definidos no item anterior.

Para o projeto foi definida uma frequência de chaveamento de 20 kHz. A configuração da portadora pode ser observada na Figura 19.

Figura 19 – Configuração da Onda Portadora



Fonte: Autor.

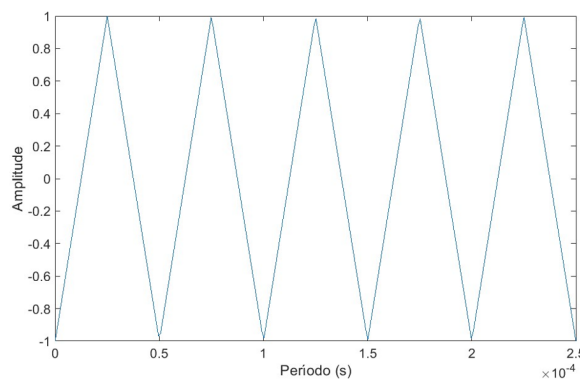
Realizado essas etapas, a onda portadora terá o comportamento descrito na Tabela 2 e mostrado na Figura 20, repetindo indefinidamente.

Tabela 2 – Valores da Forma de Onda da Portadora.

Tempo (s)	Saída (V)
0	-1
$2.5e - 5$	+1
0	-1

Fonte: Autor.

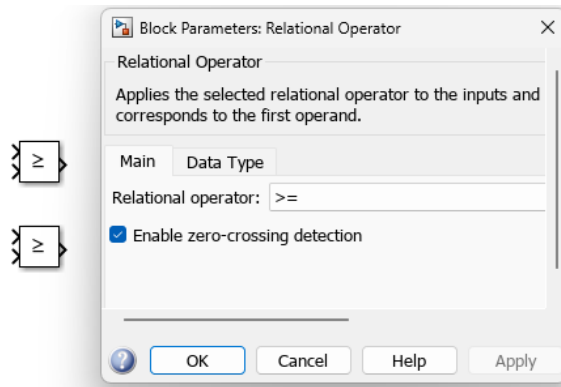
Figura 20 – Forma de Onda da Portadora



Fonte: Autor.

3.2.2 Sistema de Comparação

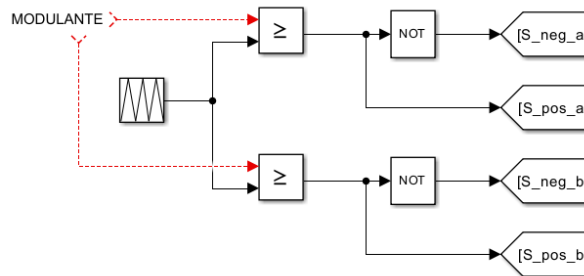
Partiu-se para o sistema de comparação. Como exposto anteriormente, ele será o responsável por realizar a comparação entre moduladora e portadora. Seguindo o modelo apresentado na Figura 8, inicialmente foram utilizados dois blocos *Relational Operator*, ambos configurados para lógica maior ou igual ($\geq$), como segue na Figura 21.

Figura 21 – Configuração *Relational Operator*

Fonte: Autor.

Gerou-se então duas saídas para cada bloco, sendo uma delas a inversa da outra, criando assim 4 sinais de comando. As entradas de cada bloco *Relational Operator* serão a modulante e portadora, devendo seguir o seguinte padrão: sinal modulante na entrada de cima e portadora na entrada de baixo. Esta orientação é importante para que o circuito faça a comparação adequada. Temos então o circuito apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Sistema de Modulação PWM



Fonte: Autor.

3.2.3 Onda Modulante

A onda modulante consiste em um sinal senoidal com frequência e amplitude arbitrárias. Sua modelagem foi realizada utilizando o bloco *Sine Wave*, que gera uma forma de onda senoidal de forma contínua. Define-se então os parâmetros de formação da rede, escolhendo a amplitude de tensão e frequência. Para a definição da amplitude da onda de referência, analisou-se a taxa de modulação da amplitude (m_a). Ela é definida como a taxa das amplitudes dos sinais de referência e da portadora (HART, 2012), temos então:

$$m_a = \frac{V_{m, \text{referência}}}{V_{m, \text{portadora}}} \quad (3.1)$$

Se $m_a \leq 1$, a amplitude da frequência fundamental da tensão na saída (V_o) é linearmente proporcional a m_a (HART, 2012):

$$V_o = m_a \times V_{CC} \quad (3.2)$$

$$m_a = \frac{V_o}{V_{CC}} \quad (3.3)$$

Então o índice de modulação m_a é quem definirá a nossa saída em relação ao barramento CC. Definiu-se então qual o valor desejado na formação da rede. Para uma forma de onda senoidal, o valor eficaz (RMS) é calculado multiplicando o valor de tensão de pico por 0,707 (PRABAHARAN; PALANISAMY, 2017), equivalente a dividir por $\sqrt{2}$. Então, para um rede com valor de tensão de 220 V_{rms}, a tensão de pico será no valor de:

$$220 \times \sqrt{2} \approx 311.$$

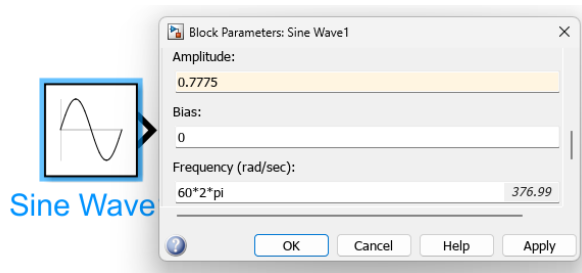
Para o projeto foi utilizada uma fonte CC com valor de tensão de 400 V, desta forma, da Eq. 3.3, temos que o valor do índice de modulação m_a será:

$$m_a = \frac{311V}{400V} = 0,7775$$

Sendo este o valor a ser preenchido no campo *Amplitude* do bloco *Sine Wave*.

Já para a frequência, o campo *Frequency (rad/sec)* foi preenchido, atentando-se para a unidade de medida utilizada. Para converter Hertz (Hz) para radianos por segundo (rad/s), multiplique o valor em Hz por 2π . Então para uma rede de 60 Hz, o valor a ser preenchido no campo será de $60 \times 2\pi$, como mostra a Figura 23.

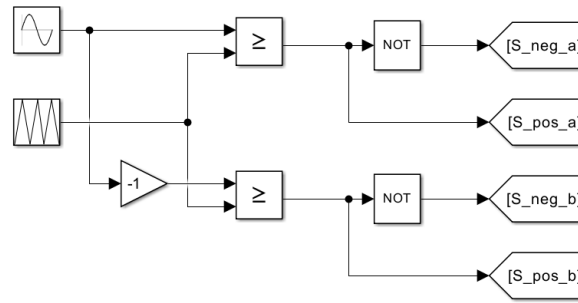
Figura 23 – Configuração da Onda Moduladora



Fonte: Autor.

Conectou-se o sinal modulante aos comparadores, lembrando de acrescentar um ganho de -1 à uma das entradas, de forma a gerar a modulação unipolar optada para o projeto. O sistema de modulação completo pode ser observado na Figura 24.

Figura 24 – Sistema Completo de Modulação PWM



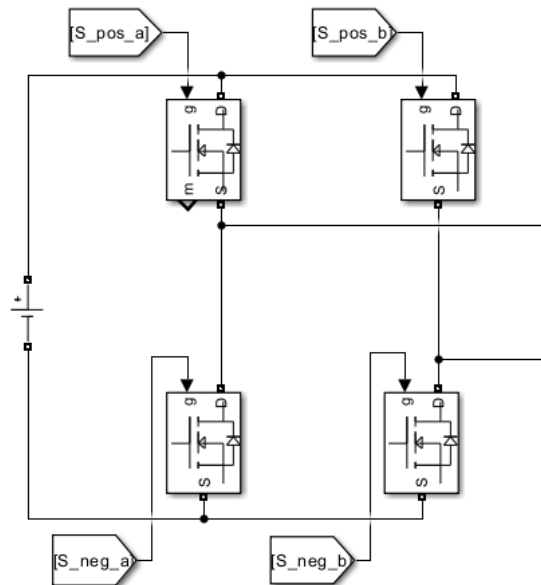
Fonte: Autor.

Vale ressaltar que a planta utilizada no projeto é em malha fechada, desta forma, o sinal de referência utilizado no sistema final será a própria tensão aplicada a carga em conjunto com um controlador.

3.2.4 Conexão Para Chaveamento

Com a modulação PWM Unipolar completa, os sinais de comando do sistema foram direcionados para as entradas de gatilho dos elementos de chaveamento. A conexão foi realizada utilizando os blocos *Goto* para as saídas de sinais, e o *From* para as entradas de sinais. Seguindo a lógica de chaveamento apresentada no tópico 2.3.1.2, os sinais de comando foram conectados nos MOSFET's como consta na Figura 25.

Figura 25 – Conexão dos Sinais para Chaveamento



Fonte: Autor.

3.3 Modelagem dos Filtros de Saída

Para o controle Mestre-Escravo, foram utilizados dois inversores, um operando na regulação de tensão e outro na regulação da corrente. Os passos realizados até o momento podem ser reproduzidos para ambos os inversores, tanto o mestre como o escravo. Para o primeiro foi utilizado um filtro LC e para o segundo um filtro L.

Antes de entrarmos no cálculo dos filtros de fato, podemos calcular algumas constantes que serão iguais para ambos os filtros. Essas constantes estão relacionadas às características da rede que se deseja formar. Foram definidas a potência de carga (P_L), a tensão de saída do inversor (V_o) e a frequência de chaveamento (f_s) do sistema, como segue:

- $P_L = 3kW$
- $V_o = 220V_{rms}$
- $f_s = 20kHz$

A resistência de carga (R) pôde então ser definida por meio da potência de carga, da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 P_L &= \frac{V_{rms}^2}{R} \\
 R &= \frac{V_{rms}^2}{P_L} \\
 R &= \frac{220^2 V}{3kW} \\
 R &= 16,13\Omega
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Definiu-se também a frequência de corte (f_c), geralmente um décimo da frequência de chaveamento (f_s):

$$\begin{aligned}
 f_c &= \frac{f_s}{10} \\
 f_c &= \frac{20kHz}{10} \\
 f_c &= 2kHz
 \end{aligned}$$

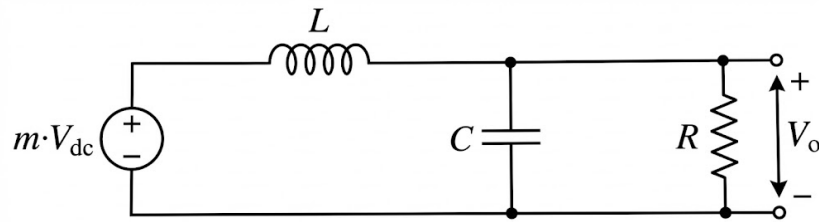
Partiu-se então para o cálculo específico dos filtros de saída.

