



Serviço Público Federal  
Ministério da Educação

Fundação Universidade Federal de Mato Grosso do Sul



FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSIAS BARTOLOMEU COSTA RIBEIRO

**AVALIAÇÃO DO FILTRO LCL INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA  
UTILIZANDO TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO PASSIVO E ATIVO**

Campo Grande - MS  
2018

JOSIAS BARTOLOMEU COSTA RIBEIRO

**AVALIAÇÃO DO FILTRO LCL INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA  
UTILIZANDO TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO PASSIVO E ATIVO**

Trabalho de Conclusão de Curso  
apresentado a Universidade Federal de  
Mato Grosso do Sul como parte das  
exigências para a obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica.

Campo Grande, 11 de dezembro de 2018.

Campo Grande - MS  
2018

**JOSIAS BARTOLOMEU COSTA RIBEIRO**

**AVALIAÇÃO DO FILTRO LCL INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA  
UTILIZANDO TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO PASSIVO E ATIVO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharias,  
Arquitetura e Urbanismos e Geografia da Universidade Federal de Mato Grosso do  
Sul, para a obtenção da graduação em Engenharia Elétrica

**BANCA EXAMINADORA**

---

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

---

*RCG*  
Prof. Dr. Raymundo Cordero Garcia  
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

---

*RBG*  
Prof. Dr. Ruben Barros Godoy  
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Campo Grande - MS  
2018

## **DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE**

Eu, Josias Bartolomeu Costa Ribeiro, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado de Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 45.893.280-2 SSP/SP e CPF nº 026.786.741-77, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado, com o título “AVALIAÇÃO DO FILTRO LCL INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA UTILIZANDO TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO PASSIVO E ATIVO” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciai todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este texto não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a conclusão do curso de graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 11 de dezembro de 2018.

---

Josias Bartolomeu Costa Ribeiro

RA 2014.2103.006-3

Curso de Engenharia Elétrica - UFMS

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado saúde e forças para superar as dificuldades. A toda minha família, especialmente minha mãe Ana Cláudia e meus avôs Armando e Maria por acreditarem e investirem em mim oferecendo apoio ao longo desses 5 anos de curso.

A esta universidade, seu corpo docente, direção e administração pelas experiências compartilhadas que contribuíram em minha formação. Ao professor Dr. Moacyr Brito pela orientação e colaboração tornando possível a conclusão do presente trabalho. Aos professores Dr. Ruben Godoy e Dr. Raymundo Cordero participantes da banca examinadora que dividiram comigo este momento e todos os demais professores do curso, que foram tão importantes na minha vida acadêmica.

Aos amigos pelo incentivo ao longo desta jornada e todos aqueles que de alguma forma estiveram e estão próximos de mim, fazendo esta vida valer a pena.

## RESUMO

Os sistemas de geração distribuída conectados à rede devem atender à determinadas especificações técnicas quanto a injeção de componentes harmônicas, para tanto faz-se o uso comumente do filtro LCL por proporcionar melhores atenuações harmônicas e reduzidas dimensões em comparação a demais topologias. A grande desvantagem do filtro LCL é sua característica de impedância versus frequência, que apresenta um pico de ressonância próximo a frequência de corte do filtro o que dificulta sobremaneira o projeto do sistema de controle. Neste contexto, o presente trabalho tem por objetivo apresentar técnicas de amortecimento passivo e ativo a fim de garantir a estabilidade do sistema de controle. O objeto empregado para estudo do referente trabalho consiste em um sistema fotovoltaico conectado à rede a partir de um filtro LCL monofásico. As técnicas de amortecimento passivo baseiam-se em topologias de inclusão de resistência conforme discutido ao longo do trabalho. Já as técnicas de amortecimento ativo referem-se aos métodos de “resistência virtual” e aplicação de um filtro Notch. Os resultados são apresentados no software MATLAB® a fim de avaliar as características de cada metodologia.

**Palavras-chave:** Amortecimento Passivo e Ativo, Filtro LCL, Inversor conectado à rede.

## ABSTRACT

The distributed generation systems connected to the grid must meet certain technical specifications regarding the injection of harmonic components, for which the LCL filter is commonly used because it provides better harmonic attenuations and reduced dimensions compared to other topologies. The major disadvantage of the LCL filter is its impedance versus frequency characteristic, which presents a resonance peak close to the cutoff frequency of the filter, which greatly hinders the design of the control system. In this context, the present work aims to present techniques of passive and active damping in order to guarantee the stability of the control system. The object used in this work consists of a photovoltaic system connected to the grid from a single-phase LCL filter. Passive damping techniques are based on resistance inclusion topologies as discussed throughout the work. The active damping techniques refer to the "virtual resistance" methods and the application of a Notch filter. The results are presented in MATLAB® software in order to evaluate the characteristics of each methodology.

**Key words:** Passive and Active Damping, LCL Filter, Inverter connected to the network.

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	12
1.1. Estrutura do trabalho .....	15
2. INVERSOR MONOFÁSICO - PONTE COMPLETA .....	17
2.1. Estratégia de modulação .....	18
2.2. Etapas de operação Inversor Monofásico.....	21
2.3. Inversores conectados à rede elétrica .....	24
3. FILTROS.....	26
3.1. Topologia dos Filtros Passivos de Conexão .....	26
3.1.1. Filtro L.....	26
3.1.2. Filtro LC .....	27
3.1.3. Filtro LCL.....	27
3.2. Modelagem matemática filtro LCL .....	29
4. CONTROLADORES CLÁSSICOS.....	34
4.1. Controlador PI.....	34
4.2. Controlador Ressonante .....	35
4.3. Controlador PI + Ressonante.....	36
5. AMORTECIMENTO.....	37
5.1. Amortecimento Passivo .....	37
5.2. Amortecimento Ativo .....	39
5.2.1. Resistência Virtual.....	39
5.2.2. Filtro Notch .....	40
6. PROJETO.....	42
6.1. Projeto do filtro LCL .....	42
6.1.1. Metodologia de LISERRE .....	42
6.1.2. Metodologia proposta .....	45
6.2. Projeto Controladores .....	51
6.2.1. Projeto Controlador PI .....	51
6.2.2. Projeto do Controlador Ressonante.....	55

6.2.3. Controlador PI + Ressonante .....	55
6.3. Projeto Amortecimento .....	57
6.3.1. Amortecimento Passivo .....	57
6.3.1.1. Resistência de amortecimento .....	61
6.3.2. Amortecimento Ativo.....	65
6.3.2.1. Resistor Virtual.....	65
6.3.2.2. Filtro Notch.....	68
7. RESULTADOS .....	71
7.1. Sistema Sem Amortecimento.....	71
7.2. Sistema com Amortecimento Passivo.....	73
7.3. Sistema com Amortecimento Ativo via Virtualização .....	75
7.4. Sistema com Amortecimento Ativo via Filtro Notch .....	78
8. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	82
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	84

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – a) Matriz elétrica mundial b) Matriz elétrica brasileira .....	13
Figura 2 - Inversor monofásico com filtro indutivo conectado à rede .....	18
Figura 3 – Possibilidade de implementação da modulação SPWM Unipolar.....	20
Figura 4 – Modulação unipolar SPWM via Simulink para o projeto proposto.....	20
Figura 5 - Primeira etapa de operação do inversor monofásico em ponte completa .....	21
Figura 6 - Segunda etapa de operação do inversor monofásico de ponte completa .....	22
Figura 7 - Quarta etapa de operação do inversor monofásico de ponte completa.....	23
Figura 8 – Formas de onda de saída do inversor monofásico de ponte completa.....	24
Figura 9 - Arranjo de um sistema fotovoltaico conectado à rede.....	25
Figura 10 – Topologia filtro L.....	26
Figura 11 – Topologia filtro LC .....	27
Figura 12 – Topologia filtro LCL.....	28
Figura 13 – a) Inversor monofásico com filtro LCL conectado à rede b) Circuito equivalente .....	29
Figura 14 – Circuito para obtenção de Gv1s b) Circuito para obtenção de Gv2s .....	30
Figura 15 - Circuito para obtenção de Gi1s b) Circuito para obtenção de Gi2s.....	32
Figura 16 – Controlador PI.....	34
Figura 17 – Controlador Ressonante .....	36
Figura 18 - Controlador PI + Ressonante .....	36
Figura 19 - Topologias de amortecimento passivo via inclusão de resistência no filtro LCL .....	37
Figura 20 - Topologias de amortecimento passivo e suas funções de transferências equivalentes....	38
Figura 21 – Amortecimento ativo a) Rs1 via I2 b) Rp1 via Vl2 c) Rd via VCf d) Rd via Ic .....	40
Figura 22 – Circuito equivalente I.....	46
Figura 23 – Circuito equivalente II.....	47
Figura 24 – Circuito equivalente III .....	48
Figura 25 - Diagrama de Bode do filtro projetado conforme metodologia de LISERRE e do Autor.....	49
Figura 26 - Diagrama de Bode do filtro amortecido conforme metodologia de LISERRE e do Autor..	50
Figura 27 - Resposta ao degrau do filtro LCL amortecido via resistência Rd .....	52
Figura 28 - Resposta em frequência do filtro LCL amortecido via Rd + Controlador PI.....	53
Figura 29 - Resposta ao degrau do filtro LCL amortecido via Rd + Controlador PI .....	54
Figura 30 - Resposta em frequência do filtro LCL amortecido via Rd + Controlador Ressonante.....	55
Figura 31 - Resposta em frequência do filtro LCL amortecido via Rd + Controlador PI + Ressonante	56
Figura 32 - Diagrama de Bode do filtro LCL para resistências de amortecimento .....	57
Figura 33 - Diagrama de Bode do filtro LCL com amortecimento via RS1 .....	58
Figura 34 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RS2.....	59
Figura 35 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RP1.....	60
Figura 36 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RP2.....	60
Figura 37 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RDP .....	61
Figura 38 - Diagrama de Bode do filtro LCL real e com amortecimento passivo .....	63

Figura 39 – Lugar das raízes do filtro LCL sem amortecimento .....	64
Figura 40 – Lugar das raízes do filtro LCL com amortecimento passivo via $R_d$ .....	64
Figura 41 - Diagrama de Blocos do filtro LCL com amortecimento passivo via $R_d$ .....	65
Figura 42 – Diagrama de blocos do amortecimento ativo via resistência em paralelo ao capacitor....	66
Figura 43 – a) Modelagem Filtro LCL b) Modelagem filtro LCL com $R_d$ .....	66
Figura 44 - Implementação no sistema de controle da realimentação da corrente do capacitor .....	67
Figura 45 - Implementação no sistema de controle da realimentação da tensão do capacitor .....	68
Figura 46 - Resposta em frequência do filtro LCL e do Filtro Notch.....	69
Figura 47 – Resposta em frequência do filtro LCL aplicando filtro Notch na malha de corrente .....	70
Figura 48 - Corrente sob indutor $L_1$ em função do tempo para o sistema não amortecido .....	71
Figura 49 - Corrente sob indutor $L_2$ em função do tempo para o sistema não amortecido .....	72
Figura 50 - Tensão sob capacitor $V_{Cf}$ em função do tempo para o sistema não amortecido .....	72
Figura 51 - Corrente sob capacitor $i_{Cf}$ em função do tempo para sistema não amortecido .....	72
Figura 52 - Corrente sob indutor $L_1$ em função do tempo para amortecimento passivo.....	73
Figura 53 – Corrente sob indutor $L_2$ em função do tempo para amortecimento passivo.....	74
Figura 54 – Tensão sob capacitor $V_{Cf}$ em função do tempo para amortecimento passivo.....	74
Figura 55 - Corrente sob capacitor $i$ em função do tempo para amortecimento passivo.....	74
Figura 56 - Corrente $I_{ref}$ e Corrente $i_2$ em função do tempo para amortecimento passivo .....	75
Figura 57 - FFT da corrente injetada da rede ( $i_2$ ) para amortecimento passivo .....	75
Figura 58 - Corrente sob indutor $L_1$ em função do tempo para amortecimento virtual .....	76
Figura 59 - Corrente sob indutor $L_2$ em função do tempo para amortecimento virtual .....	76
Figura 60 - Corrente sob indutor $L_2$ em função do tempo para amortecimento virtual ( $L_g = 2mH$ )....	77
Figura 61 - Tensão sob capacitor $V_{Cf}$ em função do tempo para amortecimento virtual .....	77
Figura 62 – Corrente sob capacitor $i_{Cf}$ em função do tempo para amortecimento virtual .....	77
Figura 63 - Corrente $I_{ref}$ e Corrente $i_2$ em função do tempo para amortecimento virtual .....	78
Figura 64 - FFT da corrente injetada da rede ( $i_2$ ) para amortecimento virtual.....	78
Figura 65 - Corrente sob indutor $L_1$ em função do tempo para amortecimento via Notch.....	79
Figura 66 - Corrente sob indutor $L_2$ em função do tempo para amortecimento via Notch.....	79
Figura 67 - Corrente sob indutor $L_2$ em função do tempo p/ amortecimento Notch ( $L_g = 500\mu H$ ) ....	79
Figura 68 – Tensão sob capacitor $V_{Cf}$ em função do tempo para amortecimento via Notch.....	80
Figura 69 - Corrente sob capacitor $i_{Cf}$ em função do tempo para amortecimento via Notch.....	80
Figura 70 - FFT da corrente injetada da rede ( $i_2$ ) para amortecimento via Notch .....	80
Figura 71 – Sistema com amortecido passivo via inserção da resistência em série ao capacitor.....	88
Figura 72 – Sistema com amortecimento ativo via Filtro Notch.....	89
Figura 73 – Sistema com amortecimento ativo via medição da corrente do capacitor .....	90
Figura 74 – Sistema com amortecimento ativo via medição da tensão capacitor .....	91

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 - Parâmetros de projeto do filtro LCL .....	43
Tabela 2 - Parâmetros do filtro LCL - LISERRE .....	45
Tabela 3 - Parâmetros do filtro LCL - Autor .....	48
Tabela 4 – Parâmetros da resposta ao degrau do sistema sem compensador PI.....	52
Tabela 5 - Parâmetros da resposta ao degrau do sistema após inserção do compensador PI.....	54

## 1. INTRODUÇÃO

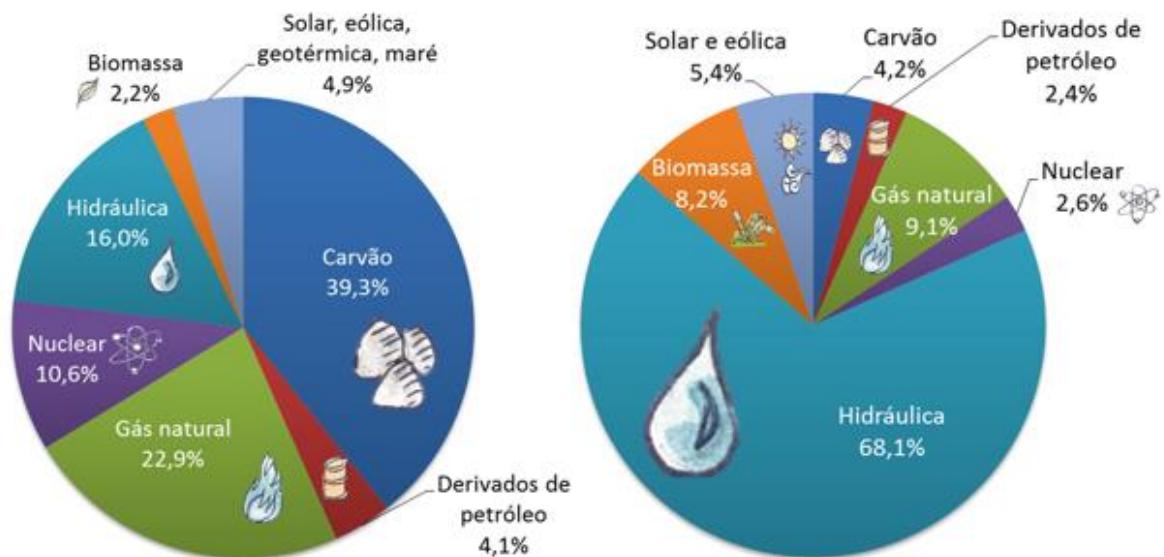
A história da evolução do homem está intimamente relacionada com o desenvolvimento de novas tecnologias associadas a realização de trabalho. Inicialmente foi motivada pela própria força física passando para o domínio da energia térmica através da construção das máquinas a vapor e posteriormente pela utilização do petróleo e da energia elétrica o que resultou em um vasto desenvolvimento tecnológico no século XIX a qual a sociedade tornou-se dependente até os dias atuais.

Atualmente a maior parcela da matriz energética mundial ainda é proveniente de fontes não renováveis como os combustíveis fosseis as quais são responsáveis por afetar as condições climáticas do planeta. O elevado crescimento populacional aliado ao aumento da demanda energética tem contribuído na ampliação de fontes alternativas de energia como a implantação de usinas hidroelétricas, eólicas, solares, térmica e fotovoltaica, bem como o aproveitamento de energia da biomassa, marés, dentre outras.

Deve-se destacar que há diferenças entre matriz energética e matriz elétrica, a primeira relaciona todas as fontes de energia disponíveis, já a segunda representa a parcela deste conjunto capaz de gerar especificamente eletricidade a qual é alvo deste trabalho no que se refere a geração e distribuição de energia elétrica EPE (Empresa de Pesquisa Energética, 2018).

Segundo o Balanço Energético Nacional de 2017 o Brasil merece destaque pois contribui com uma parcela de 82% de energia elétrica proveniente de fontes renováveis sendo predominante a matriz hidroelétrica correspondendo em 68,1% do total. Porém essa excessiva dependência das hidrelétricas traz consigo preocupações no setor de energia pois a mesma sofre elevada influência de fatores climáticos e sazonais e não assegura a demanda vigente. Diante desta situação a geração das usinas termoelétricas são aumentadas como medida preventiva em tempos de estiagem o que tem como consequência uma grande liberação de poluentes na atmosfera além do aumento excessivo dos custos de geração. Dados do EPE revelam que a matriz elétrica global é composta, principalmente, de fontes não renováveis como o carvão, óleo e o gás natural o que é divergente da situação nacional como pode-se inferir a seguir através dos diagramas da figura 1.

Figura 1 – a) Matriz elétrica mundial b) Matriz elétrica brasileira



Fonte: EPE, 2018

Nos últimos anos dentre as energias renováveis a energia solar fotovoltaica é a que tem mais crescido devido à redução dos custos dos painéis e sobretudo pelas políticas de incentivo na aquisição e financiamento do sistema. Os sistemas fotovoltaicos são favoráveis para instalação tanto em centros urbanos quanto em regiões remotas podendo minimizar as perdas decorrentes da transmissão e distribuição de energia elétrica através da geração distribuída, dentre outras vantagens (HAUSER, 2014).

De acordo com o IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a geração distribuída (GD) pode ser definida como uma unidade de geração próxima ao consumidor conectada diretamente ao sistema elétrico de distribuição. No Brasil a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) é o órgão responsável por regular, fiscalizar e implementar as políticas e diretrizes quanto ao processo de geração, transmissão, distribuição e comercialização de energia elétrica.

O potencial brasileiro de energia solar é enorme tendo uma irradiação média anual que varia entre 1200 e 2400 kWh/m<sup>2</sup> que comprova que o território nacional recebe irradiação bem acima da média dos países europeus (1000 kWh/m<sup>2</sup>) onde são desenvolvidas as tecnologias de ponta em painéis fotovoltaicos e conversores de energia (MME, 2016).

Existem dois tipos básicos de sistemas fotovoltaicos: Os sistemas isolados e os sistemas conectados à rede.

O sistema isolado também chamado de *off-grid* são sistemas autônomos que são independentes da rede de distribuição de energia elétrica e utilizam baterias como meio de armazenamento de energia. Basicamente é composto por um painel fotovoltaico, inversor, controlador de carga e baterias. A energia excedente que é produzida é armazenada no banco de baterias sendo utilizada pelo sistema em ocasiões de baixa ou ausência de incidência solar.

Já o sistema fotovoltaico conectado à rede conhecido como *on-grid* ou *grid-tie* necessita obrigatoriamente estar conectado à rede de distribuição de energia. Os sistemas *on-grid* são mais eficientes e dispensam o uso de banco de baterias e controladores de carga já que toda energia excedente gerada é injetada na rede elétrica.

Os conversores de potências são os responsáveis por intermediar a conexão do painel (ou sistema) fotovoltaico a rede elétrica podendo ser realizada em apenas um estágio quando o inversor é conectado diretamente a rede via filtro de conexão ou em cascata quando há um conversor elevador de tensão (Boost) na saída do painel fotovoltaico. O inversor é o conversor de potência responsável por transformar a tensão em corrente contínua (CC) proveniente da saída do painel fotovoltaico em tensão alternada (CA) para sincronia com a rede elétrica.

Os inversores são compostos por chaves semicondutoras que geralmente são IGBTs ou MOSFETs utilizando uma frequência de chaveamento na ordem de dezenas de kHz. Essa alta frequência de comutação provoca o surgimento de múltiplas componentes harmônicas de corrente que devem ser mitigadas. Neste contexto o sistema fotovoltaico deve se enquadrar nas normas vigentes do IEEE, a fim de garantir a estabilidade e qualidade de energia elétrica. As normas específicas para geração distribuída fotovoltaica ABNT NBR 16149 e 16150 de 2013 auxiliam também na qualidade da tensão elétrica assim como o módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição) elaborado pela ANEEL.

Além da utilização de conversores de potência faz-se necessário a utilização de um filtro de conexão que pode ser indutivo, indutivo-capacitivo ou indutivo-capacitivo-indutivo para o adequado acoplamento do sistema fotovoltaico com a rede de distribuição de energia elétrica e atenuação das componentes harmônicas de alta frequência. Pois, segundo o IEEE a taxa de distorção harmônica de corrente de saída

dos conversores eletrônicos de potência não deve ultrapassar 5% da corrente fundamental em condições nominais de operação (TEODORECUS; LISERRE, 2011).

Para manter a sincronia do sistema fotovoltaico ao sistema elétrico é utilizado um circuito de PLL (Phase Lock Loop) que consiste basicamente em um sistema de malha fechada que possui um oscilador interno responsável por responder instantaneamente as variações de corrente. É utilizado na maioria das aplicações eletrônicas modernas, especialmente em computação e telecomunicações. Em sistemas de geração distribuída os PLL são comuns pois é necessária a sincronia da corrente injetada com a rede elétrica.

