

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Lucas Rossato Rocha

**ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE
APLICADAS A CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS A REDE
ATRAVÉS DO FILTRO LCL**

Santa Maria, RS
2018

Lucas Rossato Rocha

**ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A
CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS A REDE ATRAVÉS DO FILTRO
LCL**

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS) como requisito parcial para obtenção do título de **Engenheiro Eletricista**.

Orientador: Prof^o. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS

2018

Lucas Rossato Rocha

**ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A
CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS A REDE ATRAVÉS DO FILTRO
LCL**

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS) como requisito parcial para obtenção do título de **Engenheiro Eletricista**.

Aprovado em 13 de julho de 2018

Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)

(Presidente/Orientador)

Gustavo Guilherme Koch, Me. (UFSM)

Thieli Smidt Gabbi, Me. (UFSM)

Santa Maria, RS

2018

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, que sempre me motivou e me deu forças durante o curso de graduação, permitindo assim que esse trabalho pudesse ser finalizado.

Aos meus pais Julio e Bernardete, que sempre lutaram para me proporcionar a melhor educação e qualidade de vida, tornando possível superar as épocas de dificuldade e auxiliando na minha formação como pessoa. Obrigado por todo o apoio, compreensão, motivação e infinita sabedoria que me permitiram chegar ao final do curso de graduação.

À Universidade Federal de Santa Maria pela oportunidade do estudo e consulta ao seu material didático, permitindo assim a busca pelo conhecimento e desenvolvimento desse trabalho.

Ao curso de engenharia elétrica e aos professores por todas as experiências, conhecimento e oportunidade de estudo durante esses 5 anos de graduação.

Ao meu orientador, Prof^o Dr. Rodrigo Padilha Vieira, pela disponibilidade em me orientar durante o desenvolvimento desse trabalho e especialmente por todo o apoio proporcionado durante o curso de graduação. Sou grato pelo conhecimento passado e pelo grande caráter, honestidade e respeito sempre demonstrados pelo professor.

Aos meus amigos Miguel Martins, Matheus Righi, Lucas Jantsch, Giancarlo Daros, Guilherme Maschio, Leonardo Medeiros, Lucas Bonini, Tiago Ribas, Igor Vegner, Diogo Zancan, Moisés Bertoldo e Gustavo Azevedo por toda a amizade, companheirismo, compreensão, horas de estudo e lazer proporcionado nesses últimos anos. O apoio e ensinamentos obtidos pelos meus amigos, os quais levarei para a vida toda, tornou a jornada durante o curso de graduação mais fácil. Meus sinceros agradecimentos e votos para que nossa amizade dure até o final de nossas vidas.

À Regina e Dieizon por sempre estarem dispostos a auxiliar nas questões administrativas do curso, mas principalmente, por toda a amizade demonstrada durante a minha formação.

E a todos que de alguma forma contribuíram para a minha formação pessoal e profissional.

“A educação é o único caminho para o desenvolvimento.”

José Mariano da Rocha Filho

RESUMO

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS A REDE ATRAVÉS DO FILTRO LCL

AUTOR: Lucas Rossato Rocha
ORIENTADOR: Rodrigo Padilha Vieira

Este trabalho apresenta a modelagem e o estudo de uma estratégia de controle de corrente aplicadas a conversores estáticos conectados à rede elétrica através do filtro indutivo-capacitivo-indutivo (LCL). Devido a crescente preocupação em utilizar fontes de energias renováveis no mundo, existe um crescimento no uso de sistemas de geração distribuídas conectados à rede elétrica. Por causa das características presentes nesses equipamentos, como por exemplo a presença de harmônicas, inversores de potência não podem ser conectados diretamente a rede elétrica, sendo necessário um estágio de filtragem, que usualmente é feito por um filtro LCL. Tais filtros, embora apresentem boa atenuação das harmônicas provenientes dos inversores, possuem um pico de ressonância, que torna sua utilização um pouco inconveniente, pois esse pico pode vir a causar problemas na rede. De forma a atenuar o pico de ressonância do filtro e garantir que a corrente injetada na rede elétrica possua comportamento adequado, deve-se empregar um controlador de corrente. No presente trabalho, serão estudadas duas metodologias de projeto de um controlador proporcional ressonante, onde a primeira visa selecionar os parâmetros do controlador através do método do lugar das raízes e a segunda através de critérios de margem de fase e margem de ganho. Para tal, o modelo matemático do filtro e dos controladores serão obtidos no tempo contínuo e discreto, o controlador será projetado através de ambas as metodologias citadas e seus resultados serão comprovados através de simulação.

Palavras chave: Energia renovável. Conversores estáticos. Filtro LCL. Controle de corrente.

ABSTRACT

STUDY OF CURRENT CONTROL STRATEGIES APPLIED TO GRID-CONNECTED CONVERTERS WITH LCL FILTER

AUTHOR: Lucas Rossato Rocha
ADVISOR: Rodrigo Padilha Vieira

This work presents a study of a current control strategies applied to grid-connected converters with the inductive-capacitive-inductive (LCL) filter. Because of the growing concern about the use of renewable energy sources in the world, there is a growing use of distributed generation systems connected to the grid. Because of the characteristics present in such equipment, such as the presence of harmonics, power inverters cannot be directly connected to the grid, requiring a filtering stage, which is usually done by an LCL filter. These filters, although present good attenuation of the harmonics from the inverters, have a resonance peak, which makes its use a little inconvenient, since this peak can cause problems in the grid. In order to attenuate the peak resonance of the filter and to ensure that the current injected into the electrical grid has proper behavior, a current controller must be used. In the present work, two project methodologies for a proportional resonant controller will be studied, where the first one aims to select the parameters of the controller using the root locus method and the second one through phase margin and gain margin criteria. For this, the mathematical model of the filter and the controllers will be obtained in the continuous and discrete time, the controller will be projected using both methodologies and its results will be proven through simulation.

Keywords: Renewable energy. Static converters. LCL filter. Current control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Matriz Energética Brasileira	13
Figura 2 - Representação de um sistema de geração distribuída conectado à rede elétrica	14
Figura 3 – Diagrama de bode de um filtro L e LCL.....	15
Figura 4 - Sistema de geração distribuída conectada à rede através de um filtro LCL.....	15
Figura 5 – Método passivo proposto por (JULEAN, 2009)	16
Figura 6 - Circuito equivalente do filtro LCL	21
Figura 7 – Filtro LCL realizando a conexão entre o inversor e a rede elétrica	24
Figura 8 – Estados de saída do sistema no tempo contínuo	26
Figura 9 - Estados de saída do sistema no tempo discreto	26
Figura 10 – Diagrama de bode do filtro LCL ideal no tempo contínuo	28
Figura 11 - Diagrama de bode do filtro LCL não ideal no tempo contínuo	29
Figura 12 – Alteração da resposta em frequência do filtro LCL ideal devido a variação dos parâmetros da rede elétrica	30
Figura 13 - Alteração da resposta em frequência do filtro LCL não ideal devido a variação dos parâmetros da rede elétrica	31
Figura 14 - Diagrama de bode do filtro LCL ideal no tempo discreto	32
Figura 15 - Diagrama de bode do filtro LCL não ideal no tempo discreto	33
Figura 16 - Diagrama de bode de um controlador ressonante, projetado para atuar na frequência de 60 Hz ou 377 rad/s	35
Figura 17 - Sistema de controle em malha fechada com realimentação negativa.....	35
Figura 18 – Demonstração do princípio do modelo interno para segmento de referência senoidal.....	37
Figura 19 - Diagrama de bode do controlador proporcional ressonante	38
Figura 20 - Sistema em malha fechada composto pelo controlador ressonante e o filtro LCL	39
Figura 21 - Lugar das raízes do sistema em malha fechada	40
Figura 22 – Novo lugar das raízes	41
Figura 23 – Diagrama de bode do controlador projetado	42
Figura 24 – Diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL em malha aberta para indutância da rede de 0 mH	43
Figura 25 – Diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL para os diferentes valores de indutância da rede	44
Figura 26 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 0 mH	45
Figura 27 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 1 mH	45
Figura 28 - Diagrama de bode do controlador no domínio discreto.....	49
Figura 29 – Diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL no tempo discreto para indutância da rede de 0 mH	50
Figura 30 – Corrente $i_2(z)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica	50
Figura 31 – Diagrama de bode do controlador projetado	52
Figura 32 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL para indutância da rede de 1 mH.	53

Figura 33 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL para indutância da rede de 0 mH.	54
Figura 34 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL para os diferentes valores de indutância da rede.....	55
Figura 35 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 0 mH	55
Figura 36 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 1 mH	56
Figura 37 - Diagrama de bode do controlador projetado no tempo discreto	57
Figura 38 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL no tempo discreto para indutância da rede de 0 mH.....	58
Figura 39 - Corrente $i_2(z)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica	59
Figura 40 – Simulação do controlador proporcional ressonante projetado conectado ao filtro LCL.....	60
Figura 41 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL injetada na rede elétrica considerando diferentes valores para indutância da rede elétrica.....	61

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1.	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	12
1.1.1	Geração de energia elétrica no Brasil.....	12
1.1.2	Sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica.....	13
1.1.3	Filtros para conexão com a rede	14
1.1.4	Estratégias de controle aplicadas a conversores com filtro de saída do tipo LCL..	17
1.2	OBJETIVOS DO TRABALHO.....	18
1.3	APRESENTAÇÃO DO TRABALHO E CONSIDERAÇÕES	19
2	MODELAGEM MATEMÁTICA DO FILTRO LCL	20
2.1	MODELO OBTIDO A PARTIR DO CIRCUITO EQUIVALENTE.....	20
2.2	DISCRETIZAÇÃO DO MODELO OBTIDO	23
2.2.1	Obtenção das matrizes de espaço de estados	23
2.2.2	Demonstração do comportamento do sistema no tempo contínuo e discreto.....	25
2.2.3	Resposta em frequência do sistema no tempo contínuo	27
2.2.3.1	<i>Influência dos parâmetros da rede elétrica na resposta em frequência do filtro LCL</i>	29
2.2.4	Resposta em frequência do sistema no tempo discreto.....	31
2.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	33
3	MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DO CONTROLADOR RESSONANTE	34
3.1	PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE PELO MÉTODO DO LUGAR DAS RAÍZES.....	39
3.1.1	Discretização do controlador proporcional ressonante	46
3.1.1.1	<i>Discretização do controlador pelo método de Tustin with prewarped frequency</i>	46
3.1.1.2	<i>Análise da resposta em frequência do controlador no tempo discreto</i>	48
3.2	PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE UTILIZANDO CRITÉRIOS DE MARGEM DE GANHO E MARGEM DE FASE.....	50
3.3	COMENTÁRIOS SOBRE O DESENVOLVIMENTO DOS CONTROLADORES E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO.....	59
3.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	61
4	CONCLUSÃO	62
	REFERÊNCIAS	64

1 INTRODUÇÃO

O uso de fontes de energia renováveis vem apresentando crescimento nos últimos anos. Estima-se que na União Europeia, até 2020, 20% de sua matriz energética será proveniente de fontes de energia renováveis (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). No Brasil, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) vem incentivando a implementação de sistemas de geração distribuída, formados principalmente por fontes de energia fotovoltaicas. Tais incentivos estão ligados ao baixo impacto ambiental e diversificação da matriz energética do país (ANEEL, 2016).

Do ponto de vista da engenharia, algumas fontes de energia renováveis não podem ser conectadas diretamente à rede elétrica, havendo a necessidade de empregar inversores para realizar a conexão destas à rede (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). O inversor mais utilizado para realizar a conexão é o inversor modulado por largura de pulso (em inglês *Pulse Width Modulation* – PWM). A conexão entre o inversor e a rede elétrica requer um estágio de filtragem, pois o processo de modulação por largura de pulso acarreta em distorções harmônicas, que podem prejudicar a rede elétrica. O filtro indutivo – capacitivo – indutivo (LCL) vem sendo largamente utilizado para essa aplicação, uma vez que o mesmo apresenta melhor atenuação nas harmônicas provenientes da modulação PWM quando comparado ao filtro L puramente indutivo (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2013).

A inconveniência na utilização de filtros LCL para essa aplicação é a presença de um pico de ressonância, proveniente dos componentes passivos do filtro, que pode acarretar em problemas de estabilidade (JULEAN, 2009). Para corrigir tal problema, evitando assim que o filtro cause distúrbios na rede elétrica, é necessário a utilização de alguma técnica de controle, de forma a garantir que o sistema se comporte de forma adequada, dentro de uma faixa de operação aceitável.

A técnica de controle empregada será a utilização de um controlador ressonante, projetado para operar na frequência fundamental da rede. O controlador possui como característica ganho infinito na frequência de ressonância desejada, de forma a levar ao cancelamento do erro em regime permanente nesta frequência (SATO et al, 1998).

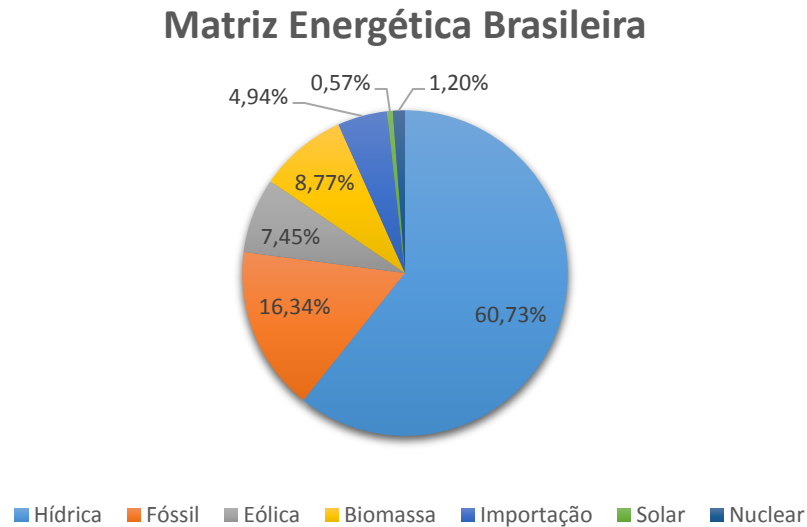
1.1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1.1 Geração de energia elétrica no Brasil

Diversas transformações têm ocorrido no setor energético brasileiro. De acordo com o Ministério de Minas e Energia (MME), em 2015, 41,2% da matriz energética do Brasil era composta por fontes de energia renováveis. Em 2017, esse indicador apresenta crescimento, atingindo 43,8% da matriz energética do país, mostrando que existe uma constante preocupação em aumentar a utilização de energia renovável no Brasil (MME, 2016; MME, 2017). A Figura 1 apresenta a matriz energética do Brasil no ano de 2018, onde verifica-se como a geração de energia no país é realizada.

A principal energia renovável utilizada no Brasil é a energia proveniente de recursos hídricos. Tal geração não requer o uso de inversores para realizar sua conexão à rede, pois a mesma funciona através de turbinas, gerando energia alternada que pode ser injetada diretamente na rede elétrica. Entretanto, isso não ocorre com fontes de energia solar e eólica, por exemplo. Sua geração requer a conversão de tensão em corrente alternada, realizada através de um estágio inversor, de tal forma que a potência elétrica proveniente dessas fontes possa ser aproveitada na rede elétrica. Usualmente, energia eólica é utilizada para fornecer grandes potência ao sistema, ao passo que energia solar vem sendo aplicada para a geração residencial. Tais fontes correspondem a 7,454% e 0,565% da matriz energética brasileira, respectivamente.

Figura 1 - Matriz Energética Brasileira

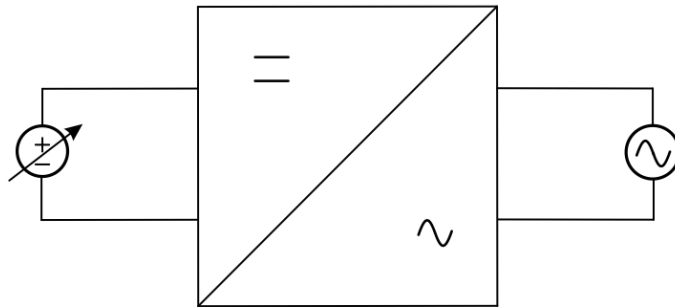


Fonte: ANEEL, 2018.

1.1.2 Sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica

O uso de conversores conectados à rede vem apresentando crescimento, devido à crescente preocupação em utilizar cada vez mais energia gerada por fontes renováveis. (KANTAR; USLER; HAVA, 2013). Também chamado de geração distribuída no Brasil, tal sistema é formado pelo gerador, que pode ser um gerador eólico ou fotovoltaico e o inversor CC-CA, responsável por converter a energia gerada, de corrente contínua, para corrente alternada, permitindo assim que a potência gerada possa ser utilizada na rede elétrica. Esses sistemas vêm sendo largamente utilizados no mundo, como forma de minimizar impactos ambientais causados por fontes de energia não renováveis. (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). A Figura 2 apresenta, por diagrama de blocos, um sistema de geração distribuída. À esquerda está a geração de energia em corrente contínua, no centro o inversor CC-CA responsável por realizar a conexão da geração com a rede elétrica, que está representada à direita. Usualmente, é utilizado modulação PWM para gerar tensão alternada através do inversor de potência.

Figura 2 - Representação de um sistema de geração distribuída conectado à rede elétrica



Fonte: Autor. Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011

1.1.3 Filtros para conexão com a rede

Para realizar a conexão dos inversores à rede, um estágio de filtragem é necessário, uma vez que a tensão alternada, proveniente de tais conversores, apresenta alto conteúdo harmônico, o qual pode prejudicar o sistema elétrico. Além disso, é preciso respeitar as normas internacionais que estabelecem os níveis adequados de conteúdo harmônico que podem ser injetados na rede.