3.3.1 Modelagem do Filtro de Saída LC

Os parâmetros dos elementos do filtro LC, inserido no inversor mestre, podem ser obtidos de forma analítica, por meio da função de transferência do sistema. O diagrama do circuito de filtro LC aplicado a saída pode ser observado na Figura 26. Onde temos que:

- mV_{dc} : É a tensão de saída da ponte de chaveamento, sendo a tensão do barramento DC transformada por um índice de modulação m ;
- V_o : É a tensão aplicada à carga;
- L : A indutância do Filtro;
- C : A capacitância do Filtro;
- R : A resistência de carga.

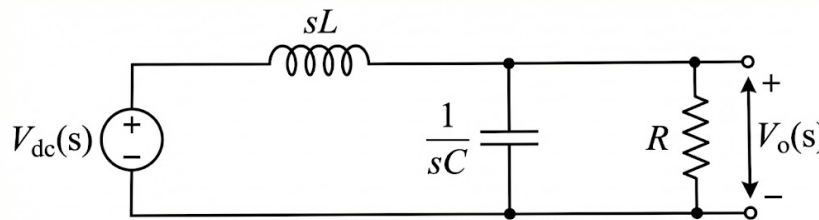
Figura 26 – Circuito Filtro LC



Fonte: Autor.

Para se realizar a análise matemática do sistema, aplicou-se a Transformada de Laplace aos componentes, obtendo o sistema exposto na Figura 27.

Figura 27 – Circuito Filtro LC com Transformada de Laplace

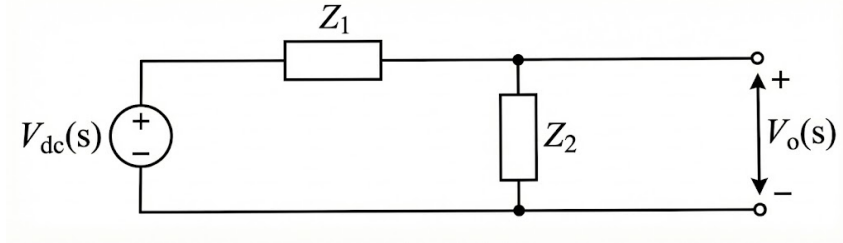


Fonte: Autor.

A partir desse sistema foi possível deduzir a função de transferência do filtro LC, para a definição de parâmetros. Aplicou-se técnicas de análise de circuito, como as Leis de Kircchoff, mais especificamente uma utilização do conceito de divisor de tensão.

Para aplicação do divisor de tensão o circuito da Figura 27 pode ser simplificado como se segue na Figura 28.

Figura 28 – Circuito Filtro LC simplificado



Fonte: Autor.

Onde:

$$Z_1 = sL \quad (3.5)$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC} // R = \frac{R}{1 + RCs} \quad (3.6)$$

Aplicando o divisor de tensão ao circuito da Figura 28, obtemos a seguinte igualdade:

$$V_{DC}(s) = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} \times V_O(s) \quad (3.7)$$

Função de transferência é uma representação matemática que descreve a relação entre a entrada e a saída de um sistema, ou seja, um ganho do sistema. Desta forma, a Eq. 3.7 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{V_{DC}(s)}{V_O(s)} = GV_m(s) = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (3.8)$$

Realizando as substituição dos valores de Z_1 e Z_2 na Eq. 3.8, de acordo com as Eq. 3.5 e 3.6, chegamos a Eq. 3.9. E realizando a simplificações cabíveis, foi possível obter a função de transferência do LC, descrita na Eq. 3.10:

$$GV_m(s) = \frac{\frac{R}{1+RCs}}{\frac{R}{1+RCs} + sL} \quad (3.9)$$

$$GV_m(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (3.10)$$

O sistema apresenta dois elementos armazenadores de energia, o indutor e o capacitor. Por conta disso, sua função de transferência é de segunda ordem, possuindo dois polos. Para a obtenção dos parâmetros de L e C, podemos realizar uma comparação

da forma padrão de uma função de transferência de segunda ordem com a função obtida na Eq. 3.10 para o filtro LC. Com isso temos que:

$$GV_m(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} = FT(s) \quad (3.11)$$

Por análise, tiramos que os valores do filtro são dadas por:

$$C = \frac{1}{2R\zeta\omega_c} \quad (3.12)$$

$$L = \frac{1}{C\omega_c^2} \quad (3.13)$$

Onde:

$\omega_c = 2\pi f_c$ (Frequência natural de corte)

$\zeta = 1$ (Fator de amortecimento. A fim de se evitar oscilações em altas frequências e deslocamento de fase em baixas, adota-se ζ unitário)

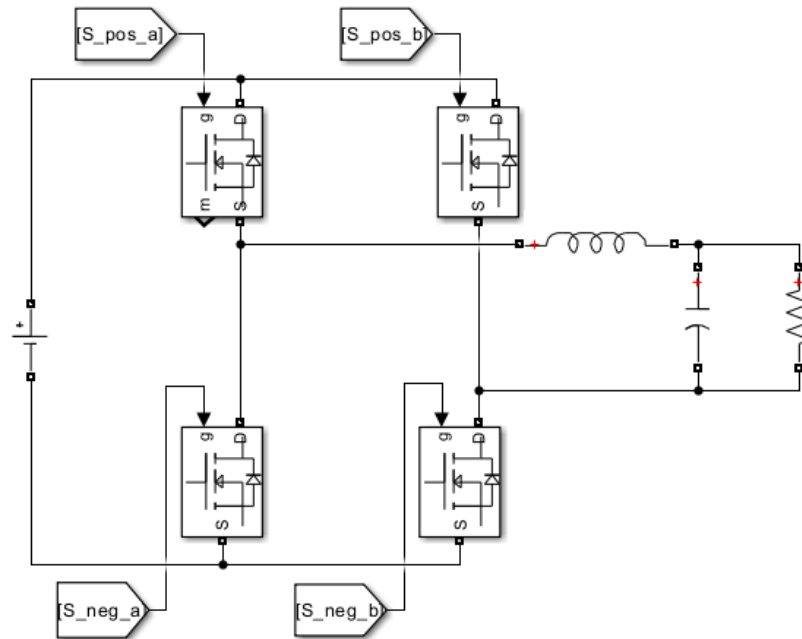
3.3.1.1 Cálculos dos parâmetros do Filtro LC

Dos parâmetros definidos anteriormente para a rede, podemos calcular os valores de ω_c e ζ , e substituí-los nas Eq. 3.12 e 3.13

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2\pi \times 2kHz \approx 12.566,37rad/s \\ \zeta &= 1 \\ C &= \frac{1}{2 \times 16,13\Omega \times 1 \times 12.566,37rad/s} \\ C &\approx 2,4662\mu F \\ L &= \frac{1}{C\omega_c^2} \\ L &= \frac{1}{2,4662\mu F \times (12.566,37rad/s)^2} \\ L &\approx 2,6mH \end{aligned}$$

Temos então todos os parâmetros para o filtro LC e carga na saída do inversor mestre. São inseridos então uma indutância, uma capacitância, e a resistência de carga na modelagem, como segue na Figura 29.

Figura 29 – Saída do Inversor Mestre com Filtro LC



Fonte: Autor.

Os parâmetros foram inseridos por meio do ambiente do MATLAB, que é um ambiente de programação e linguagem de alto nível voltado para computação numérica, análise de dados, visualização e desenvolvimento de algoritmos. Nele foram inseridos os parâmetros definidos inicialmente, e calculados os valores de f_c , R , ω_c , C e L , como mostra a Figura 30.

Figura 30 – Parâmetro do Inversor LC no MATLAB

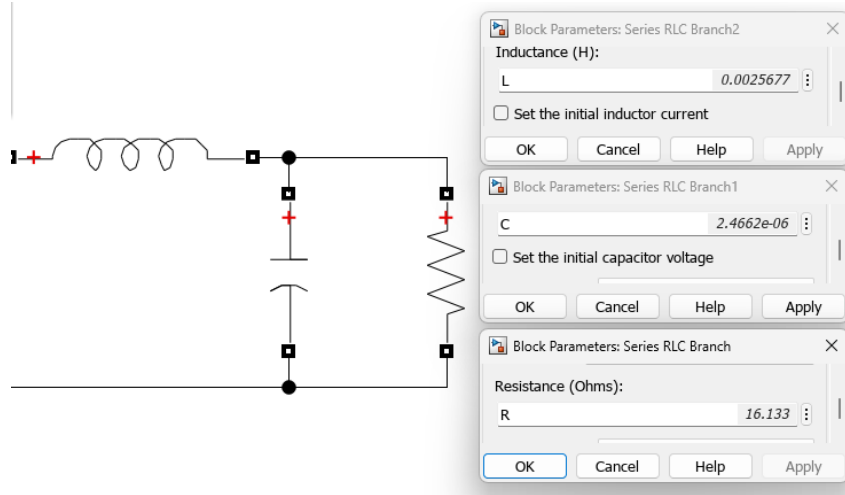
$P=3e3$	$P = 3000$
$V_o=220$	$V_o = 220$
$f_s=20e3$	$f_s = 20000$
$f_c=f_s/10$	$f_c = 2000$
$R = V_o^2/P$	$R = 16.1333$
$\omega_c=2*\pi*f_c$	$\omega_c = 1.2566e+04$
$C=1/(2*R*1*\omega_c)$	$C = 2.4662e-06$
$L=1/(C*(\omega_c^2))$	$L = 0.0026$

Fonte: Autor.

Seguindo esse método, podemos parametrizar os componentes no ambiente do

Simulink apenas por associação, buscando os dados inseridos no MATLAB. Desta forma o indutor, capacitor e resistencia foram configurados como mostrado na Figura 31.