O sistema fotovoltaico necessita de um sistema de controle para melhorar o erro em regime permanente e a característica transitória com intuito de tornar o sistema mais robusto e estável. Comumente se utiliza na malha de controle de corrente um compensador PI (Proporcional-Integral) devido ao seu bom desempenho, entretanto neste projeto será utilizado juntamente ao mesmo um controlador Ressonante com propósito de melhorar sua performance e auxiliar na rejeição de harmônicas, admitindo ganho elevado na frequência de interesse. Desta forma será abordado o chamado controlador PI+R.

O filtro explorado nesse trabalho é o indutivo-capacitivo-indutivo (LCL) devido suas reduzidas dimensões e melhores atenuações das componentes harmônicas. Porém a desvantagem desta topologia é a ressonância do filtro que pode levar o sistema à instabilidade, caso não seja projetado adequadamente o sistema de controle e seu amortecimento. Nesse sentido, o alvo de estudo do presente trabalho é estudar as metodologias de amortecimento da ressonância, e avaliá-las com auxílio do software Matlab/Simulink®.

### **1.1. Estrutura do trabalho**

O presente trabalho é organizado da seguinte maneira:

No capítulo 2 é estudado o conversor de potência - o inversor monofásico de ponte completa. É compreendido a estratégia de modulação utilizada e seu comportamento conectado à rede elétrica.

No capítulo 3 são expostas as topologias mais usuais de filtro de conexão destacando suas vantagens/desvantagens e características particulares de cada uma. Realizando pôr fim a modelagem matemática do filtro LCL.

No capítulo 4 são apresentados os controladores PI (Proporcional-Integral) e Ressonante utilizados popularmente nos sistemas de controle de inversores conectados à rede. É abordado também a combinação de ambos formando o controlador PI+R empregado no trabalho.

O capítulo 5 trata sobre a teoria de amortecimento do filtro LCL através das metodologias de amortecimento passivo, amortecimento ativo via virtualização de resistência e via filtro rejeita banda (Notch),

No capítulo 6 é proposto o projeto de um filtro de conexão LCL para um sistema fotovoltaico, o projeto de um controlador PI+R e os sistemas de amortecimento passivo e ativo. É apresentado também pelo autor uma metodologia alternativa para o projeto do filtro de conexão.

No capítulo 7 são apresentados os resultados dos sistemas projetados com o emprego das técnicas de amortecimento passivo e ativo na plataforma Matlab/Simulink®.

No capítulo 8 são exibidas as considerações finais do trabalho relatando as conclusões obtidas sobre o sistema fotovoltaico conectado à rede admitindo as estratégias de amortecimento.

Por fim é destacado toda a bibliografia utilizada para a organização do presente trabalho.

## 2. INVERSOR MONOFÁSICO - PONTE COMPLETA

O conversor CC/CA também conhecido como inversor é um dispositivo eletroeletrônico que converte uma tensão de entrada continua (CC) em uma tensão de saída alternada (CA) simétrica com amplitude e frequências variáveis. As aplicações de inversores de tensão são inúmeras como na geração distribuída, acionamentos de máquinas, sistemas de energia e aplicações embarcadas.

A tensão de saída de um inversor sem filtro assume uma forma de onda quadrada oscilando em degraus em torno do valor nulo sendo constituída da componente fundamental de 60Hz e das componentes harmônicas as quais são prejudiciais à rede a qual está conectada. Para evitar este problema, faz-se o uso de filtros na saída do inversor com intuito de atenuar as altas frequências e reduzir as harmônicas de corrente geradas pelo conversor. (RASHID, 2008).

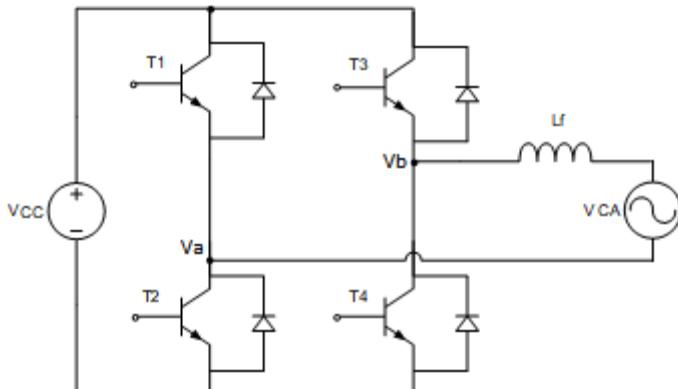
A figura 2 ilustra um inversor monofásico em ponte completa interligado à rede elétrica com filtro de conexão L. Esta topologia apresenta quatro interruptores, dois em cada ramo, que não podem ser ativados simultaneamente para evitar curto circuitos no barramento CC. Sendo necessário também a utilização de diodos em antiparalelo às chaves para garantir a bidirecionalidade no sentido da corrente. [POMILIO, 2013].

A comutação do inversor é realizada através de chaves IGBT que tem a vantagem de suportar altas correntes e tensões ou chaves MOSFET que operam em tensões reduzidas, porém em altas frequências de chaveamento. Este acionamento pode ser gerado através de dois tipos de modulações SPWM:

- Bipolar ou a dois níveis
- Unipolar ou a três níveis

Na modulação SPWM os pulsos são gerados via comparação da onda modulante (onda senoidal de referência) com a onda portadora (onda triangular).

Figura 2 - Inversor monofásico com filtro indutivo conectado à rede



Fonte: Autoria Própria

## 2.1. Estratégia de modulação

Nas literaturas é possível encontrar duas técnicas SPWM aplicáveis a modulação do Inversor em Ponte Completa: a modulação Unipolar e a modulação Bipolar. Essas técnicas de modulação permitem a partir de uma tensão de entrada constante obter uma tensão de saída alternada com valor eficaz variável utilizando o princípio da variação da largura de pulso pelo comando dos interruptores (IGBT ou MOSFET) do inversor ponte completa. A modulação por largura de pulso ou PWM varia a razão cíclica aplicada aos interruptores em alta frequência de comutação com objetivo de atender determinada tensão ou corrente elétrica na saída em baixa frequência, contudo existem componentes harmônicas indesejáveis que devem ser minimizadas.

A modulação SPWM a três níveis ou unipolar que é a utilizada neste trabalho consiste em gerar um sinal de referência senoidal ( $V_{ref}$ ) também chamado de modulante e seu sinal complementar defasado  $180^\circ$  ( $-V_{ref}$ ) que devem ser comparados a um sinal triangular ou dente-de-serra ( $V_{trig}$ ) na frequência de comutação de modo a se obter os pulsos de comando para os interruptores do inversor.

O sinal modulante  $V_{ref}$  é comparado com o sinal da portadora  $V_{trig}$  na frequência de chaveamento de modo a obter os pulsos de comando para os interruptores de um braço do inversor  $S_1$  e  $S_2$ . Já os pulsos de comando do outro braço do inversor são produzidos através da comparação do sinal da modulante ( $-V_{ref}$ ) com

o sinal da portadora ( $V_{trig}$ ) comandando assim os interruptores  $S_3$  e  $S_4$ . Uma outra alternativa é comparar duas ondas triangulares ou dente-de-serra ( $V_{trig}$  e  $-V_{trig}$ ) com apenas um sinal de referência senoidal ( $V_{ref}$ ).

Em resumo tem-se que:

$$V_{ref} > V_{trig} \rightarrow V_{AN} = E \text{ (S1 ON)}$$

$$V_{ref} < V_{trig} \rightarrow V_{AN} = 0 \text{ (S2 ON)}$$

$$-V_{ref} > V_{trig} \rightarrow V_{BN} = E \text{ (S3 ON)}$$

$$-V_{ref} < V_{trig} \rightarrow V_{BN} = 0 \text{ (S4 ON)}$$

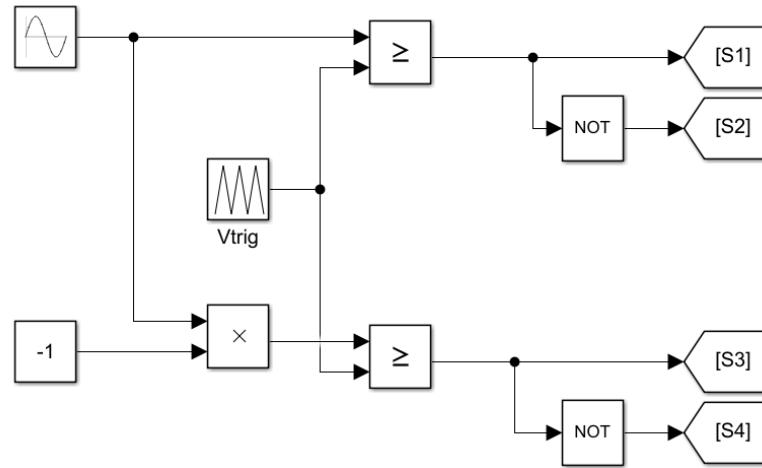
$$V_0 = V_{AN} - V_{BN}$$

A principal vantagem da modulação SPWM unipolar é produzir sinais com componentes harmônicas de ordem superior as demais topologias facilitando o processo de filtragem. Esta modulação apresenta como vantagem também permitir a redução do volume do filtro, visto que está submetido ao dobro da frequência de comutação dos interruptores e exibe menores perdas nos interruptores e emissões eletromagnéticas reduzidas. A desvantagem é a necessidade de uma segunda modulante ou portadora defasada de  $180^\circ$  da principal a fim de que sejam enviados dois comandos para cada par de interruptores.

É preferível a utilização de uma onda portadora triangular em comparação ao tipo dente-de-serra pois a mesma apresenta resultados superiores em relação ao espectro harmônico da tensão de saída do inversor para as modulações bipolar e unipolar (HOLMES, GRAHAME).

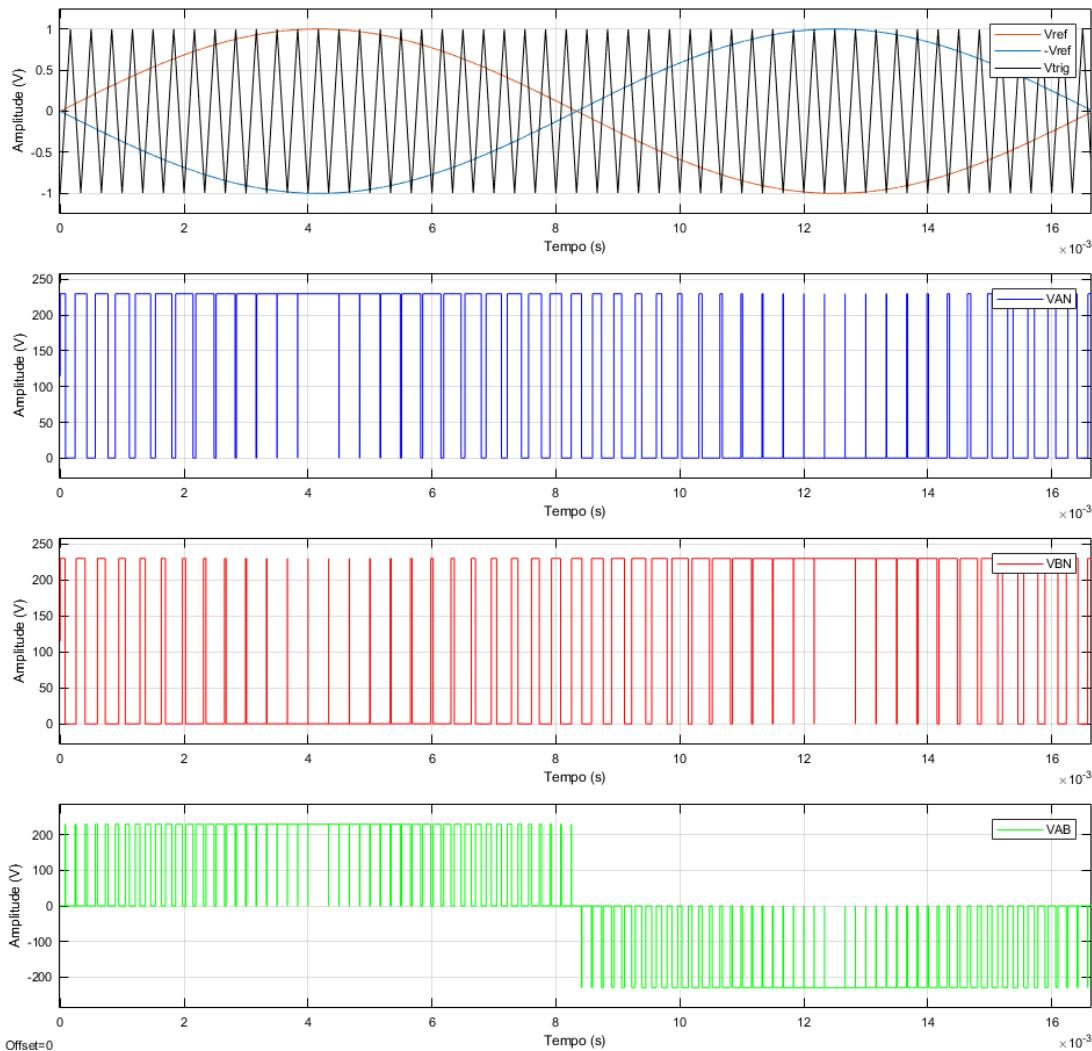
A figura 3 ilustra a metodologia utilizada no Matlab/Simulink® para a implementação da modulação SPWM unipolar utilizando a comparação dos sinais de referências ao sinal da portadora. As formas de ondas referente a modulação e ao sinal de saída podem ser constatados na figura 4 cuja frequência da portadora foi definida em 3kHz.

Figura 3 – Possibilidade de implementação da modulação SPWM Unipolar.



Fonte: Autoria Própria

Figura 4 – Modulação unipolar SPWM via Simulink para o projeto proposto.



Fonte: Autoria Própria

## 2.2. Etapas de operação Inversor Monofásico

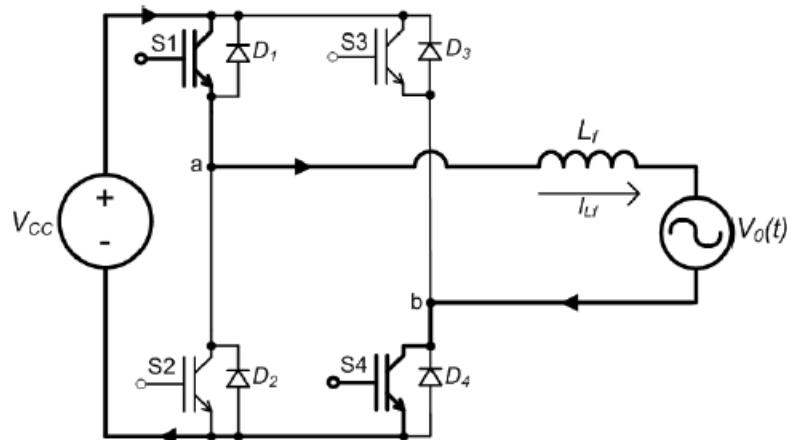
Aplicando a modulação unipolar ao inversor monofásico este apresenta quatro etapas de operação, sendo duas referentes ao semi-ciclo positivo e duas ao semi-ciclo negativo. Em seguida serão apresentadas as etapas de operação da tensão de saída. O semi-ciclo negativo difere unicamente pela inversão da tensão de carga. A primeira e terceira etapa de operação são idênticas.

### Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):

- $S_1$  e  $S_4$  conduzem simultaneamente
- Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão bloqueados

Na primeira etapa de operação que ocorre de  $t_0$  a  $t_1$  há transferência de energia da fonte  $V_{cc}$  para a carga. Os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  devem conduzir simultaneamente e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  necessitam estar bloqueados. A indutância  $L_f$  armazena energia e sua corrente cresce à taxa  $\frac{V_{cc}-V_o}{L_f}$ . A figura 5 ilustra a primeira etapa de funcionamento.

Figura 5 - Primeira etapa de operação do inversor monofásico em ponte completa



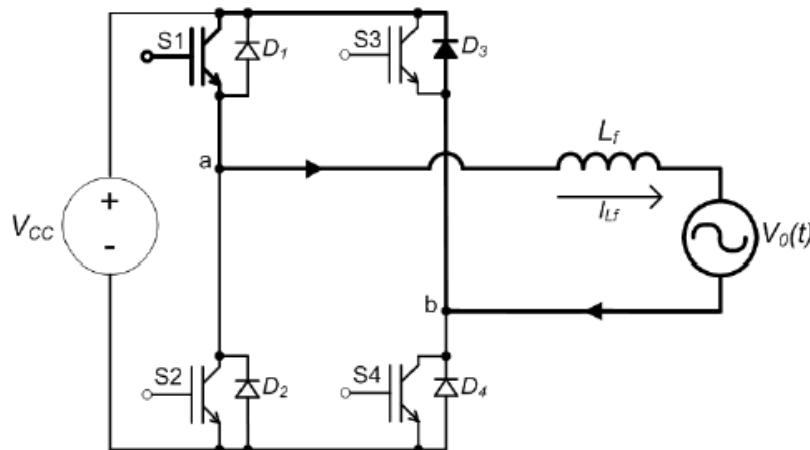
Fonte: MACCARINI, 2009

### Segunda Etapa ( $t_1, t_2$ ):

- $S_1$  e  $S_3$  conduzem simultaneamente
- Os diodos  $D_2$  e  $D_4$  estão bloqueados

Na segunda etapa de operação que ocorre de  $t_1$  a  $t_2$  não há transferência de energia da fonte  $V_{cc}$  para a carga pois a corrente circula em roda livre através do interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_3$ . Devido ao sentido da corrente de carga o interruptor  $S_3$  não conduz mesmo estando ativando. A indutância  $L_f$  fornece energia para a rede elétrica e sua corrente decresce a taxa de  $-\frac{V_o}{L_f}$ . A figura 6 ilustra a segunda etapa de funcionamento.

Figura 6 - Segunda etapa de operação do inversor monofásico de ponte completa



Fonte: MACCARINI, 2009

#### Terceira Etapa ( $t_2, t_3$ ):

- $S_1$  e  $S_4$  conduzem simultaneamente
- Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão bloqueados

A terceira etapa de operação é idêntica a primeira (figura 5), portanto há transferência de energia da fonte  $V_{cc}$  para a carga.

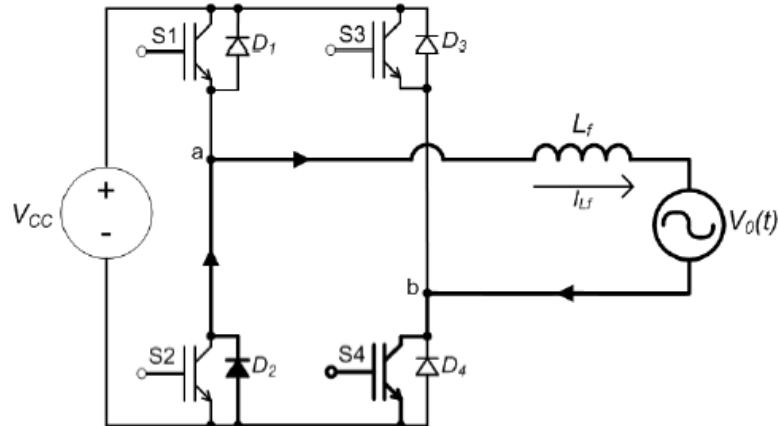
#### Quarta Etapa ( $t_3, t_4$ ):

- A chave  $S_4$  e o diodo  $D_2$  estão conduzindo.
- Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão bloqueados.

Na quarta etapa de operação que ocorre de  $t_3$  a  $t_4$  não há transferência de energia da fonte  $V_{cc}$  para a carga pois a corrente circula em roda livre através do

interruptor  $S_4$  e o diodo  $D_2$ . Devido ao sentido da corrente de carga o interruptor  $S_2$  não conduz mesmo estando ativando. A indutância  $L_f$  fornece energia para a rede elétrica e sua corrente decresce a taxa de  $-\frac{V_o}{L_f}$ . A figura 7 ilustra a quarta etapa de funcionamento.

Figura 7 - Quarta etapa de operação do inversor monofásico de ponte completa



Fonte: MACCARINI, 2009

A tensão de saída ( $V_{ab}$ ) é dada pela diferença de potencial entre o ponto “a” e “b” que é definida como uma relação entre o Duty Cycle ( $D$ ) e o tempo de chaveamento ( $T_s$ ) dado por:

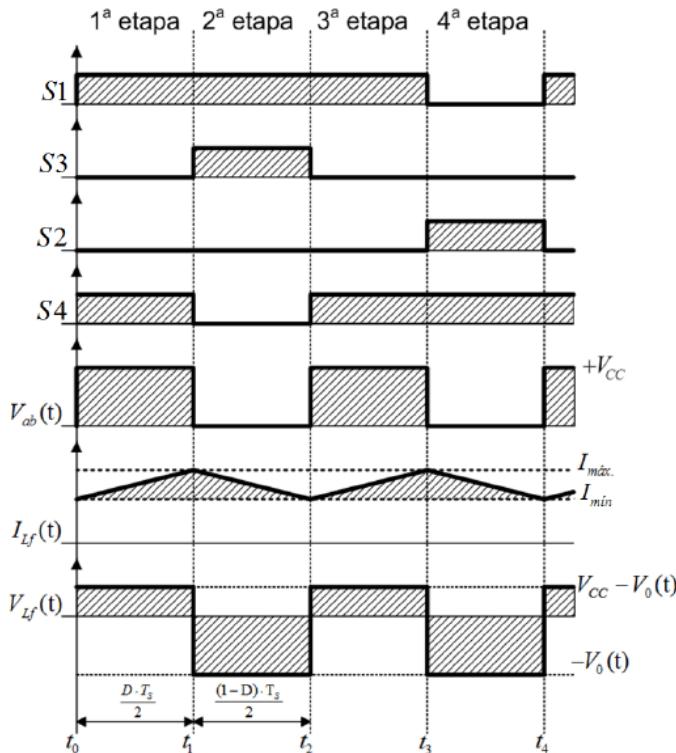
$$V_{ab} = \frac{D \times \frac{T_s}{2}}{\frac{T_s}{2}} \times V_{cc} = D \times V_{cc} \quad (1)$$

Isolando D em (2.1), obtemos:

$$D = \frac{V_{ab}}{V_{cc}} \quad (2)$$

A figura 8 representa as formas de ondas nas chaves  $S_1$  à  $S_4$ , a corrente e tensão no indutor de filtro  $L_f$  e a tensão média entre os terminais de carga  $V_{ab}$ , no período de comutação de  $t_0$  a  $t_4$ .