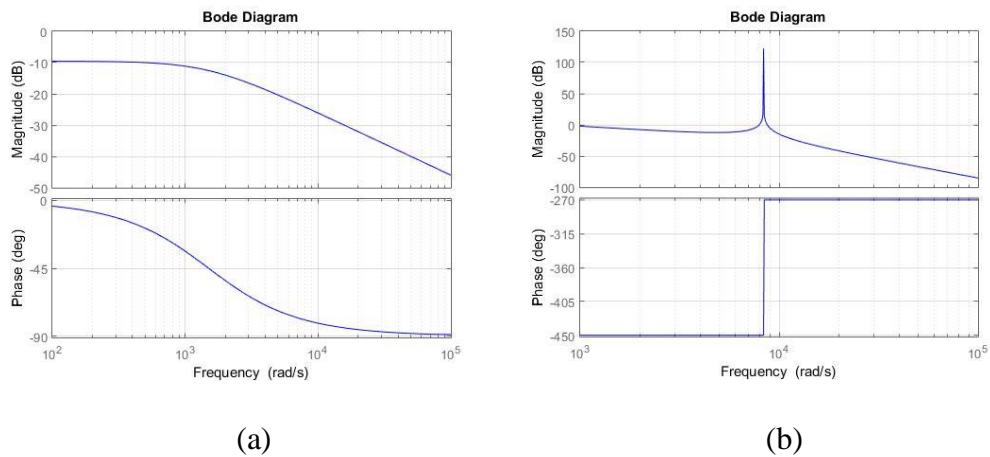
Uma aplicação relativamente simples seria a utilização de um filtro indutivo L. De topologia simples (primeira ordem), esses filtros apresentam atenuação de -20 dB/década (MACCARI, 2015), o que faz com que os mesmos não sejam muito adequados para compensar as harmônicas de frequências mais altas (MARTINS, 2018). Devido a esse fato, filtros L necessitam de um valor elevado de indutância para garantir boa atenuação em uma determinada frequência e necessitam de alta frequência de comutação do inversor para prover potência ao sistema com baixa circulação de reativos (ANDRETA, 2014; MARTINS, 2018). Portanto, filtros do tipo L são pouco utilizados em aplicações de alta potência, devido a sua baixa robustez e elevado custo e volume.

Em contrapartida, filtros LCL são mais utilizados para atenuar componentes harmônicos provenientes da modulação PWM. Por serem de ordem mais elevada (terceira ordem), apresentam a vantagem de possuir atenuação de -60 dB/década. Comparado aos filtros L, o mesmo apresenta tamanho e custo reduzido, quando utilizados para a mesma aplicação (MASSING, 2013). Em contrapartida, os filtros LCL apresentam um pico de ressonância, que

é proveniente dos componentes passivos do mesmo, que pode causar instabilidade ou até mesmo cancelar a filtragem do sistema.

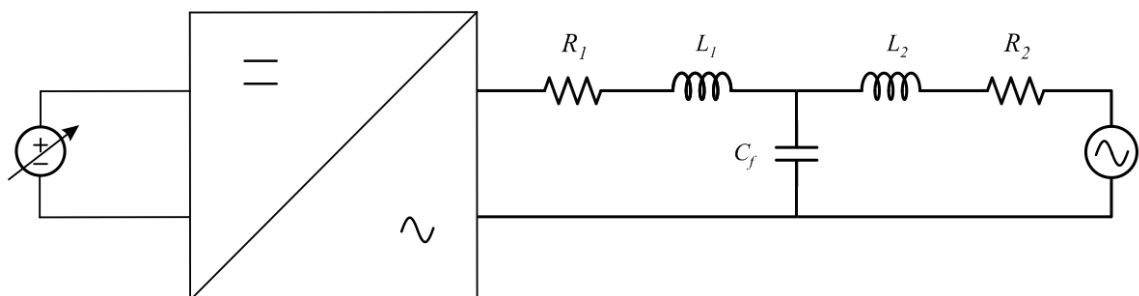
A Figura 3 apresenta os diagramas de bode de um filtro L e LCL, respectivamente, onde pode-se verificar que o filtro LCL apresenta atenuação maior quando comparado ao filtro L. A Figura 4 apresenta um filtro LCL que realiza a conexão entre o inversor e a rede. Os componentes do filtro são representados por L_1 , L_2 e C_f , ao passo que R_1 e R_2 representam a resistências dos condutores. A resistência em série do capacitor é muito pequena se comparada aos elementos do filtro e pode ser desprezada.

Figura 3 – Diagrama de bode de um filtro L e LCL



Fonte: Autor.

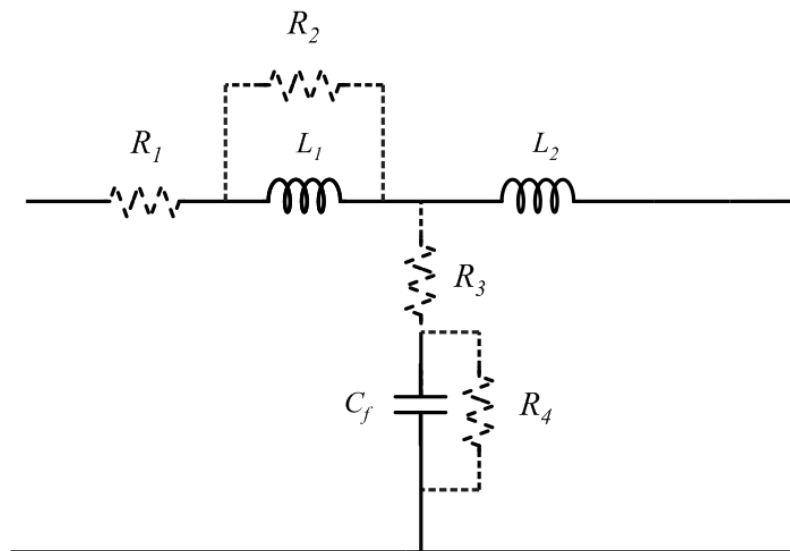
Figura 4 - Sistema de geração distribuída conectada à rede através de um filtro LCL



Fonte: Autor. Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011

Julean (2009) propõe dois métodos para reduzir o pico de ressonância de filtros LCL. O primeiro método, chamado de amortecimento passivo, consiste em inserir resistências em série ou paralelo com as indutâncias ou capacitância do filtro, conforme Figura 5. A vantagem em sua utilização é o custo baixo dos componentes. Entretanto, as perdas causadas pelos componentes passivos inseridos serão elevadas, pois são da ordem do quadrado do somatório de todas as harmônicas que passam pelo filtro. Assim, sua utilização não é indicada para aplicações de alta potência.

Figura 5 – Método passivo proposto por (JULEAN, 2009)



Fonte: Autor. Adaptado de JULEAN, 2009

Também chamado de amortecimento ativo, o segundo método consiste em alterar os parâmetros do sistema, através de elementos ativos para realizar a compensação do pico de ressonância e do deslocamento de fase causado pelo filtro LCL. Várias abordagens são apresentadas em (JULEAN, 2009) para reduzir o pico de ressonância do sistema, como o método da resistência virtual, que consiste em usar um sistema digital que simula a inserção de uma resistência em série ou paralelo com os elementos do filtro.

Outra abordagem proposta em (JULEAN, 2009) é o método do filtro Notch, que consiste em adicionar um filtro em série com a referência de tensão do modulador. A ideia básica desse método é adicionar um pico negativo, chamado de Notch, no sistema e projetar esse pico para atuar na mesma frequência de ressonância do filtro LCL, de tal forma que ambos os picos se

cancelarão. Métodos de amortecimento ativos são mais seletivos em suas ações, não produzem perdas, porém são muito suscetíveis à incertezas paramétricas (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

1.1.4 Estratégias de controle aplicadas a conversores com filtro de saída do tipo LCL

A maior parte dos inversores de potência possuem uma malha interna de controle de corrente para conexão com a rede elétrica. Dependendo da estratégia aplicada nessa malha, algumas características do inversor podem ser alteradas, tais quais o seguimento adequado à referência, rejeição a perturbações, estabilidade, resposta dinâmica e simplicidade de implementação (ANDRETA, 2014).

O estudo de técnicas e metodologia de desenvolvimento de controladores utilizados em inversores vem sendo desenvolvido a algum tempo (MANO, 2010). Tais técnicas variam desde métodos simples até complexos métodos analíticos (ANDRETA, 2014). Tratando-se de controladores clássicos, é possível combinar as ações proporcional, derivativa e integral para formar diversos tipos de controladores, tais quais P, I, PI, PID e PD (ANDRETA, 2014). A ação PID é um dos métodos de controle mais difundidos na indústria, principalmente em sistemas UPS (*Uninterruptible Power Supplies*), os quais são projetados para entregar tensão e corrente constantes a cargas críticas (MANO, 2010).

Métodos de controle preditivos também podem ser encontrados na literatura. O controlador *Deatbeat* é largamente utilizado para essa aplicação. Seu funcionamento está fundamentado em utilizar o modelo matemático do filtro e da rede para prever o comportamento futuro do sistema. Para tal, é realizada a derivada discreta do modelo do sistema, que permitirá que determinar quais efeitos ocorrerão durante a utilização de ações de controle específicas (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). O objetivo em utilizar-se desse tipo de estratégia de controle é encontrar a tensão que deve ser aplicada pelo conversor, de modo que a corrente injetada na rede elétrica seja igual à referência, ao fim do intervalo de tempo seguinte (ANDRETA, 2014). Entre suas vantagens, destaca-se que o controlador *Deatbeat* é o controlador mais rápido a anular o erro, necessitando apenas de dois períodos de amostragem para tal (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Entretanto, por ser altamente dependente dos modelos do sistema, a qualidade do controlador está largamente atrelada à qualidade do modelo matemático do sistema. Para a obtenção de bons resultados, é necessário incluir no modelo não linearidades

bastante significantes, como incertezas paramétricas, impedância dos componentes e tempo de atraso para implementação digital (ANDRETA, 2014).

Ainda que o uso de controladores ressonantes tenha ocorrido de forma mais recente na eletrônica de potência, sua utilização foi proposta há algum tempo na literatura como forma de facilitar a estratégia de controle. Segundo Sato et al (1998), o controlador ressonante pode ser utilizado sem a necessidade de haver a detecção dos valores de tensão da fonte e os parâmetros do circuito utilizado para gerar tal tensão. Além disso, esse método de controle pode ser aplicado em retificadores utilizados em inversores PWM, aos quais a frequência de comutação é mantida constante e também é indicado para retificadores com modulação PWM de alta potência. O controlador ressonante é caracterizado por apresentar ganho infinito a frequência ω , também chamada de frequência de ressonância. Seu funcionamento deriva do princípio do modelo interno, o qual mostra que, num sistema em malha fechada, a saída do modelo a ser controlado segue a referência na entrada com erro nulo em regime permanente, se o sistema satisfaz as seguintes condições: o sistema em malha fechada é assintoticamente estável e a função de transferência em malha aberta do sistema contém o modelo matemático que pode gerar o sinal de referência desejado (FUKUDA; YODA, 2001). Portanto, se o objetivo da estratégia de controle é seguir e rejeitar sinais periódicos que podem ser decompostos em sinais senoidais, é possível obter um controlador que contém um par de polos no eixo imaginário exatamente à mesma frequência que se deseja seguir ou rejeitar (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011), de tal forma que a equação que representa um controlador ressonante no domínio da frequência pode ser obtida através da Transformada de Laplace de um sinal senoidal ou cossenoidal, conforme apresentado na equação (1).

$$C(s) = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (1)$$

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O presente trabalho tem como objetivo geral projetar um controlador ressonante para atuar no controle da corrente injetada na rede elétrica através um filtro LCL. Para calcular os parâmetros necessários do controlador, serão utilizadas duas metodologias de projeto distintas, sendo a primeira o método do lugar das raízes e a segunda através de critérios de margem de

fase e margem de ganho. Como objetivo específico, ambos os projetos serão efetuados de forma a garantir que a corrente injetada na rede apresente erro nulo em regime permanente, o sistema apresente boa robustez e confiabilidade e haja atenuação do pico de ressonância do filtro LCL.

1.3 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO E CONSIDERAÇÕES

O presente capítulo apresentou o panorama geral e os problemas envolvidos na utilização de filtros LCL para realizar a conexão de inversores à rede elétrica. Foi apresentado também o objetivo do trabalho e a revisão bibliográfica, contendo a fundamentação teórica envolvida no desenvolvimento deste trabalho.

No capítulo 2, será realizada a modelagem matemática do sistema, obtida através do circuito equivalente do modelo. Serão desenvolvidas as equações diferenciais que regem o sistema e as mesmas serão reescritas no domínio discreto, com o objetivo de demonstrar como funcionaria o sistema por implementação de controle digital.

O capítulo 3 será dedicado ao projeto do controlador. Após a modelagem matemática, o controlador será conectado ao sistema através de simulação, afim de comprovar sua eficácia para tal aplicação. Após o desenvolvimento do controlador, os resultados da simulação serão expostos no capítulo. Por fim, no capítulo 4 as conclusões do trabalho serão expostas, bem como algumas sugestões de possíveis trabalhos futuros.

2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO FILTRO LCL

O presente trabalho tem como objetivo projetar e analisar um controlador ressonante, de modo a garantir que um sistema de geração distribuída conectado à rede elétrica através de um filtro LCL apresente comportamento adequado. Para tal, é necessário obter um modelo matemático adequado do sistema a ser controlado. Para fins de controle, será considerado que o inversor está conectado a um barramento CC, ou seja, a tensão gerada pelo sistema geração-inversor será sempre considerada ideal. Assim, o trabalho será focado em garantir que a corrente injetada pelo inversor e que passa pelo filtro LCL apresente amplitude e defasagem adequados, em relação à rede elétrica. Por fim, na Tabela 1 são apresentados os parâmetros do filtro LCL.

Tabela 1 – Parâmetros do filtro LCL

Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
L_2	0,3 mH
C_f	62 μ F
R_1	0,4 Ω
R_2	0,4 Ω

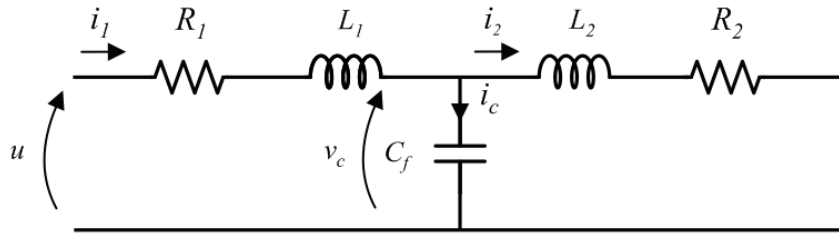
Fonte: Autor

2.1 MODELO OBTIDO A PARTIR DO CIRCUITO EQUIVALENTE

O circuito da Figura 6 será utilizado para obter a função de transferência do filtro LCL. Como o objetivo do sistema é controlar a corrente injetada pelo inversor, a saída do sistema será a corrente i_2 , dada a tensão de entrada u , de forma que a função de transferência no domínio da frequência é expressa na equação (2):

$$TF(s) = \frac{i_2(s)}{u(s)} \quad (2)$$

Figura 6 - Circuito equivalente do filtro LCL



Fonte: Autor. Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011

Aplicando as Leis de Kirchhoff, pode-se obter as expressões a seguir:

$$i_1(s) = i_c(s) + i_2(s) \quad (3)$$

$$u(s) - v_c(s) = i_1(s)(sL_1 + R_1) \quad (4)$$

$$v_c(s) = \frac{i_c(s)}{sC} \quad (5)$$

$$v_c(s) = i_2(s)(sL_2 + R_2) \quad (6)$$

Comparando (5) e (6), obtém-se:

$$v_c(s) = i_2(s)(sL_2 + R_2) = \frac{i_c(s)}{sC} \quad (7)$$

Portanto,

$$i_2(s)(sL_2 + R_2) = \frac{i_c(s)}{sC} \quad (8)$$

$$i_c(s) = i_2(s)(s^2CL_2 + sCR_2) \quad (9)$$

Reorganizando os termos de (4) e considerando as equações (3), (7) e (9), têm-se também:

$$u(s) = v_c(s) + i_1(s)(sL_1 + R_1) \quad (10)$$

$$u(s) = i_2(s)(sL_2 + R_2) + (i_2(s) + i_2(s)(s^2CL_2 + sCR_2))(sL_1 + R_1) \quad (11)$$

Desenvolvendo os termos da equação (11), obtém-se a função de transferência do filtro LCL, expressa em (15):

$$u(s) = i_2(s)(sL_2 + R_2) + i_2(s)(sL_1 + R_1) + i_2(s)(s^3CL_1L_2 + s^2CL_1R_2 + s^2CL_2R_1 + sCR_1R_2) \quad (12)$$

$$\frac{u(s)}{i_2(s)} = sL_2 + R_2 + sL_1 + R_1 + s^3CL_1L_2 + s^2CL_1R_2 + s^2CL_2R_1 + sCR_1R_2 \quad (13)$$

$$\frac{u(s)}{i_2(s)} = s^3CL_1L_2 + s^2C(L_1R_2 + L_2R_1) + s(CR_1R_2 + L_2 + L_1) + R_2 + R_1 \quad (14)$$

$$\frac{i_2(s)}{u(s)} = \frac{1}{s^3CL_1L_2 + s^2C(L_1R_2 + L_2R_1) + s(CR_1R_2 + L_2 + L_1) + R_2 + R_1} \quad (15)$$

A partir da função de transferência, a frequência de ressonância do filtro LCL ideal (com resistências desprezíveis) pode ser facilmente obtida, basta encontrar as raízes do denominador.

$$s^3CL_1L_2 + s(L_1 + L_2) = 0 \quad (16)$$

$$s^2CL_1L_2 + L_1 + L_2 = 0 \quad (17)$$

$$s = \sqrt{-\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (18)$$

$$s = j\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (19)$$

Lembrando que $s = j\omega$:

$$j\omega = j\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (20)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (21)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (22)$$

2.2 DISCRETIZAÇÃO DO MODELO OBTIDO

Uma vez que o controlador ressonante foi proposto como um elemento livre de perdas elétricas, o mesmo não pode ser implementado por circuitos analógicos, pois é inviável a obtenção de tal circuito sem perdas (SATO et al, 1998). Logo, é necessário que a função de transferência que representa o filtro LCL seja escrita no tempo discreto. Com o intuito de facilitar a análise, a função de transferência associada ao filtro LCL será representada por espaço de estados no tempo contínuo, organizadas na forma matricial expressa em (23) e (24). A seguir, será realizada a discretização das matrizes de espaço de estados por um retentor de ordem zero (*Zero horder holder – ZOH*). Para realizar tal análise, o filtro LCL será conectado à rede elétrica (Figura 7) e a mesma será considerada como um distúrbio, pois em nenhum momento poderá ser exercido qualquer tipo de controle sobre a rede.

