



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA – BACHARELADO

**SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL PARA INTERFACE DE
ELETROPOSTOS COM A REDE ELÉTRICA**

GUILHERME BOAVENTURA DE SOUZA

**CAMPO GRANDE, MATO GROSSO DO SUL
2024**



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA – BACHARELADO

SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL PARA INTERFACE DE ELETROPOSTOS COM A REDE ELÉTRICA

GUILHERME BOAVENTURA DE SOUZA

Trabalho de Conclusão de Curso (monografia) apresentado como exigência parcial para obtenção do diploma do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campus de Campo Grande, MS.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

CAMPO GRANDE, MATO GROSSO DO SUL
2024

SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL PARA INTERFACE DE ELETROPOSTOS COM A REDE ELÉTRICA

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito(Orientador)
Universidade Federal do Mato Grosso do Sul (UFMS)

Prof. Dr. Luigi Galotto Junior
Universidade Federal do Mato Grosso do Sul (UFMS)

Eng. Willians Ferreira

CAMPO GRANDE, MATO GROSSO DO SUL
2024

Dedico este trabalho aos meus pais, a Deus e a todos que acreditaram nos meus sonhos e me incentivaram a seguir em frente.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por ter me dado força e perseverança para concluir essa importante etapa da minha vida.

À minha mãe e ao meu pai, pela base sólida que me deram, pelo apoio incondicional, e por sempre acreditarem em mim, mesmo nas horas mais difíceis. A vocês, devo cada conquista.

À minha irmã, pelo carinho, pelos conselhos e por estar sempre ao meu lado, me motivando e apoiando em cada passo dessa caminhada. Aos meus amigos e parentes, que me acompanharam de perto ou de longe, oferecendo suporte emocional, distrações necessárias e, claro, aquela força extra quando eu mais precisava.

A todos os meus professores pelo conhecimento transmitido, pela paciência e pela dedicação em me guiar ao longo dessa jornada acadêmica. Cada um de vocês contribuiu de maneira única para minha formação e crescimento profissional.

A todos que, de alguma forma, fizeram parte desse processo, meu sincero muito obrigado.

"O tempo às vezes é alheio à nossa vontade
mas só o que é bom dura tempo o bastante
pra se tornar inesquecível"
(Charlie Brown Junior)

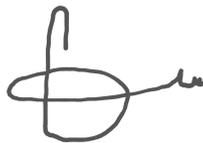
"Brilhantes nunca fizeram meu olho brilhar"
(Choice)

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Guilherme Boaventura de Souza, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, declaro que o "Trabalho de Conclusão de Curso" apresentado, com o título "Simulação De Um Inversor Trifásico Bidirecional Para Interface De Eletropostos Com A Rede Elétrica" 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 (UFMS).

Campo Grande, 08 de novembro de 2024.

Assinatura



Guilherme Boaventura de Souza

RESUMO

O aumento da demanda de energia elétrica proveniente da inserção de novas cargas conectadas à rede fez com que fosse imprescindível melhorias de infraestrutura e também em sistemas conversores, especialmente no ramo dos veículos elétricos (VEs). Dessa forma, novas tecnologias surgiram no mercado, entre elas a conhecida como V2G, permitindo que os VEs forneçam energia de volta à rede elétrica, além de consumirem. Para viabilizar a conversão entre corrente contínua e corrente alternada, são utilizados conversores bidirecionais. Para a conexão à rede, foi estudado nesse trabalho um inversor trifásico bidirecional com filtro LCL e técnicas de amortecimento capazes de mitigar o pico de ressonância. Além disso, o sistema de controle conta com controladores do tipo proporcional-integral (PI), e a sincronização à rede é feita a partir de um algoritmo do tipo PLL. Os resultados obtidos de corrente injetada atendem a norma de distorção harmônica, sendo menores do que 5%. Finalmente, as simulações de todo este trabalho foram realizadas no *software* MATLAB/Simulink®.

Palavras-chaves: Inversor Trifásico Bidirecional, Filtro LCL, Amortecimento, Ressonância, PI e Rede.

ABSTRACT

The increase in electricity demand due to the addition of new loads connected to the grid has made infrastructure improvements essential, as well as advancements in converter systems, especially in the area of electric vehicles (EVs). Consequently, new technologies have emerged in the market, among them the well-known V2G, which allows EVs to supply energy back to the grid in addition to consuming it. For the conversion between direct current and alternating current, or vice versa, bidirectional converters are used. In this study, a three-phase bidirectional inverter with an LCL filter and damping techniques capable of mitigating the resonance peak was analyzed for grid connection. Additionally, the control system includes proportional-integral (PI) controllers, and grid synchronization is achieved using a PLL-type algorithm. The results of the injected current comply with harmonic distortion standards, being less than 5%. Finally, all simulations in this work were conducted using MATLAB/Simulink® software.

Keywords: Bidirectional Three-Phase Inverter, LCL Filter, Damping, Resonance, PI and Grid.

LISTA DE FIGURAS

1	Projeção do crescimento da energia solar no mundo	16
2	Crescimento das vendas e concentração do mercado na China, UE e EUA	16
3	Rede inteligente	20
4	Esboço tecnologia V2G	21
5	Inversor Trifásico comercial	23
6	Esquemático do inversor monofásico em ponte completa	24
7	Vab positivo	24
8	Vab negativo	25
9	Formas de onda	25
10	Esquemático do inversor trifásico	26
11	Utilização das transformadas de Park e Clarke	29
12	Modulação SPWM	30
13	Circuito SPWM	31
14	Esquemático do filtro L	32
15	Esquemático do filtro LC	33
16	Esquemático do filtro LCL	33
17	Esquemático do filtro LCL	36
18	Circuito para se obter $G_{i1}(s)$ e $G_{i2}(s)$	37
19	Pico de ressonância causado pelo filtro LCL	39
20	Circuito monofásico com amortecimento passivo	40
21	Diagrama de blocos da planta amortecida via resistência virtual	41
22	Antes e depois do controlador PI.	44
23	Esquemático do inversor e filtro LCL	45
24	Corrente na entrada do inversor durante a conversão de CC para CA	46
25	Corrente na entrada do inversor durante a conversão de CA para CC	46
26	Formas de onda da saída do inversor	47
27	Relação entre a atenuação na frequência de comutação e a constante r	49
28	Resposta em frequência resultante da planta 4.10	50
29	Resposta ao degrau unitário da planta 4.10	51
30	Sistema do amortecimento ativo junto ao SPWM	52
31	Diagrama de BODE amortecido e sem amortecimento	53
32	Resposta ao degrau unitário da planta 4.12	53
33	Resposta ao degrau unitário da planta 4.16	55
34	Diagrama de BODE da planta 4.16	56
35	Porcentagem da distorção harmônica total	56

36	Sistema com amortecimento ativo via virtualização da resistência .	63
37	Sistema com amortecido passivo via inserção da resistência em série ao capacitor	64
38	Código para obter K_i e K_p	65
39	Resultados para cálculo de K_i e K_p	66

LISTA DE TABELAS

1	Sentido da corrente em cada setor	27
2	Parâmetros para projeto de filtro LCL	47
3	Parâmetros	54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

V2G	<i>Vehicle to Grid</i>
PI	Proporcional Integral
VEs	Veiculos Elétricos

LISTA DE SÍMBOLOS

Δ	Delta
α	Alfa
β	Beta
Δ_{II}	Ripple de corrente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
1.2	justificativa	17
1.3	Objetivos	17
1.3.1	<i>Objetivos Específicos</i>	18
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	18
2	CONTEXTUALIZAÇÃO DO TRABALHO	19
2.1	Energias Renováveis	19
2.2	Smart Grid	19
2.3	Veículos Elétricos e Eletroposto	20
3	PROJETO E SIMULAÇÃO	22
3.1	Inversor Trifásico Bidirecional	22
3.2	Transformadas de Park e Clarke	27
3.3	Modulação por largura de pulso (SPWM)	29
3.4	Filtros	31
3.4.1	Filtro L	31
3.4.2	Filtro LC	32
3.4.3	Filtro LCL	33
3.5	Amortecimento Passivo	39
3.6	Amortecimento Ativo	40
3.7	Controlador PI	42
4	RESULTADOS	45
4.1	Sistema do inversor trifásico	45
4.2	Dimensionamento do Filtro LCL	47
4.3	Amortecimento Do Pico De Ressonância Do Filtro LCL	50
4.4	Projeto e simulação do controlador PI	54
5	CONCLUSÃO	58
	REFERÊNCIAS	60

1 INTRODUÇÃO

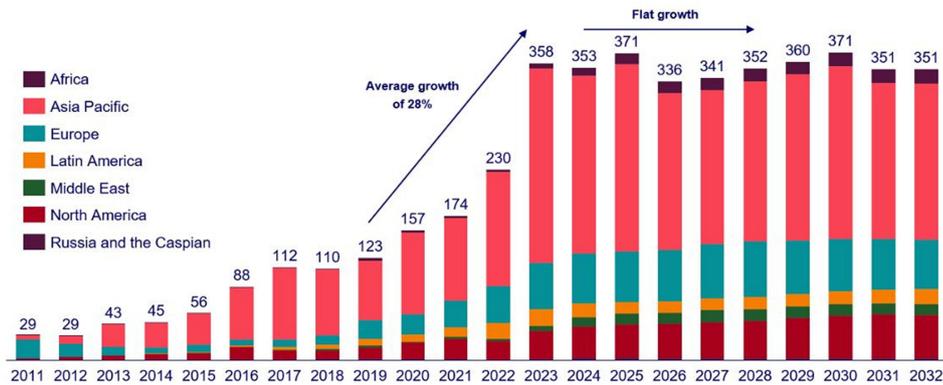
O desenvolvimento de inversores de tensão continua a ser um tema crucial nas áreas de energia elétrica e eletrônica de potência, principalmente em aplicações que necessitam de uma conversão de energia eficiente e com bom custo benefício. Esses dispositivos desempenham um papel essencial na integração de fontes de energia renováveis, como a energia eólica e a solar por exemplo, além de ser imprescindíveis para o uso de veículos elétricos. O objetivo é promover a eficiência energética e reduzir as perdas. Porém, a presença de harmônicos gerados por esses inversores representa um desafio significativo, afetando a qualidade da energia e causando danos potenciais aos equipamentos conectados.

Em relação aos harmônicos, esses são componentes de frequência que surgem em sistemas elétricos, quando a forma de onda da corrente ou tensão se desvia da ideal, que é a senoidal. Essas oscilações surgem devido a cargas não lineares, como inversores, conversores e dispositivos eletrônicos, que introduzem distorções na forma de onda. Quando essas cargas operam, elas não consomem energia de forma linear, fazendo com que as correntes e as tensões contenham múltiplos inteiros da frequência fundamental, resultando em harmônicos.

Com isso, surgem a necessidade da adição de filtros que desempenham um papel fundamental na mitigação dos efeitos indesejados desses harmônicos, e entre as diversas topologias disponíveis, os filtros L, LC e LCL se destacam devido suas características específicas. O filtro que terá mais destaque é o LCL que surge como uma solução eficaz na redução desses harmônicos. Obviamente, que outras tecnologias como filtros ativos também são interessantes. Estes, porém, não são o foco deste trabalho.

Um dos principais motivos para o crescimento da energia solar no Brasil é a significativa redução de custos para os consumidores. Segundo Dias (2024), destaca-se que, apesar da alta carga tributária, a geração de energia solar em residências permite uma economia substancial, com um retorno sobre o investimento em cerca de seis anos. Além disso, diante das mudanças climáticas e do aumento do consumo de energia durante o dia, a energia solar se torna uma solução muito viável. A figura 1 abaixo mostra um gráfico do crescimento da energia solar nos últimos anos e uma projeção do cenário até 2032.

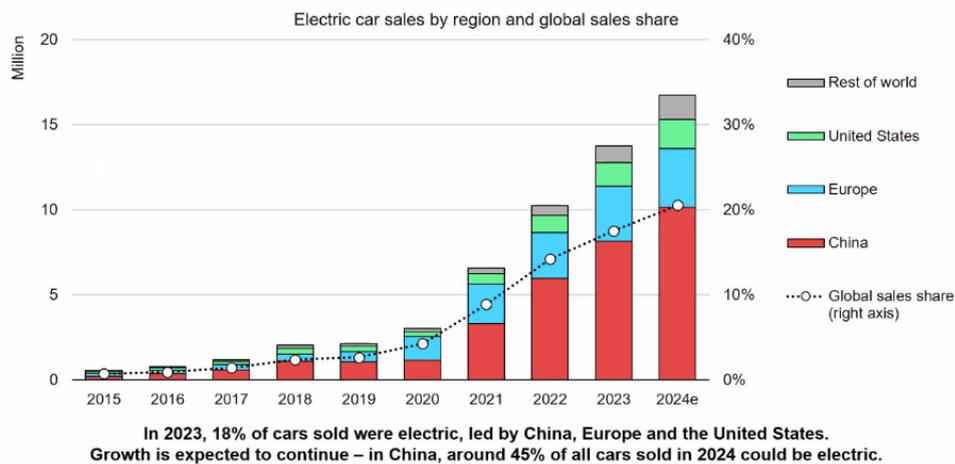
Figura 1 – Projeção do crescimento da energia solar no mundo



Fonte: Mackenzie, 2024.

Conseqüentemente o crescimento da utilização de inversores impulsiona melhorias significativas na eficiência dos sistemas. Por causa disso, se faz necessário a discussão e a implantação de melhorias na eficiência dos inversores, assegurando o potencial da energia e contribuindo para um futuro energético mais sustentável e eficaz, principalmente quando o assunto são *VEs*. A figura 2 mostra o crescimento da compra de carros elétricos em diferentes lugares do mundo.

Figura 2 – Crescimento das vendas e concentração do mercado na China, UE e EUA



Fonte: IEA, 2024.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Quando o assunto é referente a inversores, é imprescindível tratar sobre energia fotovoltaica. Diversos estudos se concentram em aprimorar as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) dos módulos fotovoltaicos, com o objetivo de otimizar a eficiência operacional (Orduz et al., 2011).

O sistema de conversão de energia solar geralmente consiste em um conversor de duplo estágio, composto por um elevador de tensão seguido de um inversor. Essa evolução dos conversores aumentou muito com o surgimento de semicondutores de quarta geração como os MOSFETs e IGBTs. Inicialmente, as pesquisas focavam em drivers de porta, modelagem e controle para atingir altas frequências. Com isso, a fabricação de inversores de alta densidade de potência passaram a ser mais comuns com os semicondutores que suportam frequências de dezenas de kHz (Andrade, 2023).

Entretanto, os harmônicos fizeram com que fosse necessário a implantação de filtros. Nesse sentido o filtro LCL tem sido amplamente estudado, embora possa causar picos ressonantes que comprometem a estabilidade do sistema. Para mitigar esses harmônicos são necessários a atuação de amortecimentos, podendo ser ativo ou passivo. Porém, apesar dos picos de ressonância serem mitigados, o sistema ainda pode não conseguir alcançar um estado estável quando observado os gráficos da resposta em degrau unitário no tempo. Para resolver esse problema se faz necessário um sistema de controle adequado. Adicionalmente, é preciso realizar uma sincronização de frequência e de fase com a rede elétrica, e, para isso é utilizado um algoritmo do tipo *Phase Locked Loop* (PLL) para a conexão entre inversores e a rede elétrica.

1.2 JUSTIFICATIVA

Notou-se uma crescente demanda por soluções eficientes e sustentáveis no setor de energia, especialmente com o aumento de sistemas fotovoltaicos no mundo. A necessidade de melhorias na performance e na qualidade da energia gerada por esses sistemas é cada vez mais evidente, especialmente em um cenário em que a energia elétrica é fundamental para o desenvolvimento econômico e social.

No setor de veículos elétricos, observa-se uma forte tendência na instalação de eletropostos e, estes, também devem operar com índices adequados de qualidade de energia.

Portanto, se faz necessário oferecer resultados e análises baseadas em técnicas de projeto e modelagem para esses inversores, buscando a otimização de seu funcionamento e garantindo uma conexão estável e confiável com a rede elétrica.

1.3 OBJETIVOS

Esse trabalho possui como principal objetivo o desenvolvimento e a análise de técnicas de projeto e modelagem para um inversor trifásico, visando adequar a conexão com a rede de distribuição de energia elétrica. Para isso, alguns objetivos específicos devem ser alcançados.

1.3.1 *Objetivos Específicos*

I. Conhecimento e modelagem de uma topologia de inversor trifásico bidirecional;

II. Explorar técnicas de controle para assegurar o sincronismo adequado conversor-rede.

III. Solucionar os problemas relacionados a harmônicos, por meio da filtragem utilizando filtros como o LCL, garantindo a conformidade com as normas técnicas e melhorando a qualidade de energia injetada na rede.

IV. Inserção das técnicas de amortecimento passivo e ativo.

Dessa forma, será possível oferecer soluções práticas e inovadoras, além de contribuir para os conhecimentos acadêmicos e técnicos, principalmente na área de sistemas de energia renovável.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Finalizada a parte introdutória, o trabalho está estruturado da seguinte forma:

No primeiro capítulo, é apresentada uma introdução ao trabalho, descrevendo a abordagem que será utilizada ao longo do estudo.

O segundo capítulo fornece uma contextualização abrangente, com foco no conversor analisado.

O terceiro capítulo explora a teoria relacionada aos objetivos estabelecidos, enfatizando a modelagem e o projeto do sistema como um todo.

No quarto capítulo, são apresentados os resultados das simulações, acompanhados de análises detalhadas sobre o desempenho do sistema.

Finalmente, no quinto capítulo, são expostas as conclusões finais, com o objetivo de enriquecer a discussão acerca do tema tratado.