Figura 8 – Formas de onda de saída do inversor monofásico de ponte completa



Fonte: MACCARINI, 2009

### 2.3. Inversores conectados à rede elétrica

Os conversores CC/CA ou inversores quando aplicados em sistemas de geração distribuída são conectados à rede elétrica através de filtros passivos como o tipo L (indutivo) ou LCL (indutivo – capacitivo – indutivo) com a finalidade de atenuar as componentes harmônicas de chaveamento que seriam injetadas na rede elétrica pelo funcionamento dos conversores estáticos de potência.

As comutações das chaves dos conversores estáticos produzem harmônicos na saída do inversor. Para mitigar estas perturbações e admitir somente a componente fundamental são adicionados filtros na saída do inversor (BARBI, 2007).

O filtro LCL que é alvo deste trabalho é claramente mais vantajoso que o filtro puramente indutivo visto que possui menores dimensões e tem uma melhor atenuação sobre os harmônicos de chaveamento em relação as mesmas especificações do filtro de único componente. O arranjo do sistema fotovoltaico conectado à rede com a etapa de elevação de tensão (Boost) pode ser ilustrado na figura 9.

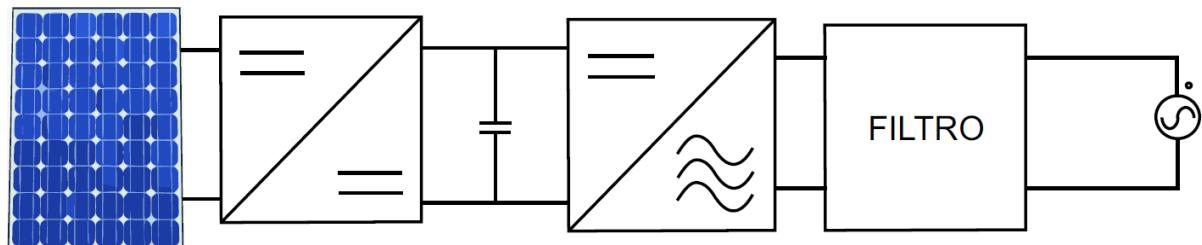
Porém a principal desvantagem do filtro LCL é o que o mesmo apresenta uma característica peculiar de impedância (pico de ressonância) devido a ressonância entre a capacidade (C) e as indutâncias (L) o que pode causar a instabilidade do sistema devido ao seu não amortecimento. Esta problemática pode ser solucionada a partir de duas técnicas que são a de amortecimento passivo e amortecimento ativo.

O amortecimento passivo consiste basicamente em adicionar elementos dissipativos como resistores em série e/ou paralelo com os componentes do circuito a fim de realizar o amortecimento do pico de ressonância, ademais esta técnica diminui a eficiência do conversor já que elementos resistivos consomem potência ativa devido ao efeito Joule.

Diferentemente, a técnica de amortecimento ativo não consome potência já que não utiliza elementos dissipativos podendo ser implementada através de inúmeras maneiras como a virtualização do efeito resistivo, aplicação de filtro digitais ou pelo projeto de compensadores do tipo avanço-atraso.

O presente trabalho aborda ambas as técnicas nos capítulos posteriores ressaltando as vantagens e desvantagens do emprego destes métodos.

Figura 9 - Arranjo de um sistema fotovoltaico conectado à rede



Fonte: PAUKNER Adaptado

### 3. FILTROS

As componentes harmônicas causam diversos transtornos aos sistemas elétricos de potência como a ressonância, interferências nos dispositivos de proteção, redução da vida útil de equipamentos e perdas afetando a qualidade da energia elétrica. Desta forma este distúrbio deve ser remediado com o intuito de normalizar a operação do sistema, cabendo aos filtros estudados neste capítulo atenuar estes efeitos importunos impedindo que sejam injetados na rede elétrica.

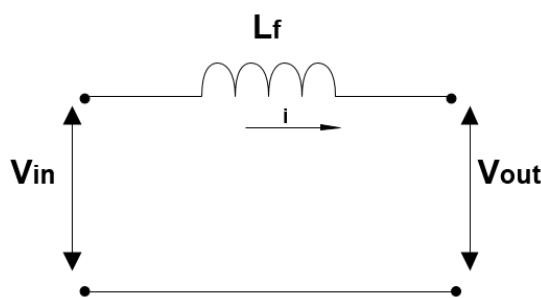
Os filtros passivos são muitos utilizados na indústria devido sua simplicidade e grande confiabilidade. Porém os filtros LC e LCL tem a desvantagem de ser passível de ressonância com o sistema elétrico o que o leva a instabilidade devido a picos de tensão e/ou corrente. A seguir serão apresentadas as três topologias mais usuais de filtro de conexão com a rede elétrica.

#### 3.1. Topologia dos Filtros Passivos de Conexão

##### 3.1.1. Filtro L

É um filtro de primeira ordem que consiste basicamente em um indutor em série com a saída do inversor (figura 10) com o intuito de reduzir as componentes harmônicas de corrente. O valor da indutância  $L$  é projetado com o fim de limitar o *ripple* de corrente gerado na saída do inversor. Para obter melhores resultados em relação a THD pode-se aumentar o valor da indutância, porém em muitos casos é inviável devido suas dimensões. Este filtro é muito utilizado devido sua simplicidade e produz atenuação de -20 dB por década. (ALEX-SANDER e FILHO, 2008).

Figura 10 – Topologia filtro L



Fonte: Autoria Própria

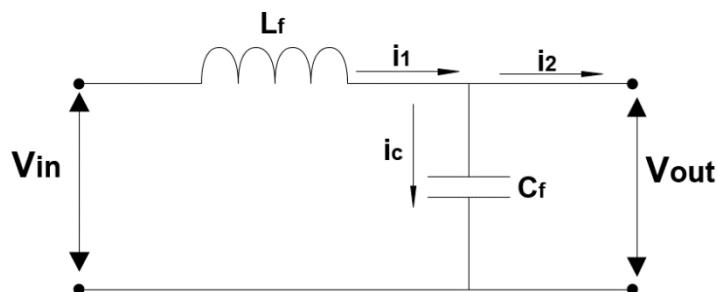
### 3.1.2. Filtro LC

É um filtro de segunda ordem que consiste em um indutor e capacitor conforme a figura 11. Esta configuração é empregada quando se requer uma melhor regulação de tensão na carga uma vez que o mesmo diminui a variação de tensão na saída do inversor para cargas lineares e não lineares em virtude de sua capacidade (CORTES e RODRIGUEZ, 2007).

O filtro LC apresenta melhores resultados na questão de eficiência energética em relação ao filtro L consequentemente produz um sinal mais próximo de uma saída senoidal ideal, porém apesar de possuir menores perdas possui a desvantagem de ser suscetível a ressonância entre os elementos do filtro o que demanda meios de minimizar tais efeitos. (KIM, KWON e CHOI et al, 2007).

Ademais, apresenta uma maior atenuação nas frequências mais elevadas em razão de produzir uma atenuação de -40 dB por década.

Figura 11 – Topologia filtro LC



Fonte: Autoria Própria

### 3.1.3. Filtro LCL

É um filtro de terceira ordem que consiste em duas indutâncias e uma capacitância conforme figura 12. Apresenta em relação a topologia LC uma melhor atenuação das componentes harmônicas para as mesmas dimensões e têm a vantagem de apresentar uma saída indutiva em conexão à rede elétrica, o que contribui para a diminuição dos conteúdos harmônicos de corrente. Produz uma atenuação de -60 dB por década.

Em aplicações de geração distribuída em que são conectados conversores de potência à rede são utilizados comumente os filtros do tipo L e LCL. O Filtro L é

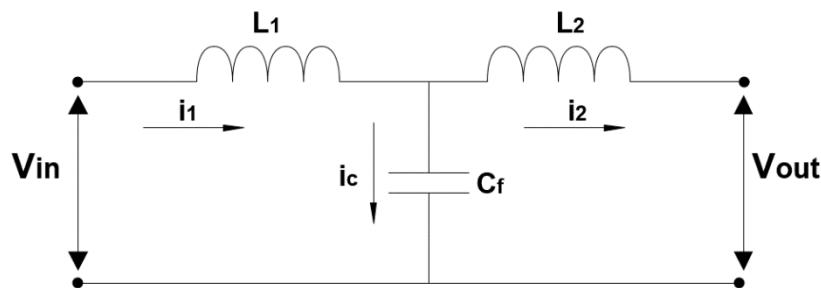
geralmente utilizado em aplicações que necessitam de uma reduzida faixa de potência - cerca de dezenas de kW, já que é mais simples que o filtro LCL e cumpre de maneira satisfatórias estas aplicações. Para níveis de potência mais elevados faz-se o uso do filtro LCL pois apresenta melhor atenuação das componentes harmônicas e têm apresentado melhores resultados. O filtro LC não tem sido utilizado para inversores conectados à rede pois apresenta altas correntes de carga na conexão com a rede elétrica e é altamente passível de ressonância. Sendo mais empregado em inversores não conectados à rede a fim de melhorar o fator de potência e propiciar a conexão da carga em paralelo ao capacitor do filtro (ARAÚJO, 2012).

Uma vantagem na utilização de filtros de alta ordem como o LCL é que a quantidade de cobre e materiais magnéticos utilizada é reduzida, visto que são projetados indutores com valores menores (BLAABJERG, 2014).

O filtro escolhido para o escopo deste trabalho é o LCL visto suas vantagens em relação às demais topologias tendo como motivação o estudo das técnicas de amortecimento. O pico de corrente que causa a instabilidade no sistema é devido a impedância nula resultante da ressonância do filtro LCL. Esta frequência de ressonância pode ser calculada a partir da expressão (3.1), sendo  $L_1$  a indutância do lado do inversor e  $L_2$  a indutância de conexão à rede.

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C \times L_1 \times L_2}} \quad (3)$$

Figura 12 – Topologia filtro LCL

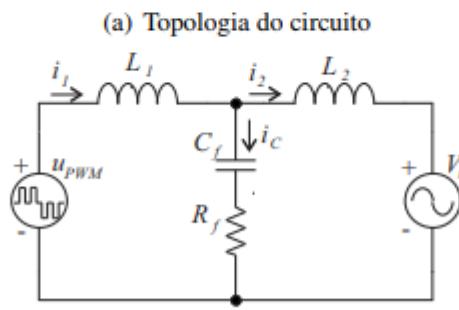
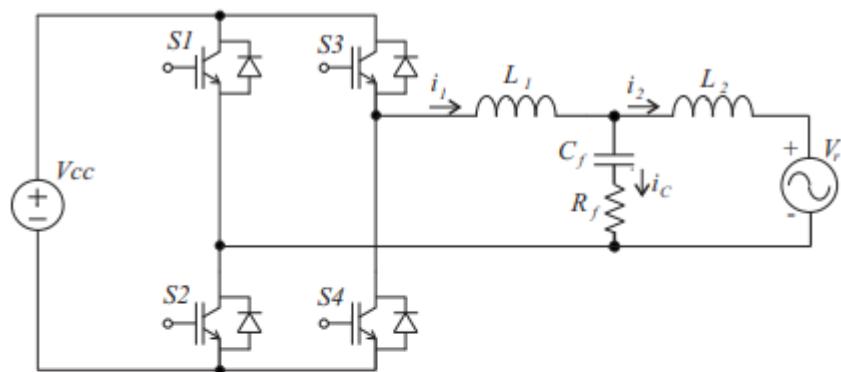


Fonte: Autoria Própria

### 3.2. Modelagem matemática filtro LCL

O método utilizado para a modelagem matemática do filtro LCL para conversores estáticos conectados à rede elétrica foi o da resposta em frequência. Este procedimento visa obter as equações analíticas que descrevem o circuito em função dos valores dos elementos passivos ( $L_1, L_2, C_f$  e  $R_f$ ). Desta modelagem é possível inferir a frequência de ressonância ( $w_{res}$ ) e a constante de amortecimento ( $\xi$ ) (NARDI, 2016).

Figura 13 – a) Inversor monofásico com filtro LCL conectado à rede b) Circuito equivalente



(b) Circuito equivalente

Fonte: NARDI Adaptado, 2016

A metodologia de modelagem em função da frequência apresentada a seguir baseou-se no trabalho de NARDI (2016), a qual denota de maneira intuitiva a representação da topologia do circuito empregando o teorema da superposição de efeitos.

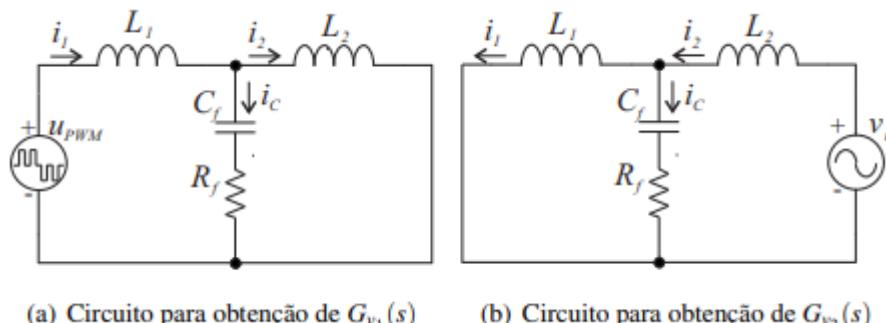
A figura 13a representa a topologia do circuito que consiste em um conversor CC/CA de modulação a três níveis conectado a um filtro LCL interligado à rede elétrica. O seu circuito equivalente pode ser visto em 13b sendo  $L_1$  a indutância do

lado do conversor,  $L_2$  a indutância do lado da rede elétrica,  $C_f$  o capacitor de filtro e  $R_f$  a resistência de amortecimento do filtro LCL. A tensão de saída do conversor é representada por  $U_{pwm}$  e a tensão no ponto de acoplamento comum por  $V_r$ . A corrente  $i_1$  é a que circula sob o indutor  $L_1$ ,  $i_2$  é a corrente que circula através do indutor  $L_2$  e por fim  $i_c$  é a corrente que atravessa o capacitor de filtro.

A partir da figura 13b é possível observar que a corrente  $i_2$  depende da tensão PWM de saída do conversor ( $U_{pwm}$ ) e da tensão da rede no PCC ( $V_r$ ). Deste modo, uma abordagem possível está na utilização do teorema da superposição de efeitos a fim de analisar o circuito com fontes operando de forma independente. Assim, são obtidos os dois circuitos equivalentes para esta situação obtendo, consequentemente, duas funções de transferência, cada uma responsável por uma parcela de contribuição de  $i_2$ .

A figura 14a representa o circuito equivalente considerando apenas o efeito da tensão de saída do inversor ( $U_{pwm}$ ). Na figura 14b o circuito equivalente avalia apenas o efeito da tensão da rede elétrica no ponto de acoplamento comum ( $V_r$ ).

Figura 14 – Circuito para obtenção de  $G_{v_1}(s)$  b) Circuito para obtenção de  $G_{v_2}(s)$



Fonte: NARDI Adaptado, 2016

Analizando os sentidos das correntes ilustradas na figura 14 percebe-se que a corrente resultante  $i_2$  é dada pela junção da contribuição de corrente  $i_{2(U_{pwm})}$  oriunda de  $U_{pwm}$  e a contribuição de corrente  $i_{2(Vr)}$  proveniente de  $V_r$ , assim pelo teorema da superposição efeitos temos que:

$$i_2(t) = i_{2(U_{pwm})}(t) - i_{2(Vr)}(t) \quad (4)$$

Desta forma aplicando a transformada de Laplace para converter no domínio da frequência tem-se que  $i_2(s)$  é dada em função de  $U_{pwm}(s)$  e  $V_r(s)$  como:

$$i_2(s) = G_{v1}(s) \times U_{pwm}(s) - G_{v2}(s) \times V_r(s) \quad (5)$$

Sendo as funções de transferência  $G_{v1}(s)$  e  $G_{v2}(s)$  a relação entre a corrente  $i_2(s)$  em função da tensão  $U_{pwm}$  e  $V_r(s)$  respectivamente obtidas a partir do circuito elétrico equivalente dadas como:

$$G_{v1} = \frac{i_2(s)}{U_{pwm}(s)} = \frac{s \times C_f \times R_f + 1}{s^3(L_1 \times L_2 \times C_f) + s^2(C_f \times R_f \times L_1 + C_f \times R_f \times L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (6)$$

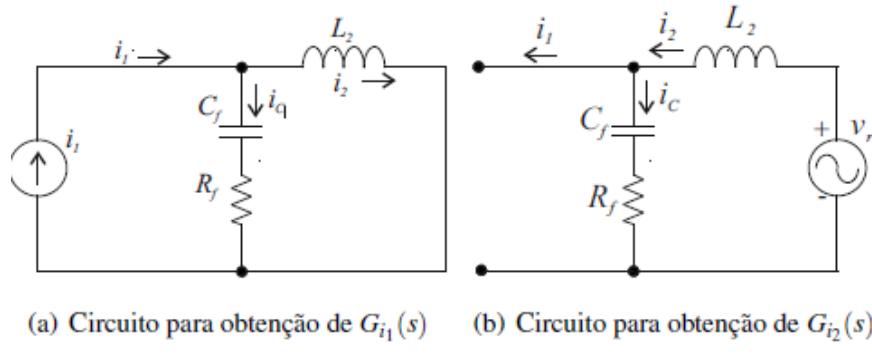
$$G_{v2} = \frac{i_2(s)}{V_r(s)} = \frac{s^2(L_1 \times C_f) + s(C_f \times R_f + 1)}{s^3(L_1 \times L_2 \times C_f) + s^2(C_f \times R_f \times L_1 + C_f \times R_f \times L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (7)$$

Para se obter as funções de transferências considera-se que a tensão da rede é ideal, pois não há contribuição de componentes harmônicas na frequência de comutação das chaves. Logo pode ser representada por um curto circuito para as frequências harmônicas. Portanto é desprezado a contribuição de  $V_r$  na equação (3.3) implicando na seguinte função de transferência:

$$G_v(s) = \frac{i_2}{U_{Pwm}} = \frac{s \times C_f \times R_f + 1}{s^3(L_1 \times L_2 \times C_f) + s^2(C_f \times R_f \times L_1 + C_f \times R_f \times L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (8)$$

Para obtenção da função de transferência  $G_i(s)$  que relaciona a corrente  $i_2(s)$  com a corrente  $i_1(s)$  também é necessário a aplicação do teorema da superposição, porém a fonte de tensão  $U_{pwm}$  é substituída por uma fonte de corrente  $I_1$  conforme a figura 15.

Figura 15 - Circuito para obtenção de  $G_{i_1}(s)$  b) Circuito para obtenção de  $G_{i_2}(s)$



Fonte: NARDI Adaptado, 2016

Da mesma maneira a corrente  $i_2(t)$  é escrita na forma da contribuição da corrente advinda de ambas as fontes obtendo a expressão a seguir:

$$i_2(t) = i_{2(i_1)}(t) - i_{2(V_r)}(t) \quad (9)$$

Desta forma  $i_2(s)$  é dada em função de  $i_1(s)$  e  $V_r(s)$  como:

$$i_2(s) = G_{v1}(s) \times i_1(s) - G_{v2}(s) \times V_r(s) \quad (10)$$

As funções de transferência  $G_{i_1}(s)$  e  $G_{i_2}(s)$  obtidas a partir do circuito elétrico equivalente são dadas como:

$$G_{i_1}(s) = \frac{i_2}{i_1} = \frac{s \times C_f \times R_f + 1}{s^2(L_2 \times C_f) + s(C_f \times R_f) + 1} \quad (11)$$

$$G_{i_2}(s) = \frac{i_2}{V_r} = \frac{s \times C_f}{s^2(L_2 \times C_f) + s(C_f \times R_f) + 1} \quad (12)$$

Igualmente como no caso anterior, tomando a tensão da rede como sendo ideal pode-se representá-la como um curto circuito. Logo a contribuição de  $V_r$  pode ser desprezada, obtendo-se assim a função de transferência que relaciona a corrente de saída com a de entrada do filtro.

$$G_i(s) = \frac{i_2}{i_1} = \frac{s \times C_f \times R_f + 1}{s^2(L_2 \times C_f) + s(C_f \times R_f) + 1} \quad (13)$$

A obtenção das funções de transferência  $G_v(s)$  e  $G_i(s)$  são essenciais para o projeto de controle do sistema e de seu amortecimento pois é através dessas expressões matemáticas que se realizará a compensação do pico de ressonância (fator de amortecimento) e o controle do conversor.

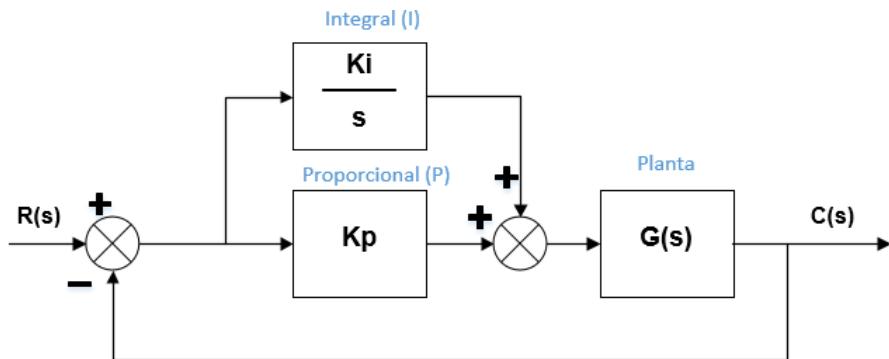
## 4. CONTROLADORES CLÁSSICOS

### 4.1. Controlador PI

Os controladores clássicos são provenientes das operações chamadas proporcional (P), integral (I) e diferencial (D) e podem ser obtidos através de associações obtendo-se assim controladores P, I, PI, PD e PID.

O controlador PI (Proporcional-Integral) tem como característica acrescentar um polo em malha aberta na origem e um zero real com intuito de elevar o tipo do sistema tendo como consequência uma melhora no erro em regime permanente (NISE, 2011). O seu diagrama de blocos característico é ilustrado na figura 16 e matematicamente pode ser modelado conforme a equação 14.

Figura 16 – Controlador PI



Fonte: Autoria Própria

O controlador PI é definido como:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (14)$$

Sendo:

$K_p$  = Ganho proporcional

$K_i$  = Ganho integral

O ganho proporcional  $K_p$  é aplicado ao sinal de erro sendo utilizado para garantir um comportamento transitório adequado, porém na maioria das aplicações não é possível aumentar o ganho infinitamente sem levar o sistema a instabilidade. Sendo assim, o uso do integrador tem a função de anular ou reduzir os erros em regime permanente.