Figura 31 – Parâmetros do Filtro LC no Simulink



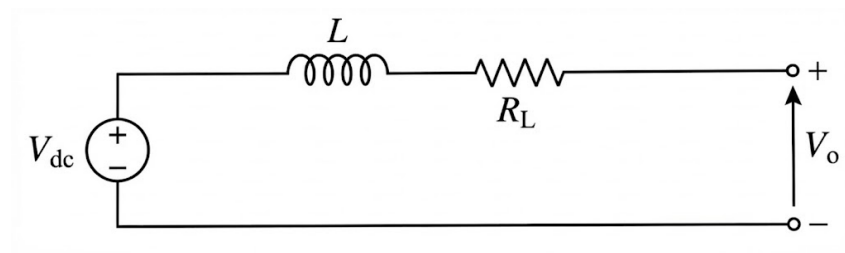
Fonte: Autor.

3.3.2 Modelagem do Filtro de Saída L

O diagrama do filtro L inserido no inversor escravo é mais simples, apresentando apenas uma indutância, desta forma, para o projeto foi acrescentado uma resistência muito pequena ao circuito, emulando a resistência interna do indutor, apenas por caráter demonstrativo. O circuito do filtro de saída L pode ser observado na Figura 32, onde temos que:

- V_{dc} : É a tensão de saída da ponte de chaveamento;
- V_o : É a tensão aplicada à carga (mesma do inversor mestre);
- L : É a indutância do Filtro;
- R_L : É a resistência interna do indutor.

Figura 32 – Circuito Filtro L



Fonte: Autor.

Para o cálculo da indutância foi realizada uma análise de circuito e manipulação algébrica. A dedução parte da Lei Fundamental da Indutância:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (3.14)$$

Analizando o circuito da Figura 32, como R_L é muito pequeno em comparação ao circuito, ele se faz dispensável para facilitar os cálculos. Deste modo, a tensão sobre o inversor é a queda de tensão entre a entrada (V_{dc}) e a saída (V_o) do circuito. Neste caso a tensão de saída será a tensão de pico da onda, definida anteriormente no tópico 3.2.3 desta forma temos que:

$$V_L = V_{entrada} - V_{saída} \quad (3.15)$$

$$V_L = 400V - 311V$$

$$V_L = 89V$$

O chaveamento do inversor funciona ligando e desligando muito rápido (PWM). O tempo que a chave fica ligada é o t_{on} . A relação entre o tempo ligado e o tempo total é dada pela razão cíclica (D), de modo que:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.16)$$

$$t_{on} = D \cdot T_s$$

Onde T_s é o período de chaveamento, que é o inverso da frequência de chaveamento ($T_s = 1/f_s$). Assim temos:

$$dt = t_{on} = \frac{D}{f_s} \quad (3.17)$$

Para a tensão de pico, o inversor precisa entregar a tensão máxima. A razão cíclica (D) necessária para entregar essa tensão é proporcional ao índice de modulação do sistema. Portanto, para este cálculo assumimos que o D é igual ao m , também calculado no tópico 3.2.3:

$$dt = \frac{m}{f_s} \quad (3.18)$$

Durante esse tempo ligado (dt), a corrente no indutor apresenta pequenas oscilações. A quantidade que ela oscila é o *ripple*. Essa variação pode ser definida por Di , e nesse caso será escolhida de forma arbitrária. Definiu-se D com valor de 2,5% da corrente de saída, sendo ela de aproximadamente 20 A, temos que:

$$D = 2,5\% \times I_{saída}$$

$$D = 2,5\% \times 20$$

$$D = 0,5$$

Com todos os valores definidos, para encontrar o valor de L bastou isolá-lo na Eq. 3.14 e realizar as devidas substituições, como se segue:

$$L = V_L \frac{dt}{di} \quad (3.19)$$

$$L = (400V - 311V) \frac{\frac{m}{f_s}}{0,5} \quad (3.20)$$

$$L = \frac{(400V - 311V)m}{0,5f_s}$$

$$L = \frac{(400V - 311V) \times 0,7775}{0,2 \times 20kHz}$$

$$L \approx 6,9mH$$

Para a resistência interna do indutor (R_L) foi escolhido um valor pequeno de $0,2\Omega$. Todos os parâmetros e cálculos demonstrados foram compilados no MATLAB, como mostra a Figura 33, a fim de usá-los na planta do Simulink.

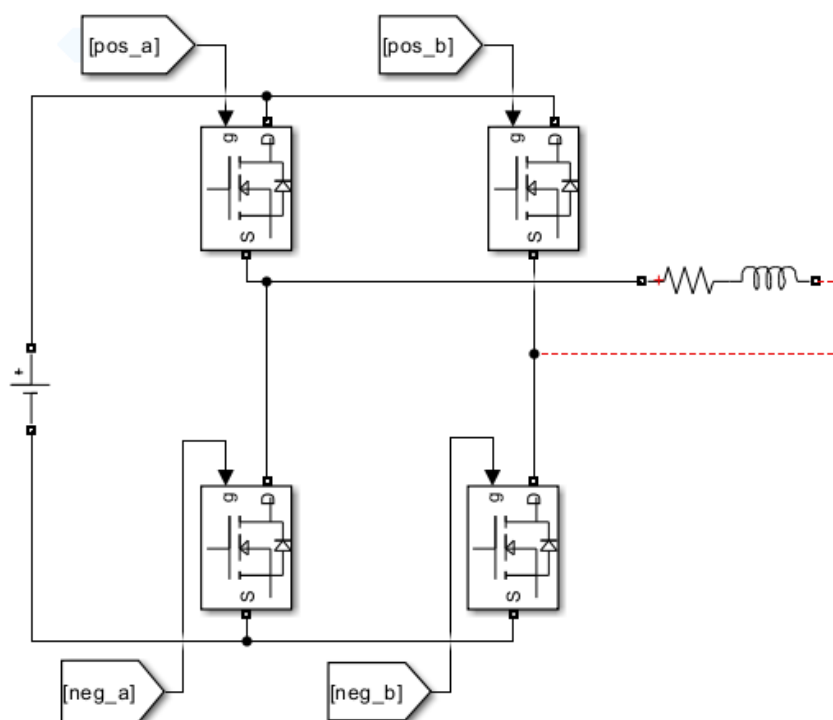
Figura 33 – Parâmetro do Inversor L no MATLAB

<code>Vi=400</code>	<code>Vi = 400</code>
<code>Vo=220</code>	<code>Vo = 220</code>
<code>m=((Vo*sqrt(2))/Vi)</code>	<code>m = 0.7778</code>
<code>D=0.5</code>	<code>D = 0.5000</code>
<code>L2=((Vi-(Vo*sqrt(2)))*((Vo*sqrt(2))/Vi))/(D*fs)</code>	<code>L2 = 0.0069</code>
<code>R2=0.2</code>	<code>R2 = 0.2000</code>

Fonte: Autor.

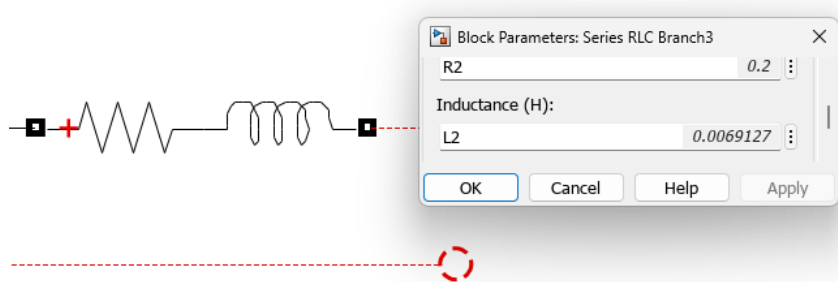
Acrescentou-se a indutância com a resistência à saída do inversor escravo, como na Figura 34, referenciando seus parâmetros aos compilados no MATLAB, como na Figura 35.

Figura 34 – Saída do Inversor Escravo com Filtro L



Fonte: Autor.

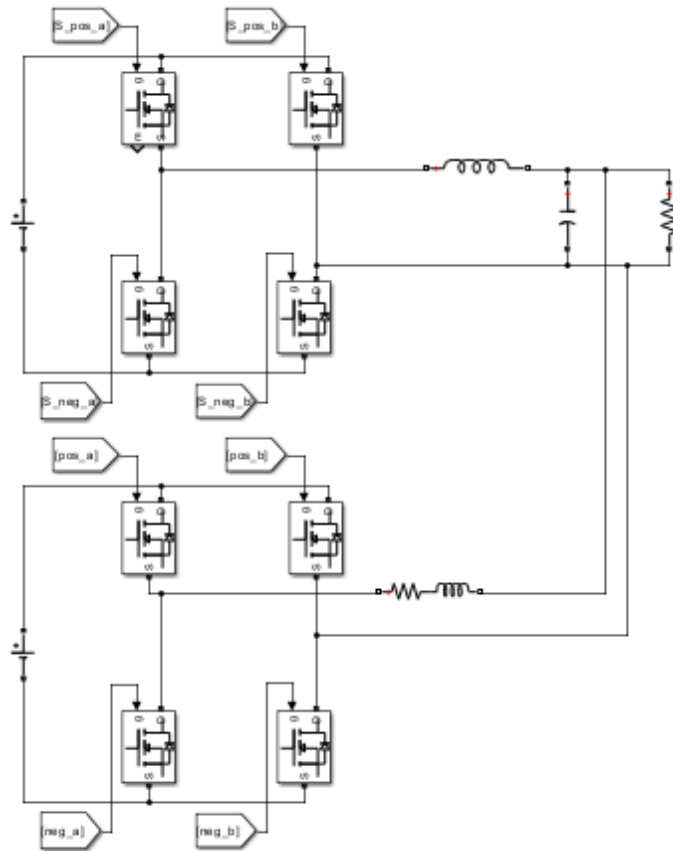
Figura 35 – Parâmetros do Filtro L no Simulink



Fonte: Autor.

Finalizando a montagem do filtro, sua saída é conectada com a rede (saída do inversor Mestre), como consta na Figura 36.