2 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TRABALHO

2.1 ENERGIAS RENOVÁVEIS

A procura por fontes de energias renováveis vem se tornando uma prioridade no quesito global devido aos desafios das mudanças climáticas e a escassez de recursos fósseis. As energias renováveis surgiram como uma solução já que a mesma oferece uma alternativa limpa e de certa forma inesgotável quando comparadas com fontes de energia convencionais, como por exemplo o carvão e o petróleo. Entre as diversas opções de energias renováveis, a solar destaca-se devido seu potencial de transformação e inovação.

A energia solar utiliza da radiação do sol para geração de eletricidade por meio dos módulos fotovoltaicos. O crescimento dessa energia renovável foi impulsionado pelos avanços tecnológicos que têm tornado essas soluções mais eficientes e economicamente viáveis. Os módulos fotovoltaicos continuam sendo constantemente aprimorados; anteriormente, as células fotovoltaicas eram limitadas em eficiência e custo, mas hoje a tecnologia tem permitido uma significativa redução nos preços e um aumento substancial na eficiência.

Referente aos inversores, utilizados principalmente na geração distribuída, esses também tem evoluído significativamente. Por exemplo, a otimização do ponto de máxima potência tem melhorado a eficiência da conversão, assim garantindo que os sistemas solares operem sempre em seu ponto máximo de extração de energia. Além disso, a implementação de funções de monitoramento remoto e comunicação tem facilitado a gestão e a manutenção dos sistemas fazendo com que esses equipamentos se tornem mais confiáveis e acessíveis.

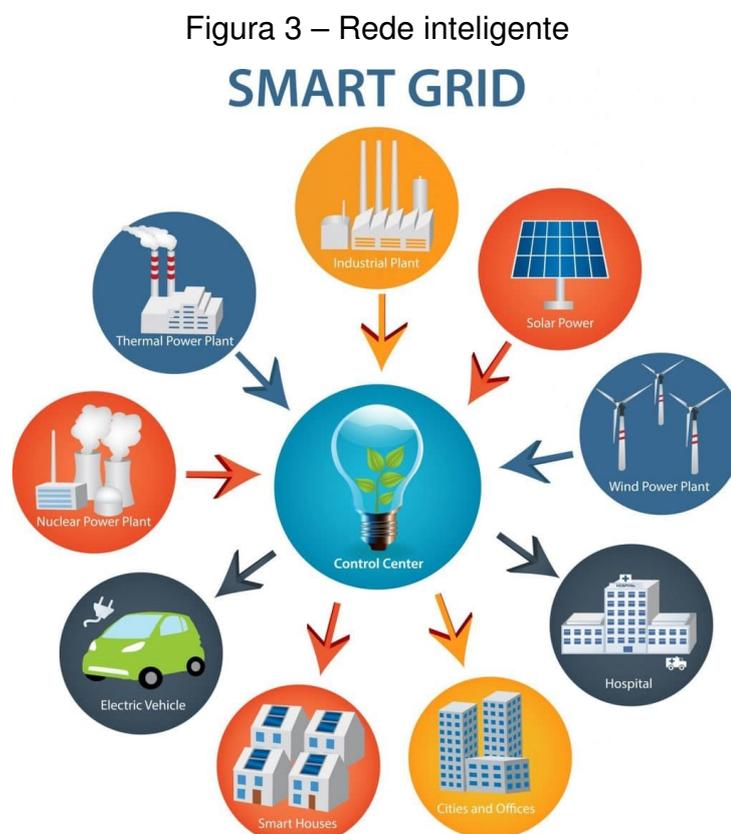
2.2 SMART GRID

A rede elétrica inteligente conhecida como *Smart Grid* é um sistema moderno de distribuição de energia no qual utiliza de tecnologia digital para monitoramento e gerenciamento do fluxo elétrico. Essa rede permite uma comunicação bidirecional entre quem fornece e que consome energia, melhorando a eficiência, facilitando a integração de fontes de energia alternativas e reduzindo perdas.

De acordo com o *NIST (National Institute of Standards and Technology)* o *Smart Grid* é definido como "Uma rede moderna que permite o fluxo bidirecional de energia, usando comunicação nos dois sentidos e técnicas de controle, que possibilitará novas funcionalidades e novas aplicações" (Framework, 2012). Logo, ela promove a integração de tecnologias e é capaz de lidar com fontes de energia distribuídas e

intermitentes e isso facilita a incorporação de fontes renováveis, como energia eólica e solar, na rede nacional.

Quando se considera o cenário atual, observa-se que essa rede está implementada em quase todo o Sistema Elétrico de Potência (SEP). Por exemplo, a energia solar, que converte a radiação solar em eletricidade, passa por um inversor que transforma a corrente contínua em corrente alternada antes de ser integrada à rede elétrica. Uma vez na rede, essa energia é monitorada e distribuída de maneira inteligente, ajudando a reduzir problemas como perdas e custos associados à operação e manutenção de extensas redes de transmissão, como as provenientes de hidrelétricas. A figura 3 ilustra o funcionamento de uma *Smart Grid*.



Fonte: Tsshara, 2020.

2.3 VEÍCULOS ELÉTRICOS E ELETROPOSTO

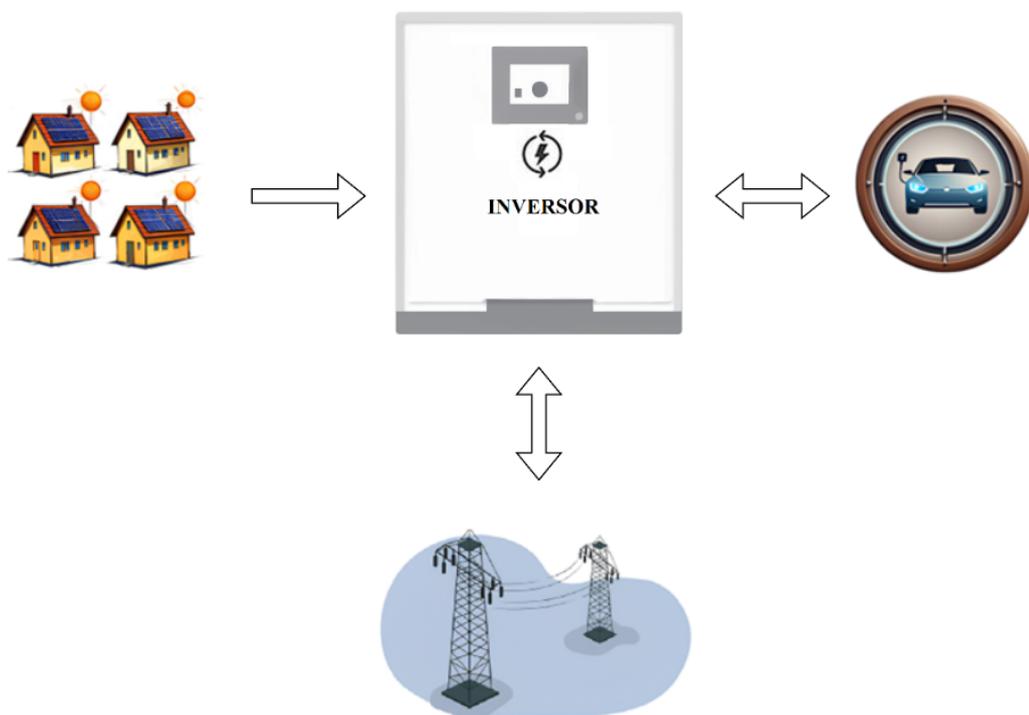
A utilização de combustíveis fósseis causa grandes impactos ambientais destacando assim a necessidade da busca por alternativas mais sustentáveis. Com isso, quando o setor de transportes é analisado, percebe-se que os veículos são um dos maiores emissores de gases nocivos. Assim, nos últimos anos a introdução de veículos elétricos vem mudando as ideias e os planejamentos futuros, tendo em vista que essa mudança é crucial para a preservação ambiental, conforme evidenciado pela crescente conscientização e publicações midiáticas sobre as complicações do dióxido de carbono.

Em relação aos veículos elétricos, esses enfrentam desafios significativos, principalmente em relação ao armazenamento de energia. Apesar do avanço tecnológico das baterias, a densidade de energia delas ainda não é ideal, limitando-se a aplicação em veículos terrestres.

A tecnologia V2G chamada de *Vehicle to Grid* surgiu como uma funcionalidade inovadora, já que ela permite que os veículos elétricos não atuem apenas como meio de transporte, mas também como sistemas de armazenamento com capacidade bidirecional de fluxo de energia. Funcionam conectados a sistemas de carregamento bidirecional, podendo fornecer energia de volta à rede elétrica durante picos de demanda, promovendo melhor estabilidade na rede e evitando a necessidade de expansão da infraestrutura elétrica.

Por fim, com a introdução dessa tecnologia, surge uma demanda crítica por infraestrutura tecnológica avançada, incluindo inversores trifásicos bidirecionais. Esses equipamentos são necessários para o gerenciamento da bidirecionalidade do fluxo de energia, permitindo que a energia armazenada nas baterias dos veículos elétricos seja injetada de forma segura e eficiente na rede elétrica, fornecendo assim novas oportunidades para o desenvolvimento de tecnologias de potência e controle. A figura 4 exibe um modelo de inversor trifásico utilizado na geração distribuída.

Figura 4 – Esboço tecnologia V2G



Fonte: Autoria Própria.

3 PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1 INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL

Motores de corrente alternada (CA) compartilham características de funcionamento com motores de corrente contínua (CC), mas exigem menos manutenção, sendo mais adequados para ambientes adversos, como locais com poeira, onde os motores CC podem falhar. Esse menor custo de manutenção e maior robustez impulsionaram o desenvolvimento de métodos eficazes para controle de velocidade dos motores CA. Um marco importante foi o desenvolvimento do tiristor na década de 1950, que promoveu avanços na eletrônica de potência, possibilitando o surgimento de acionamentos de velocidade variável e inversores capazes de converter energia de corrente contínua em alternada (Yaskawa, 2022).

O surgimento e o desenvolvimento dos inversores levaram a melhorias significativas nas redes elétricas, tanto na geração quanto na distribuição de energia. No século XXI, esses dispositivos são indispensáveis no campo da geração e de distribuição de energia elétrica, utilizando, por exemplo, módulos solares. A maioria dos modernos inversores fotovoltaicos possui a capacidade de rastrear o ponto de máxima potência ou MPPT. Graças ao MPPT, é possível extrair da matriz solar a maior potência daquele momento. Isto é conseguido através do ajuste da tensão de trabalho do módulo solar para obter o valor em que a multiplicação da corrente e da tensão gere o valor da potência máxima que pode ser extraído do módulo. A figura 5 exibe um modelo de inversor trifásico utilizado na geração distribuída.

Figura 5 – Inversor Trifásico comercial

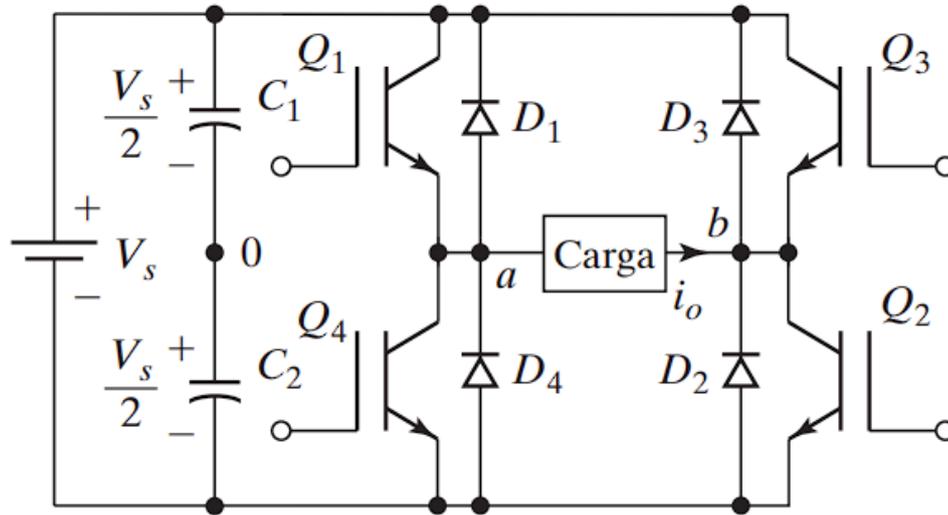


Fonte: Growatt, *Datasheet* do Inversor Trifásico Modelo MAC 30KTL3-XL.

De forma geral, observa-se que os inversores desempenham duas principais funções quando são capazes de promover a bidirecionalidade de fluxo energético. Eles são capazes de converter corrente contínua, gerada por fontes de energia, em corrente alternada para integração com a rede elétrica. Além disso, podem transformar corrente alternada em corrente contínua. Essa conversão bidirecional permite o uso da energia armazenada das baterias, contribuindo para a estabilidade da rede, reduzindo perdas e adiando a necessidade de expansão das redes de distribuição ou construção de novas subestações elétricas.

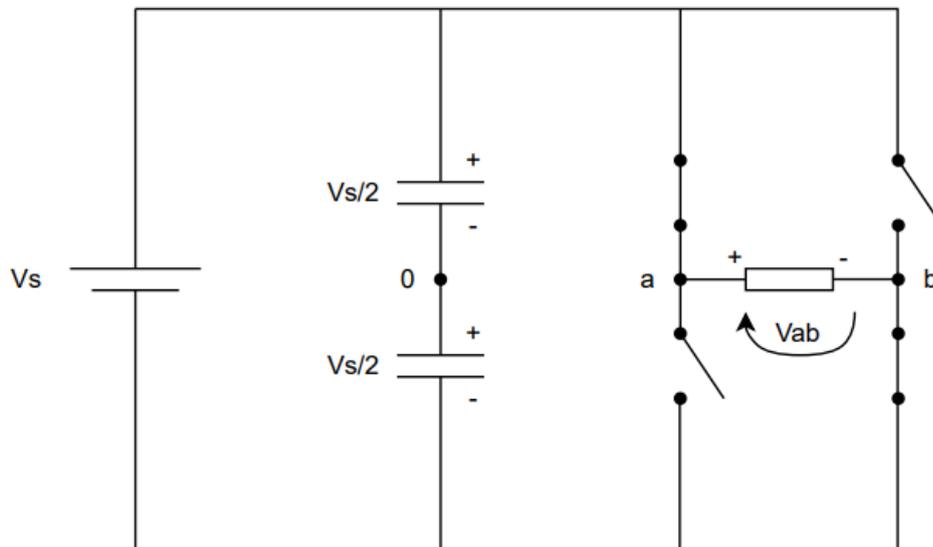
A figura 6 mostra um esquemático de um inversor monofásico em ponte completa, já nas figuras 7 e 8 tem-se o chaveamento dos braços do inversor responsáveis pela inversão da tensão. Esses interruptores são controlados por modulação por largura de pulso senoidal. O controlador PI desempenha a função de eliminar o erro entre a onda modulante e a referência, garantindo o rastreamento preciso da tensão. O resultado das formas de onda pode ser visualizado na figura 9.

Figura 6 – Esquemático do inversor monofásico em ponte completa

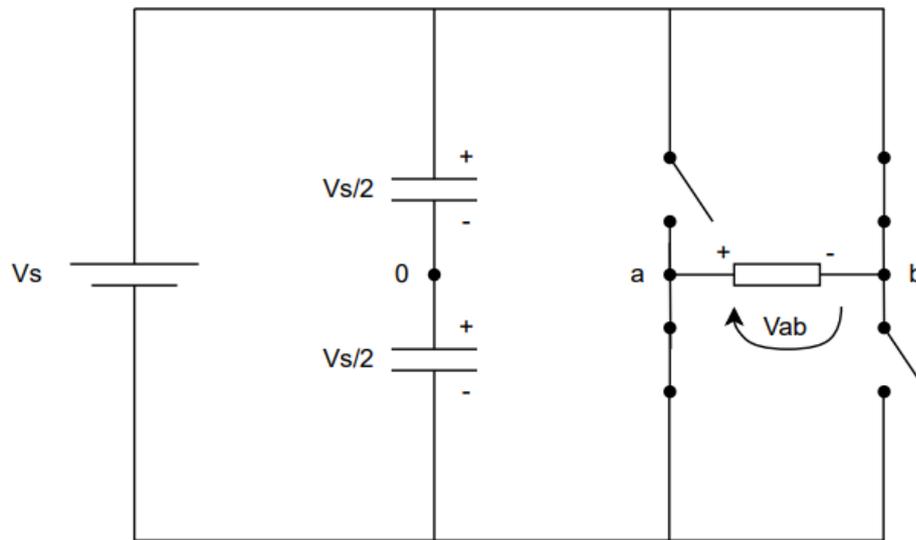


Fonte: Rashid, 2014.

Figura 7 – Vab positivo

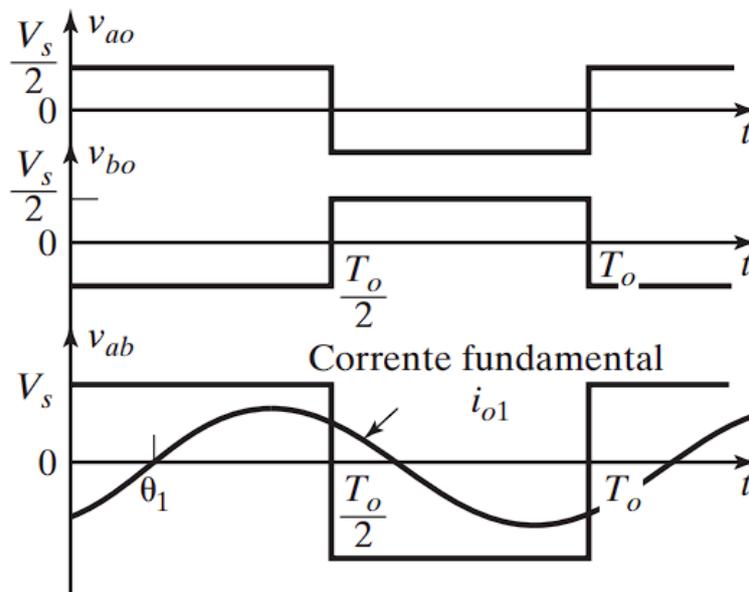


Fonte: Autoria Própria.