Para o projeto de um controlador PI é bastante comum utilizar o diagrama de Bode. Tal diagrama é capaz de fornecer informações do módulo e fase da planta antes e após a inserção do controlador. A sintonia do controlador é feita a partir da definição da frequência de cruzamento e margem de fase que garantirão desempenho adequado à planta a ser controlada.

#### **4.2. Controlador Ressonante**

O controlador ressonante apresenta um modelo com um par de polos puramente imaginários. É caracterizado por ter ganho infinito na frequência de interesse e atenuação de ganho para as demais frequências. Desta forma o controlador elimina o erro em regime permanente na frequência de interesse o que possibilita a compensação de harmônicas indesejáveis (WANG, 2015). O termo ressonante a ser adicionado no sistema de controle e possui a seguinte equação no domínio da frequência.

$$R(s) = \frac{As}{s^2 + w_0^2} \quad (15)$$

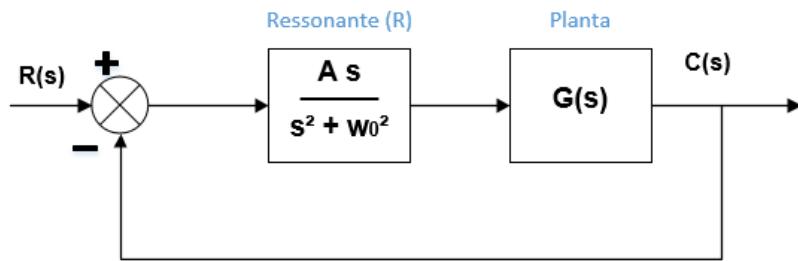
Sendo:

A = Ganho do controlador

$w_0$  = Frequência de interesse

No domínio da frequência o controlador adiciona  $90^\circ$  de fase nas frequências abaixo da frequência de interesse e subtrai  $90^\circ$  de fase nas frequências acima. A figura 17 ilustra o controlador ressonante isolado.

Figura 17 – Controlador Ressonante



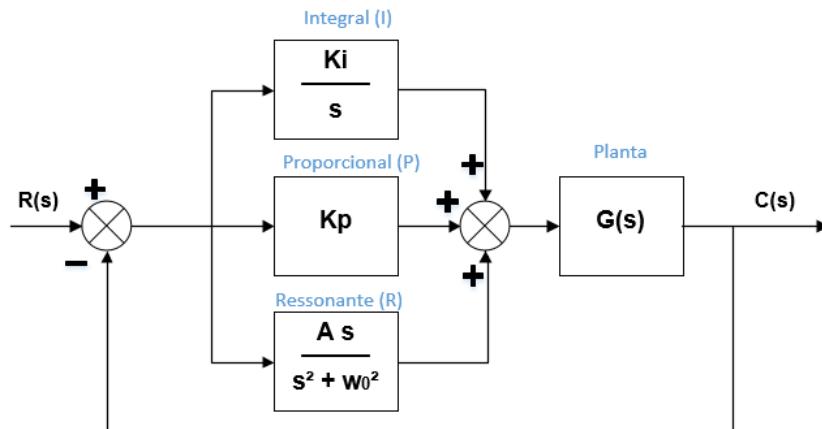
Fonte: Autoria Própria

#### 4.3. Controlador PI + Ressonante

O controlador ressonante utilizado sozinho é inviável para maioria dos sistemas, desta forma tem sido utilizado em conjunto com outros controladores clássicos, obtendo-se os controladores PR (Proporcional-Ressonante) e PI+R (Proporcional-Integral + Ressonante) (ANDRETA, 2014).

A figura 18 ilustra o controlador PI+R utilizado no presente trabalho, que consiste em adicionar em paralelo ao controlador PI a parcela ressonante.

Figura 18 - Controlador PI + Ressonante



Fonte: Autoria Própria

## 5. AMORTECIMENTO

### 5.1. Amortecimento Passivo

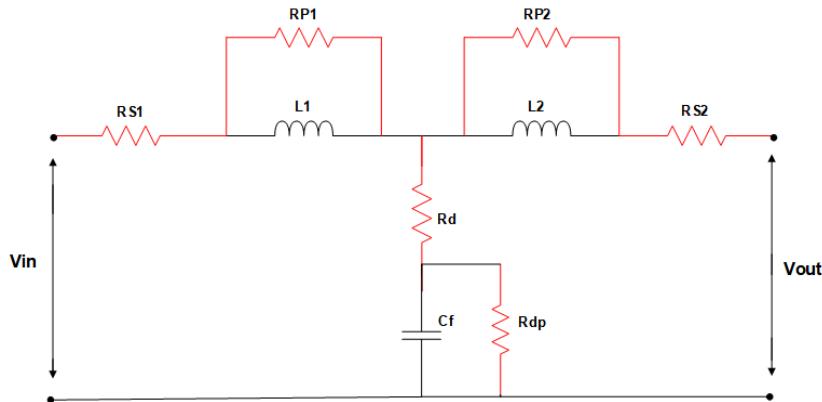
A técnica de amortecimento passivo é aquela que utiliza elementos passivos, especificamente resistências, para amortecer o pico de ressonância do filtro LCL, porém devido sua natureza ôhmica há perdas associadas.

O amortecimento passivo está sempre intrínseco no sistema independente da topologia adotada de filtro em decorrência das resistências internas dos componentes o que corrobora em uma redução da eficiência do filtro e na atenuação da frequência de chaveamento do filtro (TEODORESCU, 2011). No entanto, muitas vezes estes elementos intrínsecos não são suficientes para a mitigação do pico de ressonância.

No caso do filtro LCL, a resistência de amortecimento pode ser inserida em série ou paralelo a quaisquer elementos do filtro (figura 19), entretanto deve-se analisar a resposta em função da frequência para cada caso com objetivo de obter a que fornece o resultado mais adequado para o projeto em específico.

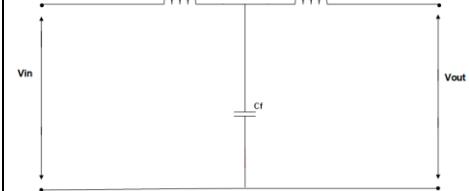
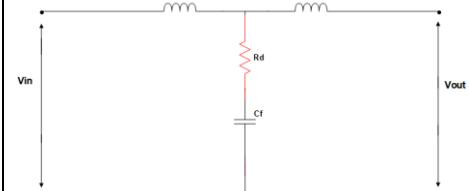
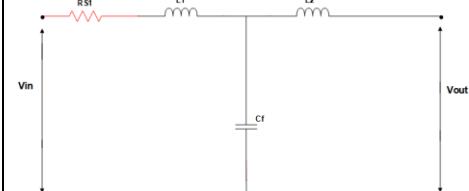
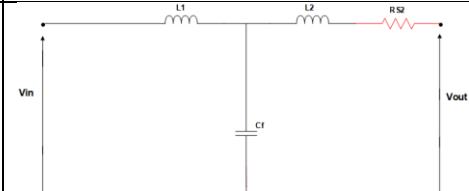
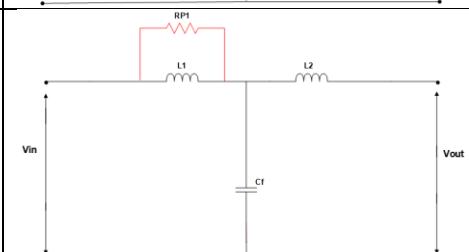
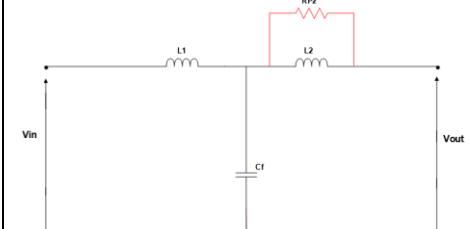
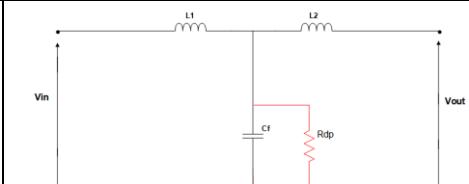
A seguir no quadro resumo (figura 20) serão apresentadas as topologias de amortecimento passivo via inserção de resistência no filtro LCL e suas respectivas funções de transferência que relacionam a corrente injetada na rede elétrica  $I_2$  com a tensão de entrada do filtro  $V_{in}$  controlada pelo índice de modulação em amplitude  $m$ .

Figura 19 - Topologias de amortecimento passivo via inclusão de resistência no filtro LCL



Fonte: Autoria Própria

Figura 20 - Topologias de amortecimento passivo e suas funções de transferências equivalentes

Função de transferência $G = \frac{I_2}{V_{in}}$	Topologia
$G = \frac{1}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot L_2) + s(L_1 + L_2)}$	
$G_{RD} = \frac{s(R_d \cdot C_f) + 1}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot L_2) + s^2(C_1 \cdot L_1 \cdot R_d + C_1 \cdot L_2 \cdot R_d) + s(L_1 + L_2)}$	
$G_{RS1} = \frac{1}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot C_2) + s^2(C_f \cdot L_2 \cdot R_{S1}) + s(L_1 + L_2) + R_{S1}}$	
$G_{RS2} = \frac{1}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot C_2) + s^2(C_f \cdot L_1 \cdot R_{S2}) + s(L_1 + L_2) + R_{S2}}$	
$G_{RP1} = \frac{s(L_1) + R_{p1}}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot C_2 \cdot R_{p1}) + s^2(L_1 \cdot L_2) + s(L_1 \cdot R_{p1} + L_2 \cdot R_{p1})}$	
$G_{RP2} = \frac{s(L_2) + R_{p2}}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_{p2}) + s^2(L_1 \cdot L_2) + s(L_1 \cdot R_{p2} + L_2 \cdot R_{p2})}$	
$G_{Rdp} = \frac{R_{dp}}{s^3(C_f \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_{dp}) + s^2(L_1 \cdot L_2) + s(L_1 \cdot R_{dp} + L_2 \cdot R_{dp})}$	

Fonte: Autoria Própria

## 5.2. Amortecimento Ativo

O amortecimento ativo (*active damping*) é a técnica mais atrativa para estabilizar os sistemas pois não há perdas de potência como no amortecimento passivo, sendo viável em sistemas de alta potência. Neste trabalho, isto é realizado de duas diferentes maneiras por meio de resistência virtual ou filtro Notch.

### 5.2.1. Resistência Virtual

Um dos métodos mais utilizados de amortecimento ativo é o chamado resistência virtual, cuja característica principal é simular os efeitos de uma resistência aplicada no filtro de conexão sem utilizar elementos dissipativos. Essa virtualização é implementada através de modificações na estrutura do sistema de controle com intuito de compensar tensões ou correntes. Esta abordagem possibilita a estabilização do filtro sem comprometer a eficiência do sistema, todavia é um procedimento complexo e acarreta um aumento no custo final do projeto.

No filtro LCL em questão é possível utilizar diversas variáveis de controle para a virtualização da resistência como a corrente de entrada ( $i_1$ ), a corrente de saída ( $i_2$ ), a tensão do capacitor ( $V_{Cf}$ ), a corrente do capacitor ( $i_{Cf}$ ), entre outros.

É possível encontrar diversas técnicas de virtualização em LISERRE (2005); FUCHS (2013); PARKER (2014); TANG (2015); WANG (2015); et al cada qual com sua peculiaridade utilizando diferentes abordagens como sistemas de controle multi-malha, virtualização por realimentação em duas etapas, malhas de amortecimento, aplicação de compensadores de avanço e atraso, dentre outros.

Para a implementação de um resistor virtual em paralelo com o capacitor de filtro ou indutores faz-se necessário a utilização de um bloco derivativo o que pode amplificar ruídos de altas frequências que causam variações súbitas na saída em decorrência da operação derivativa (DAHONO, 2002).

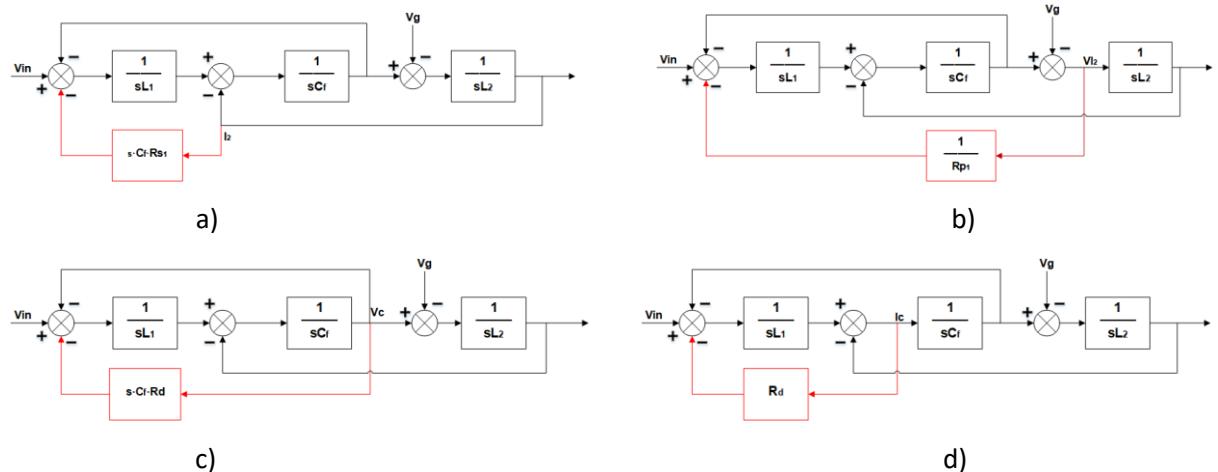
O resistor virtual implementado em série ao capacitor de filtro ou indutores não necessita de um bloco derivativo, portanto possui um projeto mais simples, sendo adotado pela maioria dos autores. Contudo deve-se utilizar um sensor de corrente para realizar a medição da corrente do capacitor e realimentar a malha de controle.

A técnica do resistor virtual pode ser implementada de inúmeras maneiras conforme a escolha da variável a ser manipulada. Por exemplo pode-se virtualizar os

efeitos da resistência por meio da realimentação da corrente ou tensão de qualquer elemento do circuito.

Na figura 21 são mostrados quatro modos possíveis de implementação da resistência virtual ( $R_d$ ) em série ao capacitor de filtro a partir da medição da corrente injetada na rede ( $i_2$ ), tensão na indutância do lado da rede ( $L_2$ ), tensão do capacitor de filtro ( $V_{Cf}$ ) e corrente no capacitor ( $i_{Cf}$ ) ilustradas nas figuras respectivamente. A virtualização via tensão na indutância  $L_2$  ou por meio da corrente do capacitor de filtro  $i_{Cf}$  são mais simples de serem executadas visto que não possuem a necessidade de um bloco derivador como nos outros casos.

Figura 21 – Amortecimento ativo a)  $R_{s1}$  via  $I_2$  b)  $R_{p1}$  via  $V_{l2}$  c)  $R_d$  via  $V_{Cf}$  d)  $R_d$  via  $I_c$



Fonte: Autoria Própria

### 5.2.2. Filtro Notch

O filtro rejeita banda ou Notch é um filtro que atenua determinada faixa de frequência e permite a passagem das demais. Neste contexto do projeto de amortecimento da planta do filtro LCL o mesmo é projetado para cancelar os polos pouco amortecidos da planta. A ideia básica é introduzir um pico negativo que compensa o pico ressonante devido ao filtro LCL. Isso pode ser feito adicionando o filtro Notch na malha de controle de corrente em série com o compensador.

Este método diferente da técnica de resistência virtual não requer a medição de qualquer estado ou estimativa, desta forma se reduz consideravelmente o custo de implementação. Porém a eficácia deste método é susceptível a erros devido as

variações dos parâmetros do filtro e da rede, demandando em alguns casos um auto ajuste do filtro digital como é explorado em (YAO, 2015; GERVASIO, 2013 et al). Deve-se salientar que o filtro Notch deve estar sintonizado na frequência de ressonância do filtro LCL com intuito de fornecer um bom amortecimento.

A função de transferência genérica de um tipo específico de filtro rejeita banda também conhecido como filtro biquadrático é expressa como:

$$N = \frac{s^2 + 2\xi_2 w_0 s + w_0^2}{s^2 + 2\xi_1 w_0 s + w_0^2} \quad (16)$$

Sendo:

$w_0$  → Frequência de corte do filtro Notch

$\xi_1$  e  $\xi_2$  → Coeficientes de amortecimento do filtro Notch

A dependência entre  $\xi_1$  e  $\xi_2$  pode ser expressa por:

$$\xi_2 < \xi_1$$

$$\xi_2 = \frac{\xi_1}{\alpha}$$

O termo  $\alpha$  está relacionado com a resistência da rede ( $R_{grid}$ ) e pode ser expressa como  $k \times R_{grid}$  sendo  $k$  uma constante, onde detalhes de escolha deste parâmetro podem ser verificados em (JULEAN, 2009).

Para o projeto em questão a função de transferência do filtro Notch foi implementada via simulação na ferramenta “sisotool” do software Matlab® que permitiu manipular as variáveis até a obtenção do efeito desejado.

## 6. PROJETO

### 6.1. Projeto do filtro LCL

#### Indutor de entrada

O indutor de entrada ( $L_1$ ) deve ser projetado respeitando o tamanho físico do componente sem comprometer o ripple de corrente. Em aplicações de baixa potência como no contexto deste projeto, são requeridas soluções compactas o que leva a utilização de valores percentuais baixos de indutância. Distintamente em aplicações de alta potência existe uma enorme preocupação com a injeção de componentes harmônicas e saturação do indutor, desta forma adotam-se valores percentuais mais elevados. Valores elevados de indutância têm a desvantagem de afetar a dinâmica do sistema já que prejudicam a margem de estabilidade do controle por apresentarem maior queda de tensão. (LISERRE, 2005).

#### Capacitor de filtro

O capacitor de filtro deve ser projetado admitindo um limite de energia reativa drenada ou fornecida em função da atenuação de harmônicos. Deve-se atentar a relação proporcional de quanto maior a capacitância, maior é a energia reativa. No entanto valores pequenos de capacitância acarretam na imposição de indutores maiores.

#### 6.1.1. Metodologia de LISERRE

Os cálculos para obtenção dos parâmetros do filtro LCL foram baseados na publicação de LISERRE, 2005 et al.

- a) O capacitor  $C_f$  é limitado pela potência reativa máxima no circuito e não pode ultrapassar 5% deste valor.
- b) O valor total de impedância dos indutores deve proporcionar uma queda de tensão menor que 10%.

- c) A frequência de ressonância deve estar entre  $10f_n \leq f_{res} \leq \frac{1}{2}f_s$  sendo  $f_n$  a frequência da rede e  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor estático a fim de evitar problemas relacionados ao espectro bilateral das harmônicas.
- d) O amortecimento passivo deve ser suficiente para evitar oscilações.

O projeto do filtro LCL depende dos seguintes parâmetros do sistema: tensão no barramento CC ( $V_{DC}$ ), tensão na rede elétrica ( $V_g$ ), frequência da rede elétrica ( $f$ ) frequência de chaveamento ( $f_s$ ) e potência nominal do inversor ( $P_n$ ).

Os parâmetros a seguir foram definidos admitindo a utilização de 3 painéis fotovoltaicos existentes no laboratório da universidade que totalizam aproximadamente uma potência de 800W.

Tabela 1 - Parâmetros de projeto do filtro LCL

<b>Parâmetros de projeto do filtro LCL</b>
$V_{DC}$ : Tensão no barramento CC 230V
$E_n$ : Tensão eficaz da rede elétrica 127V
$f_s$ : Frequência de chaveamento 30kHz
$f$ : Frequência da rede elétrica 60Hz
$P_n$ : Potência nominal do inversor 800W

Fonte: Autoria Própria

### 1) Cálculo da impedância e capacidade base

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} = \frac{127^2}{800} = 20,161 \Omega \quad (17)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f Z_b} = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 20,161} = 131,570 \mu F \quad (18)$$

### 2) Cálculo do ripple máximo de corrente

$$\Delta IL_{máx} = 0,1 \times \frac{P_n \times \sqrt{2}}{E_n} = 0,1 \times \frac{800 \times \sqrt{2}}{127} = 0,891 A \quad (19)$$

3) Cálculo do indutor do lado do inversor ( $L_1$ )

$$L_1 = \frac{V_{grid}}{2\sqrt{2} \times f_s \times \Delta I L_{máx}} = \frac{127}{2\sqrt{2} \times 30 \times 10^3 \times 0,891} = 1,680 \text{ mH} \quad (20)$$

4) Cálculo do capacitor de filtro

Adotando  $X_f = 5\%$  (máxima potência reativa absorvida)

$$C_f = X_f \times C_b = 0,05 \times 131,570 \times 10^{-6} = 6,578 \mu F \quad (21)$$

5) Cálculo do indutor de conexão da rede ( $L_2$ )

$$\frac{I_{2(h)}}{I_{1(h)}} = \frac{1}{|1 + r \times (1 - C_b \times L_1 \times w_s^2 \times X_f)|} = 0,2 \quad (22)$$

$$0,2 = \frac{1}{|1 + r \times (1 - 131,570 \times 10^{-6} \times 1,680 \times 10^{-3} \times (2\pi \times 30000)^2 \times 0,05)|}$$

Resolvendo para r, obtém-se:

$$r = 0,0153$$

Assim:

$$L_2 = r \times L_1 = 0,0153 \times 1,680 \times 10^{-3} = 25,704 \mu H \quad (23)$$

6) Cálculo da frequência de ressonância

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \times L_2 \times C_f}} \quad (24)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{1,680 \times 10^{-3} + 25,704 \times 10^{-6}}{1,680 \times 10^{-3} \times 25,704 \times 10^{-6} \times 6,578 \times 10^{-6}}} = 12,333 \text{ kHz}$$

A metodologia proposta por LISERRE desconsidera o valor da indutância da rede no PCC devido ser um valor particular de cada sistema, sendo desconhecido na maioria dos casos. Autores como BONALDO (2015); avaliam o sistema admitindo uma variação da indutância da rede. Logo será incluso nos resultados um valor de indutância da rede relevante para avaliar o comportamento dinâmico do sistema.

Tabela 2 - Parâmetros do filtro LCL - LISERRE

<b>Parâmetros do filtro LCL – Método 1</b>
$L_1 = 1,680 \text{ mH}$
$L_2 = 25,704 \text{ uH}$
$C_f = 6,578 \text{ uF}$

Fonte: Autoria Própria

Após a obtenção dos parâmetros do filtro LCL pode-se inferir uma análise com intuito de confirmar as condições impostas por LISERRE.