2.2.1 Obtenção das matrizes de espaço de estados

As equações que representam o sistema por espaço de estados são apresentadas a seguir.

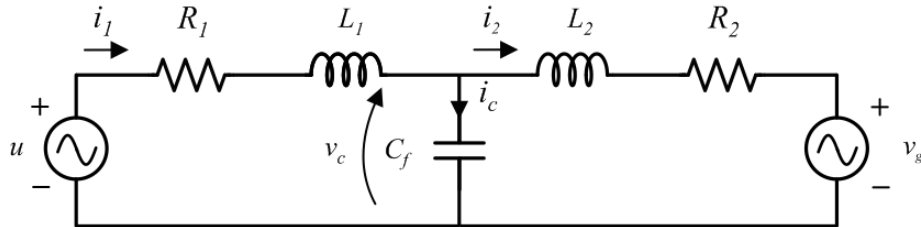
$$\dot{x}(t) = [A]x(t) + [B]v(t) + [H]e(t) \quad (23)$$

$$y(t) = [C]x(t) \quad (24)$$

Na representação por espaço de estados, a matriz $[A]$ é a matriz de estado e $[B]$ e $[H]$ são matrizes de entrada. Observa-se que a corrente $i_1(t)$ do lado do inversor, a tensão no capacitor $v_c(t)$ e a corrente $i_2(t)$ injetada na rede constituem o vetor de estados $x(t)$. Através da escolha adequada da matriz $[C]$, pode-se determinar qual estado do sistema será expresso na saída $y(t)$ do mesmo (MARTINS, 2018). Escolhendo $[C] = [1 \ 0 \ 0]$, a saída do sistema será a corrente $i_1(t)$, do lado do inversor. Escolhendo $[C] = [0 \ 1 \ 0]$, a saída do sistema será a tensão $v_c(t)$ no capacitor

e por fim, escolhendo $[C] = [0 \ 0 \ 1]$, a saída do sistema será a corrente $i_2(t)$, injetada da rede elétrica.

Figura 7 – Filtro LCL realizando a conexão entre o inversor e a rede elétrica



Fonte: Autor. Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011

Afim de determinar os elementos das matrizes $[A]$ e $[B]$, é necessário obter as equações diferenciais que descrevem o sistema em tempo contínuo. Aplicando as Leis de Kirchhoff no circuito da Figura 7, tais equações são escritas e as matrizes $[A]$, $[B]$ e $[H]$ são desenvolvidas.

$$\frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}i_1(t) - \frac{1}{L_1}v_c(t) - \frac{1}{L_1}u(t) \quad (25)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_1(t) - \frac{1}{C}i_2(t) \quad (26)$$

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{1}{L_2}v_c(t) - \frac{R_2}{L_2}i_2(t) - \frac{1}{L_2}v_g(t) \quad (27)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix}; \quad (28)$$

A partir das matrizes de estado que representam o filtro LCL, o mesmo é escrito em tempo discreto a partir de um período de discretização T_s de $\frac{1}{12000}$ s e as matrizes em tempos discreto são obtidas conforme segue.

$$x_{(k+1)T_s} = [A_D]x_{(k)} + [B_D]u_{(k)} + [H_D]e_{(k)} \quad (29)$$

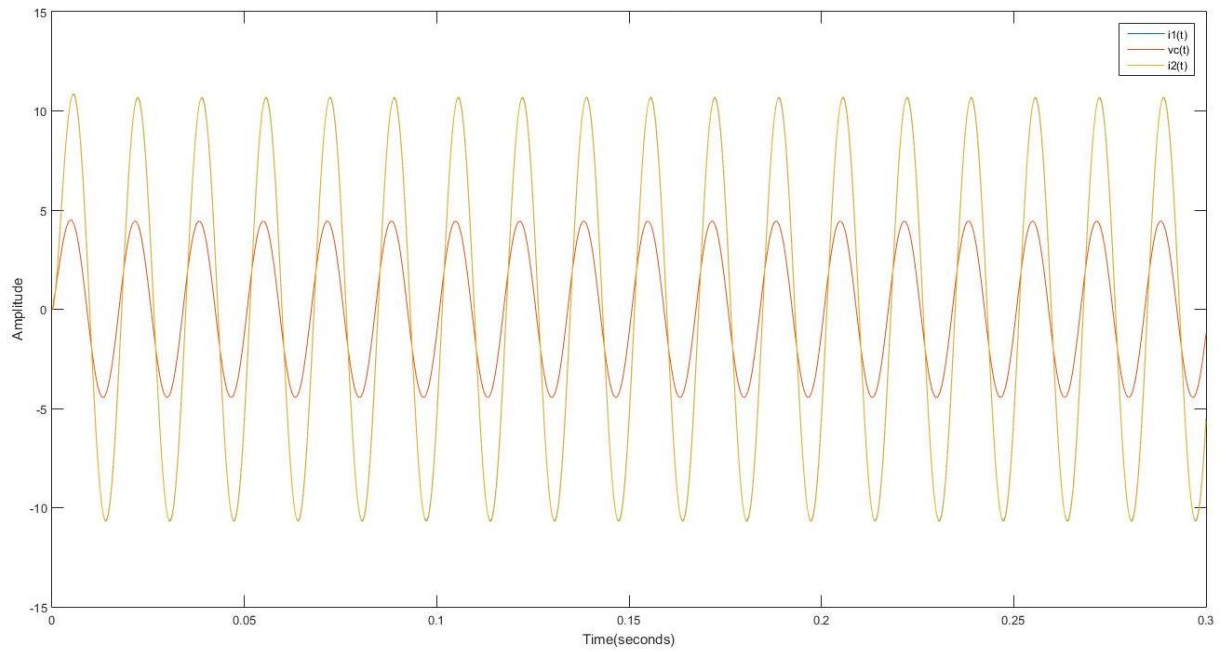
$$y_{(k)} = [C]x_{(k)} \quad (30)$$

$$A = e^{[A]T_s}; B = \int_0^{T_s} e^{[B](T_s-\tau)} d\tau; H = \int_0^{T_s} e^{[H](T_s-\tau)} d\tau \quad (31)$$

2.2.2 Demonstração do comportamento do sistema no tempo contínuo e discreto

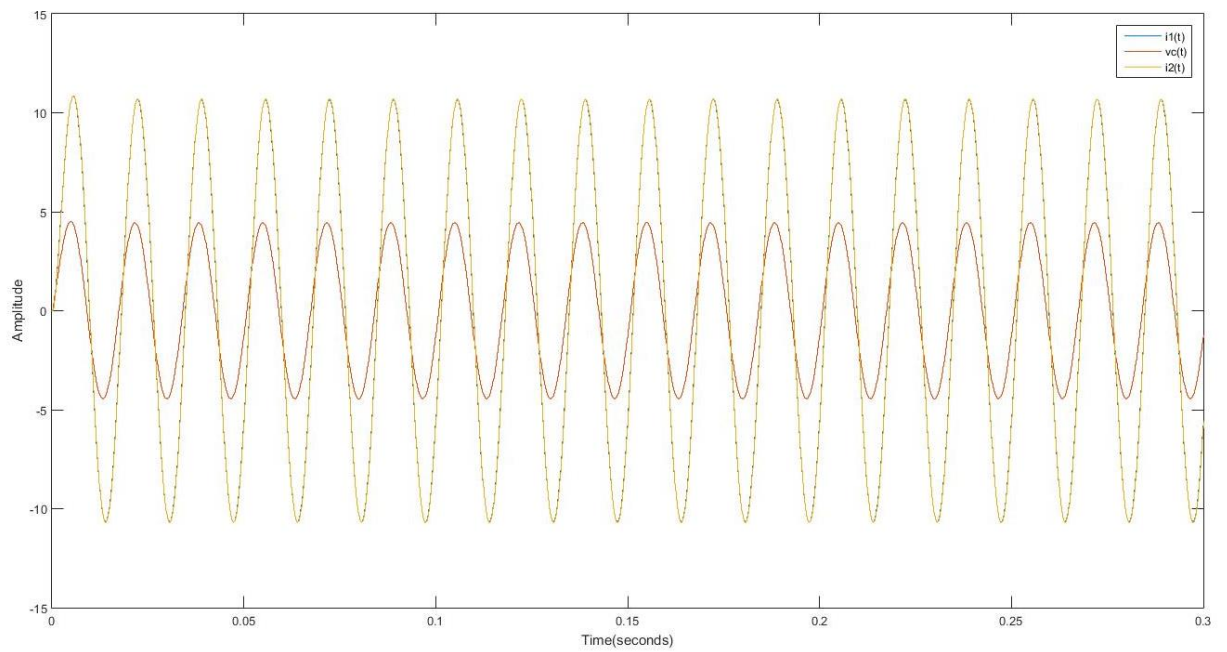
Para fins de demonstração, o sistema foi simulado no tempo contínuo e discreto, utilizando o software MATLAB®. Na entrada do sistema foi utilizado um sinal senoidal $u = 10 \sin(2\pi 60t)$ simulando a tensão gerada pelo inversor e os três estados do sistema foram obtidos. Inicialmente, a análise é feita desconsiderando o distúrbio, que representa a tensão da rede. A Figura 8 apresenta os estados do sistema no tempo contínuo, ao passo que a Figura 9 apresenta os estados no tempo discreto, onde verifica-se que suas respostas são equivalentes, concluindo que a discretização foi realizada adequadamente.

Figura 8 – Estados de saída do sistema no tempo contínuo



Fonte: Autor.

Figura 9 - Estados de saída do sistema no tempo discreto



Fonte: Autor.

Através da análise das Figura 8 e Figura 9, pode-se concluir que o sistema no tempo discreto apresenta comportamento equivalente ao sistema no tempo contínuo, comprovando que o método utilizado para discretizar o sistema foi selecionado de forma adequada.

2.2.3 Resposta em frequência do sistema no tempo contínuo

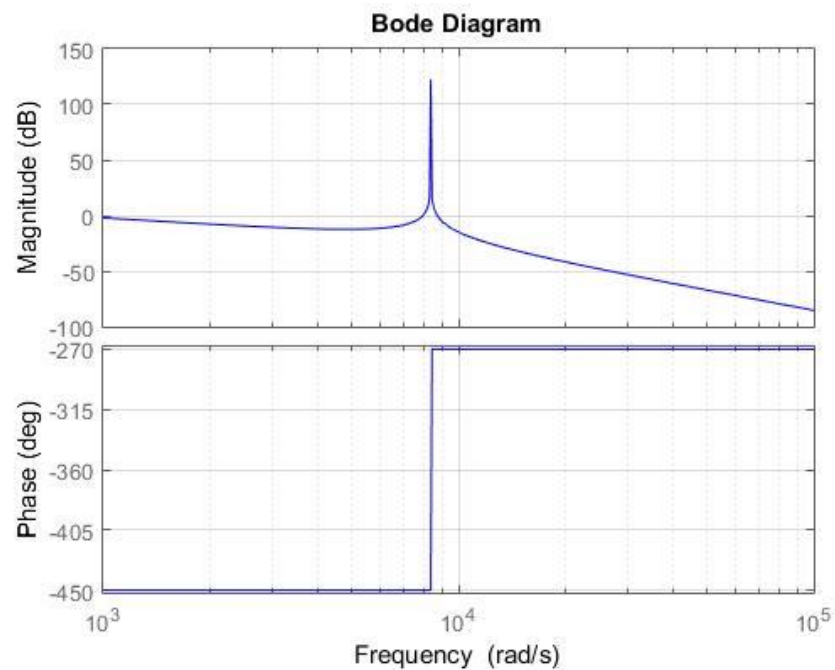
Para proceder com a análise em frequência do filtro, é necessário obter a função de transferência no tempo contínuo do mesmo. Considerando que a saída do sistema será a corrente $i_2(t)$ injetada da rede elétrica, define-se a matriz $[C] = [0 \ 0 \ 1]$ e através da equação (32) a função de transferência do filtro é obtida é expressa em (33), corroborando a equação obtida anteriormente em (15).

$$\frac{i_2(s)}{v(s)} = [C](sI - [A])^{-1}[B] \quad (32)$$

$$\frac{i_2(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^3CL_1L_2 + s^2C(L_1R_2 + L_2R_1) + s(CR_1R_2 + L_1 + L_2) + R_1 + R_2} \quad (33)$$

Para a análise da resposta em frequência do sistema, serão utilizados os valores de elementos de circuito expressos ao final do capítulo 1. Inicialmente, a resposta em frequência do sistema será apresentada considerando o filtro ideal. Nota-se pelo diagrama de bode apresentado na Figura 10 que o filtro apresenta frequência de ressonância de 8360,17183 rad/s ou 1330,56267 Hz e atenuação de -60 dB/década para frequências superiores a frequência de ressonância, além de ganho elevado para frequências ao redor da frequência de ressonância.

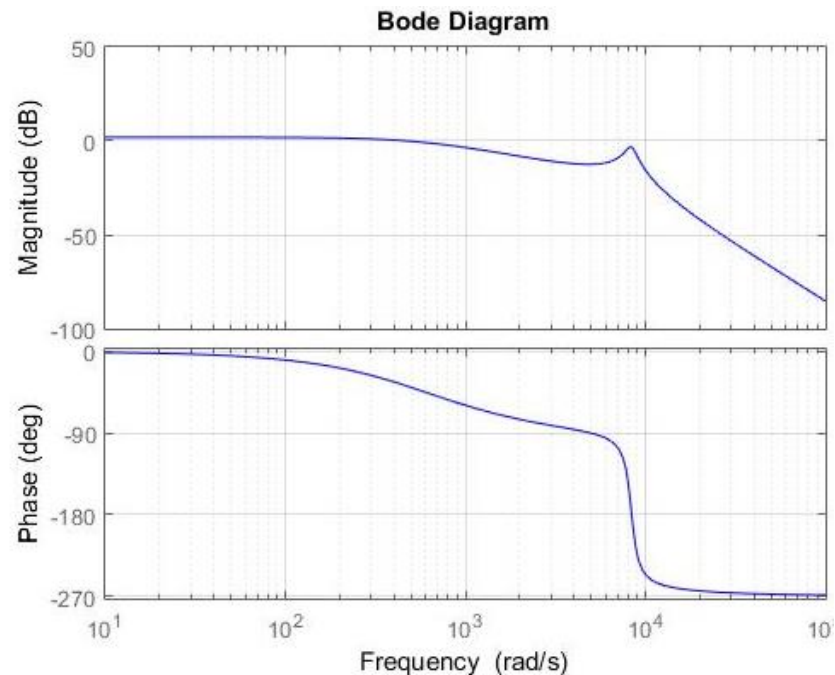
Figura 10 – Diagrama de bode do filtro LCL ideal no tempo contínuo



Fonte: Autor.

Conforme citado no capítulo 1 do presente trabalho, Julean (2009) propôs uma técnica chamada de amortecimento passivo para atenuar o pico de ressonância do filtro LCL, onde o mesmo sugere inserir resistências em série com os elementos do filtro. Se for considerado agora que o filtro LCL não é ideal, ou seja, o mesmo apresenta resistência em seus condutores, sua resposta em frequência se altera, como visto na Figura 11. A frequência de ressonância e frequências ao redor não apresentam um ganho tão elevado e o filtro continua apresentando atenuação de -60 dB/década para frequências superiores à frequência de ressonância. Portanto, conclui-se que as próprias resistências dos condutores atuam como amortecimento passivo.

Figura 11 - Diagrama de bode do filtro LCL não ideal no tempo contínuo



Fonte: Autor.