Figura 8 – V_{ab} negativo

Fonte: Autoria Própria.

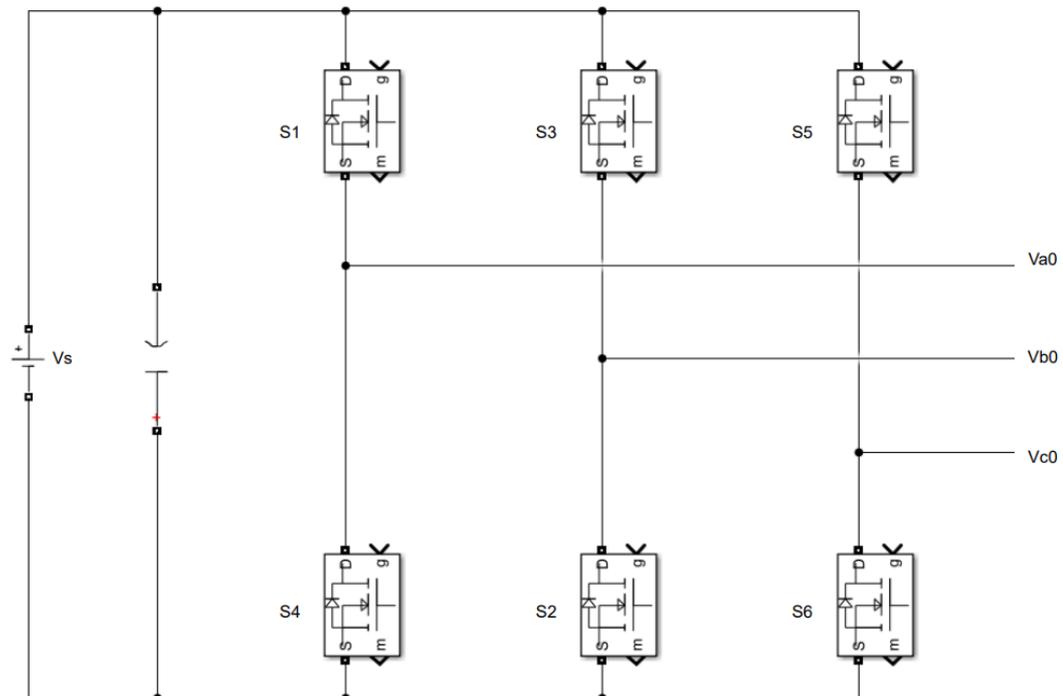
Figura 9 – Formas de onda



Fonte: Rashid, 2014.

Nesse projeto, o foco de estudo foi um inversor trifásico bidirecional que pode, dentre diversas aplicações, ser usado para interface de eletropostos com a rede elétrica. Na figura 10 está ilustrada a implementação deste inversor, contendo um controlador PI e modulação SPWM que serão melhor explicados nos capítulos seguintes.

Figura 10 – Esquemático do inversor trifásico



Fonte: Autoria Própria.

A modulação do inversor trifásico bidirecional varia conforme sua função, podendo operar tanto como inversor quanto como retificador, logo, se torna imprescindível o entendimento dessas funções. A análise segue os métodos de Borgonovo (2005), aplicáveis a qualquer forma de onda do conversor. É importante considerar não só os estados dos interruptores, mas também a direção da corrente, o que afeta o controle e os limites físicos do conversor.

Cada setor do inversor tem uma combinação única dos sentidos das correntes. Com dois sentidos possíveis e três correntes (fases a, b e c), surgem 8 combinações ($2^3 = 8$). Porém, como a soma das correntes deve ser zero, só restam 6 setores ativos, como indicado na Tabela 1. Foi utilizado o sinal positivo para corrente “entrando” e o sinal negativo para a corrente “saindo” do conversor.

Tabela 1 – Sentido da corrente em cada setor

SETORES	Ia (t)	Ib (t)	Ic (t)
SETOR 1	+	-	+
SETOR 2	+	-	-
SETOR 3	+	+	-
SETOR 4	-	+	-
SETOR 5	-	+	+
SETOR 6	-	-	+

Fonte: Autoria Própria.

A análise das etapas nos setores de operação de um inversor trifásico bidirecional é realizada dividindo o circuito em setores, considerando os ângulos de fase da corrente. Neste contexto, o setor 2 corresponde ao intervalo entre 60 e 120 graus. Em cada setor, observa-se o comportamento das correntes nas fases, identificando aquelas que são positivas, isto é, correntes que estão entrando no conversor, e aquelas que são negativas, ou seja, correntes que estão saindo do conversor. No setor 2, por exemplo, as correntes nas fases "b" e "c" assumem valores negativos, caracterizando-as como saídas do conversor, enquanto a corrente na fase "a" assume um valor positivo, indicando que está entrando no conversor.

Para o controle das etapas de operação, o inversor adota um sistema de chaves com comando complementar, no qual os interruptores podem estar em dois estados: o estado de fechamento, conhecido como *ON*, e o estado de abertura, conhecido como *OFF*. Nesse caso, o filtro de saída é um filtro LCL, e a sequência de operação das chaves determina tanto o fluxo de corrente quanto a forma de onda na saída do conversor. A análise para os demais setores ocorre de forma semelhante, alterando-se apenas o ângulo de fase e o comportamento das correntes de cada fase.

3.2 TRANSFORMADAS DE PARK E CLARKE

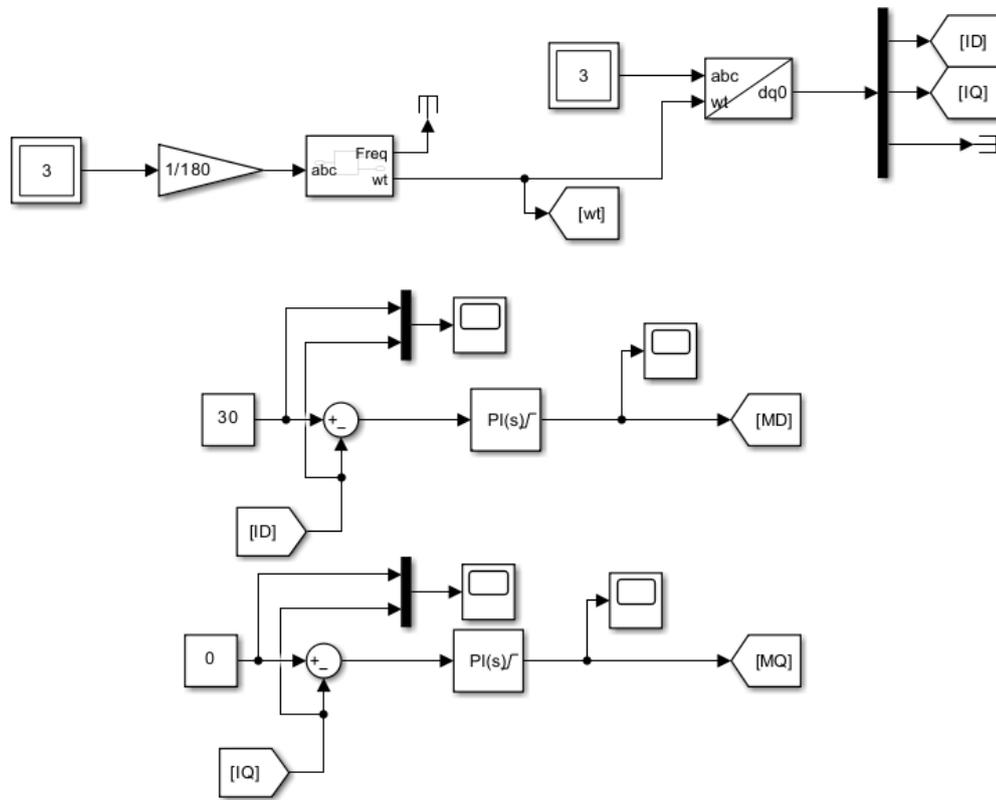
As transformadas de Clarke e Park são métodos matemáticos utilizados com o objetivo da simplificação da análise de sistemas elétricos, especialmente máquinas elétricas. No entanto, vem sendo aplicadas em sistemas trifásicos conectados à rede com excelente desempenho. A Transformada de Clarke converte um sistema trifásico em um sistema de coordenadas ortogonais ($0, \alpha, \beta$). Já a Transformada de Park transforma variáveis (α, β) em um referencial giratório (d, q), alinhando as variáveis com o vetor girante (rede, ou máquina elétrica) (Gurgel et al., (2021).

O controle do Inversor Trifásico Bidirecional utiliza uma malha interna, para o gerenciamento da retificação ou injeção de corrente, e uma malha externa para regulação de tensão no barramento CC. Com isso, existem três métodos muito populares na literatura como estratégia de controle. No referencial natural (A, B e C), utilizam-se três controladores, considerando a configuração da rede. No referencial estacionário ($0, \alpha,$

β), as variáveis são convertidas para duas coordenadas senoidais. Já no referencial síncrono (d, q e 0), a Transformada de Park facilita o processo do controle das tensões e correntes, tornando as variáveis constantes e permitindo o uso eficiente do controlador PI (sem a necessidade de controladores do tipo ressonante).

Desta forma, de acordo com Yongheng, Chen e Blaabjerg (2014), se faz necessário a utilização de uma técnica de PLL para a realização da sincronização da tensão da rede com a corrente injetada pelo inversor. Desta forma, as técnicas de PLL viáveis para esse projeto utilizam a Transformada de Park que, nesse caso, é a melhor alternativa já que o controle possui projeto mais simples devido a utilização de controladores do tipo PI, além de, apresentar ótimos resultados já demonstrados em outras literaturas, sendo utilizado o referencial síncrono para a aplicação em inversores trifásicos. A seção 3.7 explica como foi realizado o projeto do PI em questão. A figura 11 mostra a utilização dessas transformadas para gerar MD e MQ utilizados no SPWM. O MD representa o valor da magnitude de eixo direto enquanto o MQ representa o valor da magnitude do eixo em quadratura. O bloco PLL é alimentado pelas tensões em p.u das três fases da rede, enquanto o bloco responsável pelas transformadas de Clarke e Park, além de receber a frequência angular fornecida pelo PLL, também é alimentado pelas correntes de saída das três fases.

Figura 11 – Utilização das transformadas de Park e Clarke



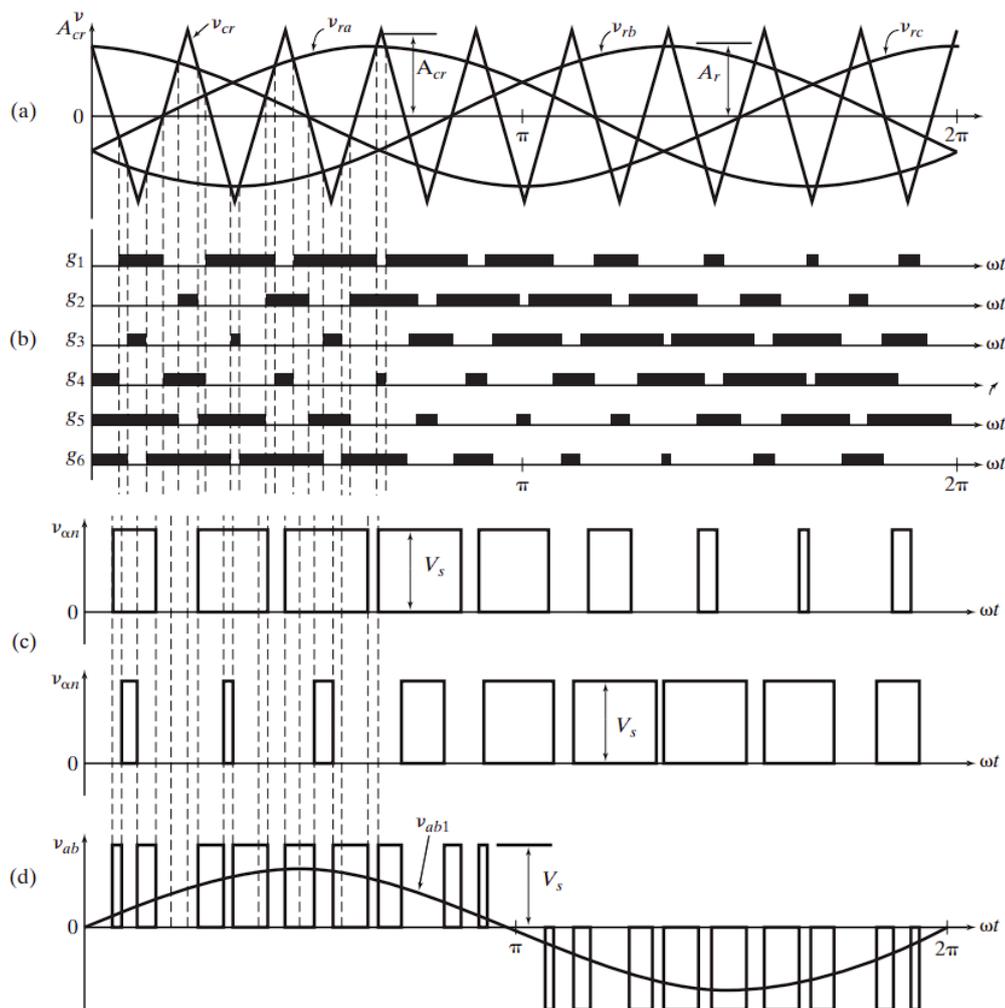
Fonte: Autoria Própria.

3.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (SPWM)

A técnica utilizada neste projeto foi a modulação por largura de pulso senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Essa é a técnica mais utilizada para controle dos interruptores dos inversores tanto monofásicos como trifásicos (Hannan, Aslam, Ghayur, 2018).

O SPWM funciona a partir da comparação do sinal da onda portadora do chaveamento com uma onda modulante em formato senoidal para cada braço do inversor. Nesse caso, como trata-se de um inversor trifásico, são geradas três ondas senoidais defasadas de 120° entre si, fazendo com que os pulsos gerados a partir do comparador de cada braço acionem os interruptores superiores e seus sinais complementares as inferiores. Isso pode ser visualizado na figura 12.

Figura 12 – Modulação SPWM



Fonte: Rashid (1999).

O objetivo do inversor trifásico é gerar o sinal senoidal entre os braços do inversor. Assim, as tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , que possuem níveis de tensão alternado na saída, e com larguras de pulso variando de forma senoidal, é possível filtrar a corrente através de filtros, possibilitando obter a componente fundamental que reflete a onda modulante senoidal. A modelagem desse sistema segundo Rashid (1999), descreve as tensões fase-neutro do inversor em 3.1.

$$\begin{cases} v_{aN}(t) = \frac{V_B}{2} [m \sin(\omega t) + e_i(t)] \\ v_{bN}(t) = \frac{V_B}{2} [m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + e_i(t)] \\ v_{cN}(t) = \frac{V_B}{2} [m \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) + e_i(t)] \end{cases} \quad (3.1)$$

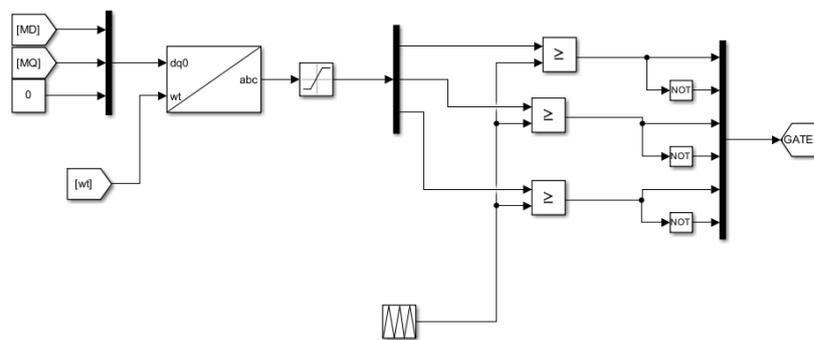
Onde m é o índice de modulação para cada braço do inversor, no caso assumindo iguais, e $e_i(t)$ são as harmônicas injetadas por cada braço.

Além disso, as tensões de linha do inversor são representadas em 3.2.

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = v_{aN} - v_{bN} = \frac{V_B}{2} \sqrt{3} m \sin(\omega t) \\ v_{bc}(t) = \frac{V_B}{2} \sqrt{3} m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ca}(t) = \frac{V_B}{2} \sqrt{3} m \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.2)$$

Analisando essa modulação, observa-se que a amplitude máxima possível para um inversor VSI que utiliza SPWM para controle é de $\frac{\sqrt{3}V_B}{2}$, logo o barramento CC não têm sua amplitude completamente aproveitada, fazendo com que seja necessário o aumento de tensão para atender as necessidades do sistema. A figura 13 mostra como foi realizado o SPWM no projeto em questão.

Figura 13 – Circuito SPWM



Fonte: Autoria Própria.