A potência reativa máxima absorvida ou injetada na rede de até 5% do valor nominal de potência foi estabelecido no passo 4 ao definir  $x = 0,05$ . O valor da impedância  $X_{L1}$  é de  $0,633 \Omega$  o que representa um valor inferior a 10% da impedância base ( $Z_b$ ) o que assegura a condição “b” de limitar a queda de tensão. A frequência de ressonância de 12,333kHz está efetivamente compreendida entre 600Hz e 15kHz cumprindo a condição “c”. O desempenho do amortecimento passivo pode ser comprovado nos resultados apresentados em capítulos posteriores.

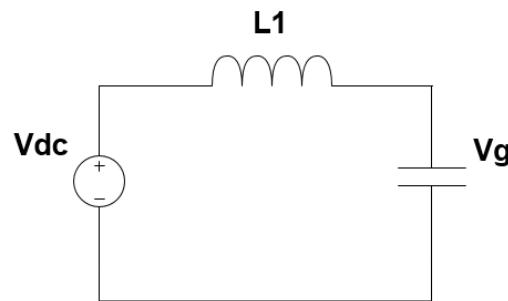
### 6.1.2. Metodologia proposta

Esta metodologia de projeto foi desenvolvida com o propósito de comparação com a estratégia prévia adotada pelo autor, já que cada qual possui sua particularidade quanto ao dimensionamento. Esta baseia-se em decompor o filtro LCL em três partes a fim de estudar suas particularidades.

## Parte I

A primeira parte consiste em tomar o circuito da figura 22 que comprehende em projetar a indutância ( $L_1$ ) admitindo uma taxa máxima de *ripple* de corrente. A tensão do capacitor de filtro é considerada como sendo o pico da tensão na rede elétrica, ou seja, a indutância  $L_2$  é desprezada.

Figura 22 – Circuito equivalente I



Fonte: Autoria Própria

### 1) Cálculo do índice de modulação

$$m = \frac{V_{p_{grid}}}{V_{dc}} = \frac{127\sqrt{2}}{230} = 0,780 \quad (25)$$

### 2) Cálculo da corrente de pico

$$I_{rms} = \frac{P_{rms}}{V_{rms}} = \frac{800}{127} = 6,3 \text{ A} \quad (26)$$

$$I_{pico} = \sqrt{2} \times I_{rms} = 8,91 \text{ A} \quad (27)$$

### 3) Tensão no indutor $L_1$

Admitindo-se uma taxa máxima de 10% de ondulação de corrente e sabendo que  $v = L_1 \times \frac{\Delta i}{\Delta t}$ , tem-se:

$$V_{dc} - V_{pgrid} = \frac{L_1 \times 0,1 \times I_{pico}}{m \times T} \quad \text{sendo: } T = \frac{1}{f_s} \quad (28)$$

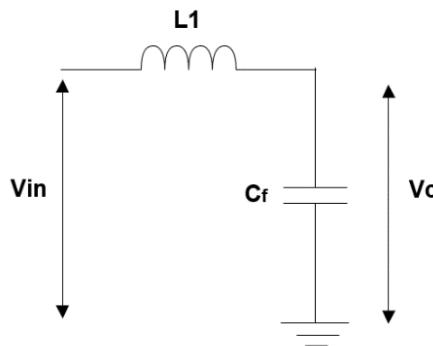
Isolando  $L_1$ :

$$L_1 = \frac{(V_{dc} - V_{pgrid}) \times m}{f_s \times 0,1 \times I_{pico}} = \frac{(230 - 127\sqrt{2}) \times 0,78}{30 \times 10^3 \times 0,1 \times 9} = 1,44mH$$

## Parte II

Na segunda parte toma-se a indutância recém projetada em paralelo ao capacitor de filtro análogo com intuito de calcular a capacitância do filtro conforme a figura 23.

Figura 23 – Circuito equivalente II



Fonte: Autoria Própria

A tensão no capacitor de filtro no domínio de Laplace é dado por:

$$V_c(s) = \frac{V_{in}}{\left( sL_1 + \frac{1}{sC} \right)} \times \frac{1}{sC} \quad (29)$$

Rearranjando a equação 6.13 e substituindo  $s = jw$  é obtido a frequência de corte do filtro LC.

$$\frac{V_c(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{(L_1 C)s^2 + 1} \rightarrow w = \sqrt{\frac{1}{L_1 C}} \quad (30)$$

Arbitrando a frequência de corte como 10 vezes menor que a frequência de chaveamento, obtém-se a equação 6.15.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = \frac{30 \times 10^3}{10} = 3\text{kHz} \quad (31)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \times 3000 = 18849,5 \text{ rad/s} \quad (32)$$

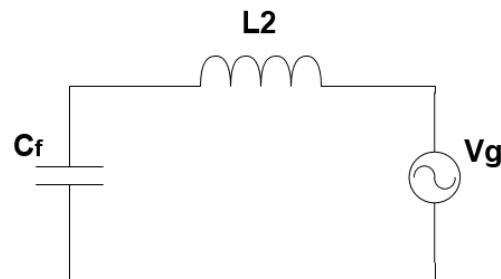
Substituindo os valores na expressão 6.14:

$$C = \frac{1}{\omega_c^2 \times L_1} = \frac{1}{(2\pi \times 30000)^2 \times 1,44 \times 10^{-3}} = 1,95\mu\text{F}$$

### Parte III

Por fim, a terceira etapa representa a indutância do lado de conexão à rede transmitindo energia para a rede elétrica (Figura 24).

Figura 24 – Circuito equivalente III



Fonte: Autoria Própria

$$P_{ativa} = \frac{V_c \times V_{rede} \times \delta}{X_L} \quad \text{sendo } X_L = 2\pi f L_2 \quad (33)$$

$$\text{Isolando } L_2 \rightarrow L_2 = \frac{V_{cap} \times V_{rede} \times \delta}{P_{ativa} \times 2\pi \times f} = \frac{127 \times 127 \times \left(\frac{5^\circ \times \pi}{180^\circ}\right)}{800 \times 2\pi \times 60} = 4,7\text{mH}$$

Tabela 3 - Parâmetros do filtro LCL - Autor

---

### Parâmetros do filtro LCL – Método 2

---

$$L_1 = 1,45 \text{ mH}$$

$$L_2 = 4,7 \text{ mH}$$

$$C_f = 1,94 \mu\text{F}$$


---

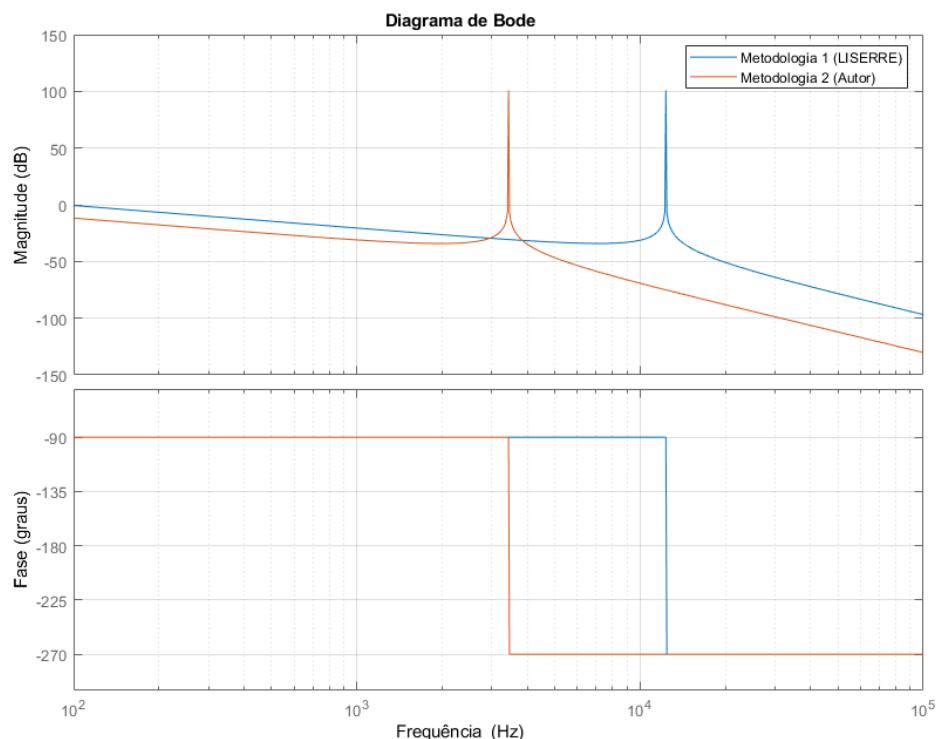
Fonte: Autoria Própria

Pode-se observar que os valores obtidos nas duas metodologias são diferentes, porém as duas estão corretas, pois cada autor tem suas particularidades, o primeiro método preza as menores dimensões possíveis dos componentes, já a segunda garante melhor atenuação das componentes harmônicas.

Como o intuito desse trabalho é o estudo das técnicas de amortecimento, é indiferente a escolha da metodologia devendo o sistema escolhido ser amortecido suficientemente para se adequar as normas de qualidade de energia e oferecer um ótimo custo/benefício. Portanto foi escolhida a primeira metodologia (LISERRE) em virtude das contribuições do autor no campo de pesquisa de sistemas de energia renováveis conectados à rede com intuito de padronizar com demais artigos já existentes.

A figura 25 representa a resposta em frequência utilizando o diagrama de bode do filtro LCL sem amortecimento para ambas as metodologias projetadas. É visível que independentemente do método a ressonância é presente nesse tipo de filtro, variando apenas a região onde ocorre a ressonância devido aos valores dos componentes serem diferentes.

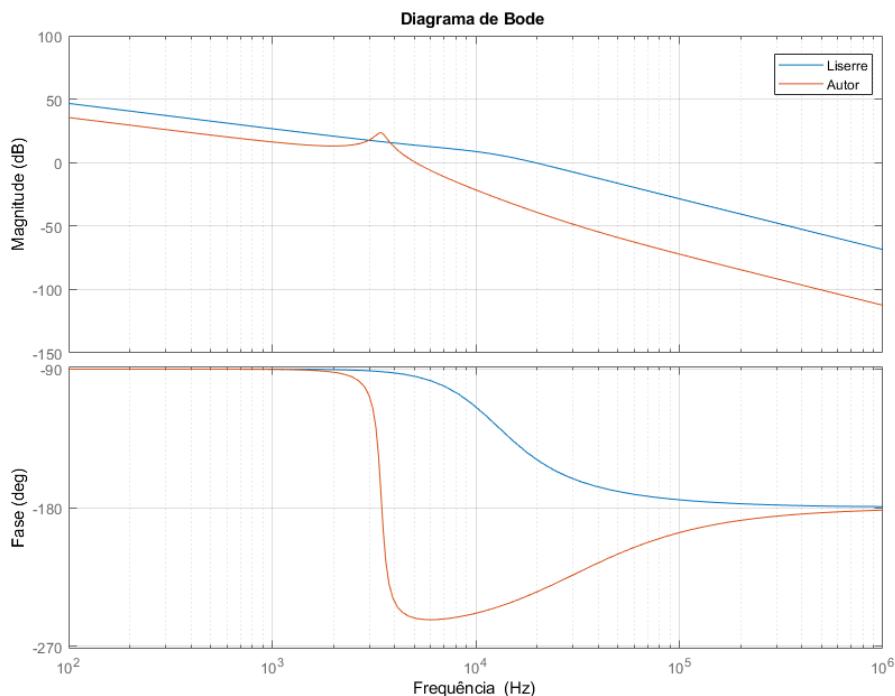
Figura 25 - Diagrama de Bode do filtro projetado conforme metodologia de LISERRE e do Autor



Fonte: Autoria Própria

Adotando a estratégia do resistor de amortecimento em série ao capacitor de filtro para ambas as metodologias se obtém a figura 26. O valor da resistência é aproximadamente  $2,733 \Omega$  para um coeficiente de amortecimento de 0,707 conforme é projetado em sessões posteriores seguindo os parâmetros da metodologia de LISERRE.

Figura 26 - Diagrama de Bode do filtro amortecido conforme metodologia de LISERRE e do Autor



Fonte: Autoria Própria

Através do diagrama de bode pode-se inferir que para um mesmo valor de resistor as duas metodologias apresentam resultados diferentes. A curva de magnitude para a metodologia de LISERRE apresenta menor pico de ressonância que a curva proposta pelo autor, justamente porque a resistência de amortecimento foi propriamente projetada para esta metodologia em específico conforme é possível comprovar na seção 6.3.3.1. Para a metodologia alternativa seria necessário um resistor de  $33,7 \Omega$  para obter um amortecimento equivalente. Logo para cada metodologia haverá um resistor diferente que será suficientemente capaz de amortecer o pico de ressonância do sistema.

## 6.2. Projeto Controladores

### 6.2.1. Projeto Controlador PI

A partir dos parâmetros do filtro LCL apresentados na tabela 3 e do código desenvolvido no MATLAB exposto no anexo E, foi possível fazer a sintonização do controlador PI na ferramenta “sisotool”.

Através desta ferramenta foi possível inserir um integrador para atenuar ou anular o erro em regime permanente e um zero para compensador o efeito desestabilizando do polo na origem do sistema. Para atingir a frequência de cruzamento de ganho desejada alterou-se o ganho K do controlador.

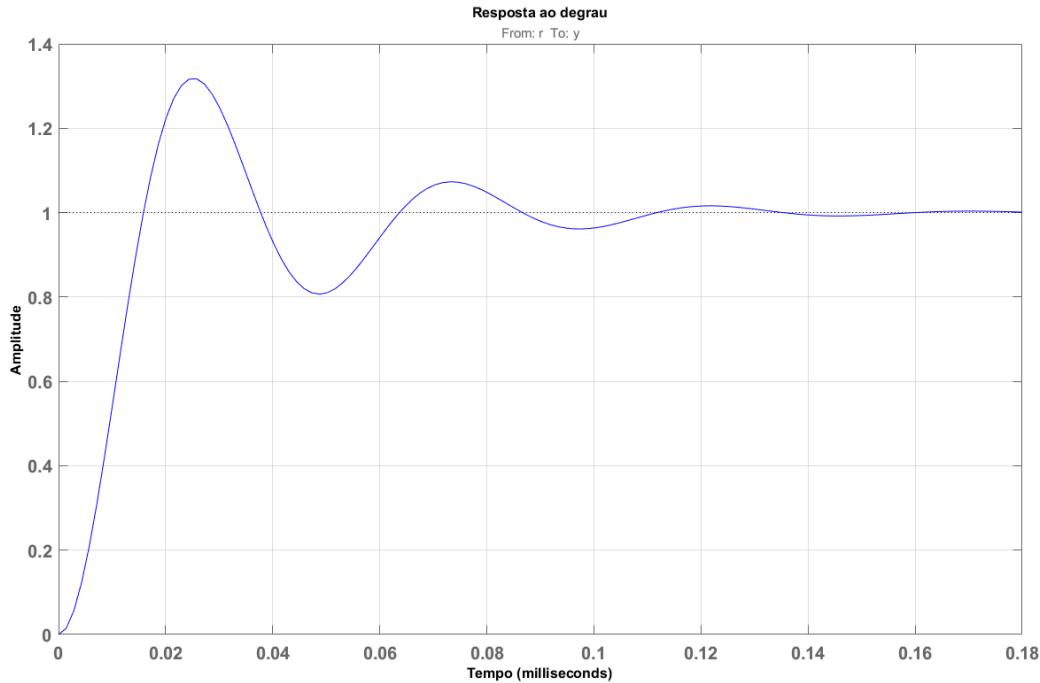
A função de transferência da corrente ( $i_2$ ) em relação ao índice de modulação em amplitude ( $m$ ) do sistema amortecido via resistência\* em série ao capacitor é:

$$H = \frac{0,004195s + 230}{2,841 \times 10^{-13}s^3 + 3,111 \times 10^{-8}s^2 + 0,001706s} \quad (34)$$

\*O valor da resistência de amortecimento  $R_d$  é de  $2,773\Omega$  a qual é obtida na seção 6.3.3.1 referente ao projeto de amortecimento passivo.

A resposta ao degrau em função do tempo do sistema com filtro LCL via amortecimento passivo por resistência em série sem o controlador PI é mostrada na figura 27.

Figura 27 - Resposta ao degrau do filtro LCL amortecido via resistência  $R_d$



Fonte: Autoria Própria

Na tabela 4 são expostas as características da curva de reposta ao degrau do filtro LCL com resistência de amortecimento  $R_d$ .

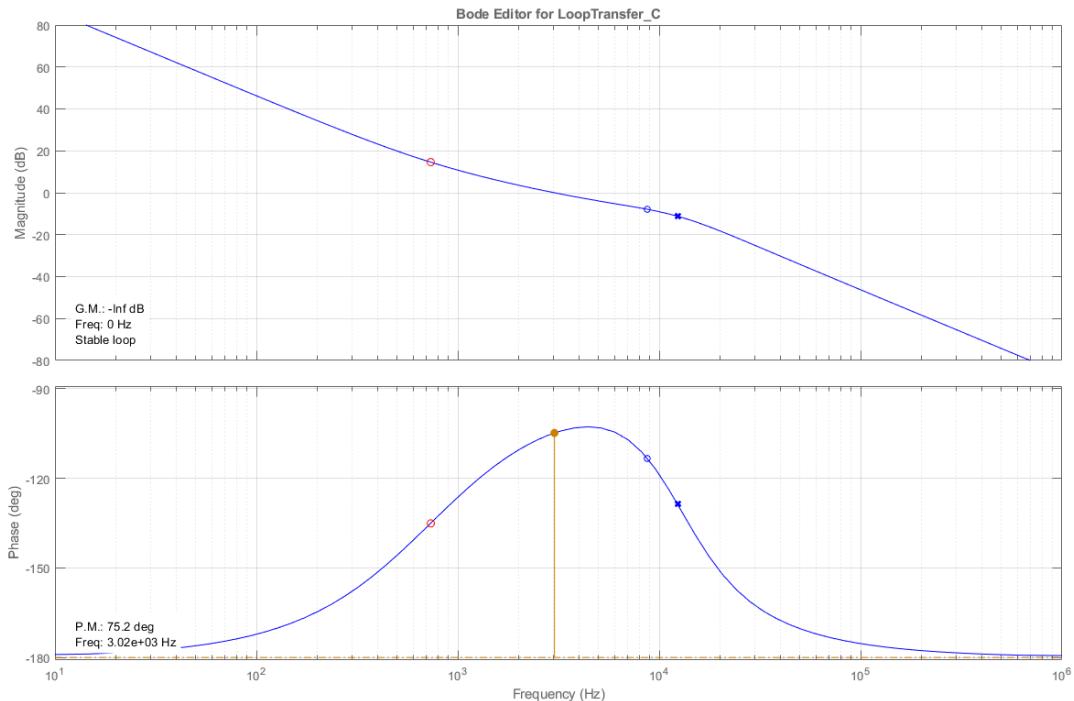
Tabela 4 – Parâmetros da resposta ao degrau do sistema sem compensador PI

Parâmetro	Valor
Amplitude de pico	1,32 em 25,8 $\mu s$
Overshoot	31,7% em 25,8 $\mu s$
Tempo de acomodação	106 $\mu s$
Tempo de subida	10,7 $\mu s$
Estado final	1

Fonte: Autoria Própria

Utilizando a ferramenta “sisotool” do software Matlab® foi possível estimar um controlador PI para a planta do filtro LCL. Definiu-se a frequência de cruzamento de ganho em cerca de 1 décimo da frequência de chaveamento do inversor e uma margem de fase de aproximadamente 75 graus conforme figura 28.

Figura 28 - Resposta em frequência do filtro LCL amortecido via  $R_d$  + Controlador PI



Fonte: Autoria Própria

A função de transferência do compensador PI é dada conforme (6.19):

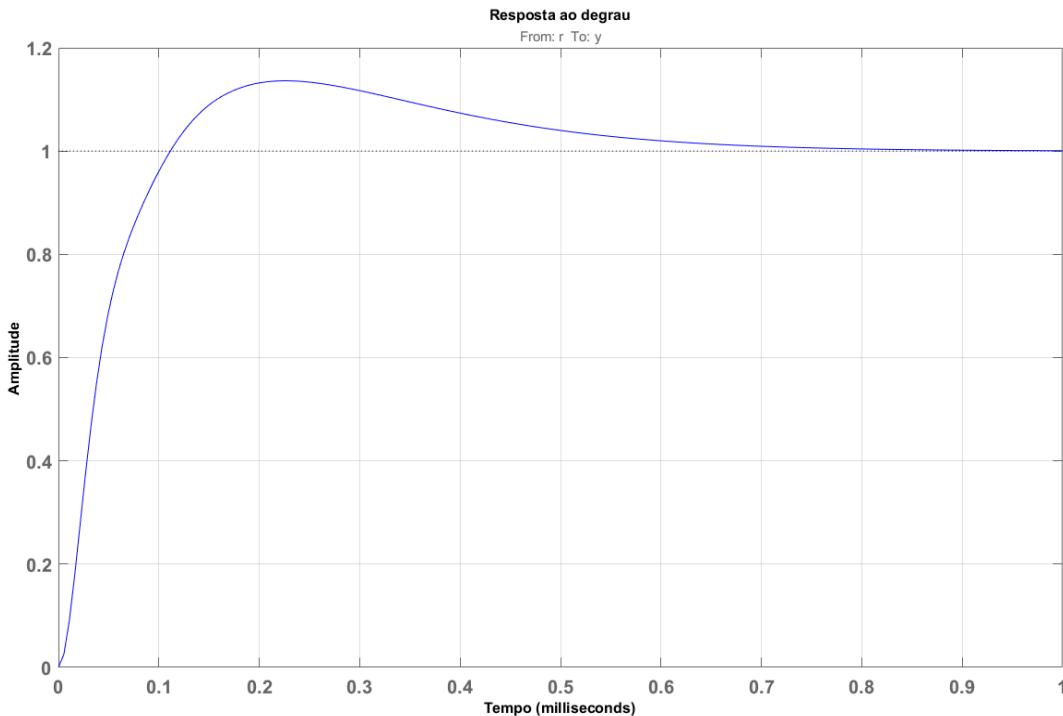
$$C = 0,12934 + \frac{596,257}{s} \quad (35)$$

Reescrevendo a mesma em função do ganho podemos observar que o compensador PI inseriu um polo na origem e um zero em  $-4,614 \times 10^3$

$$C = 0,12934 \times \frac{(s + 4,61 \times 10^3)}{s} \quad (36)$$

Pode-se observar também a nova curva de resposta ao degrau com adição do controlador PI (figura 29) que propiciou uma menor porcentagem de *overshoot* e melhorou a estabilidade do sistema.