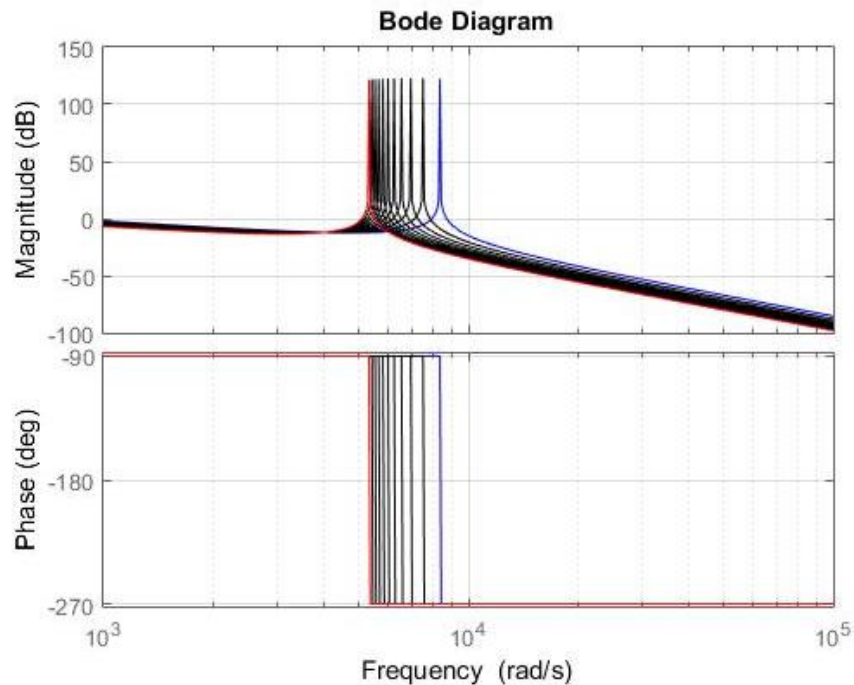
2.2.3.1 Influência dos parâmetros da rede elétrica na resposta em frequência do filtro LCL

Conforme expresso anteriormente, o filtro LCL é responsável por realizar a conexão entre o inversor e a rede elétrica. Idealmente, a rede pode ser representada como uma fonte de tensão, entretanto, deve-se considerá-la como um parâmetro incerto, pois a mesma pode variar devido ao desconhecimento das cargas alimentadas pela rede (MACCARI, 2015). Assim, a rede elétrica deve ser representada com um equivalente Thévenin, composta por uma fonte de tensão ideal em série com uma impedância, que pode ser assumida como puramente indutiva (MASSING, 2013). Portanto, considerando o circuito do filtro LCL conectado à rede, a impedância L_2 será agora a soma entre a impedância do filtro, de 0,3 mH e a impedância da rede, chamada L_g .

Segundo a equação (21), o pico de ressonância do filtro é dado por $\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}}$, de maneira que, ao variar-se a indutância da rede, o denominador crescerá mais rápido que o numerador. Assim, conforme a indutância aumenta, a frequência de ressonância irá diminuir o seu valor, o que pode vir a acarretar problemas de controle, se o controlador for projetado apenas para o caso de a rede ser representada por uma fonte ideal. A Figura 12 apresenta o comportamento

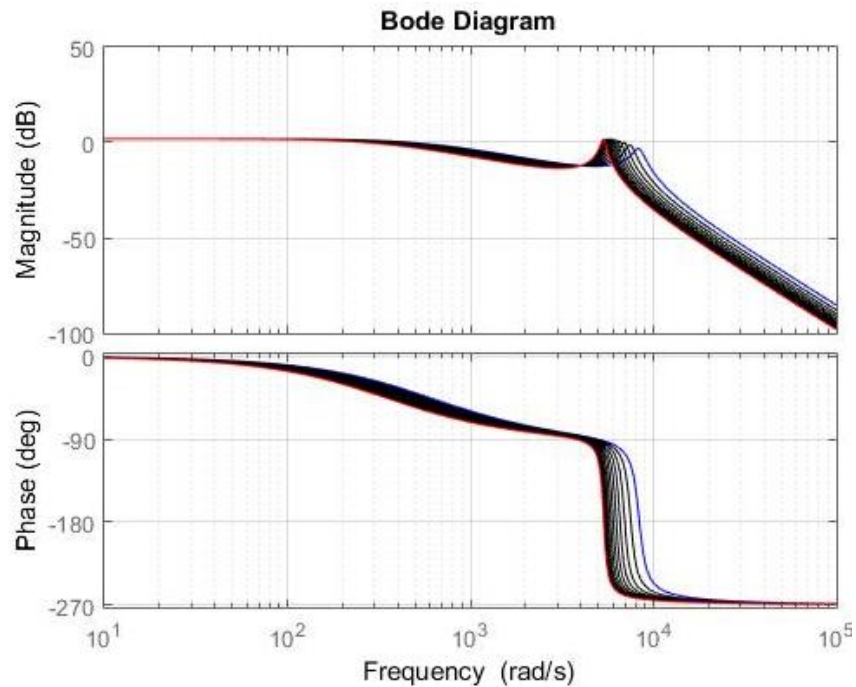
da resposta em frequência do filtro, conforme a indutância da rede é alterada, onde foi considerado uma faixa de variação de 0 mH (azul) até 1 mH (vermelho), de maneira que pode-se ver claramente a frequência de ressonância diminuindo de seu valor nominal 8360,17183 rad/s ou 1330,56267 Hz até 5341,907912 rad/s ou 850,19104 Hz. Analogamente, na Figura 13 é apresentado o comportamento em frequência do filtro não ideal, considerando a variação dos parâmetros da rede.

Figura 12 – Alteração da resposta em frequência do filtro LCL ideal devido a variação dos parâmetros da rede elétrica



Fonte: Autor

Figura 13 - Alteração da resposta em frequência do filtro LCL não ideal devido a variação dos parâmetros da rede elétrica



Fonte: Autor

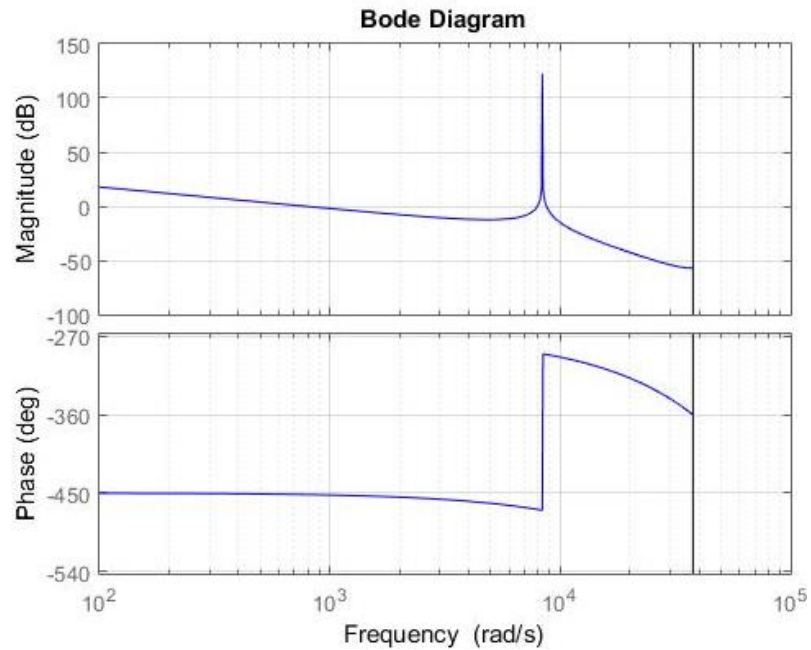
Conclui-se por ambas as figuras que as incertezas presentes na rede elétrica têm grande contribuição com o comportamento em frequência do filtro LCL, de forma que esse fato deve ser considerado durante o projeto do controlador ressonante.

2.2.4 Resposta em frequência do sistema no tempo discreto

Uma vez que o sistema será implementado por controle digital, é necessário verificar o comportamento do mesmo quando a discretização é realizada. Discretizando a função de transferência expressa em (33), utilizando como frequência de amostragem 12 kHz, é possível obter o diagrama de bode do filtro LCL ideal no tempo discreto. Pode-se notar que em termos de ganho, o sistema em tempo discreto apresenta o mesmo comportamento do sistema em tempo contínuo, ou seja, ganho extremamente elevado para a frequência de ressonância e frequências ao redor e atenuação de -60dB/década para frequências acima da frequência de ressonância. Entretanto, a discretização tem por efeito alterar a resposta em fase do filtro, onde

nota-se que a magnitude de fase gradativamente decai de -270° até -360° para sinais com frequência acima da frequência de ressonância do filtro.

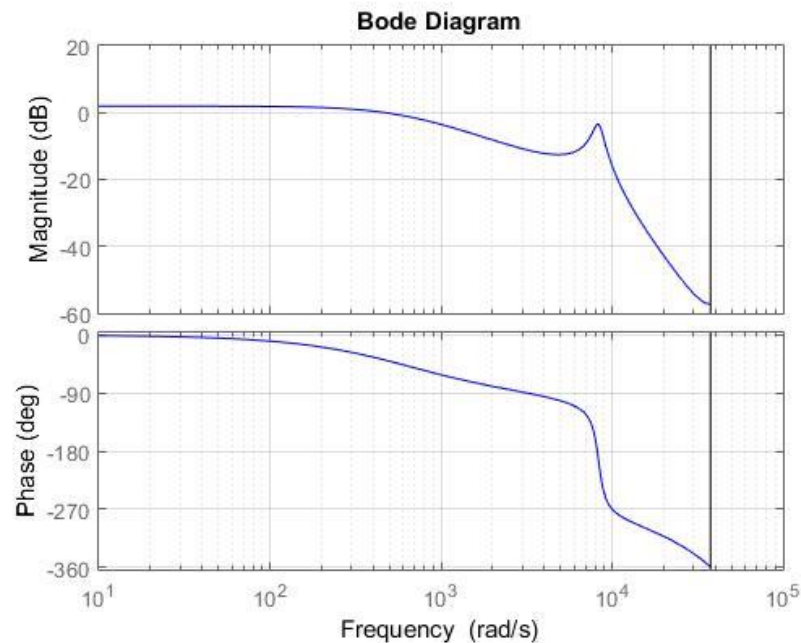
Figura 14 - Diagrama de bode do filtro LCL ideal no tempo discreto



Fonte: Autor.

Novamente, apresenta-se os efeitos da inserção das resistências de condutores no filtro LCL. Nota-se que mais uma vez que a discretização não altera os efeitos relacionados aos ganhos do sistema, porém a margem de fase é alterada da mesma forma visualizada para o filtro ideal, decaindo conforme a frequência de operação torna-se maior que a frequência de ressonância do filtro.

Figura 15 - Diagrama de bode do filtro LCL não ideal no tempo discreto



Fonte: Autor.

2.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo apresentou a função de transferência do sistema, obtida através da modelagem matemática do filtro LCL, a qual permitiu calcular a frequência de ressonância do mesmo. A seguir, o sistema foi representado por espaço de estados e foi discretizado por um retentor de ordem zero, com o intuito de verificar seu comportamento em tempo discreto. Por fim, as repostas em frequência do filtro LCL ideal e não ideal foram obtidas, tanto para o tempo contínuo, onde verificou-se também a influência das incertezas paramétricas da rede elétrica, e para o tempo discreto, as quais mostraram que são equivalentes em termos de ganho do sistema. Também, ambas as respostas em frequência apresentaram alterações na margem de fase do filtro, onde a mesma apresenta decaimento conforme a frequência de operação torna-se maior que a frequência de ressonância do filtro.

Na sequência desse trabalho, o controlador ressonante será projetado no tempo contínuo, sua função de transferência no tempo discreto será obtida e por fim o mesmo será conectado ao filtro LCL, afim de garantir o rastreamento da referência de corrente senoidal.

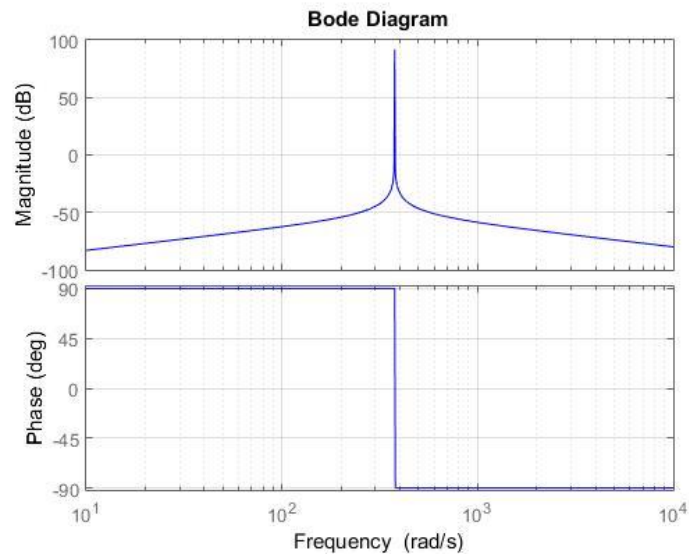
3 MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DO CONTROLADOR RESSONANTE

Controladores ressonantes vêm sendo propostos na literatura como uma estratégia simples de controle de corrente alternada proveniente da tensão CC que é gerada por modulação PWM e em seguida convertida em CA (SATO et al, 1998). Atualmente, essa estratégia de controle é largamente utilizada em sistemas de geração distribuída, especialmente em sistemas eólicos e fotovoltaicos (TIMBUS et. al., 2006; CHA, VU, KIM, 2009). De implementação relativamente simples, o controlador ressonante pode ser utilizado tanto para o seguimento de referência senoidal como também para a rejeição a determinadas frequências senoidais. Seu funcionamento deriva do princípio do modelo interno e sua função de transferência no domínio da frequência é expressa a seguir.

$$C(s) = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (34)$$

Conforme verificado na Figura 16, o controlador ressonante apresenta ganho infinito na frequência ω , chamada de frequência de ressonância, devido ao par de polos presente nessa frequência. Além, o controlador adianta a fase do sistema em 90° para frequência maiores que a frequência de ressonância e atrasa a fase em 90° para frequências menores que a frequência de ressonância.

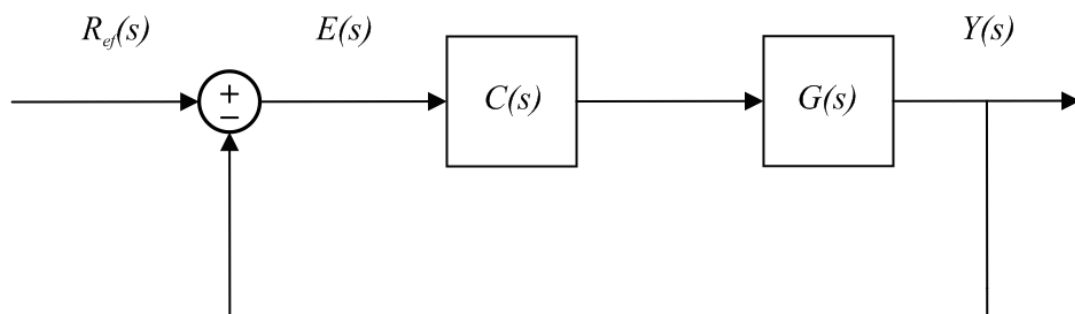
Figura 16 - Diagrama de bode de um controlador ressonante, projetado para atuar na frequência de 60 Hz ou 377 rad/s



Fonte: Autor

Para demonstrar o princípio do modelo interno, considere a Figura 17, onde um sistema em malha fechada é apresentado. Nesse sistema, representa-se a referência senoidal a ser seguida por $R_{ef}(s)$, o erro entre a referência e a saída por $E(s)$, o controlador ressonante por $C(s)$, como visto em (34), a função de transferência do modelo por $G(s)$ e a saída por $Y(s)$.

Figura 17 - Sistema de controle em malha fechada com realimentação negativa



Fonte: Autor

Pode-se observar que o erro em regime permanente pode ser escrito como:

$$E(s) = R_{ef}(s) - Y(s) \quad (35)$$

Nota-se também que a saída pode ser expressa como:

$$Y(s) = E(s)C(s)G(s) \quad (36)$$

Substituindo (36) em (35) e manipulando algebricamente, obtém-se outra expressão para o erro em regime permanente:

$$E(s) = \frac{R_{ef}(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (37)$$

Lembrando ainda que $R_{ef}(s)$ é a referência senoidal de amplitude qualquer a e $G(s)$ é uma função genérica que representa o modelo do sistema, ambas funções de transferência podem ser escritas como:

$$R_{ef}(s) = a \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (38)$$

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (39)$$

Substituindo (38) e (39) em (37) e modificando algebricamente:

$$E(s) = \frac{a \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}}{1 + \frac{s}{s^2 + \omega^2} \frac{N(s)}{D(s)}} \quad (40)$$

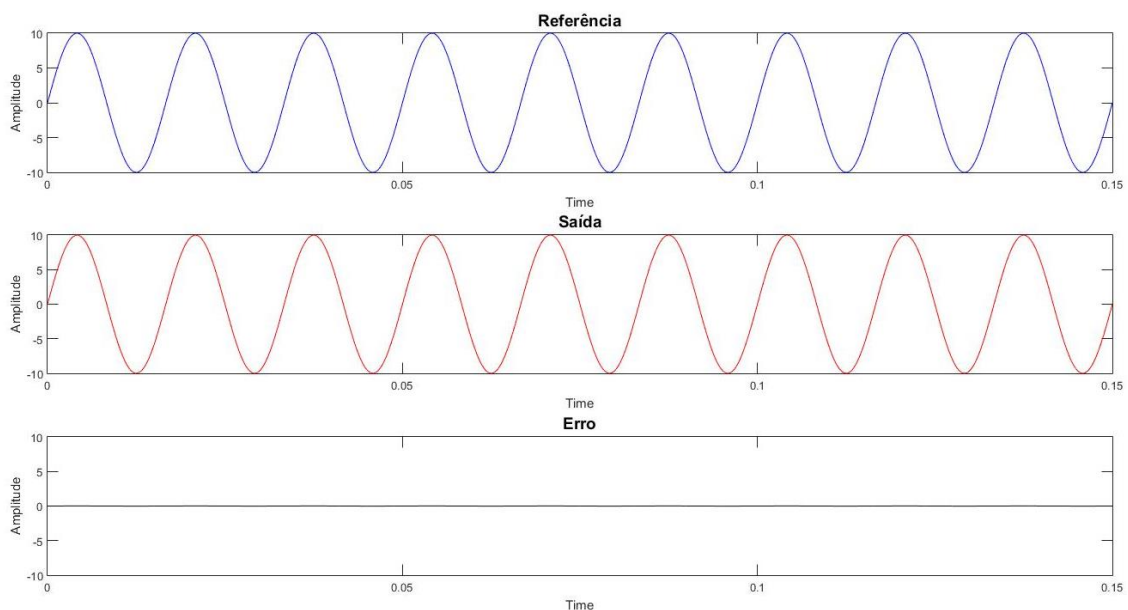
$$E(s) = \frac{a\omega}{(s^2 + \omega^2) + s \frac{N(s)}{D(s)}} \quad (41)$$

Aplicando em (41) o Teorema do Valor Final (OGATA, 2010), é possível demonstrar que o erro em regime permanente será 0, na condição que a função de transferência do modelo, representado por $\frac{N(s)}{D(s)}$, seja estável. Ou seja, $\frac{N(s)}{D(s)}$ não irá tender a um valor infinito.

$$\lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = s \frac{a\omega}{(s^2 + \omega^2) + s \frac{N(s)}{D(s)}} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = 0 \frac{a\omega}{(0^2 + \omega^2) + 0 \frac{N(s)}{D(s)}} = 0 \quad (42)$$

Para fins de demonstração, uma simulação é realizada no software MATLAB®. Uma corrente de referência com amplitude igual a 10, como vista em (38) é controlada em malha fechada por um controlador ressonante e sua saída $y(t)$ é obtida. Após, a saída é comparada com a referência, conforme (35). As formas de onda para a referência, saída e erro são exibidas na Figura 18, em azul, vermelho e preto, respectivamente.