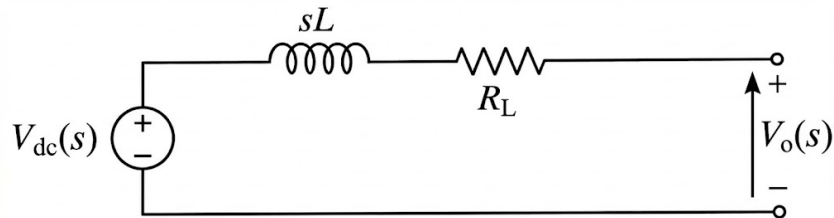
Figura 36 – Conexão Entre Inversores



Fonte: Autor.

A fim de se obter a função de transferência do sistema por meio de uma análise matemática, aplicou-se a Transformada de Laplace no sistema da Figura 32, obtendo o sistema exposto na Figura 37.

Figura 37 – Circuito Filtro L com Transformada de Laplace



Fonte: Autor.

Semelhante a modelagem do filtro LC, foi deduzida a função de transferência do filtro L utilizando técnicas de análise de circuitos. Aplicou-se a relação fundamental da Lei de Ohm para alisar o circuito. Para o inversor escravo, o controle de corrente de saída será alvo de análise. Deste modo, realizando uma análise simples do circuito presente na Figura 37, podemos definir a corrente de saída do sistema como sendo:

$$I(s) = \frac{V_{dc}}{sL + R} \quad (3.21)$$

A função de transferência descreve o comportamento do sistema utilizando a relação entre saída e entrada, então podemos reescrever a Eq. 3.21 da seguinte forma:

$$\frac{I(s)}{V_{dc}} = GI_d(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (3.22)$$

O sistema apresenta apenas um elemento armazenador de energia, desta forma, sua função de transferência é de primeira ordem, possuindo um polo.

3.4 Modelagem das Plantas de Controle

O controlador é um elemento de processamento de sinal que implementa uma lei de controle matemática. A função primária do controlador é processar o sinal de erro obtido da comparação de dois sinais, a referência e a variável de processo (BERNIERI, 2016). Ele aplica uma função de transferência a esse sinal de erro, projetada para manipular a magnitude e a fase do sinal (GODOY et al., 2020).

Seu propósito é compensar o erro da planta, garantindo a estabilidade do sistema em malha fechada, forçando o erro a zero em regime permanente e rejeitando perturbações externas que tentem desviar o sistema do seu ponto de operação (TAKIUTI, 2015).

Foram projetadas duas plantas de controle, sendo uma para o inversor mestre e outra para o inversor escravo, cada uma com suas especificidades. Ambos os controles foram modelados por meio da ferramenta *sisotool* do MATLAB.

O *sisotool* no MATLAB, parte do *Control System Designer*, é uma ferramenta gráfica para projetar e analisar sistemas de controle de entrada única e saída única. Ele permite o projeto dos controladores de forma interativa para otimizar o desempenho do sistema.

3.4.1 Planta de Controle Inversor Mestre

Para compreensão do controlador a ser aplicado ao inversor mestre, primeiramente analisou-se sua função de transferência, como apresentada na Eq. 3.10. Os polos de uma função são as raízes do denominador, sendo nesse caso:

$$s^2 + \frac{1}{RC^2}s + \frac{1}{LC} \quad (3.23)$$

Resolvendo a equação quadrática, temos:

$$s = \frac{-\frac{1}{RC} \pm \sqrt{(\frac{1}{RC})^2 - 4\frac{1}{LC}}}{2} \quad (3.24)$$

Por meio da igualdade apresentada na Eq. 3.11, podemos obter as seguintes relações:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad 2\zeta\omega_c = \frac{1}{RC}$$

Quando substituídas na Eq. 3.24, e realizando as devidas simplificações, os polos da função nos são retornados da seguinte forma:

$$s = -\zeta \omega_c \pm j\omega_c \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.25)$$

Como foi adotado coeficiente de amortecimento (ζ) unitário para o projeto, a planta do inversor apresenta dois polos reais no valor de:

$$\begin{aligned} s &= -\omega_c \\ s &= -\frac{1}{\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Substituindo L e C:

$$\begin{aligned} s &= -\frac{1}{\sqrt{(2,4662\mu F \times 2,6mH)}} \\ s &= -12.566,37 \quad [rad/s] \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.4.1.1 Função do Controle

Projetou-se então o controle para essa planta de inversor. O controle tem como objetivo melhorar o desempenho do sistema, tornando-o mais rápido e com menos oscilação ao cancelar os efeitos de polos lentos ou indesejados. Isso foi realizado inserindo zeros à função de transferência do controle, que irão anular o efeito dos polos da planta do inversor.

Para a modelagem foi inicialmente inserida a função de transferência no MATLAB, como mostra a Figura 38

Figura 38 – Compilação da FT da Planta do Inversor Mestre

```

P=3e3
Vi=400
Vo=220
fs=20e3
fc=fs/10
WC=2*pi*fc

R = Vo^2/P
C=1/(2*R*1*WC)
L=1/(C*(WC^2))

func=tf(Vi,[L*C L/R 1])
sisotool(func)

```

```

-----
Vi = 400
Vo = 220
fs = 20000
fc = 2000
WC = 1.2566e+04
R = 16.1333
C = 2.4662e-06
L = 0.0026
func =

-----
400
-----
6.333e-09 s^2 + 0.0001592 s + 1

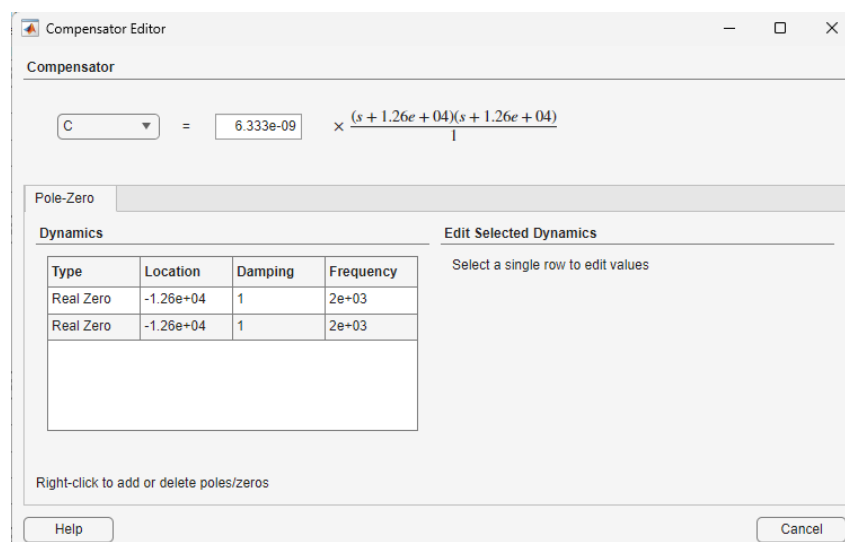
```

Fonte: Autor.

Utilizando o comando *sisotool* aplicado à função de transferência (FT), a janela do *Control System Designer* é inicializada mostrando as respostas dinâmicas da planta. Nesse ambiente foi realizada a modelagem do controle. Prosseguindo, acessou-se a interface de edição do compensador.

Foram acrescentados dois zeros com o intuito de anular os efeitos do polos da planta. Então os zeros acrescentados apresentam valores iguais, sendo eles o mesmo calculado em 3.27. O controlador com dois zero pode ser observado na Figura 39.

Figura 39 – Alocação dos Zeros no Compensador



Fonte: Autor.

Para que o sistema seja fisicamente realizável e causal, o número de polos deve ser maior ou igual ao número de zeros. Deste modo, foram acrescentados dois polos ao compensador, sendo um deles um integrador (polo localizado na origem) capaz de anular

o erro em regime permanente, melhorando a precisão do sistema. O outro polo foi definido com um valor alto, sendo utilizado o valor de:

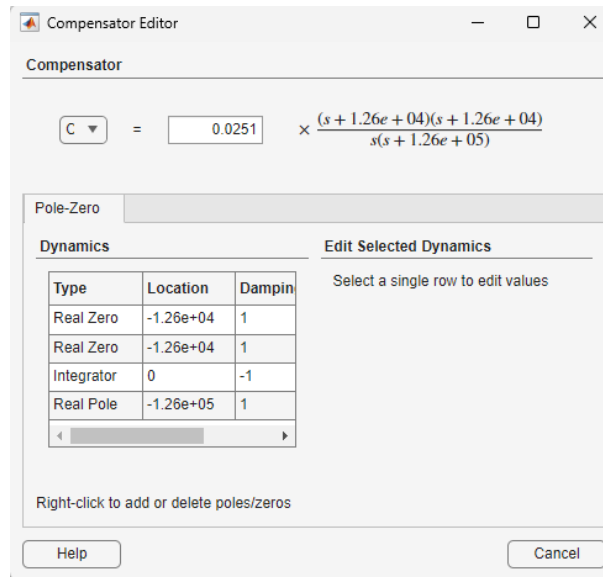
$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (3.28)$$

$$\omega_s = 2\pi 20.000 \text{ kHz}$$

$$\omega_s = 125.663,71 \text{ kHz} \quad (3.29)$$

Esse valor alto indica uma dinâmica associada que é muito rápida, com um tempo de resposta transiente que decai rapidamente. Desta forma, a resposta geral do sistema será dominada pelos polos mais próximos da origem. O compensador completo pode ser observado na Figura 40, onde a FT do elemento aparece no topo da imagem.

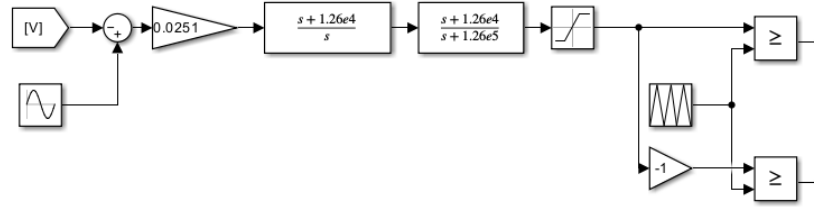
Figura 40 – Parâmetros do Compensador para Inversor Mestre



Fonte: Autor.