Figura 29 - Resposta ao degrau do filtro LCL amortecido via  $R_d$  + Controlador PI



Fonte: Autoria Própria

A tabela 5 mostra os novos valores obtidos após a inserção do controlador PI na malha de controle do sistema.

Tabela 5 - Parâmetros da resposta ao degrau do sistema após inserção do compensador PI

Parâmetro	Valor
Amplitude de pico	1,14 em 228 $\mu s$
<i>Overshoot</i>	13,6% em 228 $\mu s$
Tempo de acomodação	599 $\mu s$
Tempo de subida	73,4 $\mu s$
Estado final	1

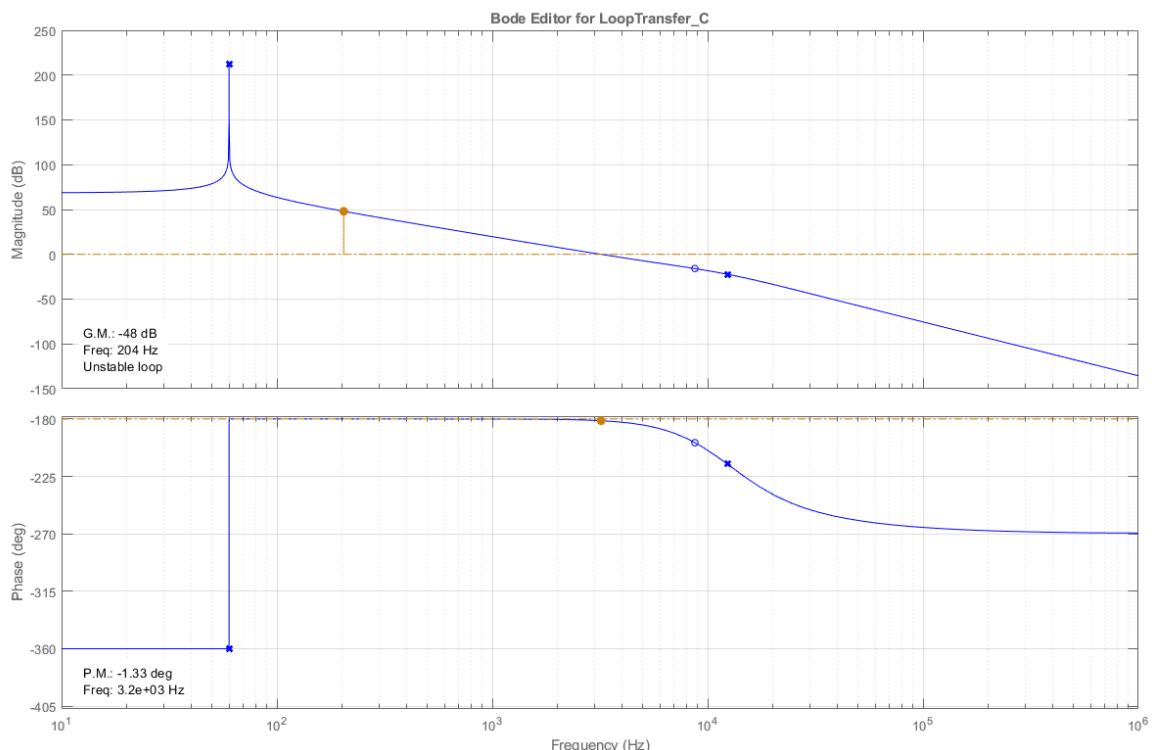
Fonte: Autoria Própria

O percentual de *overshoot* do sistema diminui consideravelmente como pode-se inferir pelos dados apresentados, representando uma melhoria na estabilidade do sistema. O tempo de resposta como consequência diminui, porém ainda está dentro dos limites aceitáveis de operação.

### 6.2.2. Projeto do Controlador Ressonante

Utilizando novamente a ferramenta “sisotool” o compensador ressonante foi projetado para ter um ganho elevado na frequência de 60Hz e ajustando o ganho foi possível obter a mesma frequência de cruzamento de ganho do controlador PI como pode ser visto na figura 30.

Figura 30 - Resposta em frequência do filtro LCL amortecido via  $R_d$  + Controlador Ressonante



Fonte: Autoria Própria

A função de transferência do compensador ressonante é dada pela expressão:

$$R(s) = \frac{500s}{s^2 + 377^2} \quad (37)$$

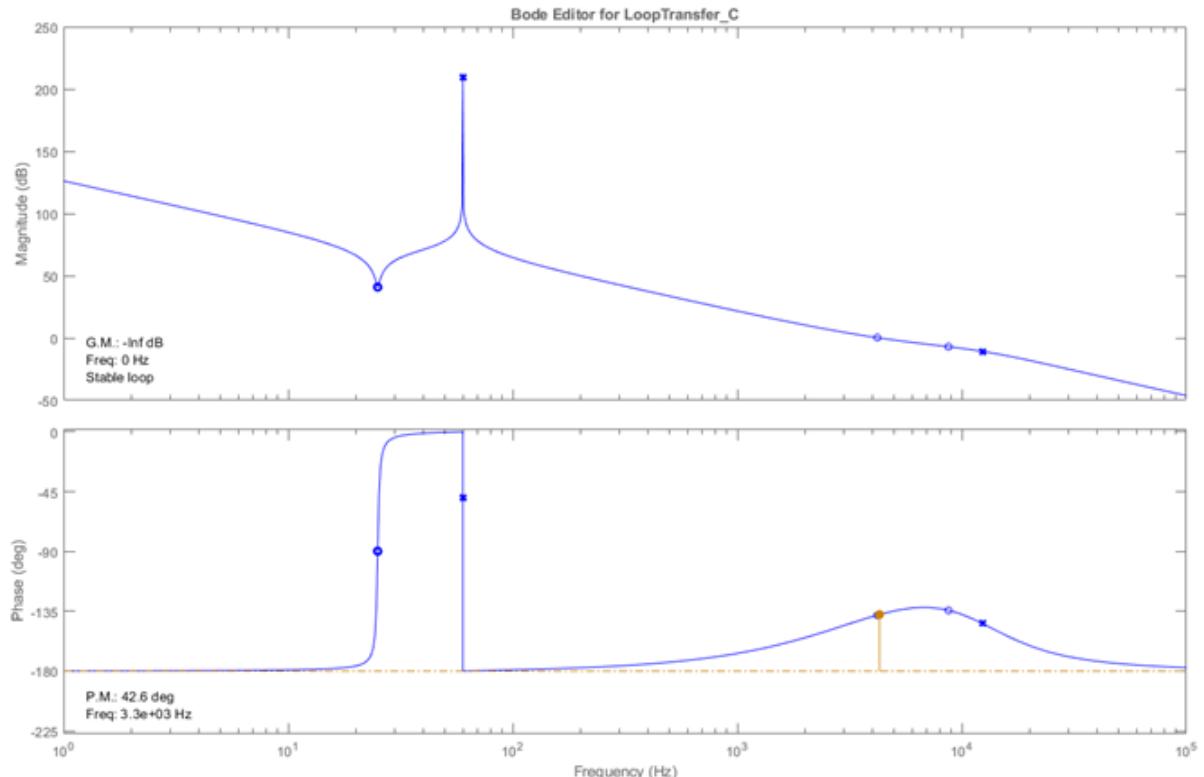
### 6.2.3. Controlador PI + Ressonante

O compensador utilizado no projeto consiste em um controlador proporcional integral mais uma parcela do controlador ressonante na frequência da rede. A inserção do controlador ressonante é fundamental para garantir um elevado ganho na frequência de operação (60Hz) e atenuar o ganho nas demais eliminando possíveis

erros em regime permanente.

O diagrama de bode ilustrado na figura 31 é referente ao filtro LCL amortecido via resistência em série ao capacitor mais o controlador PI+R.

Figura 31 - Resposta em frequência do filtro LCL amortecido via Rd + Controlador PI + Ressonante



Fonte: Autoria Própria

O controlador ressonante apresenta bom desempenho em regime permanente em relação a rejeição de harmônicas, porém geralmente é implementado juntamente com outro controlador, melhorando seu desempenho como pode-se observar no diagrama da figura 31 surgindo respectivamente o controlador PI+R.

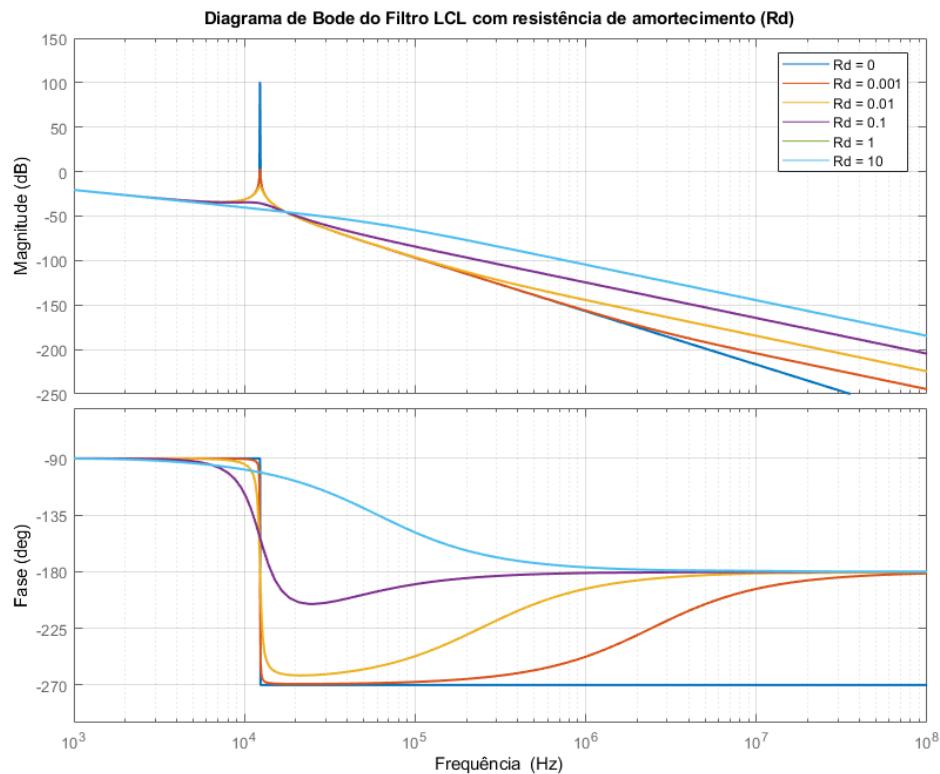
### 6.3. Projeto Amortecimento

#### 6.3.1. Amortecimento Passivo

Os diagramas de bode apresentados a seguir exibem a resposta em frequência da corrente injetada na rede ( $i_2$ ) em relação a tensão de entrada do filtro ( $V_{in}$ ), com a utilização de amortecimento passivo via inclusão de resistência, conforme as topologias ilustradas na figura 19, com intuito de avaliar o comportamento da magnitude e fase para as diferentes plantas formadas.

A figura 32 exibe a resposta em frequência para topologia de inclusão de um resistor em série ( $R_d$ ) com o capacitor de filtro ( $C_f$ ). Pode-se observar através do diagrama que quanto maior o valor da resistência, maior será o amortecimento e consequentemente menor a atenuação das altas frequências. Entretanto a grande desvantagem do amortecimento passivo é que as perdas são proporcionais ao aumento da resistência, logo há uma redução significativa no rendimento do filtro LCL.

Figura 32 - Diagrama de Bode do filtro LCL para resistências de amortecimento

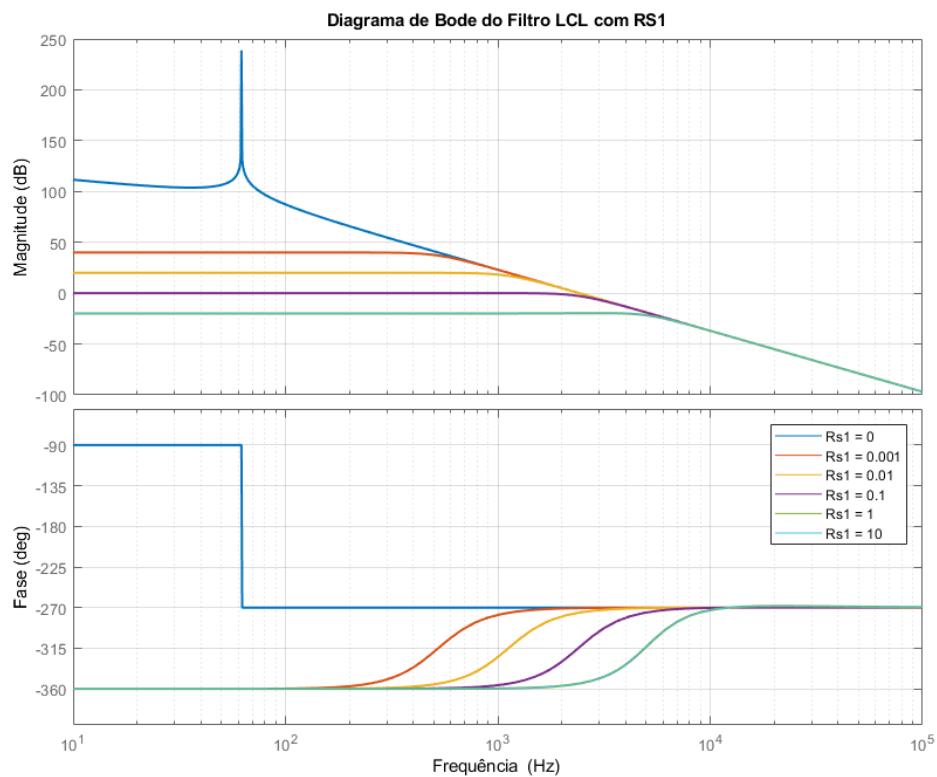


Fonte: Autoria Própria

No diagrama ilustrado na figura 33 é abordada a topologia de inclusão de um resistor em série ( $R_{s1}$ ) ao indutor ( $L_1$ ). A partir da análise do diagrama de bode é possível verificar que o amortecimento é proporcional ao aumento de resistência, porém a inserção da resistência  $R_{s1}$  diminui a região de atenuação linear do filtro, o que pode interferir no sistema do controlador de corrente. Neste caso há ainda um problema quanto a margem de fase pois a mesma se inicia em  $-360^\circ$  o que tornaria necessário a introdução de zeros para que a fase avance e torne o sistema estável.

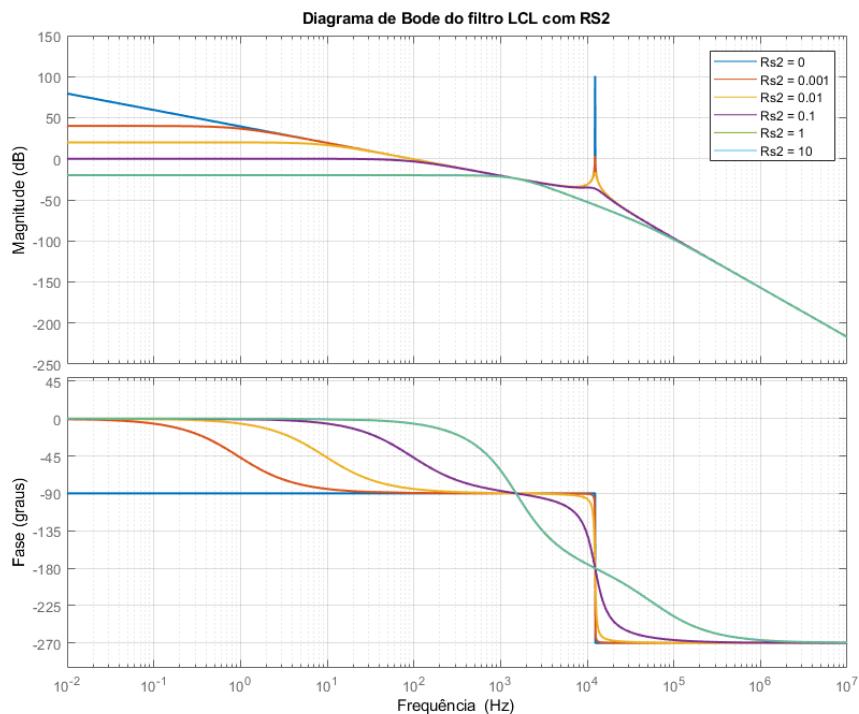
A figura 34 representa a topologia de inserção da resistência em série ( $R_{s2}$ ) com a indutância ( $L_2$ ). É possível notar que a região de atenuação linear também é minimizada, o que não é desejado para o projeto do sistema de controle de corrente já que o mesmo se comporta como um filtro indutivo (Paukner, 2016).

Figura 33 - Diagrama de Bode do filtro LCL com amortecimento via RS1



Fonte: Autoria Própria

Figura 34 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RS2



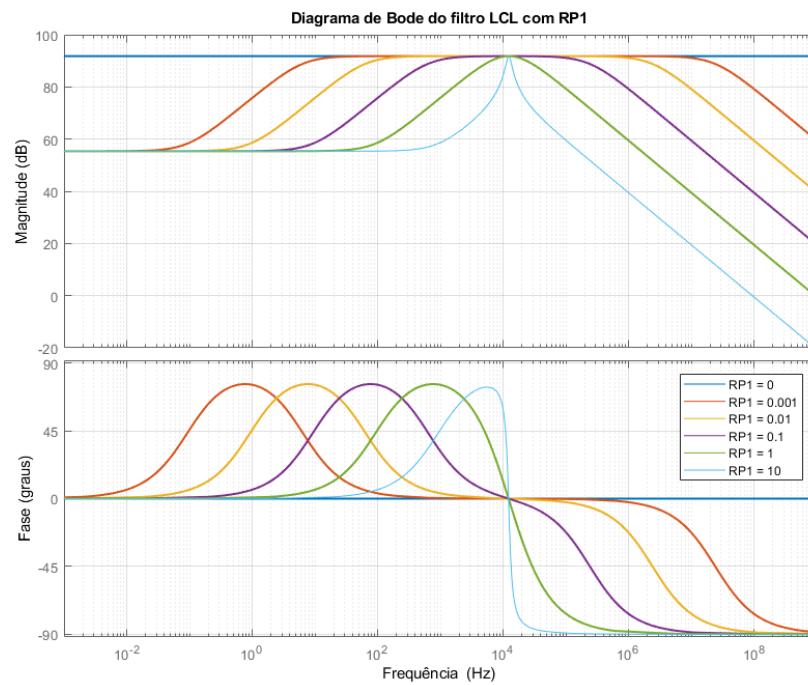
Fonte: Autoria Própria

No caso de adição de uma resistência em paralelo aos indutores ( $L_1$ ) ou ( $L_2$ ) como é o caso das resistências ( $R_{p1}$ ) e ( $R_{p2}$ ) ilustradas nas figuras 35 e 36 respectivamente, ocorre um efeito inverso aos casos anteriores. Quanto maior a resistência de amortecimento, maior será a ressonância do sistema porque a resistência estabeleceria uma oposição ao fluxo de corrente, logo a maior parte da corrente fluiria pelo indutor, não auxiliando na mitigação da ressonância do sistema.

Apesar destas topologias admitirem valores baixos de resistência, pode-se observar que para o caso em questão a frequência de ressonância não é atenuada. As topologias de inserção de resistência em paralelo não são muito utilizadas devido não apresentarem características vantajosa frente às topologias série.

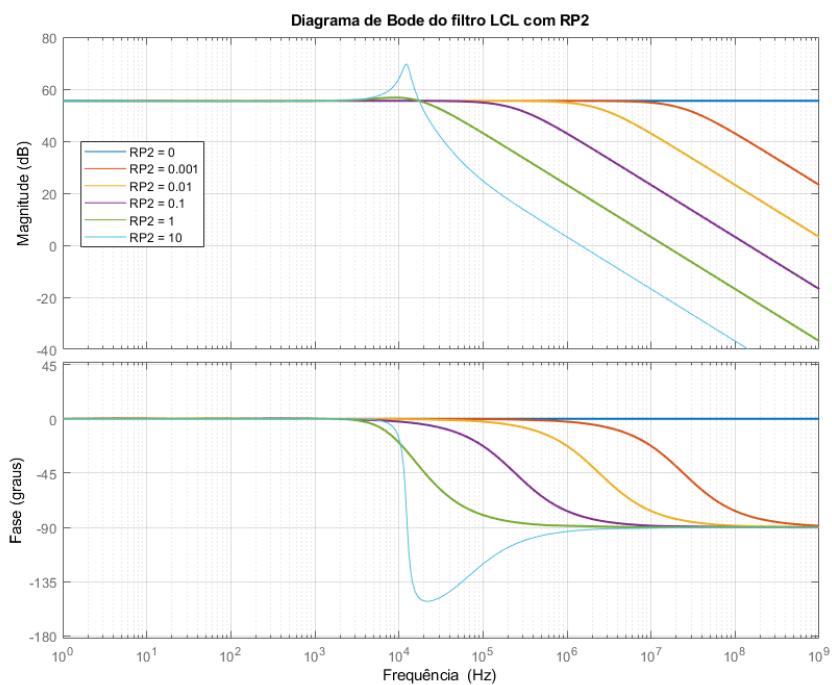
A figura 37 ilustra o diagrama de bode da resistência em paralelo ( $R_{dp}$ ) ao capacitor de filtro ( $C_f$ ) utilizada por Erickson, 2000. Dentre as topologias de inserção de resistência em paralelo é a que apresenta o melhor resultado.