Figura 18 – Demonstração do princípio do modelo interno para segmento de referência senoidal



Fonte: Autor.

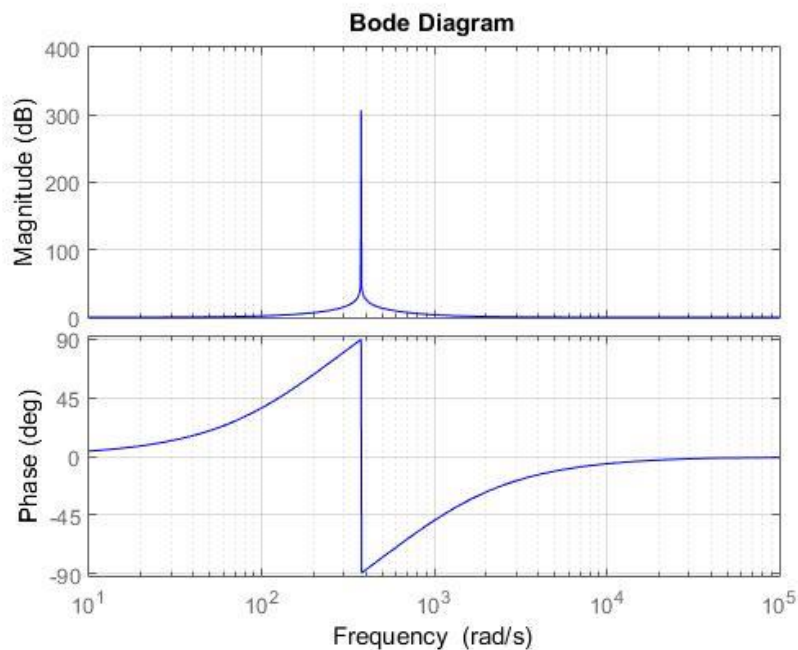
Em outras palavras, o controlador ressonante funciona, para uma frequência ω , de forma análoga a um integrador para frequência constante.

Em (ZAMOD; HOLMES; BODE, 2001) é proposta uma alteração no controlador ressonante. É adicionado um ganho à parcela ressonante do sistema e um termo proporcional é somado ao controlador, conforme expresso em (43), permitindo que o zero do controlador seja deslocado da origem. A fase do sistema é muito influenciada pela frequência de ressonância, porém, segundo Andreta (2014) com a inserção do termo proporcional, a mesma pode retornar

gradativamente a zero, conforme esse termo afasta-se do termo ressonante (Figura 19). Portanto, o termo proporcional permite um melhor controle sobre a magnitude de fase do sistema. A partir de agora, o termo controlador proporcional ressonante será utilizado para referir-se à estratégia de controle de corrente adotada no presente trabalho. Na sequência do trabalho, serão propostas duas metodologias para projetar o controlador proporcional ressonante, bem como os requisitos de projeto de cada método. A primeira consiste no projeto utilizando o método do lugar das raízes que visa encontrar os valores dos parâmetros k_p e k_r . O segundo método consiste em projetar o controlador através de critérios de margem de ganho e margem de fase. Após realizado ambos os projetos, cada controlador será discretizado, conectado ao filtro LCL através de malha fechada e os resultados de cada projeto serão apresentados.

$$C_{PR}(s) = k_p + k_r \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (43)$$

Figura 19 - Diagrama de bode do controlador proporcional ressonante

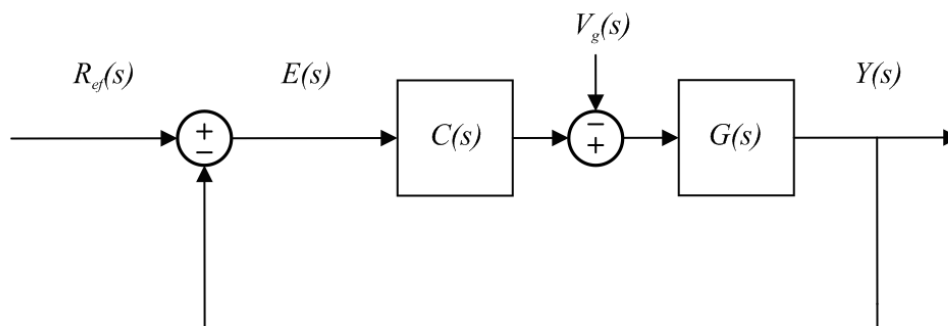


Fonte: Autor

3.1 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE PELO MÉTODO DO LUGAR DAS RAÍZES

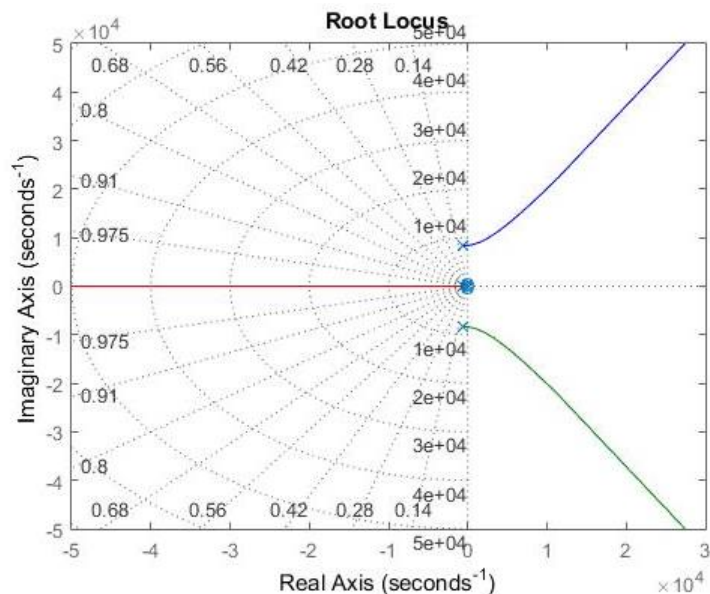
O presente capítulo apresenta a estratégia de controle, que consiste em utilizar um controlador proporcional ressonante, conectado ao filtro LCL através de malha fechada (Figura 20), para controlar a corrente $i_2(t)$ do filtro, a qual é injetada na rede elétrica e também prover atenuação ao pico de ressonância presente no filtro LCL. De maneira a atender tais requisitos, é necessário calcular os ganhos k_p e k_r do controlador proporcional ressonante, além de determinar a frequência ω de operação do mesmo. Foi visto anteriormente que, devido ao princípio do modelo interno, o controlador ressonante garante erro nulo em malha fechada ao seguimento de referência senoidal. No presente trabalho, deseja-se que a corrente injetada na rede siga a referência da mesma, logo, a frequência de operação será sintonizada na frequência fundamental da rede elétrica, $2\pi 60$ rad/s. Por fim, o projeto do controlador proporcional ressonante será feito de maneira a encontrar os ganhos k_p e k_r visando atenuar da melhor forma possível o pico de ressonância do filtro LCL. A Figura 20 apresenta o sistema em malha fechada do controlador proporcional ressonante. Conforme mencionado no capítulo 2 do presente trabalho, a tensão da rede elétrica deve ser considerada um distúrbio, pois nenhum controle pode ser exercido na mesma, de maneira que a rede está representada no sistema em malha fechada através de uma subtração presente entre os blocos do controlador e do filtro.

Figura 20 - Sistema em malha fechada composto pelo controlador ressonante e o filtro LCL



Para o cálculo dos parâmetros k_p e k_r , será utilizado o método do lugar das raízes, que consiste em uma visualização gráfica de como a posição dos polos e zeros do sistema é alterado, dada a alteração dos ganhos do sistema. Usualmente, o parâmetro k_p é selecionado de forma a garantir que o sistema tenha atenuação adequada e k_r normalmente é adotado como um valor alto, de forma a obter atenuação suficiente ao erro de rastreamento de referência, para o caso de a frequência da rede sofrer variações (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Ainda, a velocidade de resposta do sistema em regime permanente está diretamente ligada ao valor do ganho k_r , ou seja, quanto maior esse ganho, mais rápida a resposta do sistema (CASTILLA et al, 2009). Ainda, de acordo com (CHA; VU; KIM, 2009), o ganho k_p também está relacionado com a magnitude de fase do sistema, de forma que o mesmo pode ser selecionado afim de garantir boa performance ao rastreo de referência senoidal, a frequência específica projetada. Por fim, deve-se confirmar que o controlador garante rastreo a referência senoidal, considerando a variação dos parâmetros da rede, expressa no capítulo 2 do presente trabalho.

Figura 21 - Lugar das raízes do sistema em malha fechada



Fonte: Autor

Analisando o lugar das raízes do sistema, nota-se que o mesmo é instável para determinadas faixas de ganho, de forma que a escolha dos parâmetros k_p e k_r deve ser feita com cuidado. A Tabela 2 apresenta os valores escolhidos para ω , k_p e k_r . A seguir, é expresso na

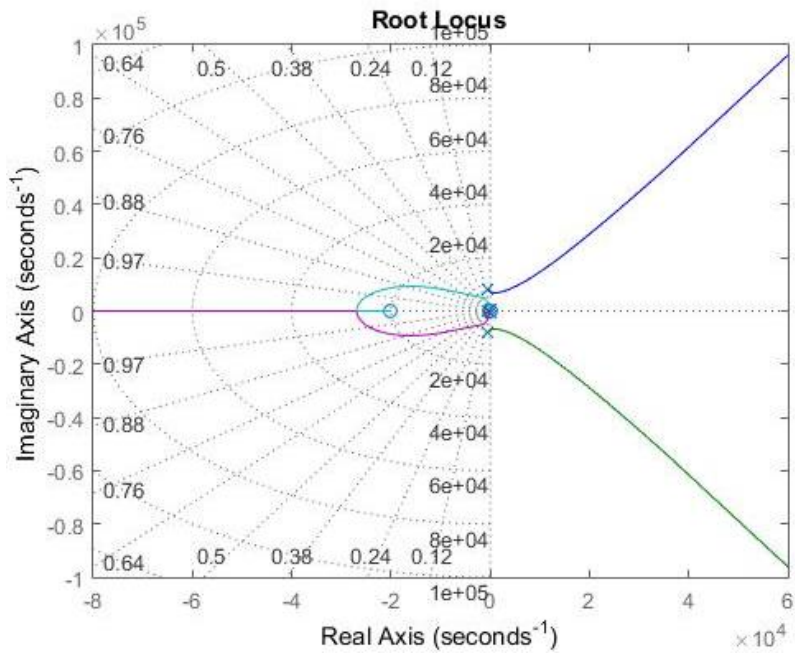
Figura 22 o novo lugar das raízes para os valores escolhidos para k_p e k_r e o diagrama de bode do controlador projetado (Figura 23).

Tabela 2 - Valores de projeto selecionados para o controlador proporcional ressonante

Parâmetro	Valor
ω	$2\pi 60$
k_p	0,5
k_r	10000

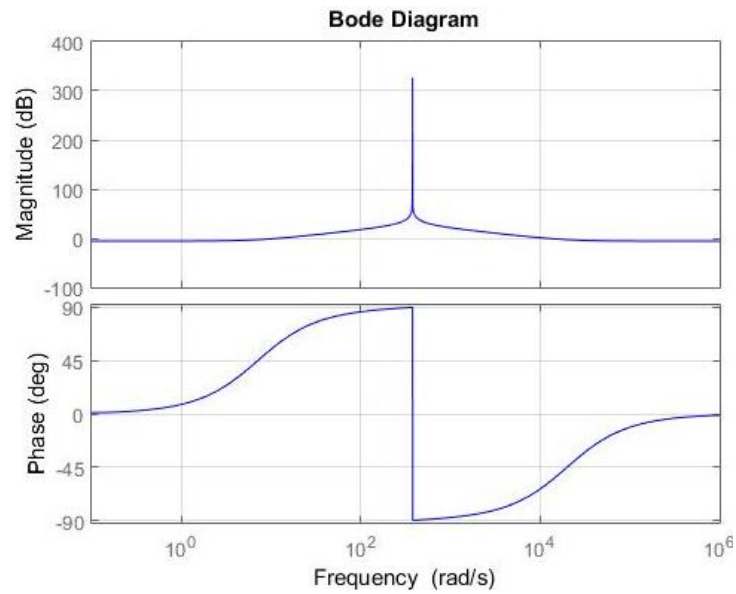
Fonte: Autor

Figura 22 – Novo lugar das raízes



Fonte: Autor

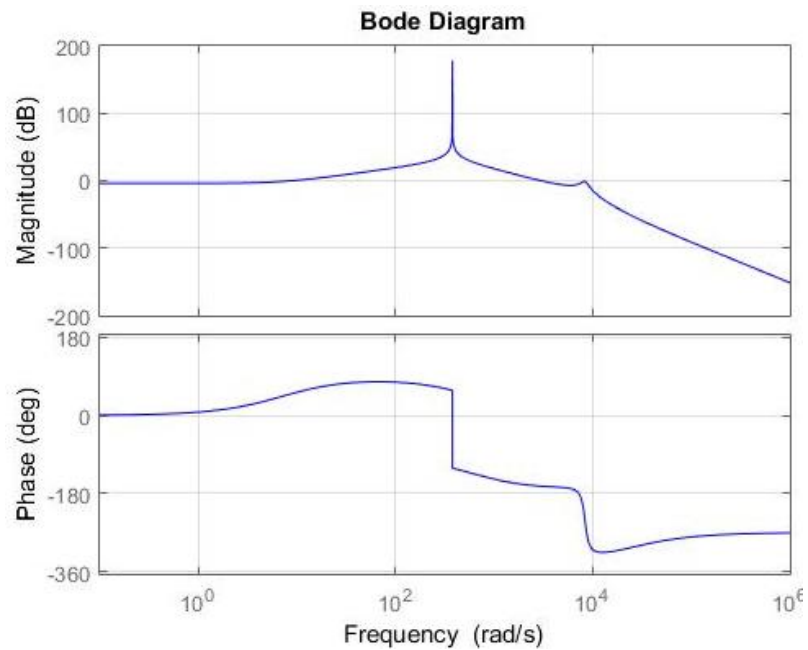
Figura 23 – Diagrama de bode do controlador projetado



Fonte: Autor

A Figura 24 apresenta o diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL para indutância da rede de 0 mH. Pode-se notar que o mesmo apresenta ganho bastante elevado na frequência de operação do controlador proporcional ressonante, garantindo erro nulo em regime permanente. Além disso, é notável o amortecimento no pico de ressonância do filtro LCL, onde o mesmo apresenta ganho de -0,871 dB.

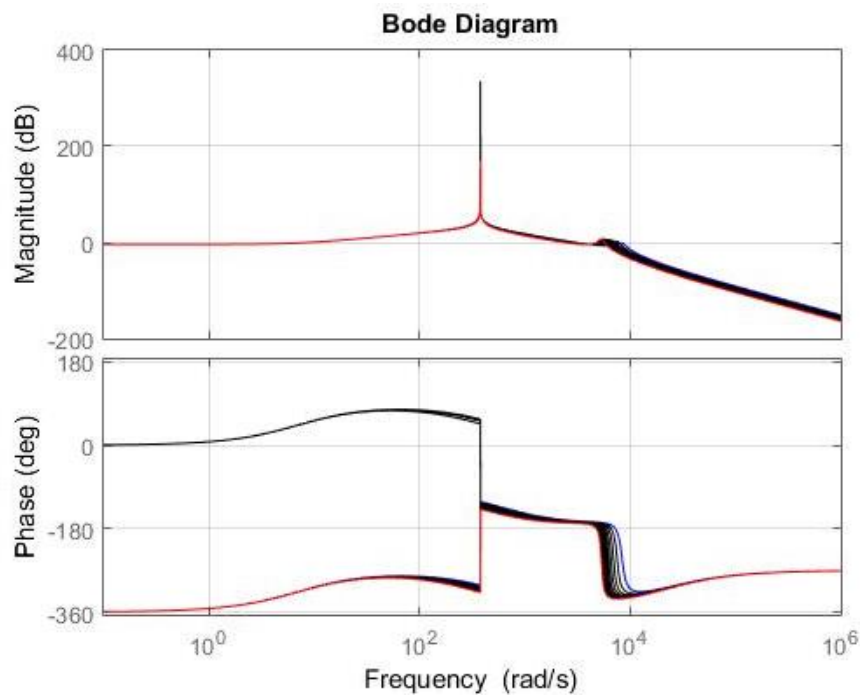
Figura 24 – Diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL em malha aberta para indutância da rede de 0 mH



Fonte: Autor

A Figura 25 ilustra o diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL considerando os valores de indutância da rede variando de 0 mH (azul) até 1 mH (vermelho), onde pode-se verificar que o controlador provém atenuação no pico de ressonância do filtro em todos os casos. Ressalta-se que conforme a indutância da rede aumenta, o valor do pico de ressonância tende também a aumentar.