Está FT foi então inserida ao ambiente de simulação por meio do bloco *Transfer Fcn*. Para a comparação de entrada da malha de controle, teremos o sinal de saída do inversor mestre como referência, e uma onda senoidal que definirá os parâmetros desejados para a formação da rede. O sinal senoidal foi feito de acordo com o tópico 3.2.3, sendo sua amplitude definida como 311 V. Na saída do compensador foi inserido um saturador, sendo responsável por limitar o sinal de comando a valores que sejam fisicamente realizáveis pelo PWM, sendo definidos seus limites superiores e inferiores como 0.9 e -0,9, respectivamente. A saída no saturador foi então conectada como modulante do sistema PWM. O sistema completo de controle pode ser observado na Figura 41.

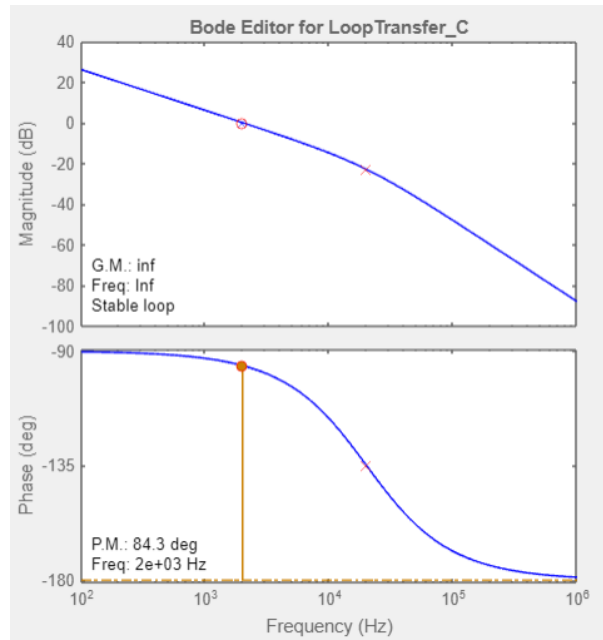
Figura 41 – Controle Completo do Inversor Mestre



Fonte: Autor.

O diagrama de Bode para esse sistema pode ser observado na Figura 42.

Figura 42 – Diagrama de Bode da Planta de Controle do Inversor Mestre



Fonte: Autor.

3.4.2 Planta de Controle Inversor Escravo

Analogamente ao inversor mestre, para compreensão do controlador a ser aplicado ao inversor escravo, primeiramente analisou-se sua função de transferência, como apresentada na Eq. 3.22. Por se tratar de uma FT mais simples de primeira ordem, essa planta apresenta apenas um polo localizado em $-\frac{R}{L}$. Substituindo os valores de R e L utilizados na planta do inversor escravo, teremos que o valor do polo é:

$$s = -\frac{R}{L} \quad (3.30)$$

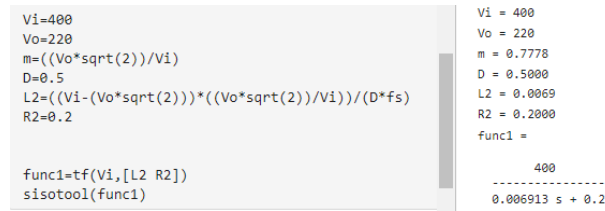
$$s = -\frac{0,2 \, \Omega}{6,9 \, mH}$$

$$s = -28,96 \quad [rad/s] \quad (3.31)$$

3.4.2.1 Função de Transferência do Controle

Para o controle do inversor escravo foram seguidos os mesmo passos realizados para o inversor mestre, realizando as devidas adequações. A função de transferência do mesmo compilada do MATLAB se encontra exposta na Figura 43.

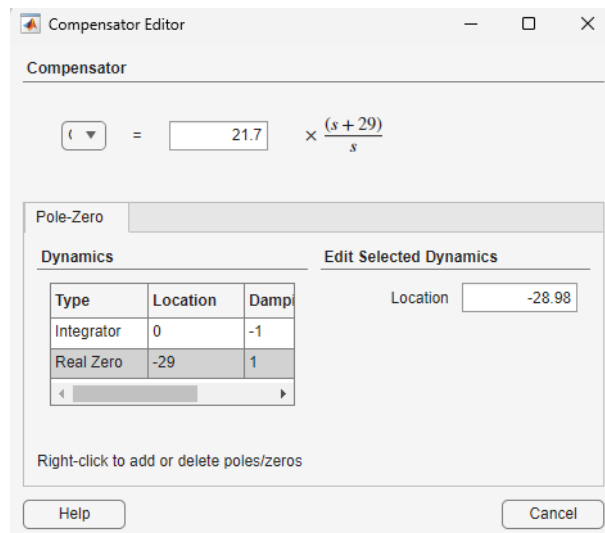
Figura 43 – Compilação da FT da Planta do Inversor Escravo



Fonte: Autor.

Realizando os passos já citados anteriormente, realizou-se a modelagem do compensador utilizando o espaço editor. Por se tratar de uma planta de primeira ordem, foi necessário acrescentar apenas um integrador, para erro zero em regime permanente, e um zero do mesmo valor do polo da planta do inversor, para equilíbrio do sistema. Assim o compensador ficou como apresentado na Figura 44.

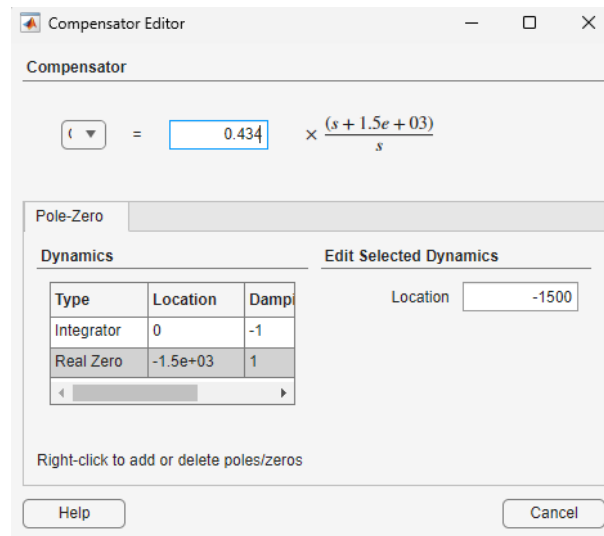
Figura 44 – Parâmetros do Compensador para Inversor Escravo



Fonte: Autor.

No entanto os valores de K_p e K_i foram ajustados para uma resposta melhor. Foram ajustado de forma arbitrária para valores de $K_p = 0,435$ e $K_i = 652,5$, de forma que o compensador final ficou como apresentado na Figura 45

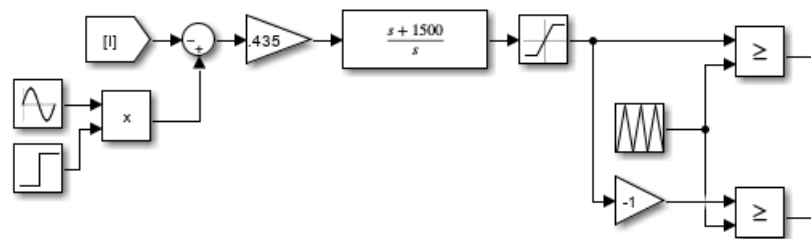
Figura 45 – Parâmetros do Compensador para Inversor Escravo - Ajustado



Fonte: Autor.

Seguindo, o sistema completo de controle pode ser observado na Figura 46. Já acrescido do saturador, referência e onda formadora. Nesse caso o sinal de referência será a saída de corrente do inversor escravo. Já o sinal de comparação, será formado por uma senoide com parâmetros escolhidos, em junção com um sinal de *step*, responsável por realizar o controle do sinal senoidal conforme a vontade do usuário.

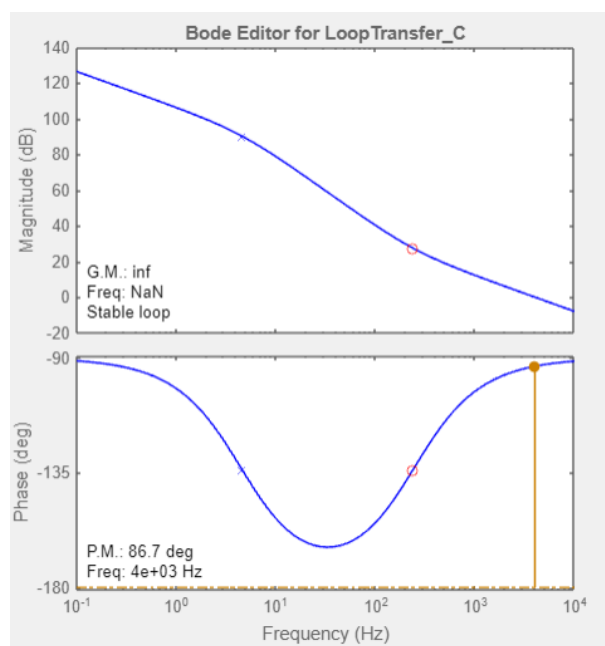
Figura 46 – Controle Completo do Inversor Escravo



Fonte: Autor.

O diagrama de Bode para esse sistema pode ser observado na Figura 47.

Figura 47 – Diagrama de Bode da Planta de Controle do Inversor Escravo



Fonte: Autor.