3.4 FILTROS

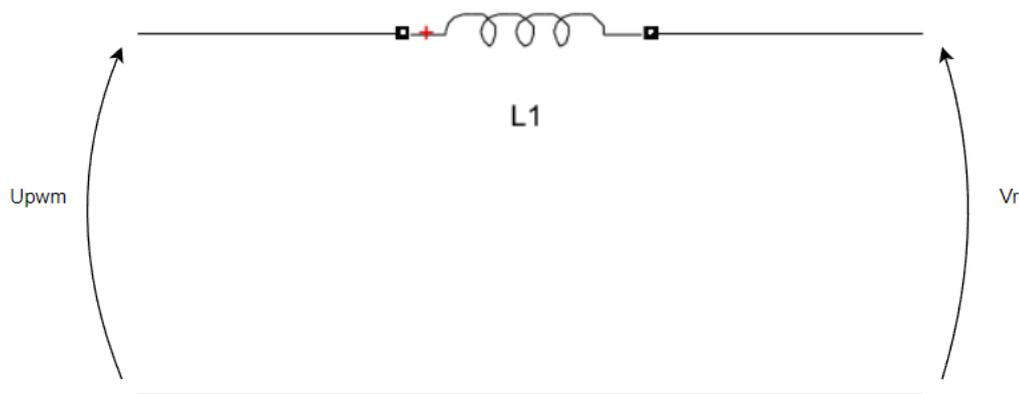
Quando ocorre a conversão de um sinal elétrico CC em um sinal elétrico CA, as componentes harmônicas causam alguns problemas no sistema elétrico de potência (SEP) como por exemplo ressonância, interferências nos dispositivos de proteção, perdas e a redução da vida útil do equipamento. Com isso, se torna imprescindível a implantação de filtros passivos que possuem como objetivo minimizar as harmônicas de corrente de alta frequência causadas pelo chaveamento dos semicondutores. O filtro utilizado nesse projeto foi o LCL e os motivos da não utilização dos demais filtros serão tratados a seguir.

3.4.1 Filtro L

De acordo com Prodanovic e Green (2003), o filtro L é composto unicamente por um indutor em série com a saída do inversor. Produz uma atenuação de -20 dB por década e possui grande capacidade de mitigar as harmônicas de alta frequência. Esse

é um filtro de primeira ordem e o valor de sua indutância é calculada e projetada com o objetivo de limitar o *ripple* de corrente presente na saída do inversor. O problema desse filtro é que quando é necessário aumentar o valor de sua indutância para melhorar os resultados, o tamanho do indutor se torna inviável e extremamente caro. O filtro L não foi utilizado nesse projeto porque ele geralmente é utilizado em aplicações que precisam de uma faixa de potência reduzida. Esse filtro pode ser visualizado na figura 14 abaixo (Ribeiro, 2018).

Figura 14 – Esquemático do filtro L

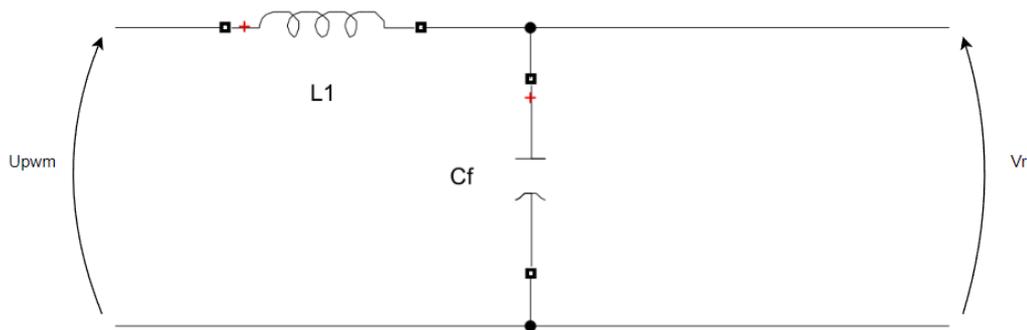


Fonte: Autoria Própria.

3.4.2 Filtro LC

Já o filtro LC se mostra superior quando se trata de resultados na questão de eficiência energética em relação ao filtro L. Esse é um filtro de segunda ordem composto de um indutor e um capacitor e apresenta uma maior atenuação nas frequências mais elevadas já que produz uma atenuação de -40 dB por década. Utiliza-se muito esse filtro quando o objetivo é uma melhor regulação de tensão na carga já que ocorre a diminuição da variação de tensão na saída do inversor para cargas lineares e não lineares devido sua capacitância. Esse filtro possui menores perdas porém a conexão direta do capacitor em paralelo com a rede gera transitórios significativos de conexão além de uma frequência de ressonância que tende a instabilizar o controle de corrente quando conectado à rede, sendo assim necessário a utilização de outras técnicas para redução desses efeitos. O filtro LC não foi utilizado nesse projeto já que o mesmo apresenta altas correntes de carga na conexão com a rede elétrica e é muito susceptível a ressonância. Esse filtro está representado na figura 15 abaixo (Gomes, Cupertino, Pereira, 2018).

Figura 15 – Esquemático do filtro LC



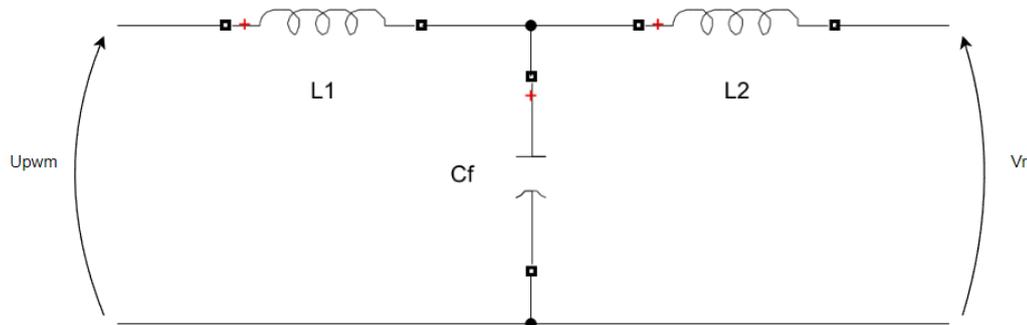
Fonte: Autoria Própria.

3.4.3 Filtro LCL

O filtro LCL apresenta uma melhor atenuação das componentes harmônicas, produzindo -60dB por década, e quando comparado com o filtro LC, ele possui vantagem em apresentar uma saída indutiva em conexão com a rede elétrica contribuindo, assim, para a diminuição dos harmônicos de corrente e reduzindo os transitórios de conexão. É um filtro de terceira ordem que possui em sua composição dois indutores em série e um capacitor em derivação. O capacitor em *shunt* funciona como um curto-circuito para as correntes de alta frequência, tornando possível a redução do fluxo de harmônicos de alta frequência para a rede. Entretanto, a resposta em frequência do filtro LCL gera um pico de ressonância que pode levar o sistema à instabilidade que podem ser mitigadas por meio do amortecimento que será realizado na seção 4.3 (GOMES et al., 2018).

Esse filtro foi escolhido porque ele apresenta melhores resultados em um sistema de maior potência devido a maior atenuação dos harmônicos e volume menor. A figura 16 abaixo mostra esse filtro.

Figura 16 – Esquemático do filtro LCL



Fonte: Autoria Própria.

Com base nas informações fornecidas, será mostrado a seguir como foi re-

alizado o projeto do filtro LCL, entretanto, os resultados obtidos estarão disponíveis apenas na seção 4.2. Para realizar a projeção desse filtro, foi seguido a metodologia de (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005).

Dessa forma, foram consideradas diversas condições. O valor da capacitância de filtro não deve exceder 5% da potência reativa máxima do circuito, assim, garantindo uma filtragem rápida devido a pequena quantidade de energia armazenada no capacitor durante a comutação. Além disso, a queda de tensão provocada pela indutância total deve ser inferior a 10% para evitar o aumento das perdas e a necessidade de uma tensão CC mais elevada. O amortecimento passivo deve ser otimizado para melhorar a resposta dinâmica do filtro, ajustar a frequência de ressonância e minimizar as perdas em baixa frequência. Por fim, a frequência de ressonância deve se situar entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de chaveamento, afim de controlar os harmônicos do sistema.

A partir dessas condições, foi possível utilizar as equações apresentadas a seguir.

3.4.3.1) CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA BASE

$$Z_b = \frac{V_{rms}^2}{P} \quad (3.3)$$

Onde V_{rms} é a tensão eficaz da rede e P é a potência nominal de operação.

3.4.3.2) CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA BASE

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_b} \quad (3.4)$$

Onde f é a frequência da rede.

3.4.3.3) CÁLCULO DO *RIPPLE* MÁXIMO DE CORRENTE

$$\Delta I_{Lm\acute{a}x} = \frac{0,2 \cdot P \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot V_{rms}} \quad (3.5)$$

3.4.3.4) CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DO LADO DO INVERSOR (L1)

$$L_1 = \frac{V_{rms}}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lm\acute{a}x}} \quad (3.6)$$

3.4.3.5) CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE FILTRO

$$C_f = X_f \cdot C_b \quad (3.7)$$

Onde X_f é a limitação de energia reativa expressa em porcentagem.

3.4.3.6) CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE CONEXÃO À REDE (L2)

$$\frac{i_{L2}(h_s)}{i_{L1}(h_s)} = \frac{1}{|1 + r \cdot (1 - L_1 \cdot C_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2)|} = 0,2 \quad (3.8)$$

$$L_2 = r \cdot L_1 \quad (3.9)$$

Onde r é uma constante.

3.4.3.7) CÁLCULO DA QUEDA DE TENSÃO

$$x_{Lr}(\%) = \frac{100 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (L_1 + L_2)}{Z_b} \quad (3.10)$$

3.4.3.8) CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

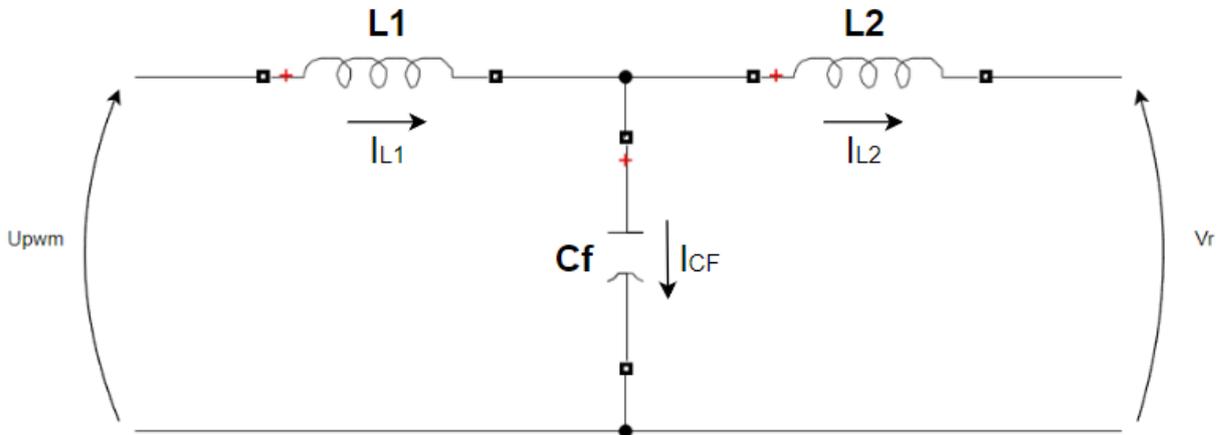
$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \quad (3.11)$$

$$10 \cdot f \leq f_{res} \leq \frac{f_s}{2} \quad (3.12)$$

Realizando a modelagem matemática do filtro LCL, obtém-se algumas expressões matemáticas que mostram a dinâmica do filtro LCL. Seguindo Nardi (2016), foi

possível obter as funções de transferência a partir do equivalente monofásico do filtro, mostrado na figura 17.

Figura 17 – Esquemático do filtro LCL



Fonte: Autoria Própria.

A partir da imagem entende-se que V_{pwm} é a tensão na saída do inversor, $L1$ representa o indutor de filtro da saída do inversor, C_f é o capacitor de filtro, $L2$ é o indutor de filtro do lado da rede e V_g a tensão da rede. Assim, pelo teorema da superposição tem-se a expressão 3.13.

$$i_2(t) = i_{2(U_{pwm})}(t) - i_{2(V_r)}(t) \quad (3.13)$$

Ao aplicar a transformada de Laplace para converter para o domínio da frequência, obtém-se que $i_2(s)$ é expresso em termos de $U_{pwm}(s)$ e $V_r(s)$ da seguinte maneira:

$$i_2(s) = G_{v1}(s) \cdot U_{pwm}(s) - G_{v2}(s) \cdot V_r(s) \quad (3.14)$$

As funções de transferência $G_{v1}(s)$ e $G_{v2}(s)$ representam a relação entre a corrente $i_2(s)$ e as tensões $U_{pwm}(s)$ e $V_r(s)$, respectivamente, conforme determinadas a partir do circuito elétrico equivalente. Essas relações são expressas por 3.15 e 3.16 da seguinte forma:

$$G_{v1}(s) = \frac{i_2(s)}{v_{pwm}(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_f + s(L_1 + L_2)} \quad (3.15)$$

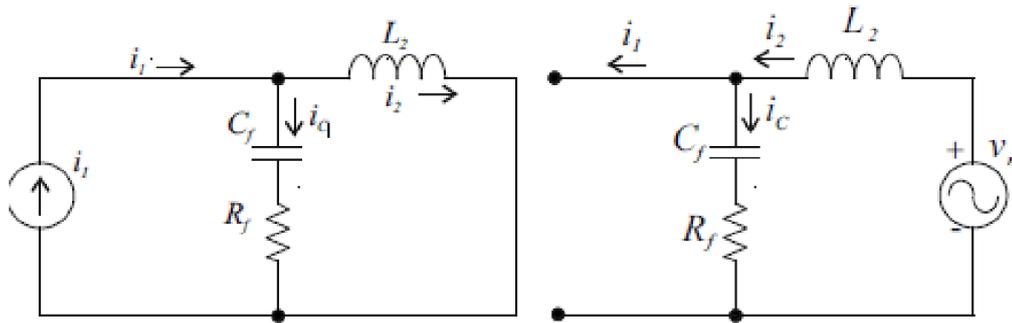
$$G_{v2}(s) = \frac{i_2(s)}{v_g(s)} = \frac{s^2 L_1 C_f + 1}{s^3 L_1 L_2 C_f + s(L_1 + L_2)} \quad (3.16)$$

Dessa forma, o método adotado se fundamenta nas componentes essenciais da frequência de chaveamento. Entretanto, a rede não desempenha um papel na frequência de comutação do inversor, já que a situação é considerada ideal neste contexto, assim, chegando a expressão 3.17.

$$G_v(s) = G_{v1}(s) = \frac{i_2(s)}{v_{pwm}(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_f + s(L_1 + L_2)} \quad (3.17)$$

Agora, para obter a função de transferência $G_i(s)$ que é a relação de $i_2(s)$ com a corrente $i_1(s)$, o teorema da superposição também é utilizado, entretanto a fonte de tensão U_{pwm} é substituída por uma fonte de corrente i_1 conforme a figura 18 abaixo.

Figura 18 – Circuito para se obter $G_{i1}(s)$ e $G_{i2}(s)$



Fonte: Marim, 2022.

Dessa forma, a corrente $i_2(t)$ é escrita na forma da contribuição da corrente vinda de ambas as fontes e resultando na expressão 3.18. Com isso, $i_2(s)$ é dada em função de $i_1(s)$ e $V_r(s)$ como mostrado em 3.19.

$$i_2(t) = i_{2(i_1)}(t) - i_{2(V_r)}(t) \quad (3.18)$$

$$i_2(s) = G_{v1}(s) \cdot i_1(s) - G_{v2}(s) \cdot V_r(s) \quad (3.19)$$

A partir dessas expressões e do circuito equivalente, é possível encontrar a função de transferência de $G_{i1}(s)$ e $G_{i2}(s)$ disponíveis abaixo por 3.20 e 3.21:

$$G_{i1}(s) = \frac{i_2}{i_1} = \frac{s \cdot C_f \cdot R_f + 1}{s^2(L_2 \cdot C_f) + s(C_f \cdot R_f) + 1} \quad (3.20)$$

$$G_{i2}(s) = \frac{i_2}{V_r} = \frac{s \cdot C_f}{s^2(L_2 \cdot C_f) + s(C_f \cdot R_f) + 1} \quad (3.21)$$

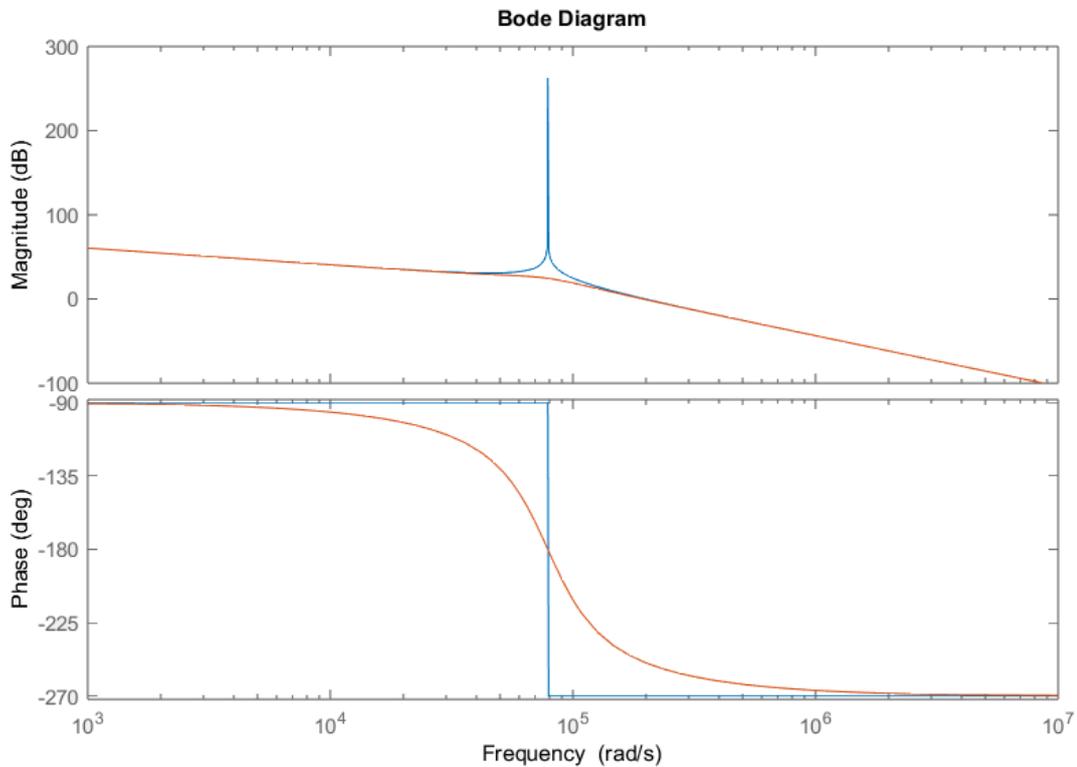
Assim, desprezando a contribuição de V_r e considerando a tensão da rede como sendo ideal, a função de transferência que representa a relação entre a corrente de saída e a corrente de entrada do filtro está disponível abaixo por 3.22.

$$G_i(s) = \frac{i_2}{i_1} = \frac{s \cdot C_f \cdot R_f + 1}{s^2(L_2 \cdot C_f) + s(C_f \cdot R_f) + 1} \quad (3.22)$$

Com isso, as plantas obtidas são essenciais para controlar o sistema e essas desempenham um papel crucial no desempenho do inversor quando está em operação. Isso porque é por meio dessas expressões matemáticas que se realiza a compensação do pico de ressonância e o controle do conversor.