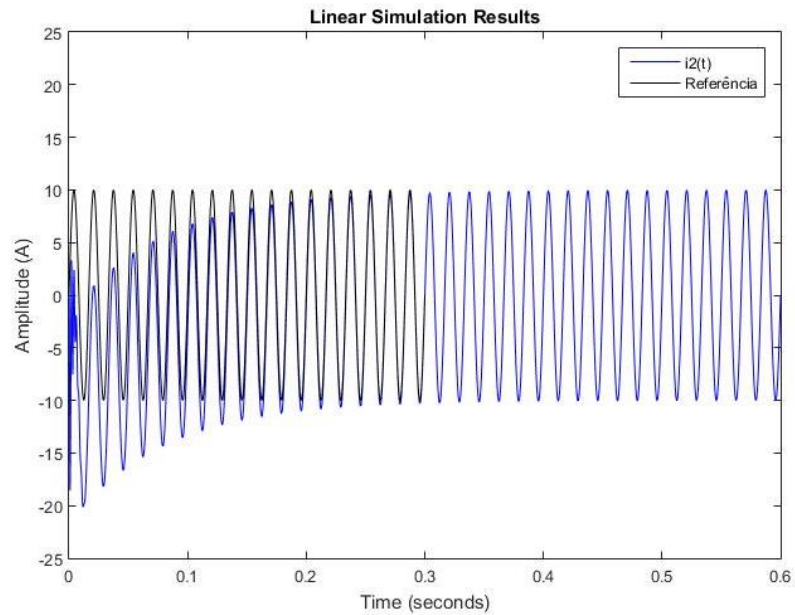
Figura 25 – Diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL para os diferentes valores de indutância da rede



Fonte: Autor

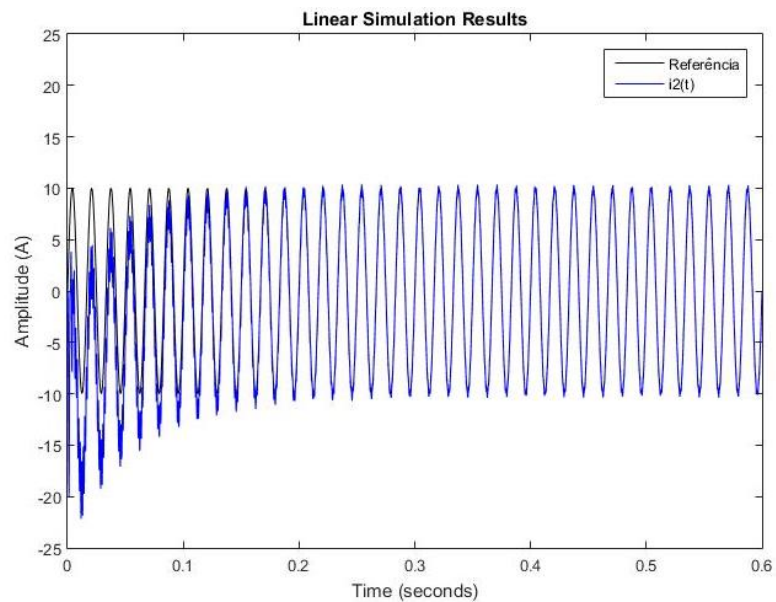
Por fim, a Figura 26 ilustra o comportamento da corrente $i_2(t)$ do filtro, injetada na rede elétrica, para indutância de rede de 0 mH, ao passo que a Figura 27 ilustra o comportamento da corrente $i_2(t)$, para indutância de rede de 1 mH. Devido ao distúrbio presente na malha de controle, a corrente apresenta comportamento ruidoso durante o período transitório, entretanto quando inicia o regime permanente, a corrente estabiliza-se e opera com erro nulo, demonstrando que o controlador funciona considerando as incertezas paramétricas da rede elétrica.

Figura 26 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 0 mH



Fonte: Autor

Figura 27 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 1 mH



Fonte: Autor

Na sequência do capítulo, o controlador proporcional ressonante será discretizado e conectado ao filtro LCL, cujo processo de discretização foi demonstrado no capítulo 2 do

presente trabalho. Tal processo será realizado de forma a garantir que o sistema de controle apresenta funcionamento adequado no tempo discreto, uma vez que a implementação do controlador somente pode ser de maneira discreta.

3.1.1 Discretização do controlador proporcional ressonante

Conforme citado no capítulo 2 do presente trabalho, o controlador ressonante foi proposto como um elemento livre de perdas elétricas (SATO et al, 1998), portanto o mesmo deve ser implementado através de um sistema de processamento de sinais digitais. O modelo do controlador em tempo discreto é utilizado de forma a permitir que leis de controle possam ser implementadas, por exemplo, por Processadores de Sinais Digitais (do inglês *Digital Signal Processor - DSP*). Um cuidado extremamente importante durante a implementação de controladores ressonantes por DSP é o método utilizado para discretizar o mesmo. Devido ao fato do controlador apresentar ganho infinito e magnitude de fase muito estreita, ele é muito sensível a tal processo (YEPES et al, 2010).

A discretização de controladores ressonantes pode ser realizada de vários métodos, tais como *ZOH*, *Tustin*, *forward*, *backward* e seus derivados, de forma que diferentes métodos resultam em diferentes funções de transferência (KHAJEHODDIN et al, 2012). Em (YEPES et al, 2010), os autores realizam um longo estudo sobre os diversos efeitos que a discretização tem sobre a performance dos controladores ressonantes, especialmente no que diz respeito ao seguimento de referência senoidal. Conclui-se pelo estudo de ambos os trabalhos que o método de *Tustin with prewarped frequency* é o mais indicado para discretizar o controlador ressonante. Uma vez que o controlador possui uma dinâmica muito importante na frequência de ressonância, esse método garante que a característica ressonante do controlador será preservada, ou seja, o mesmo resulta em uma função de transferência adequada, que garante a compatibilidade entre o sistema em tempo contínuo e discreto. Portanto, esse método é mais indicado quando se deseja manter o erro em regime permanente do sistema, numa frequência específica, no tempo discreto.

3.1.1.1 Discretização do controlador pelo método de Tustin with prewarped frequency

O método de *Tustin*, também chamado de transformação bilinear é usado para converter uma função de transferência linear e invariante no tempo de um filtro, do tempo contínuo para discreto. Sua principal característica é preservar a estabilidade e mapear todos os pontos da resposta em frequência no tempo contínuo para pontos correspondentes no tempo discreto, o que significa que para qualquer comportamento existente no domínio contínuo, existirá um comportamento idêntico no domínio discreto. Entretanto, esse método pode produzir erro na resposta em frequência, devido a posição dos polos ressonantes no domínio discreto (YEPES et al, 2010). Ou seja, o comportamento do sistema no domínio discreto continua equivalente ao no domínio contínuo, em se tratando de ganho e magnitude de fase. O que normalmente pode ocorrer é os dois sistemas apresentarem o mesmo comportamento, porém em frequências diferentes. Usualmente, tal imprecisão é verificada em frequências mais altas, como por exemplo, harmônicas de um sinal senoidal e comumente pode ser desprezado em frequências mais baixas (YEPES et al, 2010). Uma maneira de garantir que a resposta do sistema em tempo discreto seja equivalente a resposta em tempo contínuo, numa frequência específica, é utilizar o método de *Tustin with prewarped frequency*. Esse método resulta em uma função de transferência adequada, garantindo que a dinâmica do sistema no domínio contínuo seja preservada no domínio discreto, na frequência desejada. A transformação pelo método de *Tustin with prewarped frequency* é obtida pela equação (44).

$$s = \frac{\omega_0}{\tan\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{z+1} \quad (44)$$

Onde ω_0 é a frequência *prewarped* e T_s o tempo de amostragem.

Considerando agora a função de transferência do controlador proporcional ressonante projetado no presente trabalho, no domínio contínuo, conforme expresso em (45), aplica-se a transformação bilinear que resulta na função de transferência no domínio discreto, conforme (46).

$$C_{PR}(s) = 0,5 + 10000 \frac{s}{s^2 + (2\pi 60)^2} \quad (45)$$

$$C_{PR}(z) = \frac{a_0 z^2 + a_1 z + a_2}{b_0 z^2 + b_1 z + b_2} \quad (46)$$

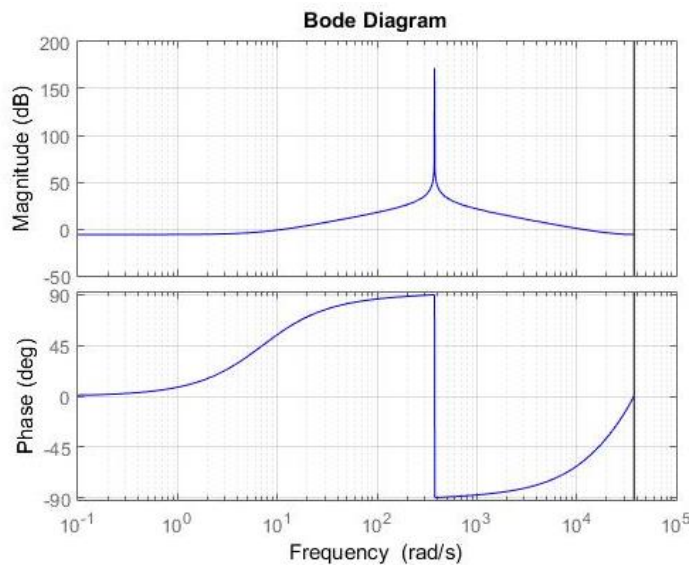
Onde:

$$\begin{cases} a_0 = 0,916598131129395 \\ a_1 = -0,999506560365732 \\ a_2 = 0,083401868870605 \\ b_0 = 1,0000000000000000 \\ b_1 = -1,999013120731463 \\ b_2 = 1,0000000000000000 \end{cases} \quad (47)$$

3.1.1.2 Análise da resposta em frequência do controlador no tempo discreto

Uma vez realizada a discretização do controlador proporcional ressonante, é necessário analisar o comportamento do mesmo no domínio discreto, para garantir que haja correspondência com o comportamento no domínio contínuo. Analisando a Figura 28, pode-se notar que, assim como no tempo contínuo, o controlador continua apresentando ganho infinito na frequência de ressonância e sua magnitude de fase retorna gradativamente a 0° , conforme a frequência se distancia da frequência de ressonância, demonstrando que o método utilizado para transformar do tempo contínuo para discreto preserva todas as características associadas a frequência de ressonância do controlador proporcional ressonante.

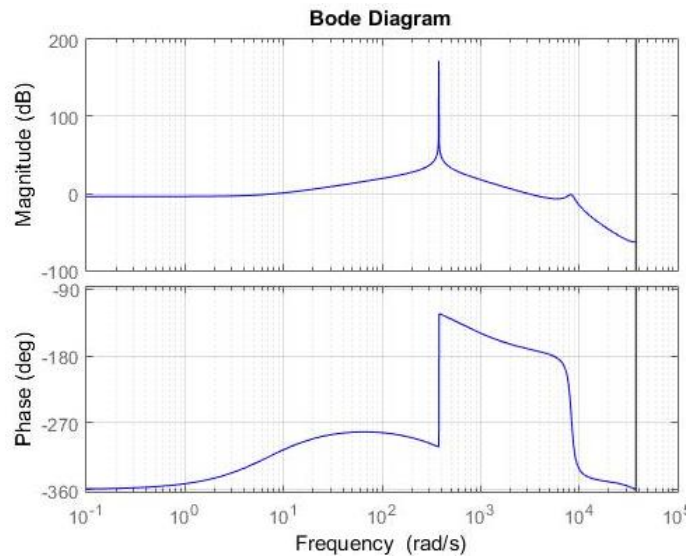
Figura 28 - Diagrama de bode do controlador no domínio discreto



Fonte: Autor

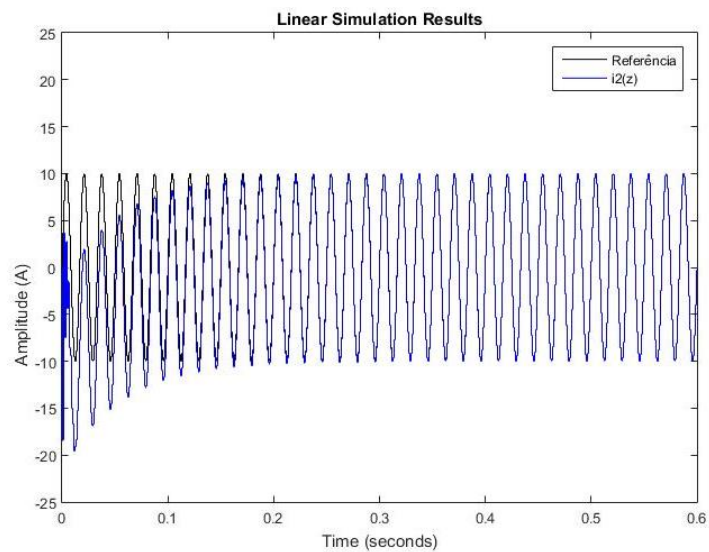
Realizando a análise do sistema controlador-filtro LCL, nota-se pela Figura 29 que o sistema continua apresentando o mesmo comportamento, em termos de ganho, do sistema no domínio discreto. Ou seja, ganho extremamente elevado na frequência de ressonância do controlador proporcional ressonante, e praticamente nulo nas demais frequências. Também é mantida a característica de amortecimento na frequência de ressonância do filtro LCL, apresentando ganho de -1,36 dB, nessa frequência. Em termos de magnitude de fase, nota-se que houve uma discrepância em relação ao comportamento no domínio contínuo, devido aos métodos utilizados para realizar a conversão do tempo contínuo para discreto. Finalmente, na Figura 30, a corrente $i_2(z)$, que é injetada na rede elétrica para o caso da indutância da rede igual a 0 mH, é apresentada, onde a mesma mantém a característica de seguimento à referência senoidal, após o período transitório. Destaca-se que, tanto no tempo contínuo, quanto no tempo discreto, o comportamento do sistema foi o mesmo, considerando as incertezas paramétricas da rede, ou seja, para indutância da rede igual a 0 mH, o ganho do pico de ressonância do filtro LCL foi em torno de 0 dB, e para 1 mH, o ganho está em torno de 7 dB. Em todos os casos, a corrente i_2 injetada na rede elétrica apresentou erro zero em regime permanente.

Figura 29 – Diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL no tempo discreto para indutância da rede de 0 mH



Fonte: Autor

Figura 30 – Corrente $i_2(z)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica



Fonte: Autor

3.2 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE UTILIZANDO CRITÉRIOS DE MARGEM DE GANHO E MARGEM DE FASE

Até o presente momento, o projeto do controlador proporcional ressonante foi feito de maneira empírica, através do método do lugar das raízes, onde buscou-se através de tentativa e

erro encontrar os ganhos k_p e k_r de forma a melhor atender os requisitos de projeto do presente trabalho. Embora o controlador tenha garantido seguimento a referência senoidal para a corrente injetada na rede elétrica e atenuado o pico de ressonância do filtro LCL, esse método não é muito didático, uma vez que o cálculo dos parâmetros não é realizado de maneira convencional. De fato, não existe na literatura um procedimento específico para projeto dos parâmetros do controlador (CASTILLA et. al., 2009), sendo a maioria realizado de maneira semelhante ao primeiro projeto do presente trabalho, como visto por exemplo em (ZAMOD; HOLMES, 2003), onde os autores propõem escolher os ganhos de modo a prover estabilidade para o sistema. Recentemente, alguns autores propuseram alguns critérios para o projeto do controlador, como (CASTILLA et. al., 2009), que sugere projetar o ganho k_r de forma a prover margem de fase de 30° para o caso de rede elétrica fraca, ou seja, modelada com uma indutância em série de valor distante de 0 H. Da teoria de controle, deseja-se que a margem de fase (MF) e a margem de ganho (MG) do sistema sejam positivas para garantir estabilidade, conforme visto em (OGATA, 2010), onde o autor sugere que, para um sistema obter performance satisfatória, a margem de ganho deve ser maior que 6 dB e a margem de fase deve estar entre 30° e 60° . Seguindo então os critérios de (CASTILLA et. al., 2009) e (OGATA, 2010), o projeto do controlador será feito de forma a garantir que o sistema possua margem de fase próxima a 30° para o caso de rede fraca e margem de ganho acima de 6 dB, provendo um controle de corrente estável e robusto.

Sabe-se da teoria apresentada no capítulo 1 do presente trabalho que o controlador proporcional ressonante garante erro nulo em regime permanente, de modo que os ganhos k_p e k_r , ainda que projetados utilizando critérios de margem de fase e margem de ganho, irão garantir tal comportamento para a corrente injetada na rede elétrica. A Tabela 3 apresenta os parâmetros selecionados, baseados nos critérios de margem de fase e margem de ganho.