4 Resultados

Para realiza-se a análise dos resultados, primeiramente vamos expor todos os parâmetros importantes para a modelagem de todo o ambiente de microrrede. Os parâmetros mais importantes utilizados até o momento, tanto os escolhidos de forma arbitrária, quanto os calculados por meio de dedução e fórmulas, se encontram expressos na Tabela 3

Tabela 3 – Parâmetros da Microrrede

Parâmetros Gerais do Sistema		
Parâmetro	Valor	Unidade
Frequência de Chaveamento (f_s)	20.000	Hz
Frequência de Corte (f_c)	2.000	Hz
Frequência da Rede (f)	60	Hz
Tensão do Barramento CC (V_{CC})	400	V
Tensão Eficaz da Rede (V_{rms})	220	V
Potência de Carga (P_L)	3.000	W
Resistência de Carga (R)	16, 13	Ω
Parâmetros do Filtro LC		
Parâmetro	Valor	Unidade
Indutor do Inversor Mestre (L_m)	2, 6	mH
Capacitor do Inversor Mestre (C_m)	2, 4662	μF
Parâmetros do Filtro L		
Parâmetro	Valor	Unidade
Indutor do Inversor Escravo (L_e)	6, 9	mH
Resistência Interna do Indutor (R_L)	0, 2	Ω

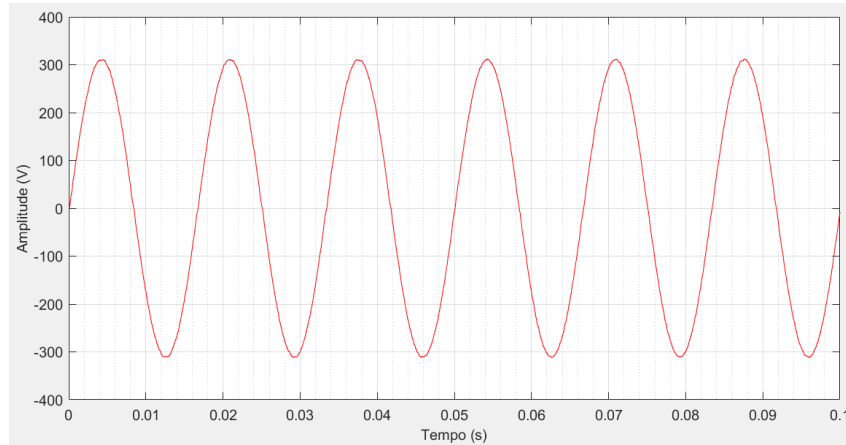
Fonte: Autor.

Para uma análise e validação do projeto de microrrede proposto, foram observados os padrões de saída de cada inversor, cada um de acordo com o seu papel dentro do sistema desenvolvido. Para o inversor mestre, responsável por formar os parâmetros da rede, foi observada a forma de onda da tensão, avaliando a sua amplitude e frequência. Já para o inversor escravo, foi observada sua corrente de saída. Por último foi observado o comportamento do sistema como um todo, analisando como os inversores operam em coordenação e como a rede responde a essa interação.

4.1 Análise do Inversor Mestre

Vamos analisar a saída o inversor de forma direta. O sinal de saída está apresentado na Figura 48, onde é possível observar que as definições estabelecidas para a rede foram atendidas.

Figura 48 – Saída de Tensão do Inversor Mestre



Fonte: Autor.

A tensão de pico da onda apresenta valor de aproximadamente 311 V, o que nos gera uma tensão eficaz de 220 V para rede, assim como foi arbitrado. Observando a senoide também podemos constatar sua frequência. A forma de onda se repete 6 vezes em um tempo de 0,1 s, disto tiramos que:

$$T = \frac{\text{Tempo de Simulação}}{\text{N}^\circ \text{ de Repetições da Onda}} \quad (4.1)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad (4.2)$$

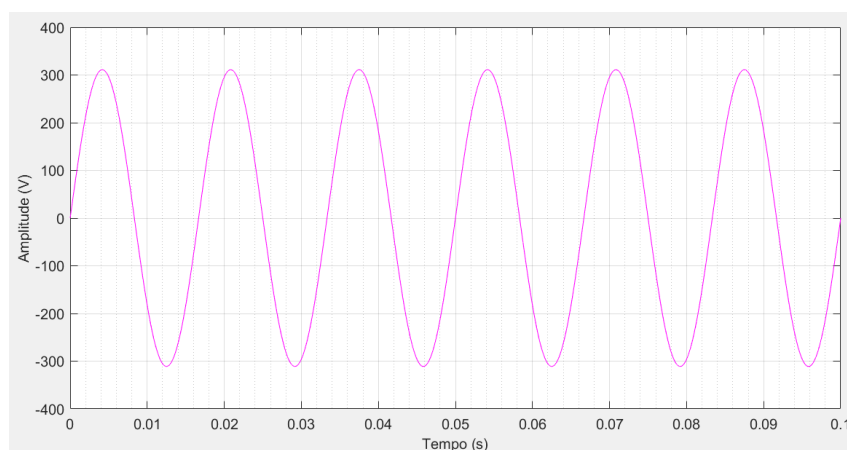
$$f = \frac{\text{N}^\circ \text{ de Repetições da Onda}}{\text{Tempo de Simulação}} \quad (4.3)$$

$$f = \frac{6}{0,1 \text{ s}}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

Também atendendo ao valor definido inicialmente para a rede formada pelo inversor. Realizou-se então a leitura dos outros sinais do sistema, a fim de se analisar o elementos que levaram a este resultado. Como já foi observado a tensão de saída do inversor, analisou-se como esse sinal é realimentado ao sistema que opera em malha fechada. Na Figura 49 está a onda senoidal utilizada como formadora da rede. A referência de saída o sistema foi comparada com ela para obtenção do erro e posterior correção. Desta forma, ela foi responsável por moldar a saída, sendo criada com uma amplitude de 311 V e frequência de 60 Hz, desejadas para esse projeto.

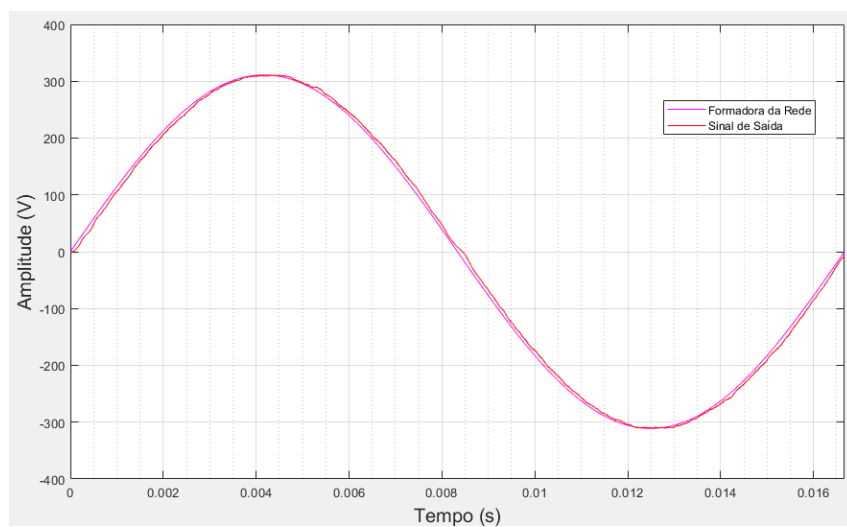
Figura 49 – Tensão Moldadora da Rede



Fonte: Autor.

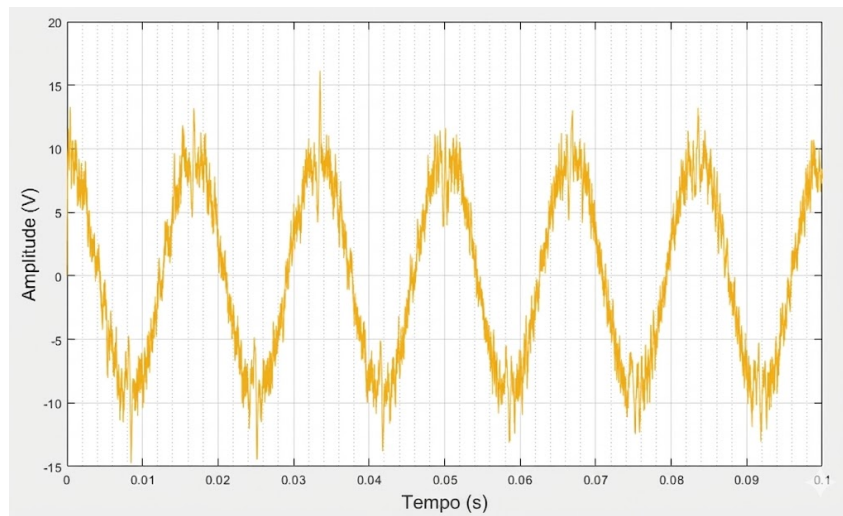
Na Figura 50 podemos ver os dois sinais sobrepostos (Foi compreendido o tempo de apenas um período para uma melhor observação), obtendo uma noção da diferença entre eles. O erro obtido da comparação entre os dois sinais anteriores pode ser observado na Figura 51. É um erro considerável, de aproximadamente 10 V de pico.

Figura 50 – Comparação Entre Sinais - Inversor Mestre



Fonte: Autor.

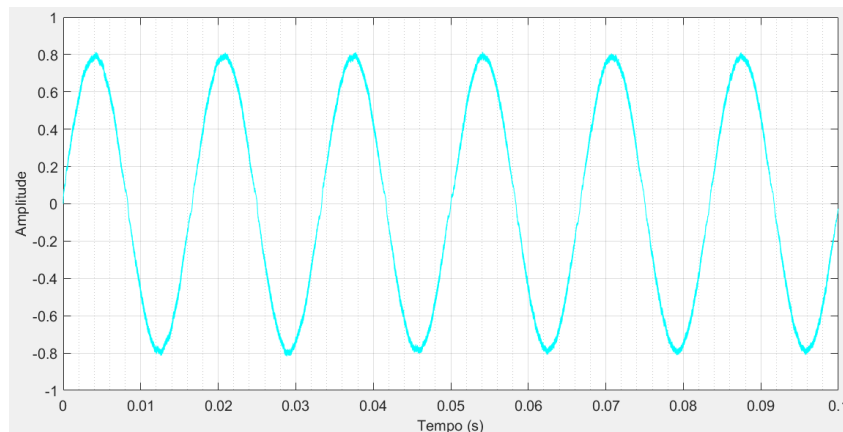
Figura 51 – Erro de Comparação Entre Sinais - Inversor Mestre



Fonte: Autor.

Por meio da planta de controle e compensação esse erro é corrigido, gerando um sinal corretivo para o inversor. Seguindo a Figura 24, o sinal de saída da planta de controle entra no lugar da senoide, desempenhando o papel de modulante. O sinal modulante do PWM pode ser observado na Figura 52. Esse sinal é obtido após a saturação e comanda a modulação de modo a corrigir o sinal de saída do inversor.