O filtro LCL apresenta um pico de ressonância devido a interação entre seus próprios elementos, resultando em uma transição de -180° na fase. Esse fenômeno pode causar danos ao sistema e às cargas conectadas ao mesmo barramento. Dessa forma, se faz necessário a inserção de amortecimento. A figura 19 a seguir mostra a resposta em frequência para o filtro sem amortecimento (em azul) e com amortecimento (em laranja).

Figura 19 – Pico de ressonância causado pelo filtro LCL



Fonte: Autoria Própria.

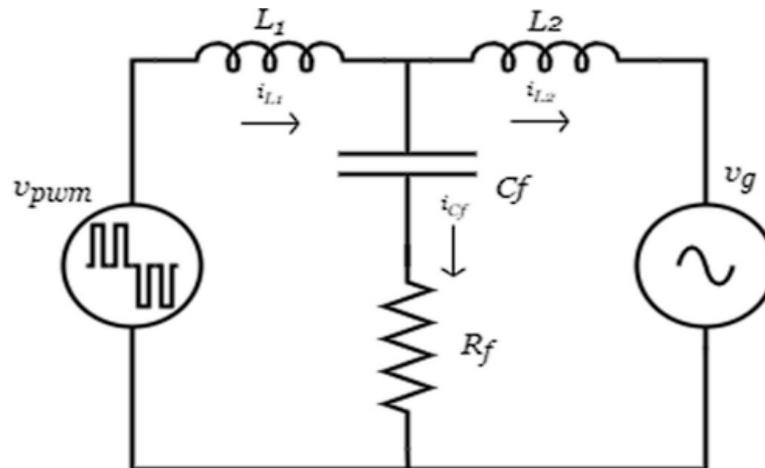
Nas próximas seções serão tratados o amortecimento ativo e do amortecimento passivo que possuem como objetivo mitigar a ressonância do filtro LCL.

3.5 AMORTECIMENTO PASSIVO

Tendo em vista a necessidade da utilização de técnicas de amortecimento, o primeiro a ser adotado foi o passivo que utiliza de elementos resistivos para mitigar o pico de ressonância no filtro LCL. Entretanto, a natureza ôhmica desse tipo de amortecimento resulta em perdas de potência, comprometendo assim a eficiência do sistema. Esse amortecimento é inerente ao circuito, independentemente da topologia do filtro, porque as resistências internas dos componentes podem levar à atenuação da frequência de chaveamento. Mas, muitas vezes é insuficiente (Teodorescu, 2011).

Tendo em vista que o foco é o filtro LCL, apesar da resistência de amortecimento poder ser inserida em série ou paralelo a quaisquer elementos do filtro, já foi estudado que o resistor, quando colocado em série com o capacitor de filtro, desempenha de maneira melhor a atenuação do pico da ressonância. A figura 20 mostra o circuito monofásico com o amortecimento passivo, o mesmo utilizado no projeto (Ruan et al., 2018).

Figura 20 – Circuito monofásico com amortecimento passivo



Fonte: Marim, 2022.

A função de transferência que representa o sistema com o amortecimento passivo, sendo realizada por meio do teorema da superposição, segundo Marim (2022), pode ser observado na expressão 3.23.

$$G_{vR} = \frac{sC_f R_f + 1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 R_f C_f + L_2 R_f C_f) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.23)$$

3.6 AMORTECIMENTO ATIVO

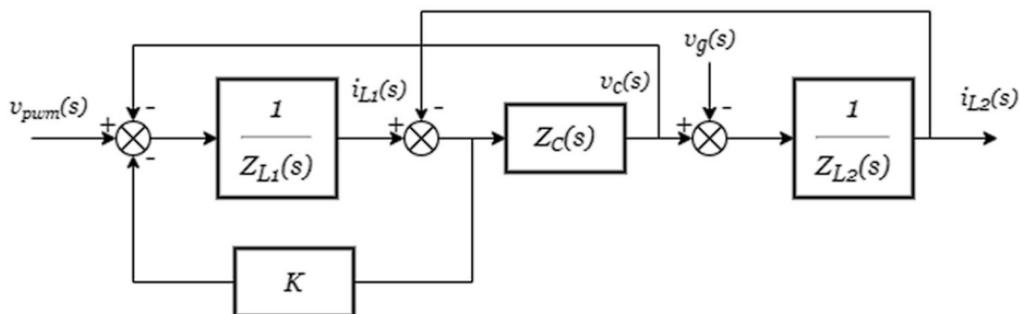
Relacionado agora ao amortecimento ativo, essa técnica apesar de aumentar a complexidade de controle do sistema, ela é mais atrativa para a estabilização já que não há perdas de potência como ocorre no amortecimento passivo. Com isso, observa-se que é crucial a utilização desse tipo de amortecimento em sistemas de alta potência. Muitas fontes abordam a respeito do amortecimento por meio do filtro *notch* que consegue atenuar o pico de ressonância acrescentando um pico negativo que precisa ser ajustado na frequência de ressonância do filtro LCL, entretanto, a rede pode possuir variações de frequência, quando em operação, fazendo com que esta técnica seja menos eficaz (Ribeiro, 2018).

Assim, inspirado em Marim (2022), foi adotado o método do amortecimento via resistência virtual. Esse é um dos métodos mais populares de amortecimento ativo, já que ele emula os efeitos de uma resistência no filtro de conexão sem a utilização de elementos dissipativos. Essa técnica envolve a alteração na estrutura do sistema de controle a fim de se conseguir a compensação das tensões ou correntes. Apesar de ser muito efetivo e estabilizar o filtro sem reduzir a eficiência do sistema, sua implementação é complexa e pode elevar os custos do projeto prático.

Existem diversas técnicas de virtualização de acordo com a fonte observada, cada uma possui uma individualidade. De acordo com Dahono (2002), a implementação de um resistor virtual em paralelo com capacitores ou indutores requer um bloco derivativo, podendo assim amplificar ruídos de altas frequências e resultar em flutuações na saída devido sua operação. Em contrapartida, a configuração em série com o capacitor ou com os indutores é mais simples, já que não há à exigência de um bloco derivativo e é preferida pela maioria dos autores.

Com isso, para implementar esse resistor virtual, foi utilizado a estratégia conhecida como *feedback* de corrente do capacitor, no qual é necessário que ocorra a medição da corrente do capacitor de filtro. Essa corrente é multiplicada pela resistência de interesse e o resultado é subtraído do sinal de controle. Portanto, o amortecimento passivo e o resistor virtual possuem o mesmo papel, porém, não acrescenta perdas ao sistema, já que o resistor está presente como um ganho na malha de controle. O diagrama de blocos, que representa a planta amortecida via resistência virtual, está disponível na figura 21 (Dahono, 2002).

Figura 21 – Diagrama de blocos da planta amortecida via resistência virtual



Fonte: Marim, 2022.

Seguindo Azani et al. (2016), a expressão 3.24 representa a função de transferência do amortecimento ativo via resistência virtual.

$$G_{vK} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + K L_2 C_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.24)$$

Sabendo que G_{vK} é igual a relação de i_2 com U_{pwm} , e que U_{pwm} é igual a multiplicação do índice de modulação do inversor pela metade de V_{dc} , tem-se a função de transferência 3.25.

$$G_{vK} = \frac{i_2(s)}{m(s)} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{L_1 L_2 C_f s^3 + K L_2 C_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.25)$$

Por fim, o elemento K de amortecimento é dimensionado seguindo a expressão 3.26 abaixo.

$$K = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)L_1}{L_2 C_f}} \quad (3.26)$$

3.7 CONTROLADOR PI

O controlador Proporcional-Integral, PI, é utilizado com o objetivo de melhorar o erro em regime permanente. Seguindo a literatura de Norman (2012), isso ocorre porque o controlador PI é desenvolvido com um ganho proporcional para ajustar o erro de regime permanente, posicionando um polo na origem com o objetivo de aumentar a ordem do sistema por um. Isso ocorre porque o erro de um sistema do tipo 0, quando sujeito a uma entrada degrau, permanece constante. A equação que representa o erro do sistema está disponível em 3.27.

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + K_p} \quad (3.27)$$

Em que k_p é a constante de erro estático de posição.

Assim, o controlador PI é implementado com o objetivo de reduzir o erro estático da planta. A função de transferência expressa na equação 3.28 define o controlador PI.

$$G_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.28)$$

Onde K_i é o ganho integral e k_p é o ganho proporcional.

A fim de garantir um desempenho adequado no sistema de controle, foi essencial considerar a inclusão de um integrador, como já discutido, que possui como função principal a correção de erros em regime permanente. Porém, o ganho proporcional K_p apesar de ser aplicado ao sinal de erro para assegurar um comportamento transitório adequado, pode levar à instabilidade se aumentado em excesso.

Com isso, é necessário encontrar os valores de K_p e K_i no controlador PI. Para isso, foi seguido uma abordagem baseada na frequência de cruzamento e no ajuste da margem de fase. Primeiro, foi utilizado a planta do sistema, representada pela função de transferência expressa em 3.29, que relaciona a tensão de barramento e os parâmetros do circuito. Com isso, foi calculado a resposta em magnitude e fase da

função de transferência visando observar a frequência de cruzamento f_c . O objetivo é ajustar a margem de fase para um valor desejado, subtraindo a margem de fase atual da função de transferência.

$$gim = \frac{V_{bus}}{L_2 s + R_f} \quad (3.29)$$

Para ajustar a fase, foi necessário determinar o tempo integral T_i , que é dado pela equação 3.30.

$$T_i = \frac{\tan(fase_{PI} + 90^\circ)}{2 \cdot f_c \cdot \pi} \quad (3.30)$$

Com o tempo integral calculado, a função de transferência do compensador PI parcial é obtida pela expressão 3.31.

$$PI_{Parcial} = \frac{t_i s + 1}{s} \quad (3.31)$$

Com isso, a magnitude da planta parcial na frequência de cruzamento é usada para determinar o ganho integral K_i , que é dado pela equação 3.32.

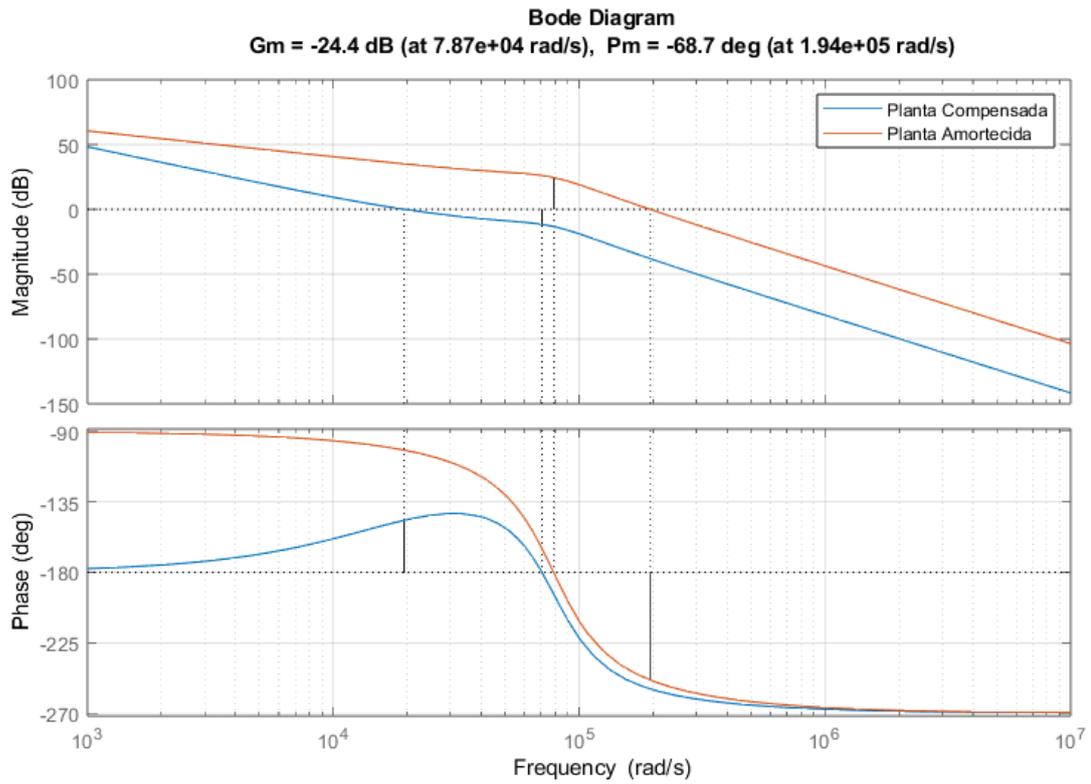
$$K_i = \frac{1}{|G(j\omega_c)|} \quad (3.32)$$

Por fim, o ganho proporcional K_p é encontrado pela expressão 3.33.

$$K_p = K_i \cdot T_i \quad (3.33)$$

Agora é fundamental analisar os diagramas de BODE antes e depois da implementação do controlador, como visto na figura 22, sendo em laranja o BODE antes da implementação do PI e em azul após a implementação do controlador. A sintonia adequada é realizada ao definir a frequência de cruzamento e a margem de fase, garantindo que o sistema se comporte de maneira controlada em regime permanente.

Figura 22 – Antes e depois do controlador PI.



Fonte: Autoria Própria.

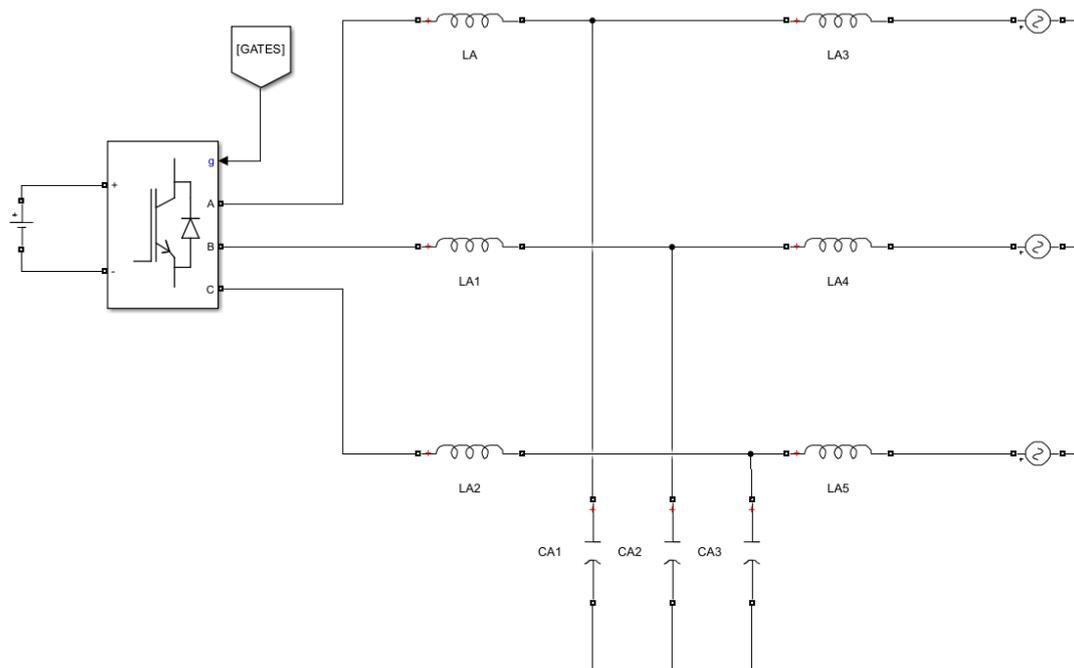
4 RESULTADOS

Neste capítulo, serão utilizadas as equações apresentadas nas seções anteriores a fim de atender ao trabalho proposto.

4.1 SISTEMA DO INVERSOR TRIFÁSICO

Para a implementação do esquemático do inversor trifásico, foi seguido a literatura de Rashid (2014). Utilizando as ferramentas disponíveis no *software* Simulink®. O bloco que representa o inversor trifásico é o *Universal Bridge*. A figura 23 mostra o esquemático do inversor trifásico juntamente com o filtro LCL.