Figura 35 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RP1



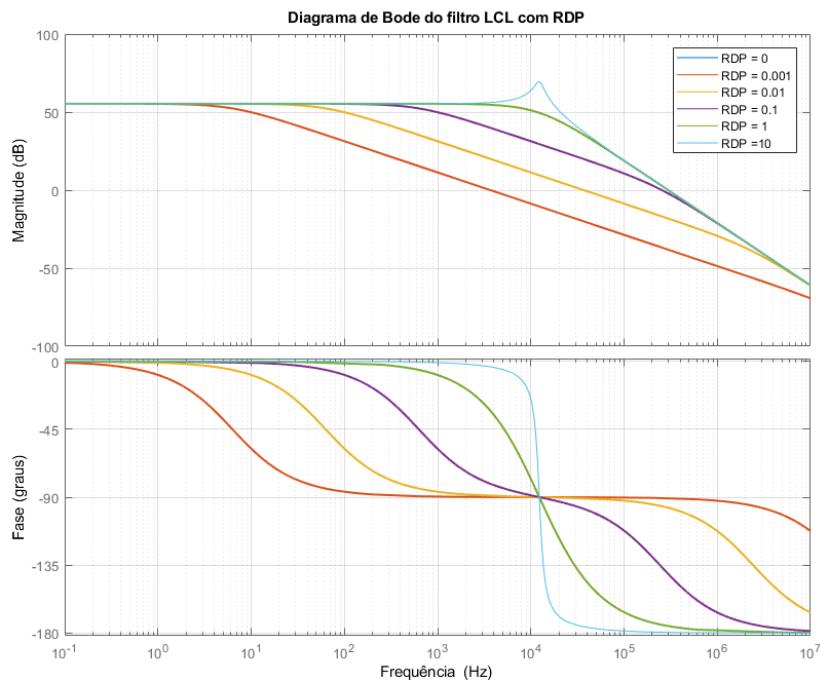
Fonte: Autoria Própria

Figura 36 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RP2



Fonte: Autoria Própria

Figura 37 - Diagrama de Bode do filtro LCL amortecido via RDP



Fonte: Autoria Própria

### 6.3.1.1. Resistência de amortecimento

Neste projeto adotou-se o amortecimento passivo através da inserção da resistência em série ao capacitor por apresentar um projeto simples e resultados satisfatórios. Na sequência é apresentado o projeto da resistência ( $R_d$ ) e seus resultados na plataforma Matlab/Simulink®.

A partir da modelagem em relação a resposta em frequência do circuito da figura 13b obtém-se a função de transferência  $G_v$  que relaciona a corrente de saída ( $I_2$ ) em relação a tensão de entrada ( $V_{in}$ ).

$$\frac{I_2(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(R_d \times C_f)s + 1}{(C_f \times L_1 \times L_2 \times s^3) + (C_f \times L_2 \times R_d + C_f \times L_1 \times R_d)s^2 + (L_1 \times L_2)s} \quad (38)$$

A função de transferência  $G_v$  mostrada acima é um sistema de 3º ordem. Para facilitar o cálculo da resistência de amortecimento, a função de transferência será reescrita como o produto de um sistema de 1º ordem por outro de 2º ordem.

Um sistema de 2º ordem é definido com um sistema linear que apresenta derivadas de ordem 2 sendo expresso da seguinte forma:

$$G = \frac{w_n^2}{s^2 + (2\xi w_n^2)s + w_n^2} \quad (39)$$

Sendo:

$$\xi = \frac{\alpha}{w_n}$$

$w_n$  = Frequência natural não amortecida

$\alpha$  = Atenuação

$\xi$  = Coeficiente de amortecimento

Com a inserção de  $R_d$  o sistema pode apresentar características dominantes de um sistema de segunda ordem, portanto, decompondo a função de transferência  $G_v$  obtém-se :

$$G = \frac{I_2(s)}{Vin(s)} = -\frac{1}{(L_1 \times L_2 \times C_f)s} \times \frac{(R_d \times C_f)s + 1}{s^2 + \left(\frac{R_d}{L_2} + \frac{R_d}{L_1}\right)s + \left(\frac{1}{C_f \times L_2} + \frac{1}{C_f \times L_2}\right)}$$

Igualando o fator de segunda ordem ao sistema genérico e isolando  $R_d$  obtém-se:

$$2\xi w_n^2 = \frac{R_d}{L_2} + \frac{R_d}{L_1} \quad \rightarrow \quad R_d = \frac{2\xi w_n \times L_1 \times L_2}{L_1 + L_2}$$

Admitindo o coeficiente de amortecimento como  $\xi = 0,707$

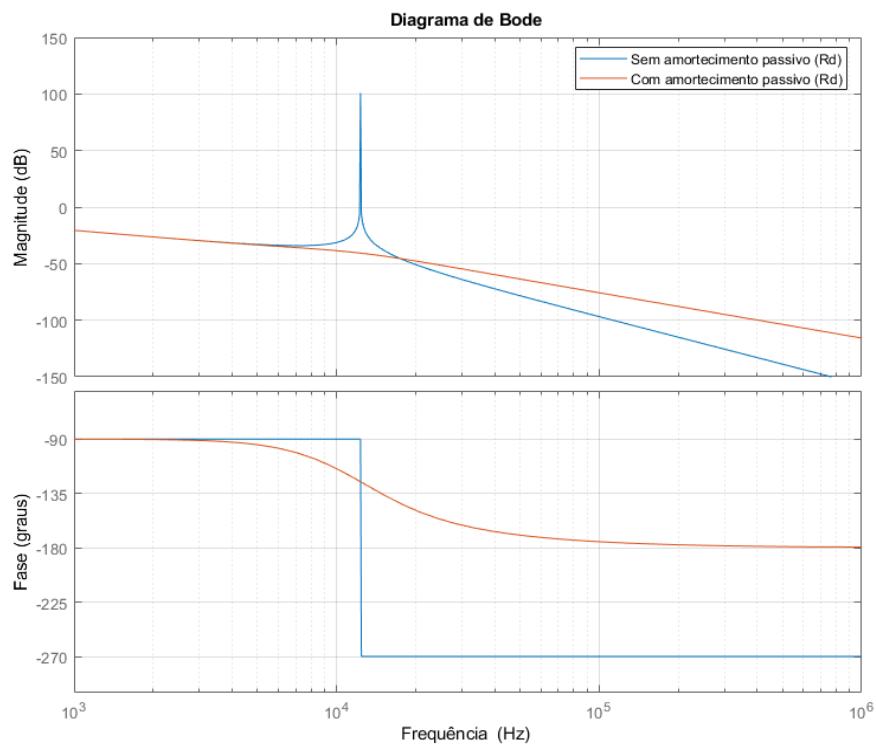
$$R_d = \frac{2 \times 0.707 \times (2\pi \times 12,33 \times 10^3) \times (1,680 \times 10^{-3}) \times (25,704 \times 10^{-6})}{(1,680 \times 10^{-3}) + (25,704 \times 10^{-6})}$$

$$R_d = 2,773 \Omega$$

Na figura 38 são comparadas as respostas em função da frequência do sistema sem amortecimento e com amortecimento após a inserção da resistência em série ao capacitor de filtro. Pode-se observar que o pico de ressonância na frequência de

12,333kHz foi suprimido, mantendo o novo sistema com atenuação linear em toda a faixa de frequência.

Figura 38 - Diagrama de Bode do filtro LCL real e com amortecimento passivo

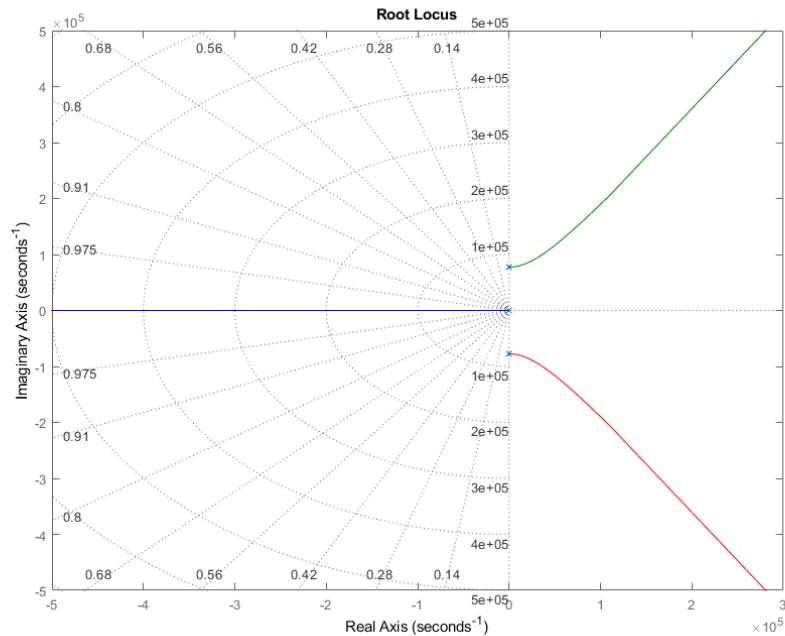


Fonte: Autoria Própria

A figuras 39 e 40 apresentam, respectivamente, o lugar das raízes do sistema original sem amortecimento e o após a implementação do amortecimento passivo via resistência em série ao capacitor, respectivamente. Pode-se observar que após a inserção da resistência o local das raízes deslocou-se para o eixo real negativo o que é imprescindível para a estabilidade do sistema.

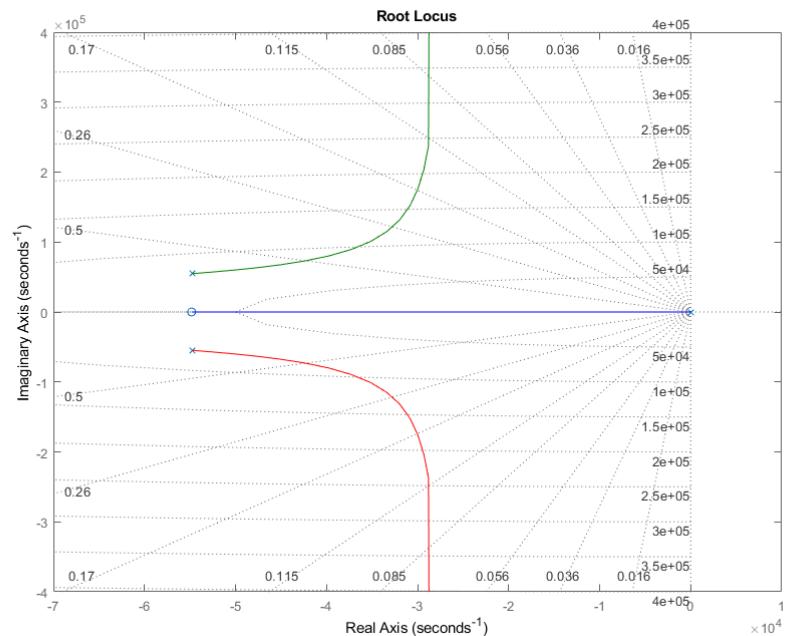
Portanto, para este caso a resistência de  $2,773\Omega$  é um valor ideal visto que é suficiente para proporcionar resultados otimizados. Na figura 41 é ilustrado em diagrama blocos a planta do filtro LCL com amortecimento via resistência em série com o capacitor de filtro.

Figura 39 – Lugar das raízes do filtro LCL sem amortecimento



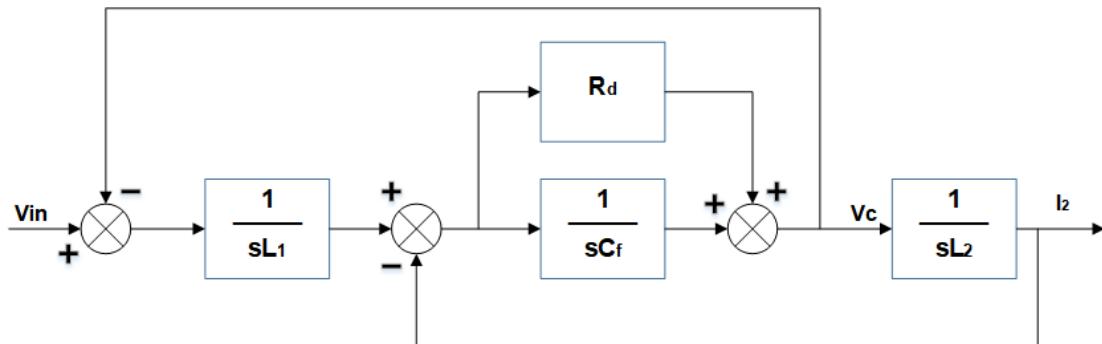
Fonte: Autoria Própria

Figura 40 – Lugar das raízes do filtro LCL com amortecimento passivo via  $R_d$



Fonte: Autoria Própria

Figura 41 - Diagrama de Blocos do filtro LCL com amortecimento passivo via  $R_d$



Fonte: Autoria Própria

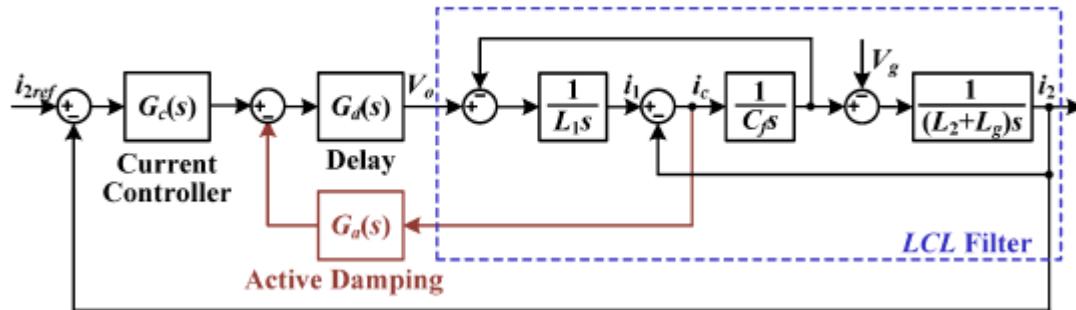
### 6.3.2. Amortecimento Ativo

Para o projeto do amortecimento ativo utilizou-se das técnicas de resistência virtual através da implementação dos efeitos de uma resistência incluída em série com o capacitor por meio da realimentação da corrente do capacitor. A realimentação via corrente do capacitor foi adotada pela simplicidade e por não necessitar de derivadores ou integradores para implementar a função no sistema de controle. É também realizado o amortecimento ativo pelo acréscimo do filtro Notch em série ao compensador PI+R com intuito de gerar um pico ressonante negativo que compense o pico da ressonância.

#### 6.3.2.1. Resistor Virtual

Para a aplicação desta técnica faz-se o uso de um sensor de corrente no ramo do capacitor que deve ser multiplicado por um ganho equivalente ao valor da resistência de amortecimento projetada e realimentada negativamente no somatório da tensão de entrada. Conforme diagrama proposto por BLAABJERG (2015) e exposto na figura 42. O atraso  $G_d(s)$  foi desprezado neste estudo. Com intuito de comparação é simulado também via realimentação negativa da tensão do capacitor.

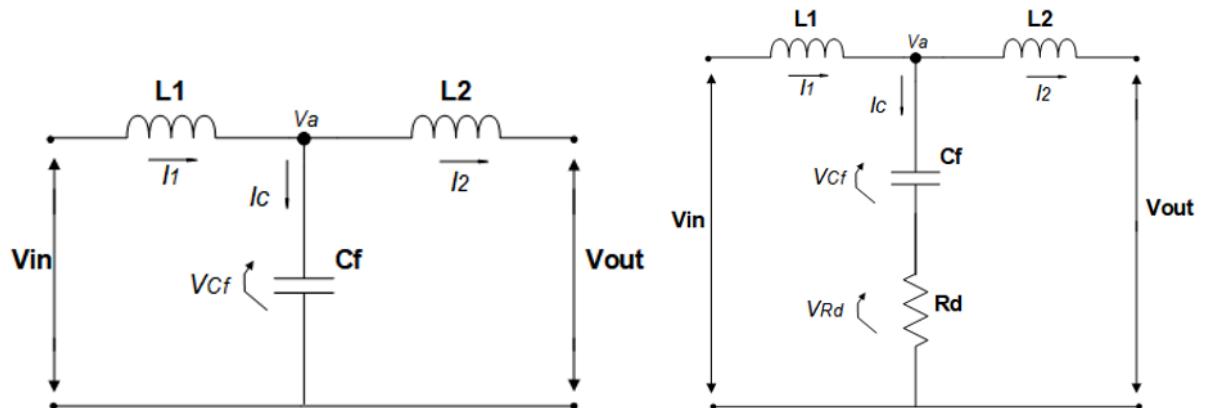
Figura 42 – Diagrama de blocos do amortecimento ativo via resistência em paralelo ao capacitor



Fonte: BLAABJERG, 2015

A figura 43 que ilustra o caso do filtro LCL sem resistência de amortecimento e após a inserção da resistência é utilizada para comparar a tensões e correntes envolvidas.

Figura 43 – a) Modelagem Filtro LCL b) Modelagem filtro LCL com  $R_d$



Fonte: Autoria Própria

As equações (6.24) e (6.25) modelam o filtro LCL. Pode-se observar que a tensão no ponto  $V_a$  é equivalente a tensão sobre o capacitor de filtro. Logo a tensão de entrada  $V_{in}$  é basicamente a soma da tensão do capacitor com a tensão sobre a indutância  $L_1$ , já que a tensão da rede  $V_g$  é tomada como um curto circuito.

$$V_a(s) = V_{Cf}(s) = \frac{I_c(s)}{sC_f} \quad (40)$$

$$V_{in}(s) - V_{Cf}(s) = sL_1I_1(s) \quad (41)$$

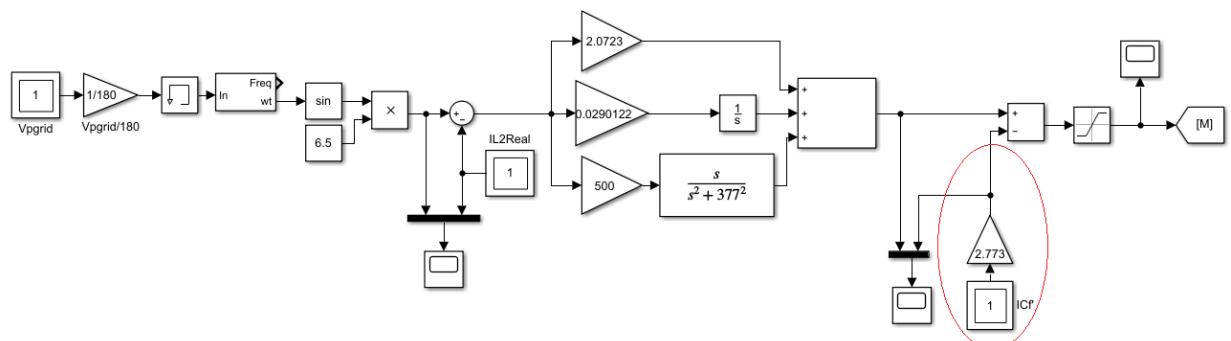
Através das equações 6.26 e 6.27 é possível inferir que o acréscimo da resistência  $R_d$  acarreta em um parcela adicional na tensão do ponto  $V_a$  referente a tensão sobre a resistência de amortecimento, o que implica que a tensão de entrada  $V_{in}$  será diminuída desta parcela como na equação 6.27.

$$V_a(s) = \frac{I_c(s)}{sC_f} + R_d \times I_c(s) \quad (42)$$

$$V_{in}(s) - [V_{Cf}(s) + R_d \times I_c(s)] = sL_1I_1(s) \quad (43)$$

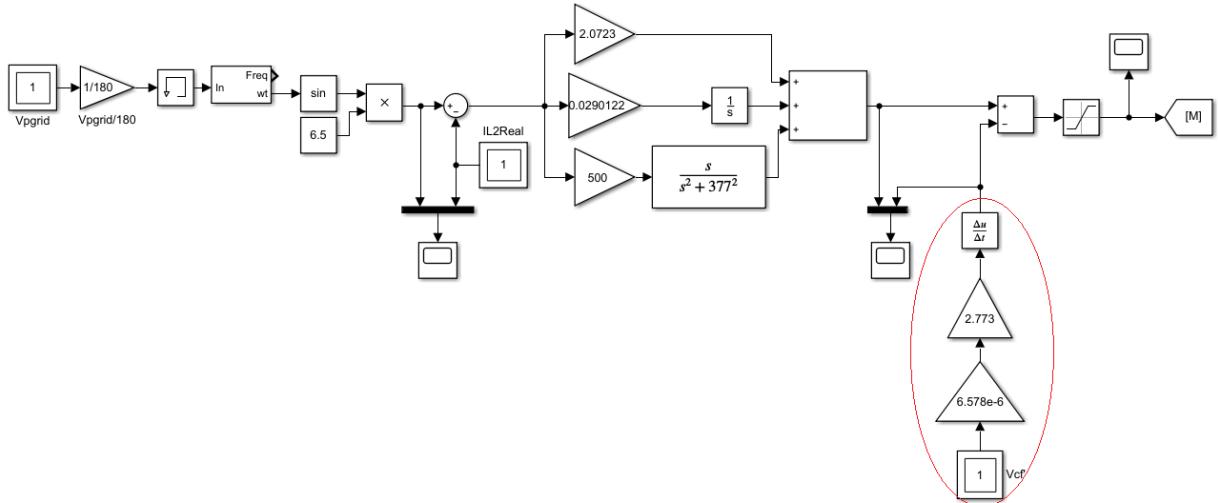
Comparando as equações dos dois modelos de filtro LCL é possível observar que o acréscimo da resistência em série ao capacitor de filtro gera um decreto na tensão sobre a indutância  $L_1$ . Este efeito pode ser implementado no filtro LCL ideal medindo-se a corrente ou tensão no ramo capacitivo  $V_a$  com a utilização de sensores conforme os diagramas de blocos de controle ilustrados nas figuras 44 e 45 respectivamente.

Figura 44 - Implementação no sistema de controle da realimentação da corrente do capacitor



Fonte: Autoria Própria

Figura 45 - Implementação no sistema de controle da realimentação da tensão do capacitor



Fonte: Autoria Própria

Os resultados obtidos mediante realimentação da corrente ou tensão do capacitor são similares visto que visam simular a mesma função de transferência diferenciando apenas nas variáveis utilizadas. Deste modo os resultados que serão apresentados no capítulo 7 foram obtidos via realimentação de corrente do capacitor.

### 6.3.2.2. Filtro Notch

O filtro LCL do projeto tem uma frequência de ressonância de 12,333kHz e o filtro Notch introduz um pico negativo nesta frequência como pode-se observar no diagrama de bode que mostra a resposta em frequência do sistema não amortecido e do filtro Notch isolado.