Figura 52 – Sinal da Moduladora Obtida pela Planta de Controle



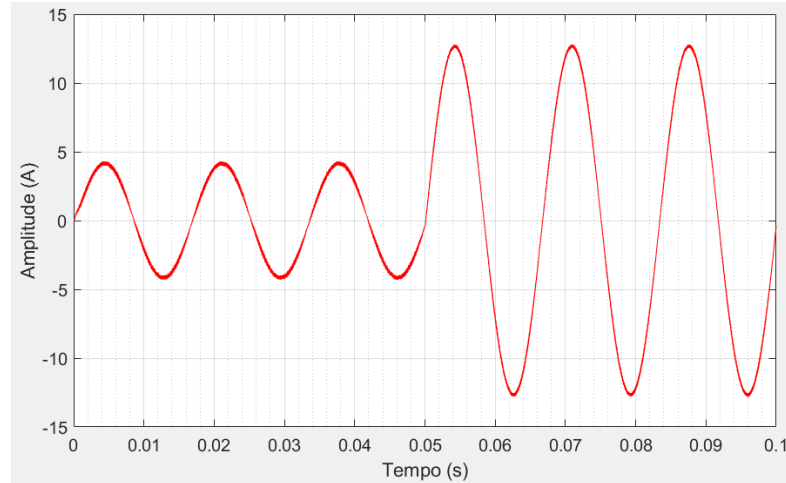
Fonte: Autor.

Por meio da modulação com o sinal corrigido, foi possível obter a tensão de saída como observado na Figura 48. Todo esse processo se repete indefinidamente, sempre gerando um sinal corrigido na saída.

4.2 Análise do Inversor Escravo

Analogamente para o inversor escravo, foi analisado seu sinal de saída, sendo nesse caso as características da corrente. O sinal obtido está exposto na Figura 53.

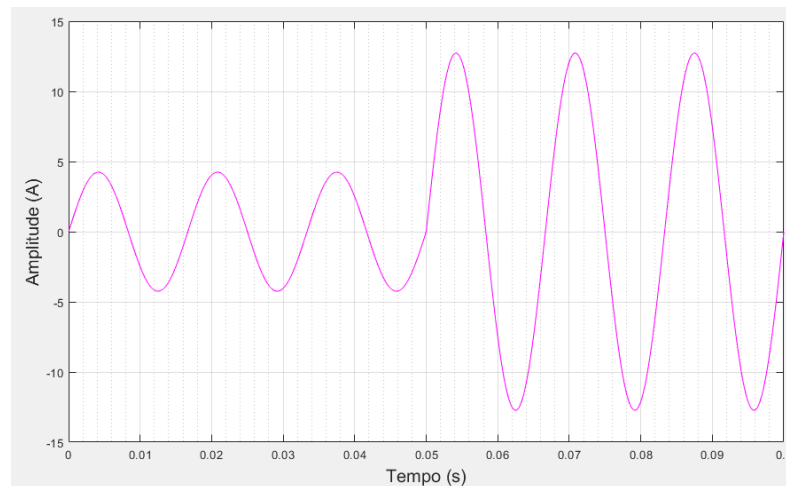
Figura 53 – Saída de Corrente do Inversor Escravo



Fonte: Autor.

Foram analisados os elementos que compõem todo o sistema, a fim avaliar se a saída do inversor é satisfatória. O sinal de formação da saída foi criado utilizando dois sinais, uma onda senoidal e um sinal de *step*. A senoide foi gerada com os parâmetros desejados para a saída, sendo uma amplitude de $4,24\text{ A}$ ($3A_{rms}$) e frequência de 60 Hz . Esta forma de onda então multiplicada por um sinal de *step*, responsável por ajustar a corrente para controle do fluxo de potência, sendo utilizado no projeto um *step* com valor inicial 1 e amplificação para 3 no tempo de 3 ciclos. O sinal obtido por essa relação pode ser observado na Figura 54.

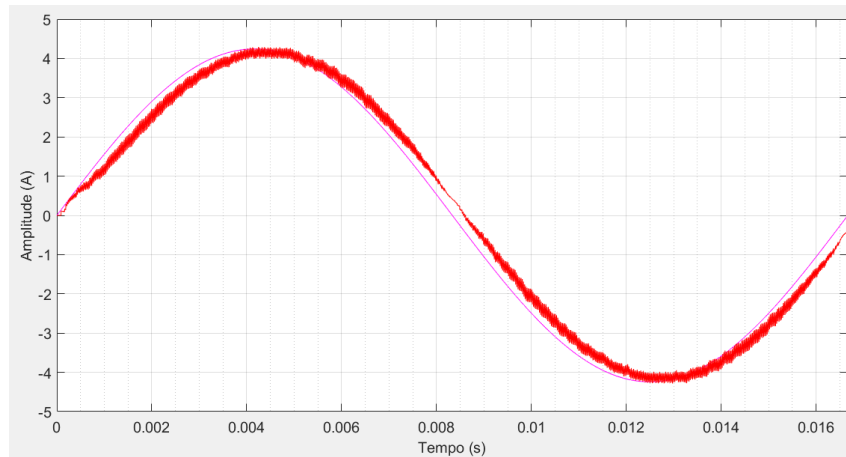
Figura 54 – Corrente Moldadora da Rede



Fonte: Autor.

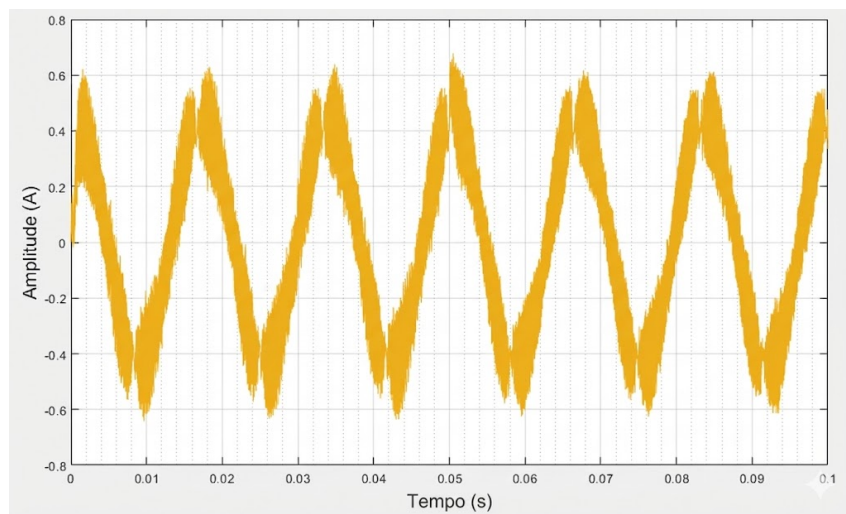
Esse sinal foi comparado com o sinal de saída, exposto na Figura 53, para a obtenção do erro. Os sinais sobrepostos podem ser observados na Figura 55, e o erro gerado na Figura 56.

Figura 55 – Comparação Entre Sinais - Inversor Escravo



Fonte: Autor.

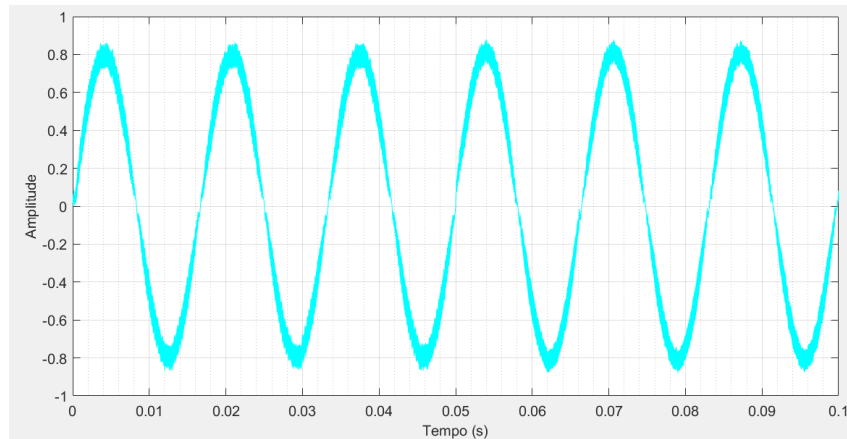
Figura 56 – Erro de Comparação Entre Sinais - Inversor Escravo



Fonte: Autor.

Igualmente a malha do inversor escravo, por meio da planta de controle e compensação esse erro é corrigido, gerando um sinal corretivo para o inversor. O sinal modulante do PWM pode ser observado na Figura 57. Esse sinal é obtido após a saturação e comanda a modulação de modo a corrigir o sinal de saída do inversor.

Figura 57 – Sinal da Moduladora Obtida pela Planta de Controle



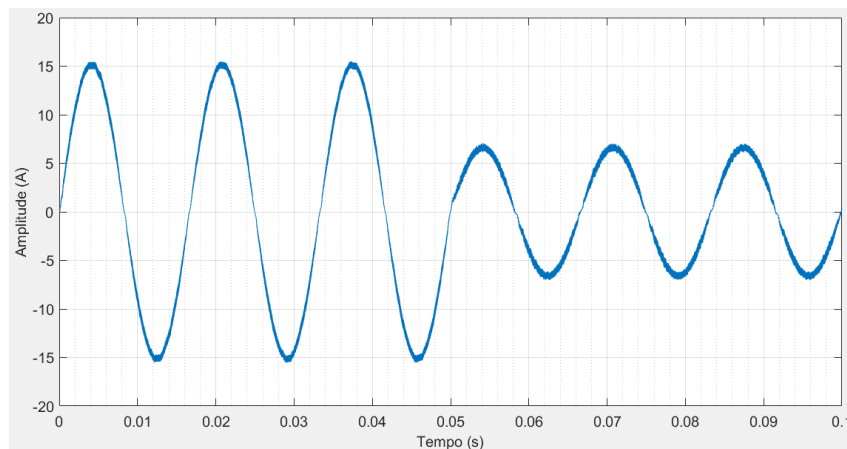
Fonte: Autor.

Por meio da modulação com o sinal corrigido, foi possível obter a tensão de saída como observado na Figura 53. Todo esse processo se repete indefinidamente, sempre gerando um sinal controlado e corrigido na saída.

4.2.1 Análise da Microrrede

Validado o funcionamento dos inversores de forma individual, analisou-se a operação deles de forma coordenada dentro do sistema da microrrede. Na Figura 53 observamos que a corrente de saída do inversor escravo sofre uma variação de amplitude. Tal variação é determinada de forma controlada, e essa saída é enviada para o inversor mestre. A saída de corrente do inversor mestre pode ser observada na Figura 58.