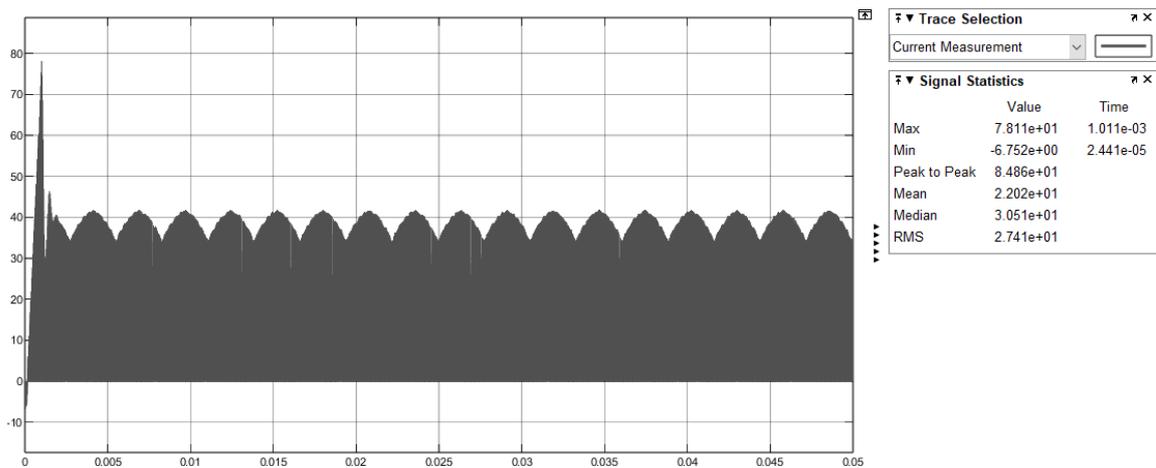
Figura 23 – Esquemático do inversor e filtro LCL



Fonte: Autoria Própria.

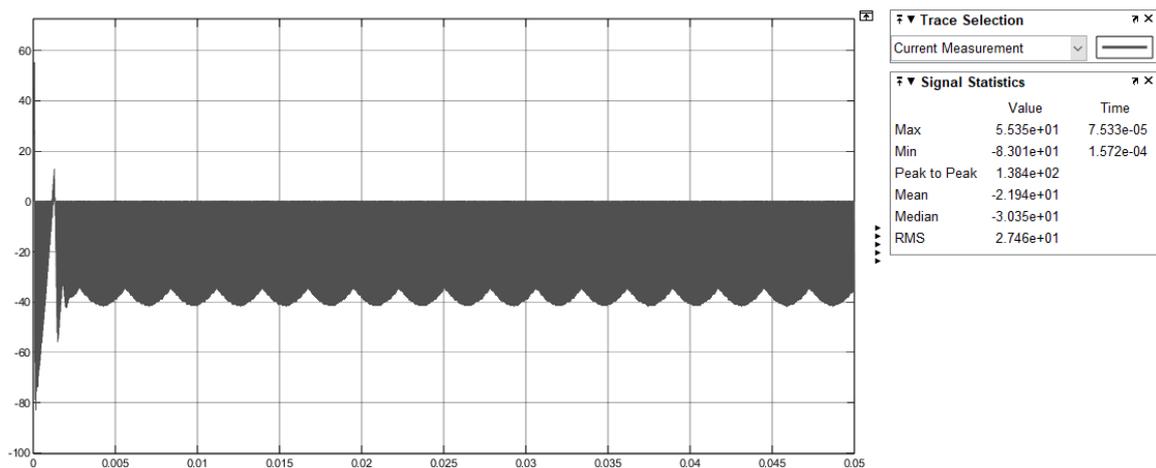
Considerando o objetivo duplo do inversor, que é a conversão bidirecional de corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA) e vice-versa, necessário por exemplo no caso da tecnologia V2G, a simulação foi realizada, e os resultados são apresentados na sequência. A figura 24 ilustra o comportamento do lado CC quando o inversor opera na conversão de CC para CA, com a corrente fluindo no sentido positivo (a partir do barramento CC). Já a figura 25 apresenta o lado CC durante a conversão de CA para CC, quando a corrente flui no sentido negativo.

Figura 24 – Corrente na entrada do inversor durante a conversão de CC para CA



Fonte: Autoria Própria.

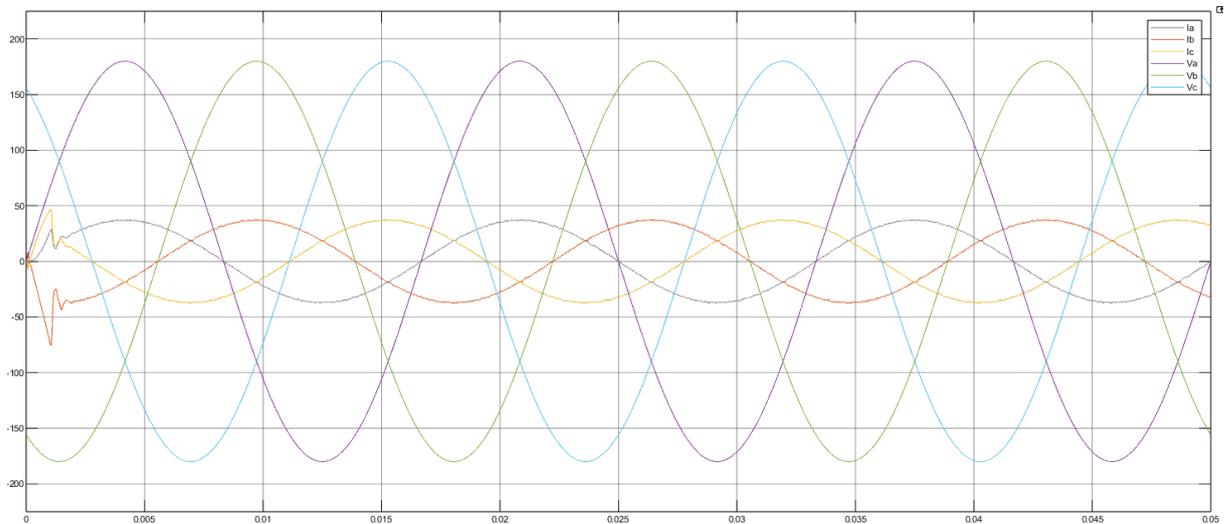
Figura 25 – Corrente na entrada do inversor durante a conversão de CA para CC



Fonte: Autoria Própria.

Além disso, a figura 26 exibe as formas de onda das tensões e correntes na saída do inversor. Nas próximas seções, serão apresentados os cálculos necessários para obter a resposta final ilustrada nessa figura.

Figura 26 – Formas de onda da saída do inversor



Fonte: Autoria Própria.

4.2 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LCL

Para ser realizado o dimensionamento do filtro LCL, foram definidos alguns valores como parâmetros necessários para o projeto, conforme mostra a tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros para projeto de filtro LCL

GRANDEZA	VALOR
P	10 kW
V_{rms}	220 V
ΔI_L	20%
f	60 Hz
f_s	30 kHz
X_f	0,025
V_{DC}	450 V

Fonte: Autoria Própria.

A partir dos valores iniciais estipulados, primeiramente foi calculado a impedância base utilizando a equação 3.3, sendo o resultado na expressão 4.1.

$$Z_b = \frac{220^2}{10.000} = 4,84 \Omega \quad (4.1)$$

Com a impedância base, foi possível utilizar a equação 3.4 para obter a capacitância base disponível na expressão 4.2.

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 4,84} = 0,548 \text{ mF} \quad (4.2)$$

Para o cálculo da indutância do lado do inversor, é necessário encontrar o valor do *ripple* de corrente, calculado seguindo a equação 3.5. Como mostrado nos parâmetros, foi admitido que o Δ_{max} não exceda 20% da corrente nominal. Logo o *ripple* de corrente máximo possui resultado na equação 4.3.

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{0,2 \cdot 10.000 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot 220} = 7,4227 \text{ A} \quad (4.3)$$

Assim, encontrado o valor desse *ripple* de corrente, foi possível calcular a indutância do indutor do lado do inversor. Para isso foi utilizado a equação 3.6 e o resultado pode ser visto na expressão 4.4.

$$L_1 = \frac{220}{2 \cdot 30.000 \cdot 7,4227 \cdot \sqrt{6}} = 201,67 \mu H \quad (4.4)$$

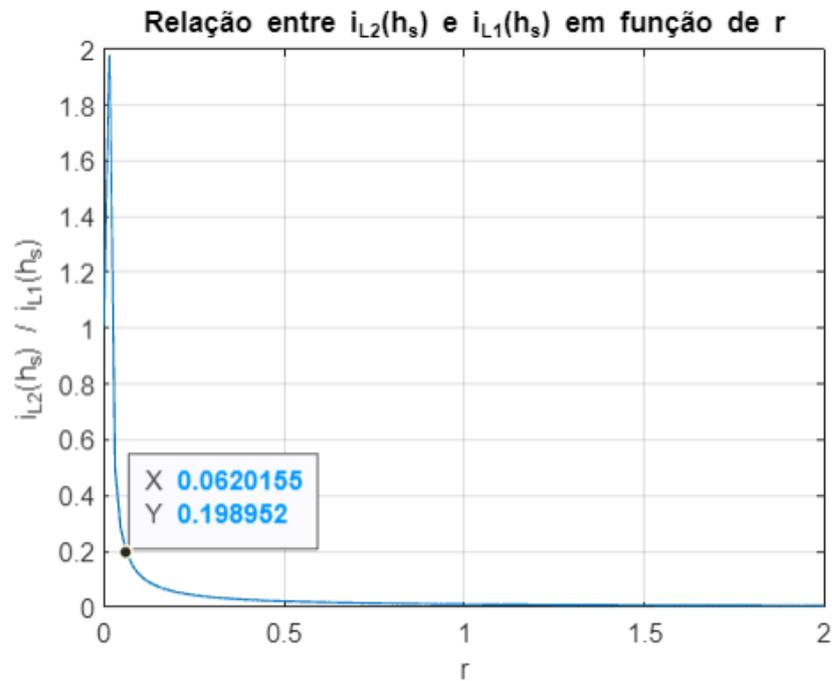
A capacitância de filtro apresenta um caminho de baixa impedância para os harmônicos de chaveamento, ou seja, para altas frequências. Logo, foi utilizado a equação 3.7 para calcular o valor desse capacitor, mostrado na expressão 4.5.

$$C_f = 0,025 \cdot 0,548 \cdot 10^{-3} = 13,701 \mu F \quad (4.5)$$

Por fim, para obter-se o valor do indutor do lado da rede, foi aplicado a relação entre a atenuação harmônica na frequência de chaveamento e a constante r , capaz de interligar os indutores da rede e do inversor. Como a atenuação foi definida aproximadamente em 20% por questões experimentais, observa-se pela figura 27 o valor de r igual a 0,0620. Com isso, foi utilizado a equação 3.9 para obter o valor do indutor do lado da rede disponível em 4.6.

$$L_2 = 0,0620 \cdot 201,67 \cdot 10^{-6} = 12,503 \mu H \quad (4.6)$$

Figura 27 – Relação entre a atenuação na frequência de comutação e a constante r



Fonte: Autoria Própria.

Com isso, como já comentado anteriormente, seguindo a metodologia de Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005), a queda de tensão provocada pela indutância total deve ser inferior a 10% para evitar o aumento das perdas e a necessidade de uma tensão CC maior. Com isso, a queda de tensão causada pela indutância total foi obtida através de 3.10 e provou-se dentro do limite comentado como mostra a equação 4.7.

$$X_{LT}(\%) = \frac{100 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 201,67 \cdot 10^{-6} \cdot 12,503 \cdot 10^{-6}}{4,84} = 1,668\% \quad (4.7)$$

Por fim, deve ser verificado se o intervalo em que a frequência de ressonância calculada a partir de 3.11 está dentro dos limites permitidos mostrados em 3.12. Logo, observa-se que a frequência de ressonância, resultado disponível em 4.8, respeita a condição exigida como mostra na expressão 4.9.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{201,67 \cdot 10^{-6} + 12,503 \cdot 10^{-6}}{201,67 \cdot 10^{-6} \cdot 12,503 \cdot 10^{-6} \cdot 13,701 \cdot 10^{-6}}} = 12,53 \text{ kHz} \quad (4.8)$$

$$10 \cdot 60 \leq 12,53 \text{ kHz} \leq \frac{30.000}{2} = 600 \text{ Hz} \leq 12,53 \text{ kHz} \leq 15 \text{ kHz} \quad (4.9)$$

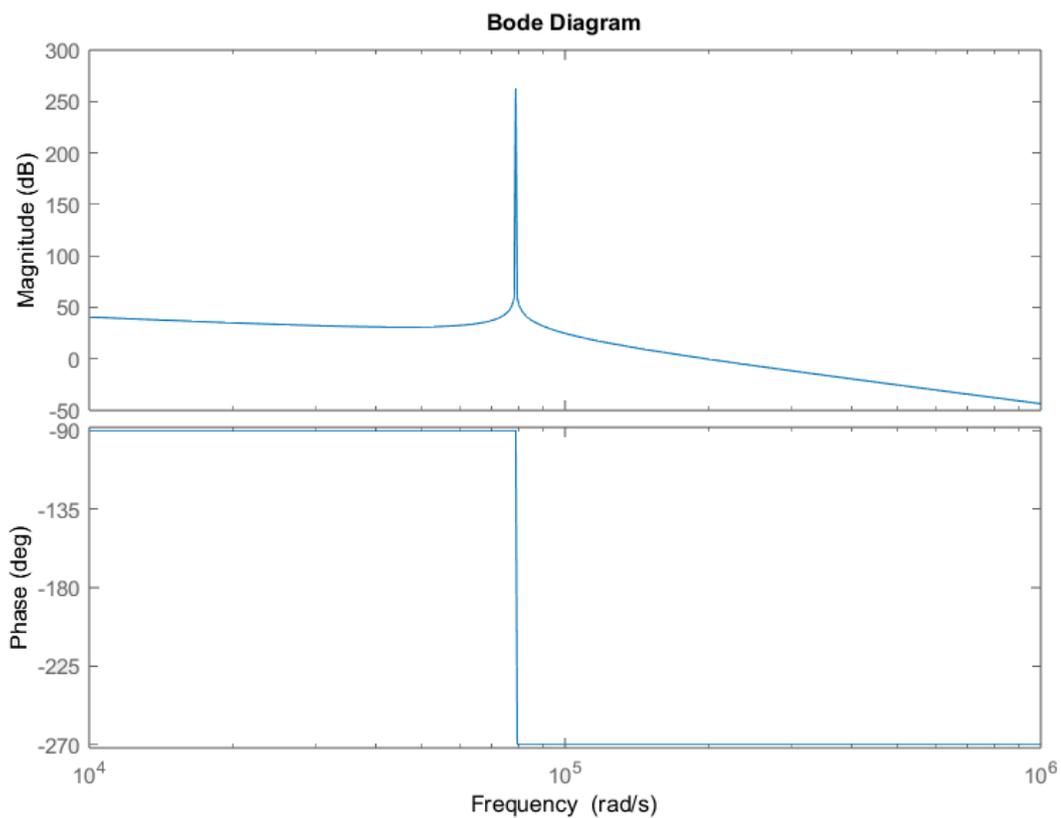
4.3 AMORTECIMENTO DO PICO DE RESSONÂNCIA DO FILTRO LCL

Baseando-se nos valores encontrados na seção anterior para o filtro LCL, a planta caracterizada por 3.17 pode ser reproduzida pela expressão 4.10.

$$G_v(s) = \frac{250}{34,55 \cdot 10^{-15}s^3 + 0,0002142s} \quad (4.10)$$

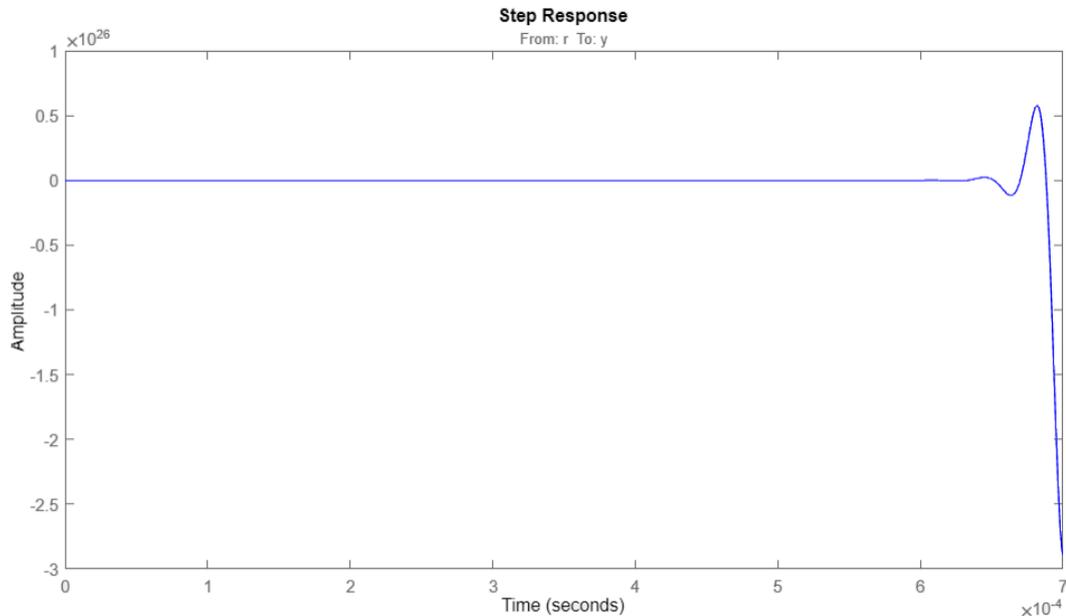
Como comentado em 3.4.3, o filtro LCL necessita de alguns amortecimentos para a redução do pico de ressonância, devido a interação entre seus próprios elementos, podendo levar o sistema a instabilidade. Isso pode ser visualizado na figura 28 que representa o sistema sem nenhum amortecimento. A figura 29 mostra a resposta ao degrau unitário.

Figura 28 – Resposta em frequência resultante da planta 4.10



Fonte: Autoria Própria.