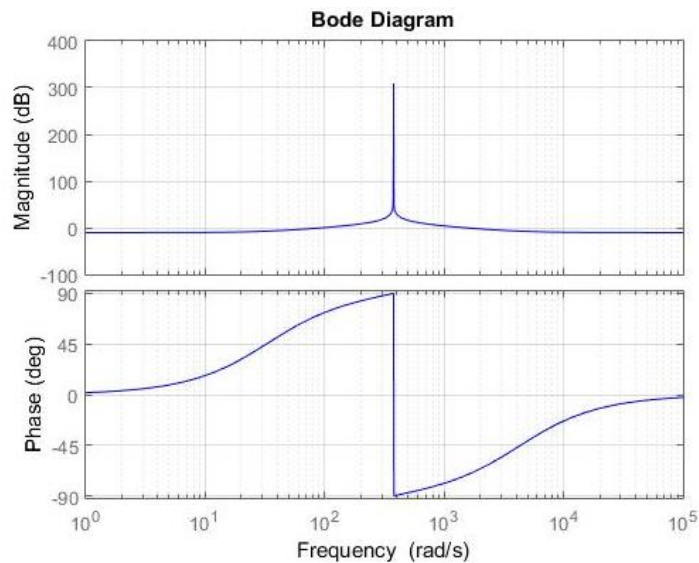
Tabela 3 – Parâmetros selecionados para o controlador baseados nos critérios de margem de fase e margem de ganho

Parâmetro	Valor
ω	$2\pi 60$
k_p	0,3
k_r	1300

Fonte: Autor

A Figura 31 apresenta o diagrama de bode do controlador projetado utilizando critérios de margem de fase e margem de ganho, onde nota-se que o mesmo apresenta ganho elevado na frequência de ressonância, defasa em 90° sinais com frequências próximas a frequência de ressonância e gradativamente retorna a fase a 0° , conforme a frequência de operação afasta-se da frequência de ressonância.

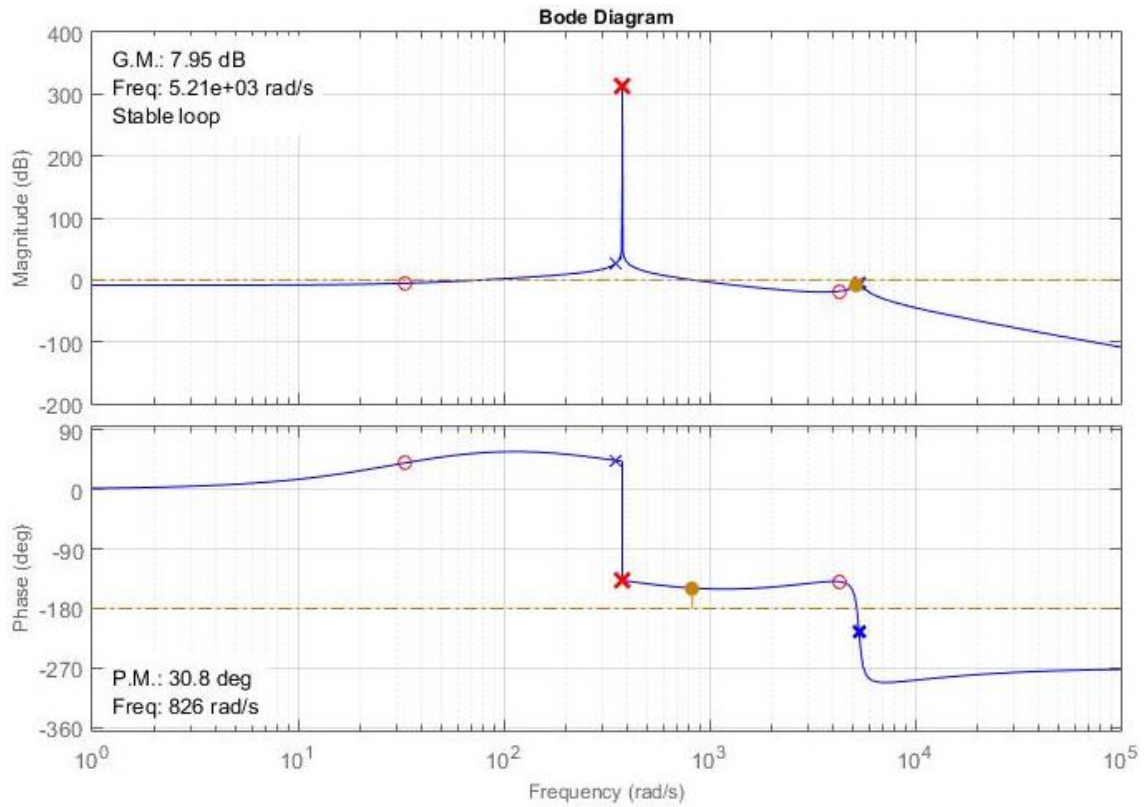
Figura 31 – Diagrama de bode do controlador projetado



Fonte: Autor

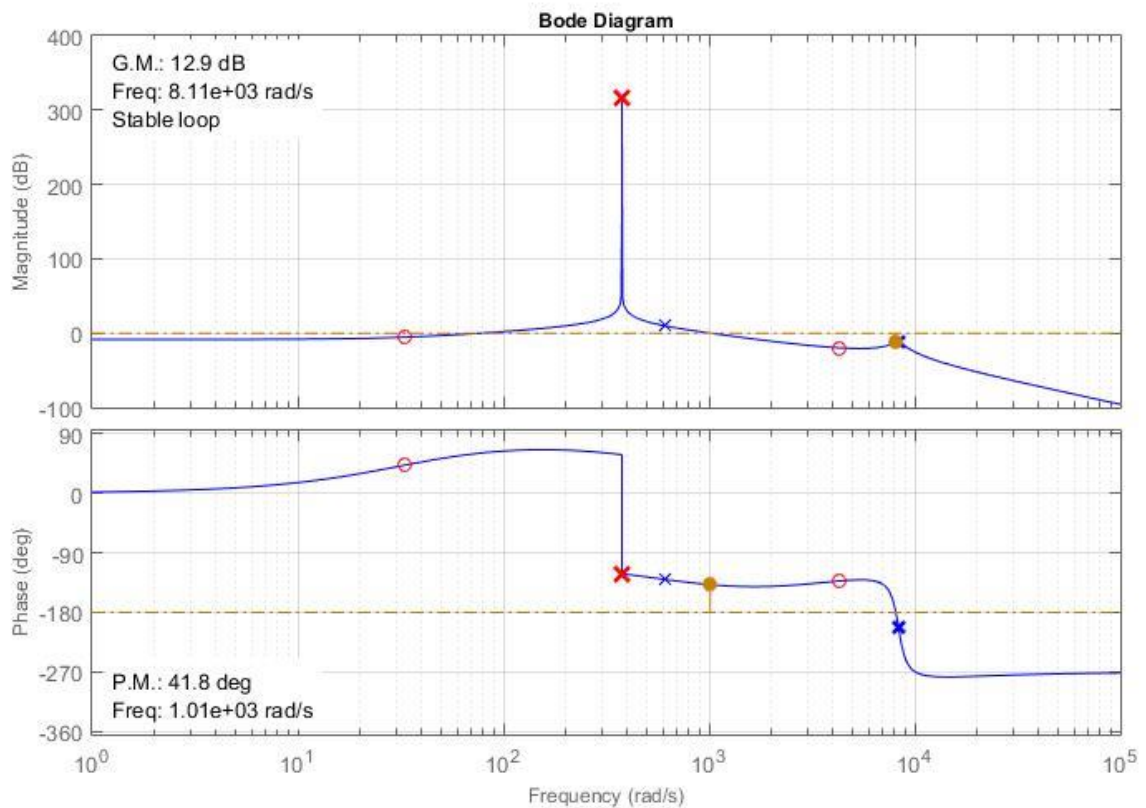
Na Figura 32 apresenta-se o diagrama de bode do sistema controlador-filtro LCL para rede fraca, ou seja, com indutância de 1 mH, onde pode-se visualizar que a margem de ganho é de 7,95 dB e a margem de fase é de $30,8^\circ$. Ainda, na Figura 33, onde apresenta-se o diagrama de bode para indutância da rede de 0 mH, a margem de ganho é de 12,9 dB e a margem de fase é de $41,8^\circ$. Em ambas as figuras, nota-se que o projeto do controlador obedeceu aos critérios de (CASTILLA et. al., 2009) e (OGATA, 2010), garantindo margem de ganho acima de 6 dB e margem de fase entre 30° e 60° .

Figura 32 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL para indutância da rede de 1 mH.



Fonte: Autor

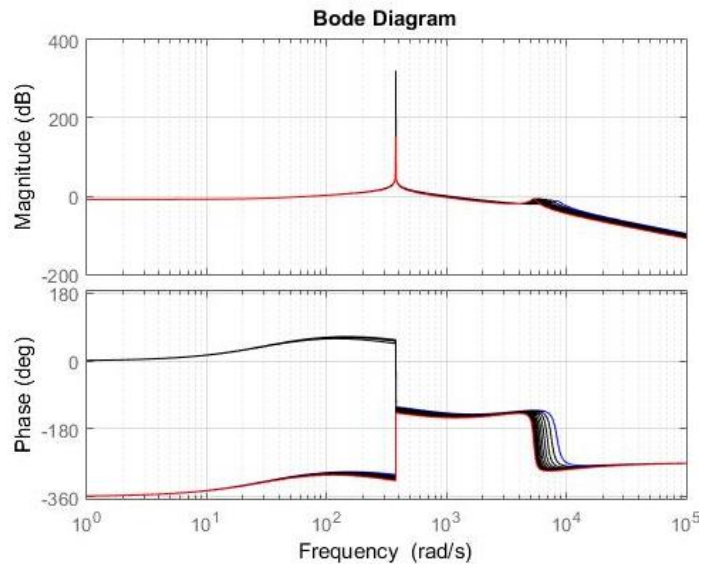
Figura 33 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL para indutância da rede de 0 mH.



Fonte: Autor

Na Figura 34 está expresso o diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL, considerando a variação da indutância da rede de 0 mH (azul) até 1 mH (vermelho), onde verifica-se que o controlador provém atenuação ao pico de ressonância do filtro. Para o caso de a indutância da rede ser de 0 mH, o pico de ressonância do filtro possui ganho de -12,6 dB e para indutância da rede de 1 mH, o ganho do pico de ressonância é de -6,6 dB.

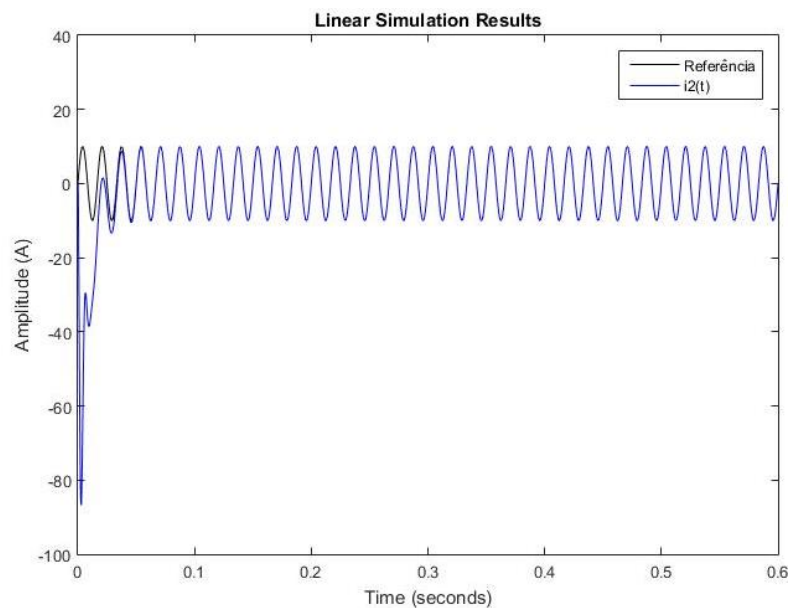
Figura 34 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL para os diferentes valores de indutância da rede



Fonte: Autor

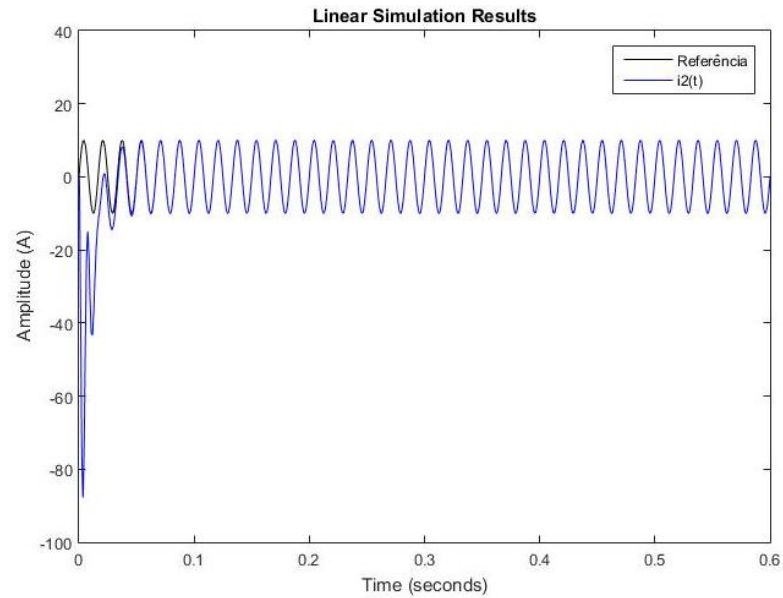
Agora, pode-se verificar o comportamento da corrente $i_2(t)$ do filtro, injetada na rede elétrica, para o caso da indutância da rede de 0 mH, conforme Figura 35 e 1 mH (Figura 36). Em ambos os casos, a corrente apresenta acomodação após 2 ciclos da referência e erro zero em regime permanente, corroborando a teoria apresentada no capítulo 2 do presente trabalho.

Figura 35 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 0 mH



Fonte: Autor

Figura 36 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica, para indutância da rede de 1 mH



Fonte: Autor

Finalmente, deve-se discretizar o controlador, para verificar seu comportamento no domínio discreto. Novamente, considerando sua função de transferência no domínio contínuo, como visto em (48), será aplicada a transformação bilinear na mesma e sua função de transferência no domínio discreto é obtida.

$$C_{PR}(s) = 0,3 + 1300 \frac{s}{s^2 + (2\pi 60)^2} \quad (48)$$

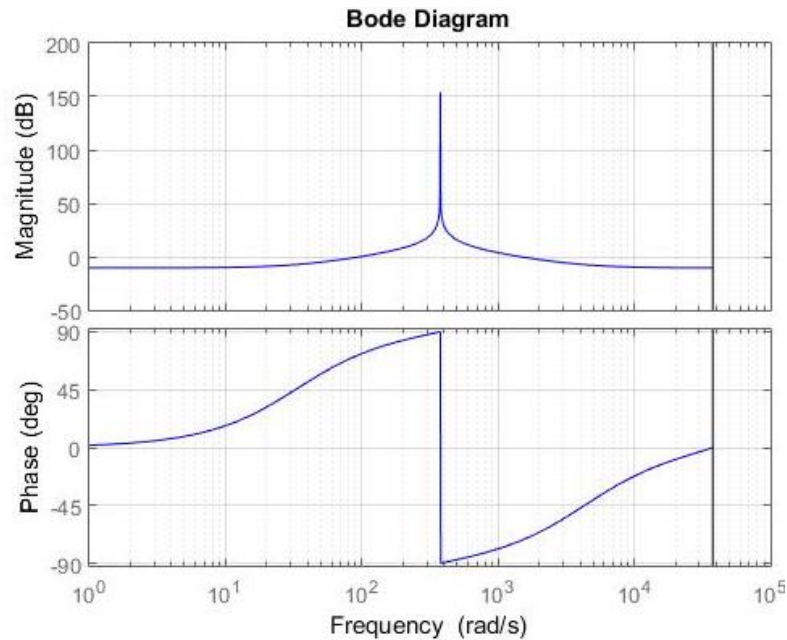
$$C_{PR}(z) = \frac{a_0 z^2 + a_1 z + a_2}{b_0 z^2 + b_1 z + b_2} \quad (49)$$

Onde:

$$\begin{cases} a_0 = 0,354157757046821 \\ a_1 = -0,599703936219439 \\ a_2 = 0,245842242953179 \\ b_0 = 1,0000000000000000 \\ b_1 = -1,999013120731463 \\ b_2 = 1,0000000000000000 \end{cases} \quad (50)$$

Analisando o comportamento em tempo discreto do controlador através de seu diagrama de bode expresso na Figura 37, nota-se que, assim como no tempo contínuo, o controlador continua apresentando ganho bastante elevado na frequência de ressonância, defasa sinais com frequência de ressonância em 90° e gradativamente retorna a fase a 0, conforme a frequência se afasta da frequência de ressonância, preservando as características apresentadas no tempo contínuo.