Figura 58 – Saída de Corrente do Inversor Mestre

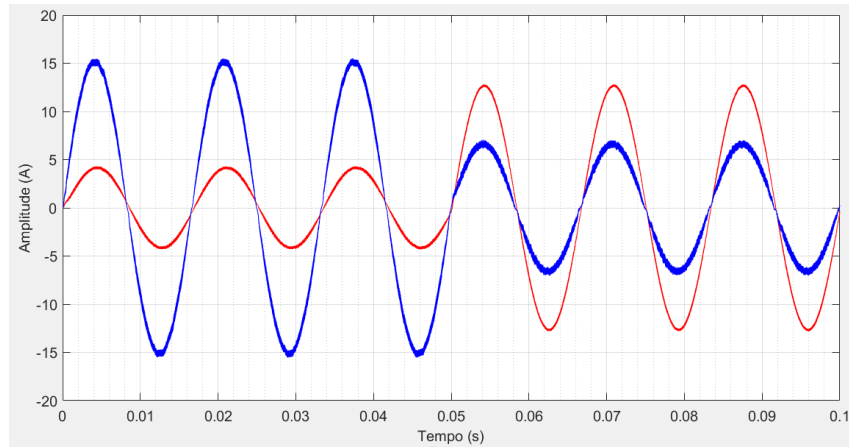


Fonte: Autor.

Os sinais de corrente de ambos os inversores podem ser observados de forma

sobreposta na Figura 59. Onde podemos constatar que as correntes dos inversores são complementares. O inversor escravo auxilia no fluxo de potencia so sistema de forma que, quando a amplitude de corrente do mesmo aumenta, a corrente do inversor mestre diminui.

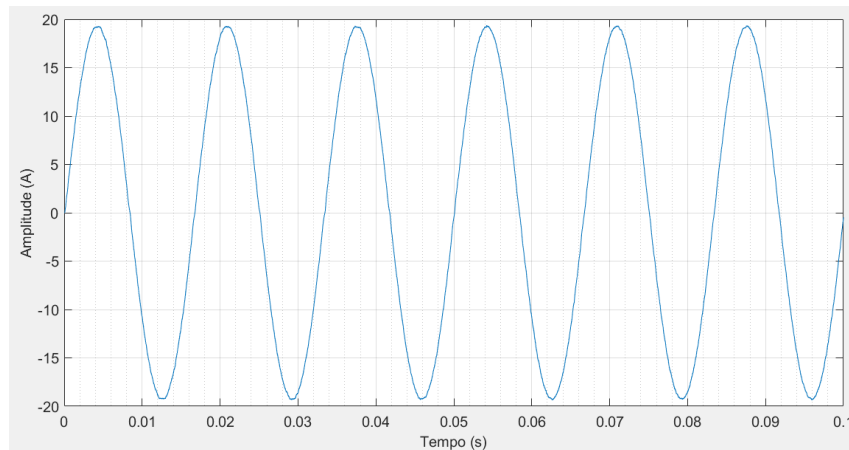
Figura 59 – Comparação Entre Correntes dos Inversores



Fonte: Autor.

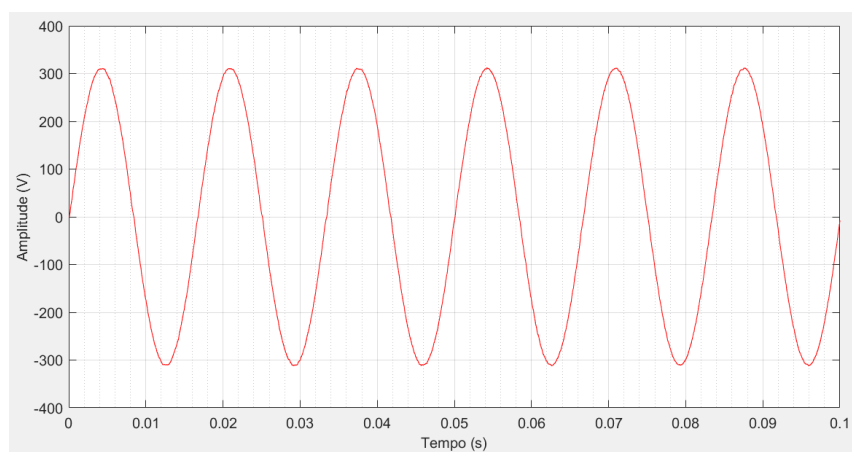
Durante toda a operação da microrrede os parâmetros da rede são mantidos estáveis, como observado nas Figuras 60 e 61.

Figura 60 – Corrente da Rede



Fonte: Autor.

Figura 61 – Tensão da Rede



Fonte: Autor.

Conclusão

O desenvolvimento deste trabalho permitiu a análise e validação da cooperação de inversores em um ambiente de microrrede, evidenciando a relevância desse tipo de sistema no contexto atual de evolução dos sistemas elétricos. A partir do estudo teórico sobre microrredes, técnicas de controle e modelagem de inversores, foi possível estabelecer as bases necessárias para a implementação de um sistema capaz de operar de forma coordenada e eficiente.

A modelagem dos inversores, bem como o projeto dos filtros e da estratégia de controle em malha fechada, mostrou-se fundamental para garantir a estabilidade e a qualidade das formas de onda geradas. A adoção da estratégia de cooperação baseada no método Mestre-Escravo demonstrou ser uma abordagem funcional e eficaz para a divisão de potência entre unidades conversoras. Por meio dos resultados obtidos em simulação, verificou-se que ambos os inversores operaram conforme o esperado, ajustando suas correntes de saída de forma complementar e mantendo os parâmetros da microrrede dentro dos níveis desejados.

A análise da microrrede evidenciou que a interação entre os inversores permitiu a manutenção da estabilidade do sistema, mesmo diante de variações controladas de carga. As correntes apresentaram comportamento coerente com o fluxo de potência previsto, e a tensão na rede permaneceu estável durante toda a operação, confirmando a eficácia dos compensadores projetados e da estratégia de controle adotada. Esses resultados reforçam que a cooperação entre inversores é uma solução promissora para microrredes que demandam flexibilidade, confiabilidade e capacidade de resposta dinâmica.

Conclui-se, portanto, que os objetivos propostos foram plenamente alcançados. O sistema desenvolvido demonstrou capacidade de operação coordenada, mantendo desempenho satisfatório e assegurando o atendimento dos requisitos funcionais da microrrede simulada. Além disso, o estudo abre caminhos para trabalhos futuros, como a implementação de estratégias mais avançadas de compartilhamento de potência, o uso de técnicas de controle distribuído e a integração de fontes renováveis variáveis, ampliando as possibilidades de aplicação prática dessa arquitetura em sistemas reais.

Referências

- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. [S.l.]: Pearson Educa, 2000.
- ALMADA, J. B. et al. Sistemas de controle distribuído aplicado a microrredes. *Sociedade Brasileira de Automática (SBA)*, 2018.
- ANTUNES, H. M. A. Conversor multifuncional reconfigurável e tolerantes a falhas para microrredes de energia elétrica. 2018.
- AOKI, A. R.; OTTO, R. B. *O Mercado de Microrredes*. [S.l.], Set 2020.
- BARBI, I. *Eletrônica de Potência - Inversores Monofásicos*. Ed. Autor. [S.l.: s.n.], 2022.
- BERNIERI, L. V. Estudo e análise de microinversores fotovoltaicos. 2016.
- BREARLY, B. J.; PRABU, R. R. A review on issues and approaches for microgrid protection. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016.
- CAMPOS, I. S.; VITA, J. B. Microrredes: desafios e tendências para geração de energia sustentável na perspectiva do consumidor. t. *Scientia Iuris*, Mar 2025.
- GODOY, P. R. D. et al. Projeto de compensador por avanço de fase para motor de corrente contínua. *CONICT*, 2020.
- GUO, Z. et al. An impedance identification-based islanding detection method for droop control inverters based on rdft and positive-negative notch filters. *ScienceDirect*, 2022.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência - análise e projetos de circuitos*. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, 2012.
- ISHAQ, S. et al. A review on recent developments in control and optimization of micro grids. *Energy Reports*, 2022.
- JUNIOR, M. E. T. S. Sistemas de controle de inversores para geração distribuída e microrredes: Conexão à rede elétrica, transição suave e ilhamento. 2025.
- KENRICK, D. T. et al. Renovating the pyramid of needs: Contemporary extensions built upon ancient foundations. *Perspect Psychol Sci.*, Mai 2010.
- MCTI, M. da Ciência Tecnologia Inovação e C. *OPÇÕES TRANSVERSAIS PARA MITIGAÇÃO DE EMISSÕES DE GASES DE EFEITO ESTUFA*. [S.l.], 2017.
- MEKALA, S. H. et al. Cybersecurity for industrial iot (iiot): Threats, countermeasures, challenges and future directions. *Computer Communications*, 2023.
- MUHAMMAD, H. R. *Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications, 4th Ed.* [S.l.]: Pearson Education Limited, 2014.
- OLIVEIRA, F. H. de. Estudo de técnica utilizando a modulação pwm baseada em portadora aplicada aos inversores monofásicos assimétricos com diodos de grampeamento. 2017.

- PAUKNER, F. L. Comparação do controle do inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL considerando o amortecimento passivo e ativo. 2016.
- PEI, Y. et al. Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed ac power systems and ups. *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2014.
- PIVETA, M. Sistema de gerenciamento de energia para unidades de geração distribuída com múltiplos inversores. 2024.
- POLONI, P. Sincronização de microrrede com diferentes fontes de geração distribuída a partir de controle baseado em hierarquia de agentes. 2020.
- PRABAHARAN, N.; PALANISAMY, K. A comprehensive review on reduced switch multilevel inverter topologies, modulation techniques and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017.
- SECRETARIA-GERAL. *Lei Nº 14.300*. [S.l.], 2022.
- SOUZA, R. H. de. Implementação de técnicas de modulação para um inversor trifásico de cinco níveis com foco em acionamentos elétricos. 2019.
- TAKIUTI, E. S. Análise comparativa de controladores para o inversor VSI full-bridge. In: . [S.l.: s.n.], 2015.
- TAYAB, U. B. et al. A review of droop control techniques for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017.
- ZHONG, Q.-C.; ZENG, Y. Universal droop control of inverters with different types of output impedance. *IEEE*, 2016.