Figura 29 – Resposta ao degrau unitário da planta 4.10

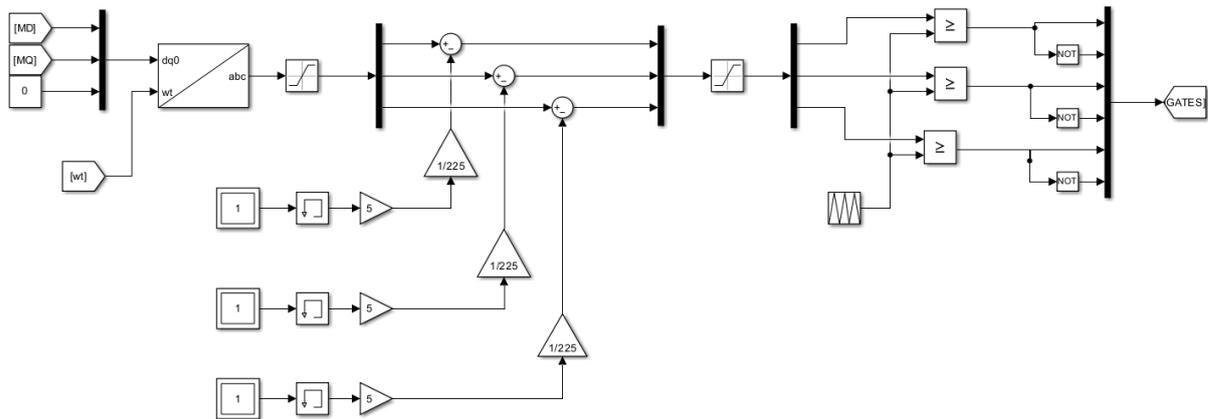


Fonte: Autoria Própria.

A partir da Figura 29, foi observado que é de extrema importância o amortecimento do sistema, já que o mesmo apresenta oscilações permanentes e crescentes, desestabilizando assim o sistema.

Com o objetivo de extinguir o pico de ressonância visto pelo diagrama de BODE, foi utilizado a virtualização de um resistor com o objetivo de simular a queda de tensão provocada por uma resistência em série com o capacitor do filtro. A figura 30 ilustra o sistema de virtualização da resistência. Nesta implementação, os multímetros estão medindo as correntes dos capacitores do filtro LCL. O sistema de virtualização da resistência é responsável por introduzir um comportamento resistivo equivalente ao amortecimento ativo. Para isso, a corrente medida nos capacitores é multiplicada por um fator proporcional, que simula o efeito de uma resistência física no sistema. Esse sinal é então subtraído da referência de corrente, criando o efeito de amortecimento virtual. Essa abordagem elimina a necessidade de resistências físicas, reduzindo perdas e mantendo a estabilidade do sistema.

Figura 30 – Sistema do amortecimento ativo junto ao SPWM



Fonte: Autoria Própria.

Para se obter a função de transferência 3.25 se faz necessário encontrar um valor de K. Para isso, deve-se obter um coeficiente de amortecimento que precisa ser selecionado de forma que atenua o pico ressonante, não causando um super amortecimento do sistema. Dessa forma, o valor de 0,4 como coeficiente de amortecimento se mostrou ideal para essa simulação, permitindo assim encontrar o valor de K utilizando a equação 3.26 para obter 4.11.

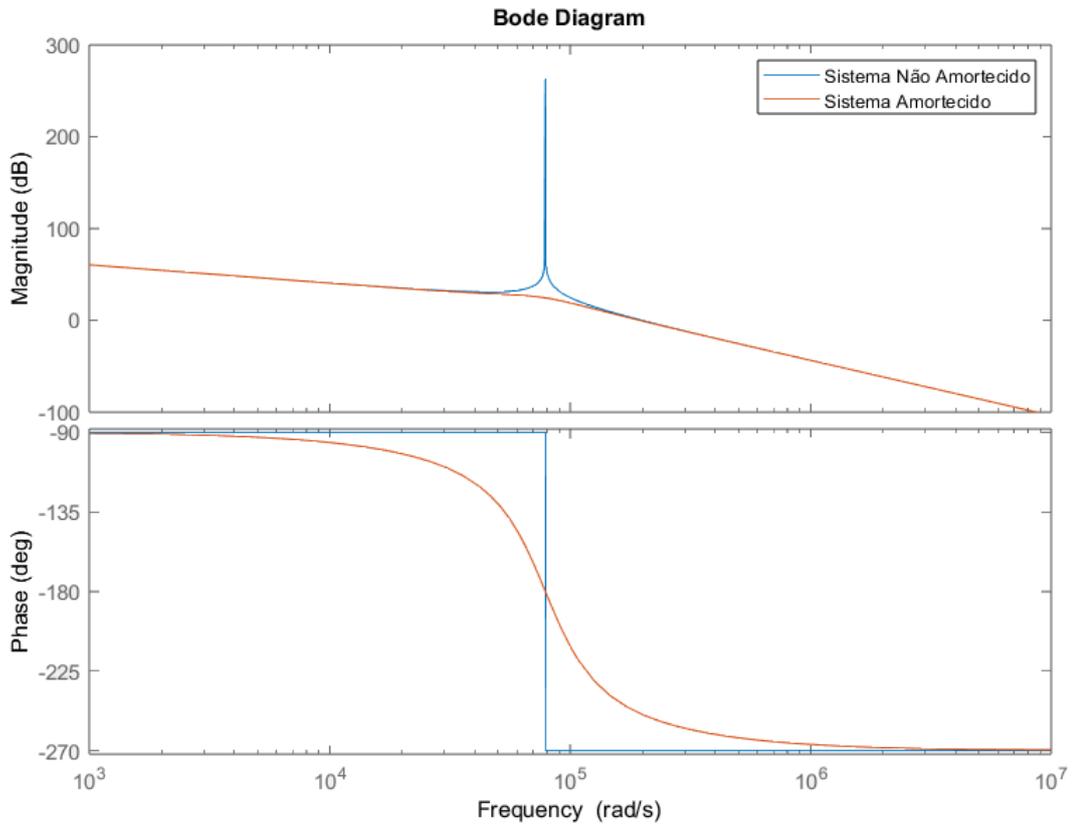
$$K = 2 \cdot 0.4 \cdot \sqrt{\frac{(201,67 \cdot 10^{-6} + 12,503 \cdot 10^{-6}) \cdot 201,67 \cdot 10^{-6}}{12,503 \cdot 10^{-6} \cdot 13,701 \cdot 10^{-6}}} = 12,7026 \quad (4.11)$$

Possuindo o valor de K, é possível utilizar a planta 3.25 obtendo assim a 4.12.

$$G_{vk}(s) = \frac{225}{3,455 \cdot 10^{-14}s^3 + 2,176 \cdot 10^{-9}s^2 + 0,0002142s} \quad (4.12)$$

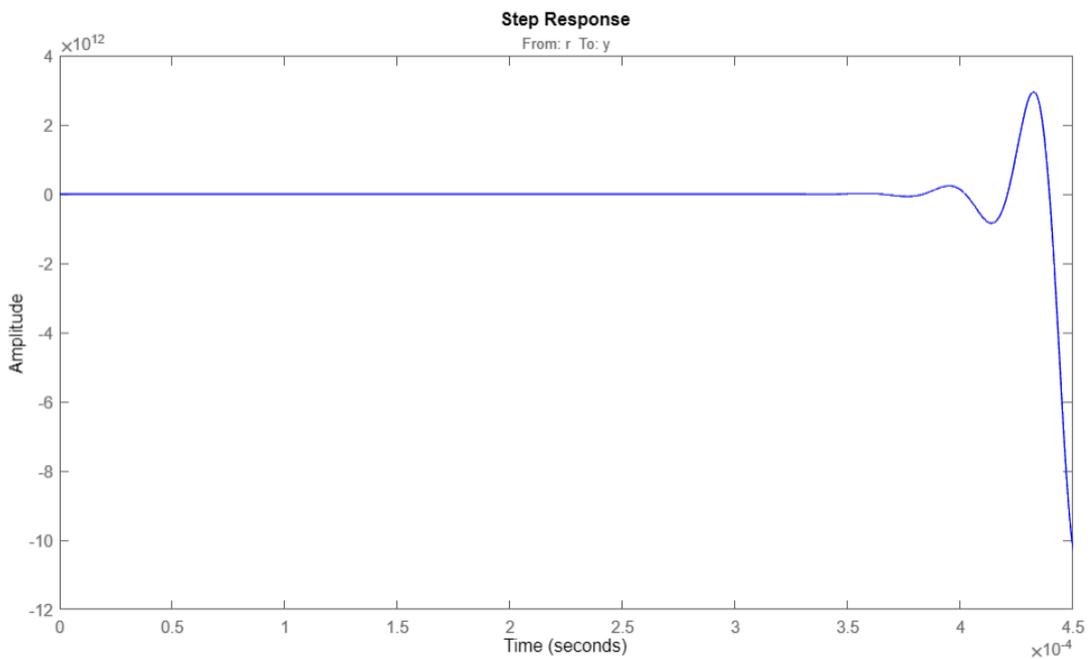
Nota-se a partir da figura 31, que apresenta o diagrama de BODE, a redução do pico de ressonância após a aplicação do amortecimento. Apesar dessa melhoria, observa-se na figura 32 a resposta em degrau desse sistema, proveniente da função de transferência 4.12. Com isso, percebe-se que essa planta ainda não apresenta um desempenho satisfatório, não conseguindo encontrar um equilíbrio. Isso evidencia a necessidade de implementar um compensador para corrigir o erro em regime permanente da corrente.

Figura 31 – Diagrama de BODE amortecido e sem amortecimento



Fonte: Autoria Própria.

Figura 32 – Resposta ao degrau unitário da planta 4.12



Fonte: Autoria Própria.

4.4 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR PI

A tabela 3 mostra todos os parâmetros, tanto os definidos para cálculo quanto os calculados.

Tabela 3 – Parâmetros

GRANDEZA	VALOR
V_{rms}	220 V
P	10 kW
ΔI_L	20%
f	60 Hz
f_s	30 kHz
X_f	0,025
V_{DC}	450 V
L_1	201,67 mH
L_2	12,50 mH
C_f	13,701 μ F
K	12,7026
M_f	45°
w_c	188,5 rad/s

Fonte: Autoria Própria

A planta que representa o controlador PI está disponível em 3.28. Essa pode ser obtida a partir dos valores encontrados do ganho proporcional e do ganho integral. Primeiramente, o ganho integral (K_i) é obtido a partir da magnitude da função de transferência resultante do produto entre a planta parcial (g_{im}) e o compensador PI parcial (PIParcial) na frequência de cruzamento (f_{cgim}). Assim, o valor de K_i é determinado como o inverso dessa magnitude. Em seguida, o ganho proporcional (K_p) é calculado a partir da multiplicação de K_i pelo tempo integral (T_i). Com isso, ambos os ganhos são calculados de forma que a estabilidade e o desempenho do controlador sejam garantidos. O código disponível na figura 38 mostra como foram obtidos os resultados e esses são vistos na figura 39.

Logo, possuindo o valor da magnitude e do tempo integral, foi possível utilizar a expressão 3.32 para encontrar o valor de K_i expresso em 4.13. Após encontrado o valor do ganho integral, foi utilizado a equação 3.33 para encontrar o valor de K_p expresso em 4.14.

$$K_i = \frac{1}{0,0041} = 242,108 \quad (4.13)$$

$$K_p = 242,108 \cdot 51,754 \cdot 10^{-6} = 0,0125 \quad (4.14)$$

Diante disso, foi possível definir a função de transferência expressa por 3.28 do compensador PI, resultando em 4.15.

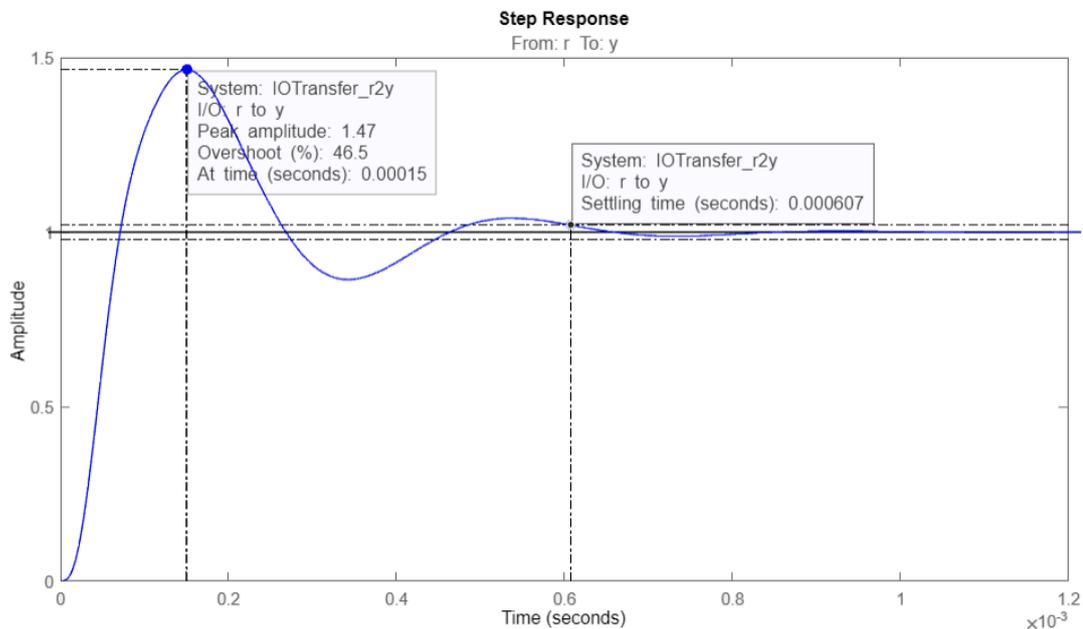
$$G_i(s) = 0,0125 + \frac{242,108}{s} \quad (4.15)$$

Possuindo o $G_i(s)$, foi multiplicado as expressões 4.15 com 4.12 para se obter a planta compensada expressa em 4.16.

$$P_{compensada} = \frac{2,819s + 544,7 \cdot 10^{-6}}{3,455 \cdot 10^{-14}s^4 + 2,176 \cdot 10^{-9}s^3 + 0,0002142s^2} \quad (4.16)$$

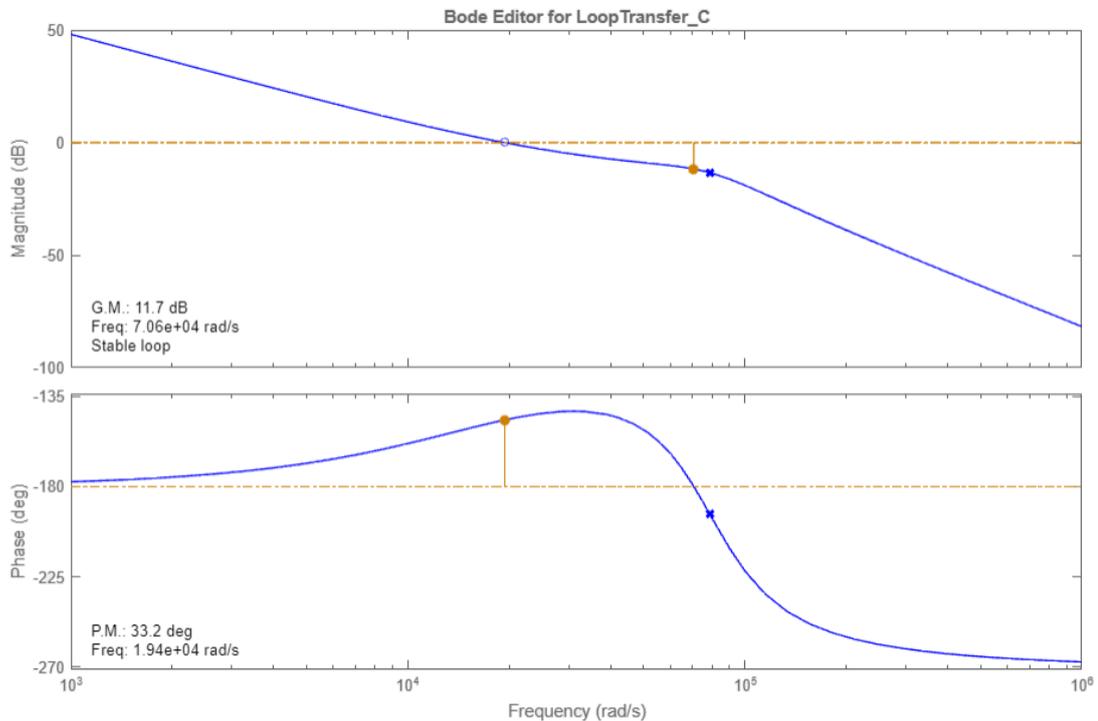
Conforme ilustrado na figura 33, o compensador PI foi eficaz em estabilizar a resposta ao degrau unitário, permitindo que o sistema reagisse de maneira satisfatória. Além disso, o diagrama de BODE apresentado na Figura 34 reforça essa análise, demonstrando resultados igualmente satisfatórios.

Figura 33 – Resposta ao degrau unitário da planta 4.16



Fonte: Autoria Própria.

Figura 34 – Diagrama de BODE da planta 4.16



Fonte: Autoria Própria.

Logo, observa-se algumas características do sistema compensado estável. Sendo um *overshoot* de 46,5% e tempo de assentamento de 0,607 ms. Além disso, nota-se que a resposta em frequência apresenta condições de projeto satisfatórias. Por fim, foi utilizado o *software* Simulink® para verificar se a porcentagem da distorção harmônica total está dentro do limite de 5%. A figura 35 exibe um *display* medindo a corrente da fase A do lado da rede, que é direcionada para o bloco THD (do inglês, *total harmonic distortion*). Esse bloco mede o quanto a forma de onda de um sinal é distorcida devido a presença de componentes harmônicas. A resultante desse bloco é multiplicada por um ganho de 100, convertendo o valor para porcentagem, resultando em 0,9225%.