Figura 37 - Diagrama de bode do controlador projetado no tempo discreto

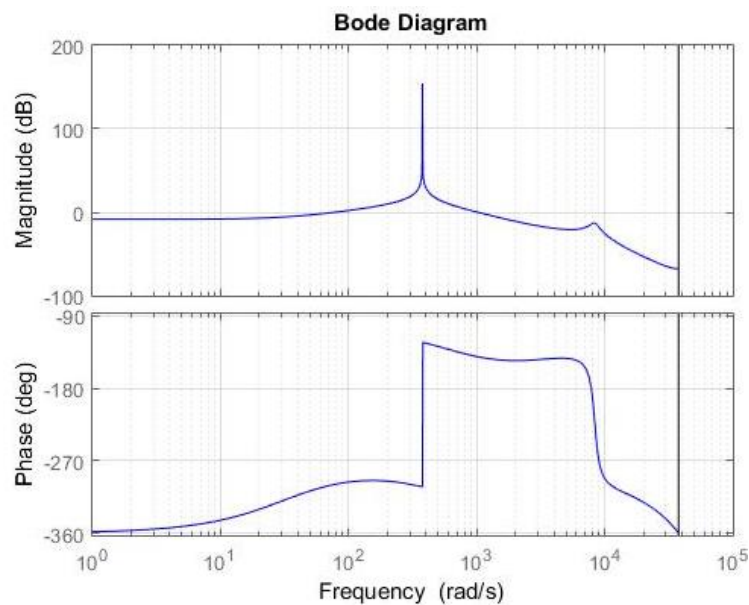


Fonte: Autor

Na Figura 38, é exibido o diagrama de bode no tempo discreto do sistema controlador-filtro LCL para indutância da rede de 0 mH, onde o mesmo apresenta comportamento análogo ao diagrama no tempo contínuo, ou seja, ganho elevado na frequência de ressonância do

controlador e significativa atenuação do pico de ressonância do filtro, onde o mesmo apresenta ganho de -12,8 dB para indutância da rede de 0 mH e -6,73 dB para indutância de 1 mH. Em termos de magnitude de fase, assim como no primeiro projeto do presente trabalho, houve uma leve discrepância entre o sistema no tempo contínuo e discreto, devido ao fato que dois métodos distintos de discretização foram utilizados para o controlador e o filtro LCL.

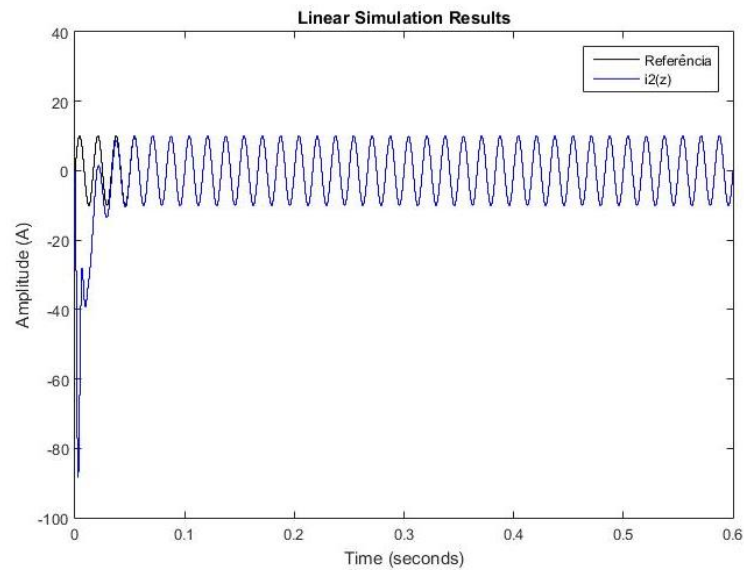
Figura 38 - Diagrama de bode em malha aberta do sistema controlador-filtro LCL no tempo discreto para indutância da rede de 0 mH



Fonte: Autor

Por fim, a corrente $i_2(z)$ do filtro para indutância da rede de 0 mH, a qual já sobre ação de controle é apresentada na Figura 39, onde verifica-se que a mesma apresenta tempo de acomodação após 1,5 ciclos da referência e erro nulo em regime permanente. O comportamento da corrente do filtro para indutância da rede de 1 mH é idêntico.

Figura 39 - Corrente $i_2(z)$ do filtro LCL, injetada na rede elétrica



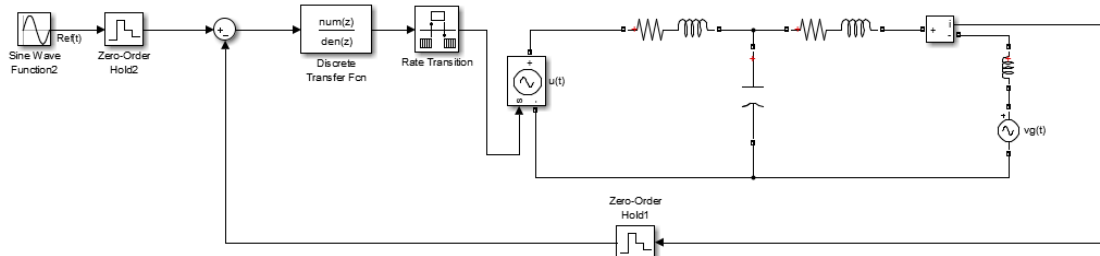
Fonte: Autor

3.3 COMENTÁRIOS SOBRE O DESENVOLVIMENTO DOS CONTROLADORES E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

Durante o desenvolvimento do presente trabalho, foram propostas duas metodologias de projeto para controladores proporcionais ressonantes, usados para controlar a corrente de um inversor conectado à rede elétrica através de um filtro LCL. A primeira metodologia baseou-se em um método para assegurar a estabilidade do sistema, que busca calcular os parâmetros de projeto do controlador através do lugar das raízes da função de transferência em malha aberta do sistema controlador-filtro. Já a segunda metodologia proposta utiliza critérios de margem de ganho e margem de fase para o cálculo dos parâmetros do controlador. Em ambas metodologias, buscou-se atender alguns critérios, tais como erro nulo em regime permanente para a corrente injetada na rede, boa atenuação do pico de ressonância do filtro LCL e boa robustez do sistema de forma a garantir que o controle de corrente seja adequado caso os parâmetros da rede sofram variação. As duas metodologias de projeto desenvolvidas atenderam aos requisitos propostos, onde destaca-se o fato que a segunda metodologia apresentou melhor robustez ao sistema, pelo fato da mesma obedecer a critérios de margem de fase e margem de ganho, de forma que se recomenda o uso desta metodologia para o projeto do controlador utilizado na aplicação proposta no presente trabalho.

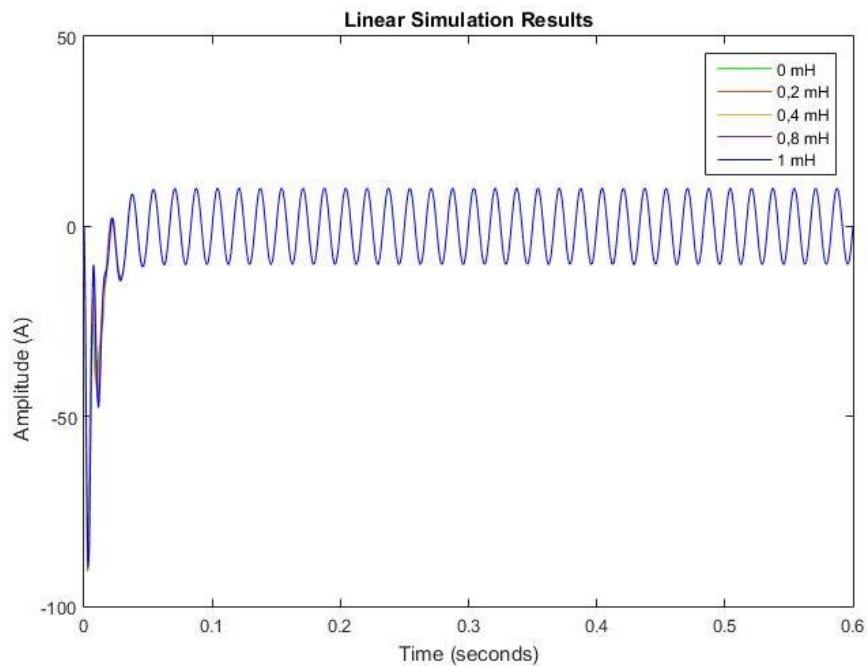
O controlador proposto na segunda metodologia será agora utilizado para controlar a corrente do filtro LCL, onde o mesmo será representado por seus elementos. A Figura 40 apresenta o sistema controlador-filtro LCL conectado em malha fechada, onde o filtro está conectado à rede elétrica e a mesma foi simulada com sua indutância variando de 0 mH até 1 mH. A fonte de tensão que alimenta o filtro é controlada através da ação de controle do controlador, que por sua vez depende diretamente da corrente de referência e da corrente $i_2(t)$ do filtro LCL. Por fim, na Figura 41 é exibida a corrente do filtro injetada na rede elétrica, onde verifica-se que a mesma apresenta erro nulo em regime permanente, independentemente da indutância da rede. Verifica-se também que as incertezas paramétricas da rede têm como característica alterar o regime transitório da corrente, não interferindo no regime permanente. Conclui-se dessa maneira que o controlador possui aplicação prática e pode ser utilizado satisfatoriamente, se for projetado de maneira adequada, mesmo existam incertezas paramétricas na rede elétrica.

Figura 40 – Simulação do controlador proporcional ressonante projetado conectado ao filtro LCL



Fonte: Autor

Figura 41 - Corrente $i_2(t)$ do filtro LCL injetada na rede elétrica considerando diferentes valores para indutância da rede elétrica



Fonte: Autor

3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo apresentou o controlador ressonante, onde foi visto sua função de transferência, resposta em frequência e lugar das raízes. Em seguida, foi apresentada uma modificação no controlador, onde um termo proporcional foi adicionado ao mesmo, com o objetivo de deslocar o zero da origem do controlador, melhorando assim sua magnitude de fase. Na sequência, desenvolveu-se o projeto do primeiro controlador, onde os requisitos foram expostos, e em seguida o controlador foi conectado ao filtro LCL através de malha fechada, onde verificou-se sua resposta em frequência e finalmente o comportamento da corrente $i_2(t)$, injetada na rede elétrica. Após, o controlador foi discretizado pelo método de *Tustin with prewarped frequency*, onde buscou-se preservar as características de resposta em frequência do controlador presentes no tempo contínuo. A seguir, os requisitos de projeto foram alterados e o segundo controlador foi projetado e conectado ao filtro LCL, onde suas respostas em tempo contínuo e discreto foram expostas. Em ambos os projetos, confirmou-se a atenuação do pico de ressonância do filtro LCL e o erro nulo em regime permanente da corrente $i_2(t)$ do filtro, corroborando a teoria apresentada no capítulo 1 do presente trabalho.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo sobre uma estratégia de controle de corrente aplicada a conversores estáticos conectados à rede através de filtro LCL. Verificou-se que existe um aumento no uso de fontes renováveis na matriz energética brasileira, o que implica em uma maior utilização de inversores de potência realizando a conexão dessas fontes com a rede. Ainda, para realizar tal conexão, é necessário um estágio de filtragem pois a tensão proveniente do inversor apresenta elevado conteúdo harmônico. Foi visto que o filtro indutivo-capacitivo-indutivo (LCL) é mais utilizado para atenuação de harmônicas por ser de terceira ordem, onde apresenta atenuação de -60dB/década. Como inconveniência, esses filtros apresentam um pico de ressonância, devido aos componentes passivos do mesmo, que podem vir a causar instabilidade no sistema. Verificou-se também que existem algumas técnicas propostas na literatura para atenuar o pico de ressonância do filtro, baseadas em amortecimento ativo e passivo. Além, foi realizado um breve estudo sobre as estratégias de controle de corrente presentes na literatura, tais como controladores clássicos, complexos métodos analíticos e controladores preditivos. Durante o estudo, verificou-se que o controlador ressonante, embora tenha sido proposto há algum tempo na literatura, passou a ser utilizado como forma de controle de corrente recentemente na eletrônica de potência e foi definido que tal controlador será utilizado para controlar a corrente do filtro LCL que é injetada na rede elétrica e atenuar o pico de ressonância do filtro.

No capítulo 2 do presente trabalho foi obtida a modelagem matemática do filtro LCL a partir do circuito equivalente através de função de transferência e modelo de espaços de estados, tanto no domínio contínuo, onde pôde-se verificar qual a frequência de ressonância do filtro, quanto no domínio discreto, através de um retentor de ordem zero. Para fins de demonstração, o comportamento do sistema foi simulado, onde verificou-se as divergências presentes na resposta frequência em ambos os domínios. Ainda, foi apresentada a influência das incertezas dos parâmetros da rede elétrica na resposta em frequência no domínio contínuo do filtro.

O capítulo 3 apresentou um estudo mais aprofundado do controlador ressonante, onde foi adicionado uma parcela proporcional ao mesmo, passando a se chamar controlador proporcional ressonante. Ainda, foi desenvolvido o equacionamento matemático que mostra os motivos aos quais o controlador proporcional é utilizado como estratégia de controle de corrente. Sua resposta em frequência foi verificada e duas metodologias de projeto para o controlador foram apresentadas. A primeira foi baseada em um método empírico de tentativa e

erro, onde buscou-se encontrar os parâmetros do controlador através do método do lugar das raízes. Tal controlador apresentou resposta satisfatória tanto no seguimento da corrente a referência senoidal quanto a atenuação do pico de ressonância do filtro. A seguir, o controlador foi discretizado pelo método de *Tustin with prewarped frequency*, afim de verificar seu comportamento quando implementado por um processador de sinais digitais. Durante o desenvolvimento do segundo método de projeto, foi verificado que não existe na literatura um procedimento específico para o projeto de tal controlador, sendo os critérios mais utilizados baseados em margem de fase e margem de ganho, de tal forma que o controlador foi projetado dessa maneira, cumprindo os requisitos de forma bastante satisfatória. Conclui-se pelo desenvolvimento desse trabalho que o controlador proporcional ressonante garante erro nulo em regime permanente e atenua de forma satisfatória o pico de ressonância do filtro LCL. Ainda, quando projetado utilizando os critérios mencionados na segunda metodologia, o mesmo garante boa robustez ao sistema, mesmo havendo incertezas paramétricas na rede elétrica.

Como propostas para trabalhos futuros, citam-se:

- Considerar o atraso de transporte na amostragem e implementação digital;
- Implementação de uma malha de captura de fase, para obtenção da referência senoidal;
- Comparar as metodologias de projeto propostas com outras metodologias presentes na literatura, tal como a metodologia presente em (CASTILLA et. al., 2009).

REFERÊNCIAS

ANDRETA, A.G.; **Estratégia Híbrida de Controle Para Inversores Trifásicos Conectados à Rede Baseada em Controladores Deadbeat e Proporcional + Ressonante**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.

ANEEL. **BIG - Banco de Informações de Geração**. 2018. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/FontesEnergia.asp>. Acesso em: 22 jan 2018.

ANEEL. **Geração Distribuída**. 2016. Disponível em: http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introducao-1/656827?inheritRedirect=false. Acesso em: 16 jan. 2018.

ANEEL. **Matriz de Energia Elétrica**. 2018. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.cfm>. Acesso: 24 jan. 2018.

CASTILLA, M. et al. Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters with Damped Resonant Harmonic Compensators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. [S.l.; s.n.], v. 56, n. 11. P. 4492-4501, nov. 2009.

CHA, H.; VU, T.; KIM, J. Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System. **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE**. [S.l.; s.n.], 2009

FUKUDA, S.; YODA, T.; A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.] v. 37, n. 3, p. 888-895, maio 2001.

JULEAN, A. M. **Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Applications**. Dissertação (Mestrado) – Aalborg Universitet, Dinamarca, 2009.

KANTAR, E.; USLER, S. N.; HAVA, A. M.; Design and Performance Analysis of a Grid Connected PWM-VSI System. In: **8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering**. [S.l.; s.n.], 2013.

KHAJEHODDIN, S. A. et. al. A Resonant Controller With High Structural Robustness for Fixed-Point Digital Implementations. **IEEE Transactions on Power Electronics**. [S.l.], v. 27, n. 7, p. 3352-3362, jul. 2012.

MACCARI, L.A.J.; **Controle Robusto Baseado em Desigualdades Matriciais Lineares Aplicado a Inversores Conectados à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2015.

MANO, O.S. **Projeto de Controladores Ressonantes para Sistemas Ininterruptos de Energia para Seguimento Assintótico de Sinais de Referência Senoidais e Rejeição De Harmônicos**. Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2010.

MARTINS, L. T.; **Estratégias Multimalhas para Controle de Corrente de Inversores Conectados à Rede por Meio do Filtro LCL**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2018.

MASSING, J.R.; **Controle Adaptativo de Corrente Aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2013.

MME. **Participação de Renováveis na Matriz Energética Brasileira é Três Vezes Superior ao Indicador Mundial**. 2016. Disponível em: http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/participacao-de-renovaveis-na-matriz-energetica-brasileira-e-tres-vezes-superior-ao-indicador-mundial. Acesso em: 24 jan. 2018

MME. **Renováveis Devem Manter Participação de 43% na Matriz Energética Em 2017**. 2017. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/>

/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/renovaveis-devemmanter-participacao-de-43-na-matriz-energetica-em-2017. Acesso em: 24 jan. 2018

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5. ed. [S. l.]: Prentice Hall, 2010.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D.G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**. [S.l.], v. 50, n. 1 p. 424-432. fev. 2014.

SATO, Y. et al. A New Control Strategy for Voltage-Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current. **IEEE Transactions on Industry Applications, IEEE** [S.l.], v. 34, n. 3, p. 480-486, jun. 1998.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. 1. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.

TIMBUS, A. V. et. al. Adaptive Resonant Controller for Grid-Connected Converters in Distributed Power Generation Systems. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE**. [S.l.; s.n.], 2006.

YEPES, A.G. et. al. Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**. [S.l.], v. 25, n. 7, p. 1692-1712, jul. 2010.

ZAMOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G.H. Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 37, n. 2, abr.2001.

ZAMOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Trans. Power Electronics**, [S.l.] v. 18, n. 3, p. 814–822, maio 2003.