Figura 35 – Porcentagem da distorção harmônica total



Fonte: Autoria Própria.

Além disso, a estratégia de controle em coordenadas dq permite que a potência ativa (P) e reativa (Q) sejam controladas diretamente pelas correntes I_d e I_q , respectivamente. A corrente I_d é responsável pela potência ativa, representando a energia que realiza trabalho útil, enquanto I_q controla a potência reativa, que está associada à

energia circulante, não consumida. No caso analisado, com Id ajustado para controlar a potência ativa e Iq para minimizar a potência reativa, o fator de potência se torna próximo de 1, idealmente.

Analisando os resultados da simulação, a potência ativa medida foi de 9952 W e a potência reativa foi de -31,12 VAR. Logo, com esses valores o fator de potência foi calculado em aproximadamente 0,99, indicando uma excelente eficiência energética, já que a maior parte da energia está sendo usada para realizar trabalho útil, e a potência reativa é quase insignificante.

5 CONCLUSÃO

Como citado, nos últimos anos, energias renováveis, como a proveniente do sol por exemplo, tem crescido muito, conseqüentemente, a necessidade de melhorias na eficiência da conversão de energia. A tecnologia V2G foi capaz de inovar, permitindo que veículos elétricos além de consumir energia, também forneçam energia de volta à rede elétrica, ajudando a estabilizá-la e a reduzir a demanda em momentos críticos. Dessa forma, esse trabalho de conclusão de curso serviu para aprimorar os conhecimentos acerca da área de eletrônica de potência, envolvendo os conversores CA-CC. Todas as simulações foram realizadas através do *software* MATLAB/Simulink®. Nessa pesquisa foram efetuados o projeto, modelagem matemática do filtro LCL, amortecimento ativo por meio da virtualização da resistência e por fim, foi utilizado um controlador proporcional integral. As considerações finais serão expressas a seguir:

O projeto do inversor trifásico bidirecional contou com uma fonte CC, seis MOS-FETs sendo dois em cada braço do inversor. O controle dos interruptores presentes nos braços desse inversor foi controlado a partir da modulação por largura de pulso senoidal. Na sequência, se fez necessário o projeto de um filtro LCL com o objetivo de minimizar as harmônicas de corrente de alta frequência. No entanto, o filtro LCL não foi suficiente para o sistema funcionar de maneira satisfatória, já que nas respostas havia um pico de ressonância e o sistema não tinha a capacidade de estabilização.

Assim, com o objetivo de mitigar o pico de ressonância, presente no diagrama de BODE da função de transferência que representa o sistema apenas com o filtro LCL, foi realizado um amortecimento ativo a partir da virtualização de uma resistência. Dessa forma, ao visualizar o diagrama de BODE que representa o sistema amortecido, nota-se que o mesmo foi capaz de mitigar o pico de ressonância, entretanto, o sistema precisa de um controlador para operar de maneira adequada. Por fim, para que o sistema seja capaz de se estabilizar, foi necessário projetar um controlador proporcional integral (PI) capaz de corrigir o erro de regime permanente. Esse controlador PI atingiu as condições de projeto na qual a frequência de cruzamento de ganho deveria estar uma década abaixo da frequência de chaveamento, além da margem de fase entre 45° e 90°.

Logo, observando os valores extraídos pelos gráficos finais, observa-se o comportamento senoidal da corrente da rede elétrica. Além disso, a Distorção Harmônica Total atingiu um valor de 0,9225%, ou seja, inferior aos 5% padronizado, mostrando assim a eficácia do projeto na minimização das componentes harmônicas indesejadas. Outrossim, analisando os resultados de potência ativa e reativa, foi constatado um fator de potência de aproximadamente 0,99, indicando uma ótima eficiência energética. Portanto, as topologias simuladas foram corretamente ajustadas, validando a precisão

das simulações e comprovando que o sistema é capaz de fornecer uma alimentação estável e eficiente, atendendo aos padrões de qualidade de energia.

REFERÊNCIAS

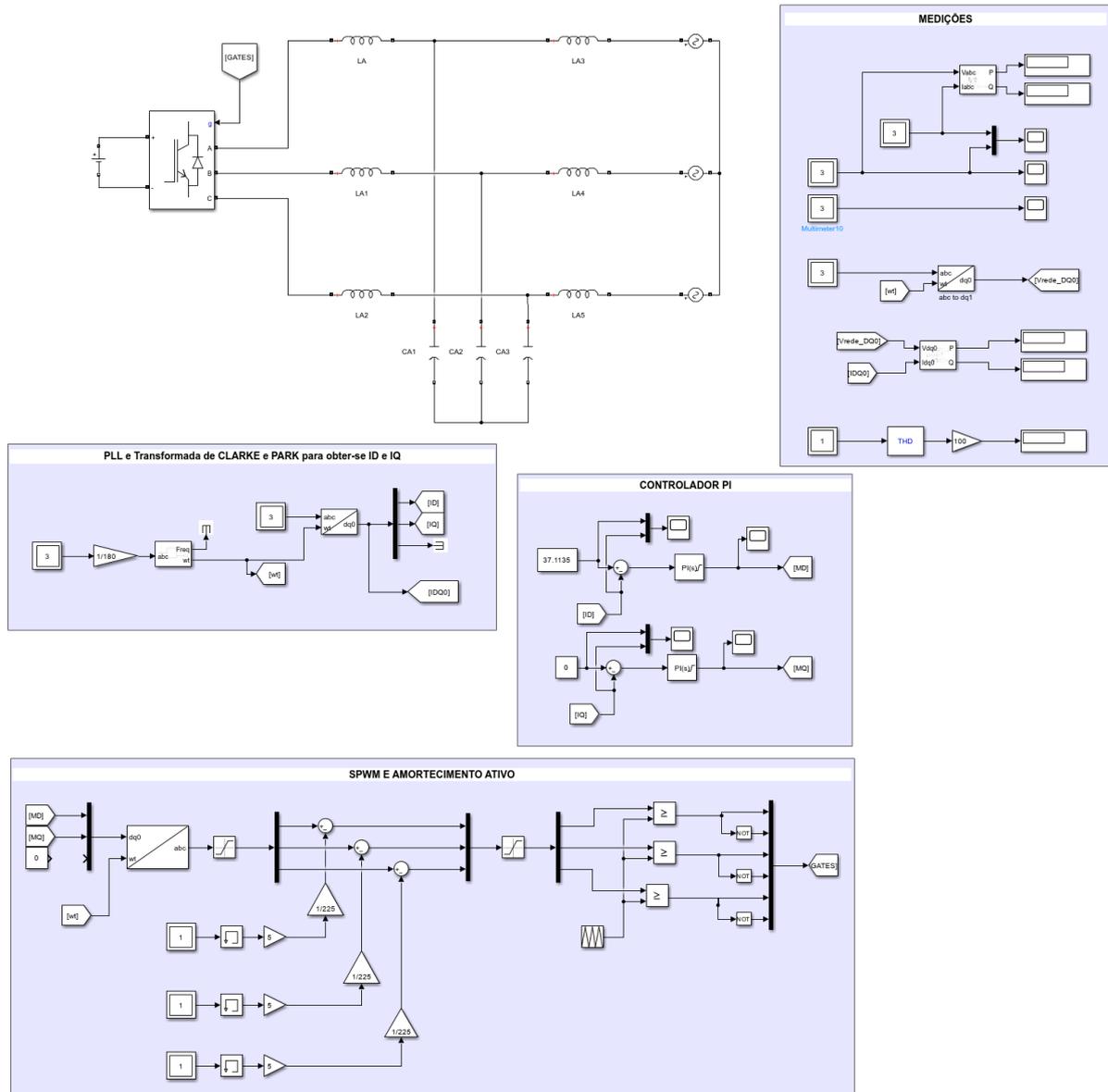
- [1] Marco Vinicio Teixeira Andrade. Módulos de potência híbridos igbt de silício e mosfet de carbeto de silício em paralelo, 2023. Disponível em: <https://www.ppgee.ufmg.br/defesas/2056M.PDF>. Acesso em: 11 ago. 2024.
- [2] Rômulo Diniz Araújo. Projeto e simulação de filtros l e lcl para interconexão de inversor npc trifásico à rede. Master's thesis, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, mar. 2012.
- [3] H. Azani, A. Massoud, L. Benbrahim, B. W. Williams, and D. Holiday. An active damping approach for pr-based current control of grid-tied vsi with lcl filter. In *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Glasgow, 2016.
- [4] Jaqueline Rinque de Sena Marim. Modelagem e simulação de inversor trifásico com malha feedforward completa para conexão à rede de distribuição, 2022. Disponível em: <https://encr.pw/NGnt0>. Acesso em: 11 ago. 2024.
- [5] João Pedro Cuthi Dias. Comentários sobre o impacto e as vantagens da energia solar no brasil. Disponível em: <https://encr.pw/mHGme>. Acesso em: 6 out. 2024.
- [6] M. P. e. T. C. Green. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1):373–380, Jan. 2003.
- [7] Camilo C. Gomes, Allan F. Cupertino, and Heverton A. Pereira. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, 81:116–135, 2018.
- [8] Growatt. Datasheet mac 30ktl3-xl, 2024. Disponível em: <https://download.aldo.com.br/pdfprodutos/Produto117718IdArquivo26574.pdf>. Acesso em: 04 out. 2024.
- [9] Nathan Bezerra Gurgel, Adriano Aron Freitas de Moura, Ailson Pereira de Moura, Ednardo Pereira da Rocha, Victor de Paula Brandão Aguiar, and Olympio Cipriano da Silva Filho. Transformações em sistemas elétricos de potência: análise das transformadas de clarke e park. *Transformações em sistemas elétricos de potência*.

-
- [10] F. Liserre, F. Blaabjerg, and S. H. Hansen. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1281–1291, Sept./Oct. 2005.
- [11] Wood Mackenzie. Gráfico de crescimento da energia solar por região (2011-2032), 2024. Disponível em: <https://encr.pw/tsisY>. Acesso em: 6 out. 2024.
- [12] Cleidimar Nardi. Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia. Master's thesis, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016. Disponível em: <http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/1872>. Acesso em: 10 out. 2024.
- [13] N. S. Norman. *Engenharia de sistemas de controle*. LTC, Rio de Janeiro, 6 edition, 2012.
- [14] Observatório do Clima. Crescimento de veículos elétricos derrubará demanda por petróleo, 2024. Disponível em: <https://encr.pw/FE0zz>. Acesso em: 11 ago. 2024.
- [15] M. A. Egido R. Orduz, J. Solorzano del Moral and E. Roman. Analytical study and evaluation results of power optimizers for distributed power conditioning in pv arrays. *Prog. Photovoltaics*, 2011.
- [16] M. H. Rashid. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. Makron, 1999. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=n9tIAAAAC>. Acesso em: 05 set. 2024.
- [17] M. H. Rashid. *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*. 2014.
- [18] Josias Bartolomeu Costa Ribeiro. Avaliação do filtro LCL interligado à rede elétrica utilizando técnicas de amortecimento passivo e ativo, 2018.
- [19] Xinbo Ruan, Xuehua Wang, Di Yao, Pei Li, Ben Chen, and Xiaoqiang Wu. *Control techniques for LCL-type grid-connected inverters*. Springer Singapore, Beijing, 2018.
- [20] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila. A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping. In *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, volume 3, pages 1552–1557, 2003.
- [21] R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg. Three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1281–1291, Sept. 2005.
- [22] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Wiley-IEEE Press, 2011.

- [23] Tsshara. O papel da ti na migração para a smart grid, 2024. Disponível em: <https://tsshara.com.br/blog/falta-de-energia/o-papel-da-ti-na-migracao-para-a-smart-grid/>. Acesso em: 09 out. 2024.
- [24] Yongheng Yang, Wenjie Chen, and Frede Blaabjerg. *Advanced control of photovoltaic and wind turbines power systems*. Springer International Publishing, Switzerland, 2014.
- [25] Yaskawa. História dos inversores de frequência, 2024. Disponível em: <https://www.yaskawa-global.com/product/inverter/history>. Acesso em: 8 out. 2024.

ANEXO A – MODELO SIMULINK® - AMORTECIMENTO ATIVO.

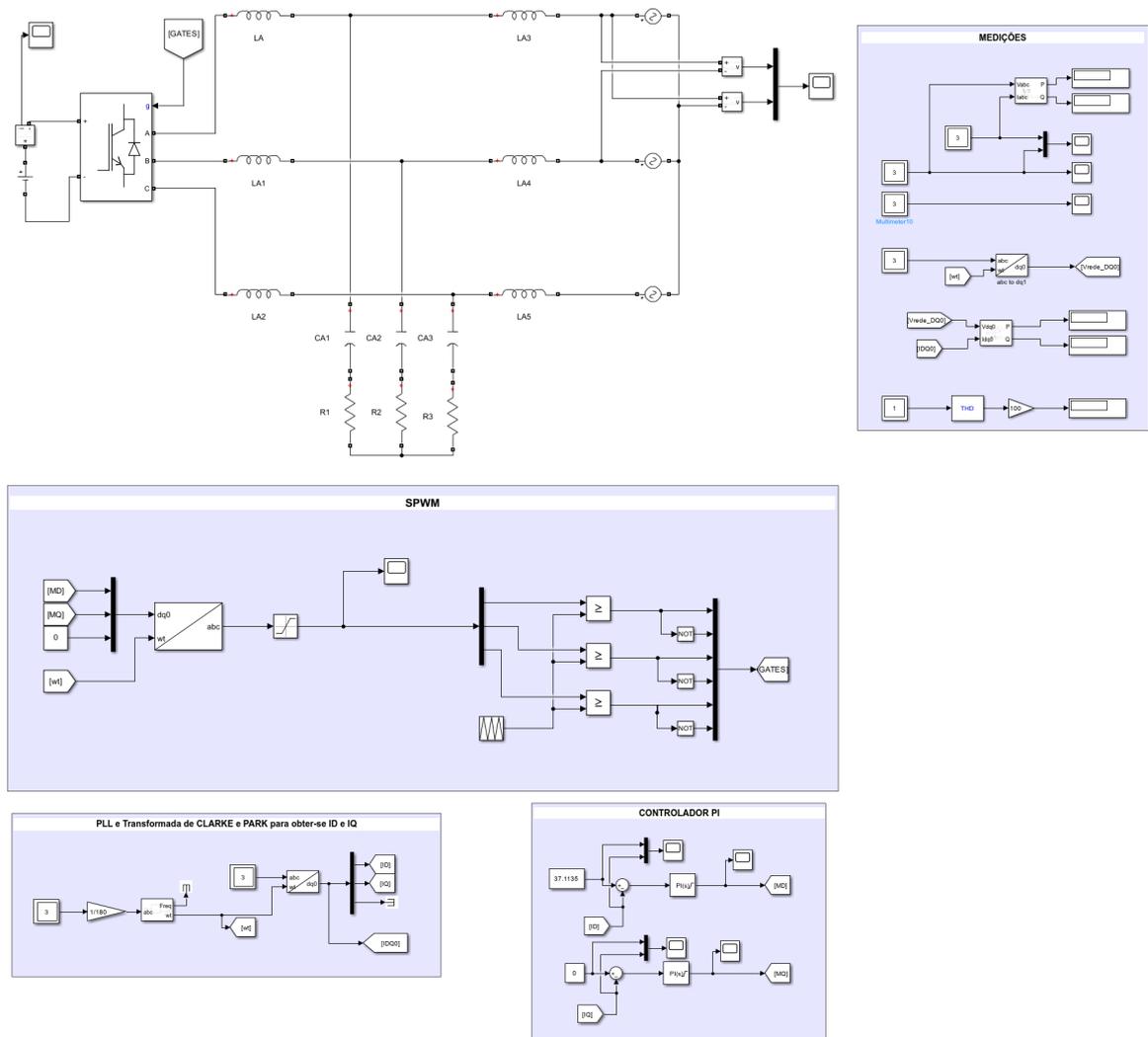
Figura 36 – Sistema com amortecimento ativo via virtualização da resistência



Fonte: Autoria Própria.

ANEXO B – MODELO SIMULINK® - AMORTECIMENTO PASSIVO.

Figura 37 – Sistema com amortecido passivo via inserção da resistência em série ao capacitor



Fonte: Autoria Própria.

ANEXO C – MODELO MATLAB - CÓDIGO PARA OBTER Ki E Kp.

Figura 38 – Código para obter Ki e Kp

```
Vbus =450/2
Lrede = L2 + L1
rlrede = 0.05
fs = 30e3
fcgim = fs/10
MFdesejada=45
gim=tf([Vbus],[Lrede rlrede])
[mag,phase]=bode(gim,2*pi*fcgim)
MF=180+phase;
fasePI=MFdesejada-MF;
ti=tand(fasePI+90)/(2*pi*fcgim)
PIparcial=tf([ti 1],[1 0])
plantaparcial=gim*PIparcial;
[mag,phase]=bode(plantaparcial,2*pi*fcgim)
kigim=1/mag
kpgim=kigim*ti
```

Fonte: Aatoria Própria.

ANEXO D – MODELO MATLAB - RESULTADOS PARA CÁLCULO DE K_i E K_p .

Figura 39 – Resultados para cálculo de K_i e K_p

```

Vbus = 225
Lrede = 2.1417e-04
rlrede = 0.0500
fs = 30000
fcgim = 3000
MFdesejada = 45
gim =

          225
-----
0.0002142 s + 0.05

Continuous-time transfer function.
Model Properties
mag = 55.7301
phase = -89.2904
ti = 5.1754e-05
PIparcial =

    5.175e-05 s + 1
-----
                    s

Continuous-time transfer function.
Model Properties
mag = 0.0041
phase = -135

```

Fonte: Autoria Própria.