A função do filtro LCL é dada por:

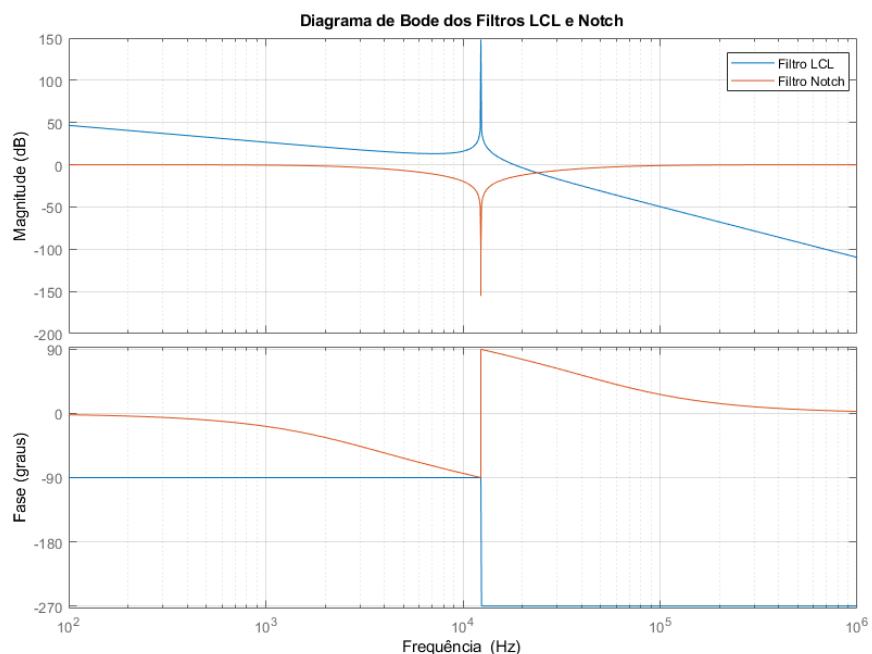
$$H = \frac{230}{2,841 \times 10^{-13}s^3 + 0,001706s} \quad (44)$$

Obtendo os coeficientes de amortecimento  $\xi_1$  e  $\xi_2$  através de testes no Matlab® e substituindo na equação genérica 5.1 obtemos a função de transferência para o filtro do Notch expressa em 6.29

$$N = \frac{s^2 + 1,55 \times 10^{-5}s + 6,005 \times 10^9}{s^2 + 3,1 \times 10^5s + 6,005 \times 10^9} \quad (45)$$

O diagrama de bode da figura 46 representa a resposta em frequência do filtro LCL sem amortecimento em comparação a resposta do filtro Notch cuja função de transferência é dada pela equação 6.29.

Figura 46 - Resposta em frequência do filtro LCL e do Filtro Notch



Fonte: Autoria Própria

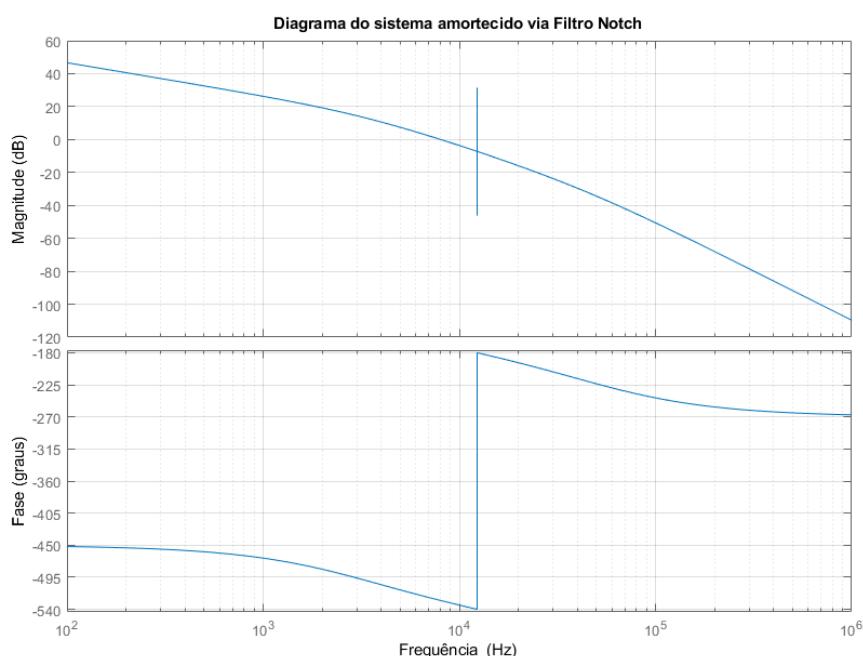
É notável que o filtro Notch projetado insere um pico negativo justamente na frequência de ressonância com a intenção de suprimir o pico positivo produzido pela ressonância do filtro LCL. No entanto esta é uma tarefa difícil frente a variação dos parâmetros do filtro, principalmente a indutância da rede, o que torna a implementação de filtro digitais sem ajuste automático uma metodologia não tão eficaz.

O filtro Notch é implementado em série ao controlador de corrente, desta forma a função de transferência de interesse para avaliação do amortecimento do filtro é dada pelo produto da planta do filtro LCL e o filtro Notch a qual é expressa em 6.30.

$$R = \frac{230s^2 + 0,003565s + 1,381 \times 10^{12}}{2,841 \times 10^{-13}s^5 + 8,805 \times 10^{-8}s^4 + 0,003411s^3 + 528,7s^2 + 1.024 \times 10^7s} \quad (46)$$

Na figura 47 é esboçado o diagrama de bode do sistema com a aplicação da técnica de amortecimento passivo via filtro Notch.

Figura 47 – Resposta em frequência do filtro LCL aplicando filtro Notch na malha de corrente



Fonte: Autoria Própria

Pode-se observar um pequeno pico remanescente, que se deve ao fato do filtro ser sintonizado em uma frequência específica, logo não atenua com exatidão todas as frequências na proximidade da ressonância pois não foi possível aumentar a largura de banda suficientemente para conter todo o conteúdo ressonante. No entanto foi o necessário para tornar o sistema estável como pode-se inferir nos resultados apresentados no capítulo 7.

## 7. RESULTADOS

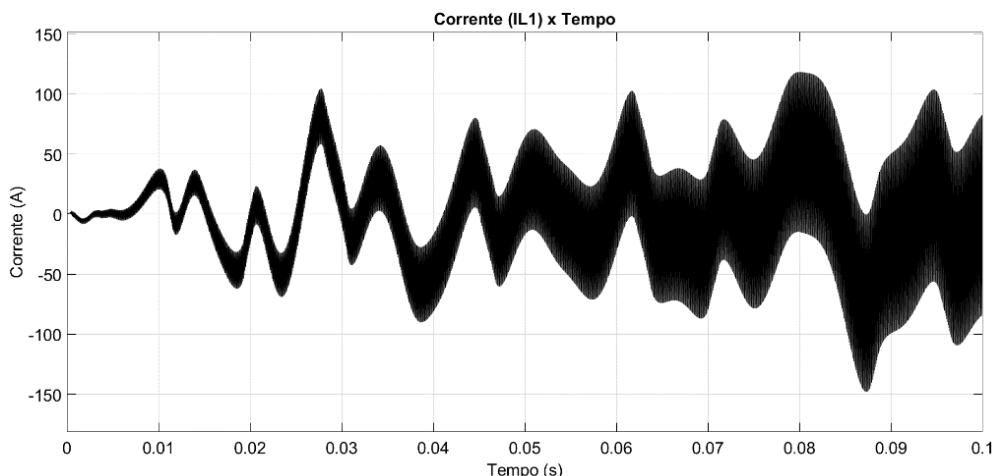
Os resultados que serão apresentados a seguir foram obtidos através da simulação do sistema no software Matlab/Simulink® com tempo de simulação de 0,1s (totalizando 6 períodos de onda fundamental) com largura de passo máxima de  $1 \times 10^6$ .

A principal variável de interesse é a corrente injetada na rede ( $i_2$ ) que deve ser estável e ter baixo conteúdo harmônico. Porém foram obtidos também os gráficos em função do tempo da corrente de entrada do filtro ( $i_1$ ), e da corrente e tensão no ramo capacitivo para averiguar o funcionamento do sistema quanto ao amortecimento passivo e ativo.

### 7.1. Sistema Sem Amortecimento

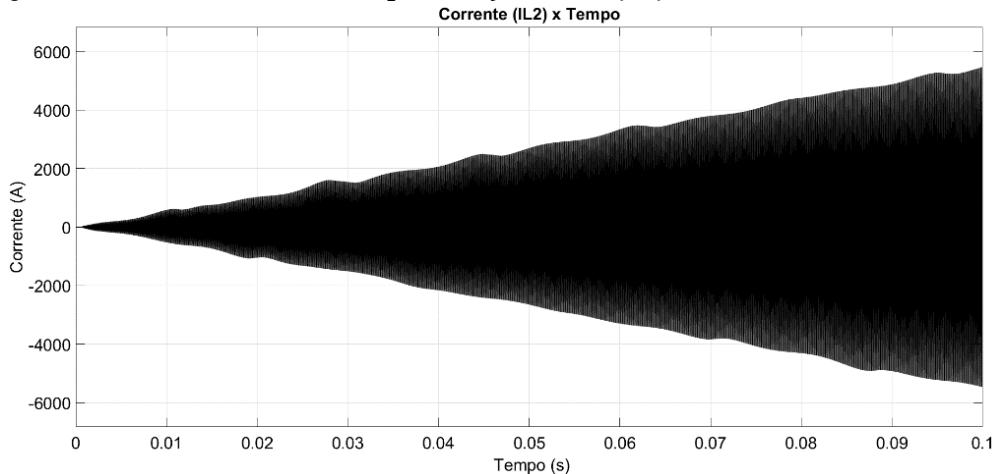
Para o caso do sistema sem amortecimento não foi possível quantificar nenhuma variável devido sua característica instável que ocasiona em valores discrepantes tanto para as correntes como tensões. Não é possível realizar o controle de corrente, logo não há compensador convencional que torne o sistema estável. Os parâmetros do sistema sem amortecimento são ilustrados nas figuras 48 a 51.

Figura 48 - Corrente sob indutor  $L_1$  em função do tempo para o sistema não amortecido



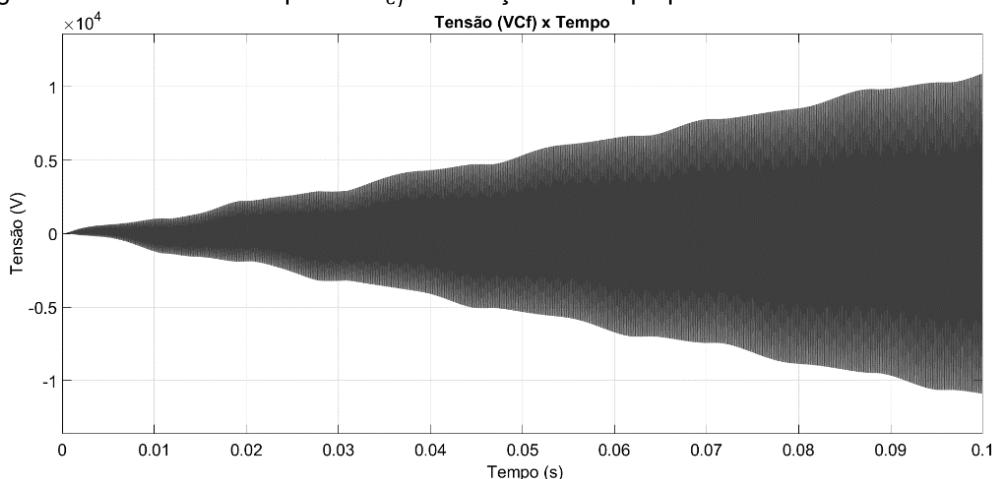
Fonte: Autoria Própria

Figura 49 - Corrente sob indutor  $L_2$  em função do tempo para o sistema não amortecido



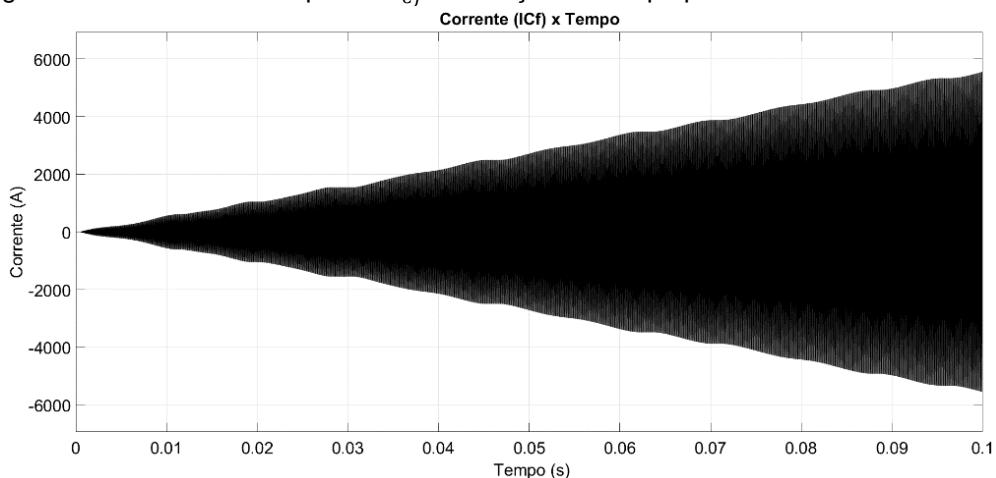
Fonte: Autoria Própria

Figura 50 - Tensão sob capacitor  $V_{Cf}$  em função do tempo para o sistema não amortecido



Fonte: Autoria Própria

Figura 51 - Corrente sob capacitor  $i_{Cf}$  em função do tempo para sistema não amortecido



Fonte: Autoria Própria

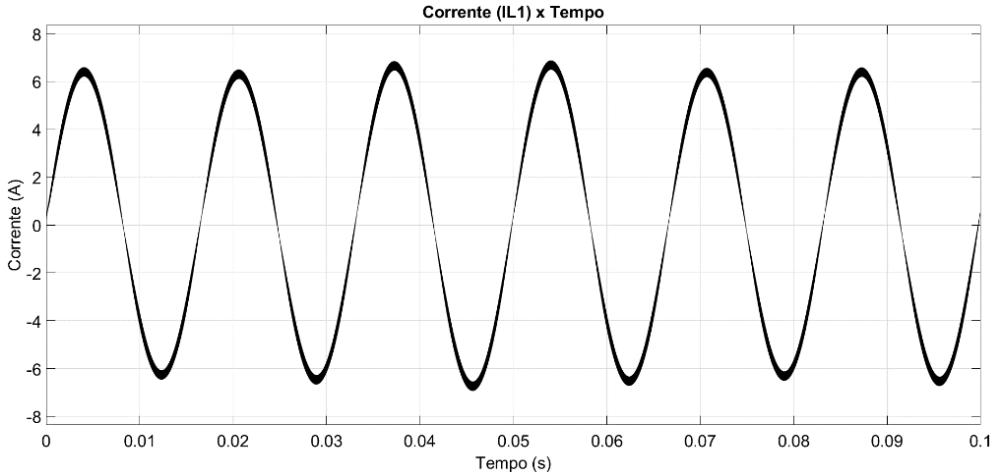
## 7.2. Sistema com Amortecimento Passivo

As figuras 52 a 57 ilustram as correntes e tensões do sistema com aplicação do amortecimento passivo. É notável o amortecimento passivo após a inserção da resistência, sendo possível visualizar a forma de onda de corrente e tensão dos componentes e quantificá-las. A corrente de entrada e saída do filtro tem amplitudes 6,554 A e 6,434 A respectivamente. A tensão no capacitor de filtro é aproximadamente 179 V. Através da aplicação da FFT (Transformada rápida de Fourier) na corrente injetada na rede ( $i_2$ ) o sistema pode ser avaliado em relação a frequência para se obter a decomposição em componentes harmônicas conforme a figura 63. A taxa de distorção harmônica total (DHT) foi de 1,03% cumprindo as normas do IEEE.

A inserção da resistência em série ao capacitor desempenha sua função de amortecimento como estudado, porém colabora no consumo de potência devido ao efeito Joule, consumindo 1,8W conforme simulação.

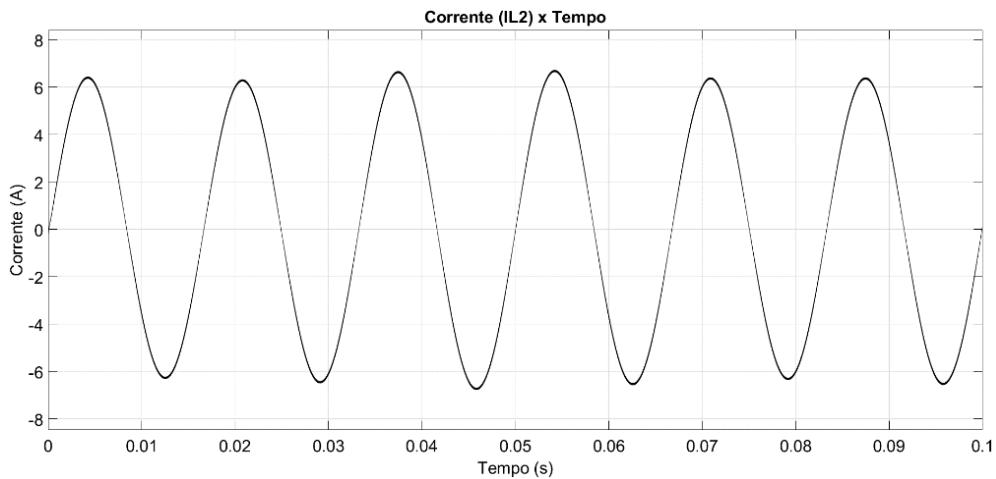
O sistema tornou-se estável e a corrente injetada na rede elétrica segue a referência dada pelo PLL conforme é visto na figura 56 para um *step* dado em 3/80 segundos para averiguar a performance do controlador de corrente.

Figura 52 - Corrente sob indutor  $L_1$  em função do tempo para amortecimento passivo



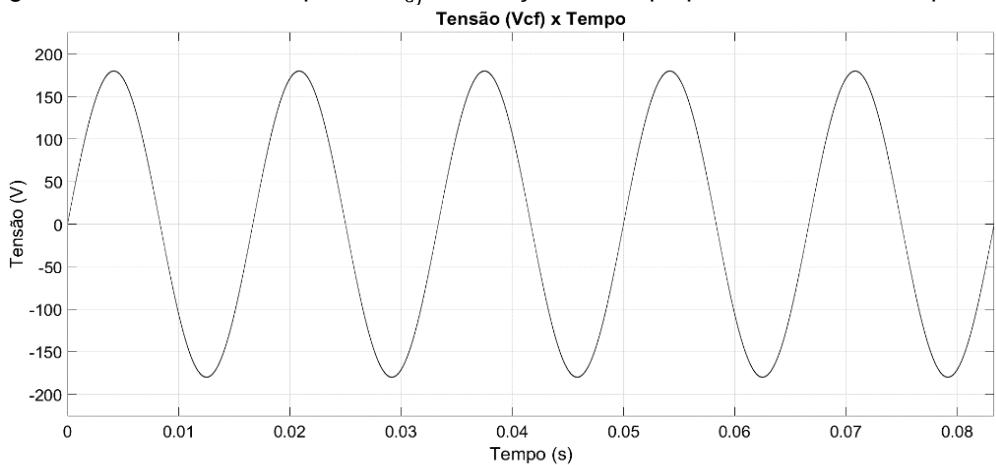
Fonte: Autoria Própria

Figura 53 – Corrente sob indutor  $L_2$  em função do tempo para amortecimento passivo



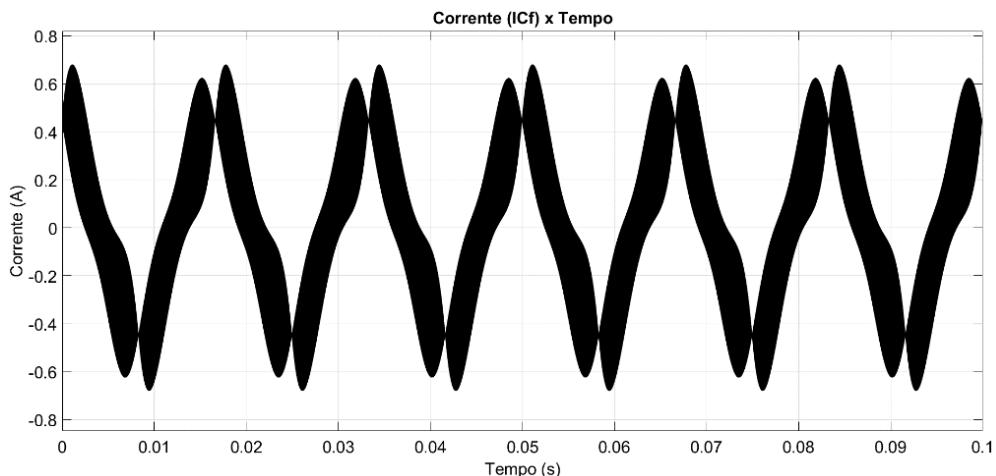
Fonte: Autoria Própria

Figura 54 – Tensão sob capacitor  $V_{Cf}$  em função do tempo para amortecimento passivo



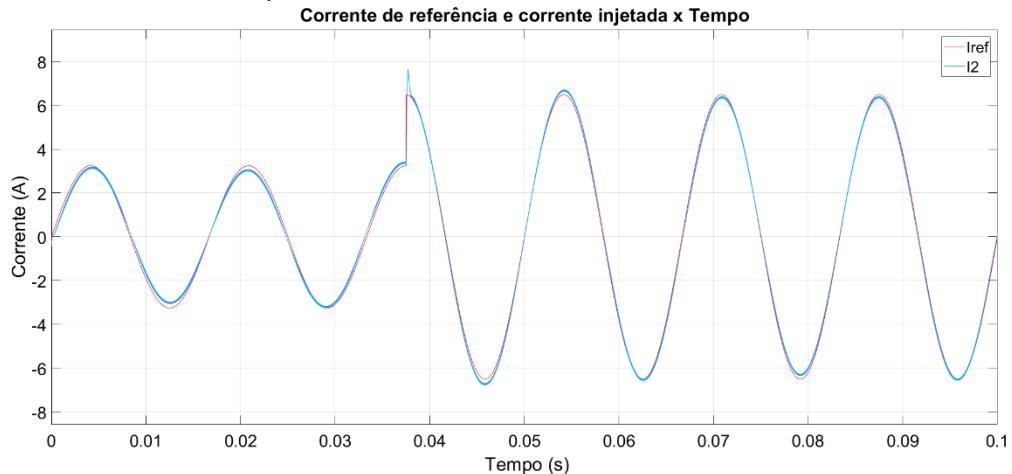
Fonte: Autoria Própria

Figura 55 - Corrente sob capacitor  $i$  em função do tempo para amortecimento passivo



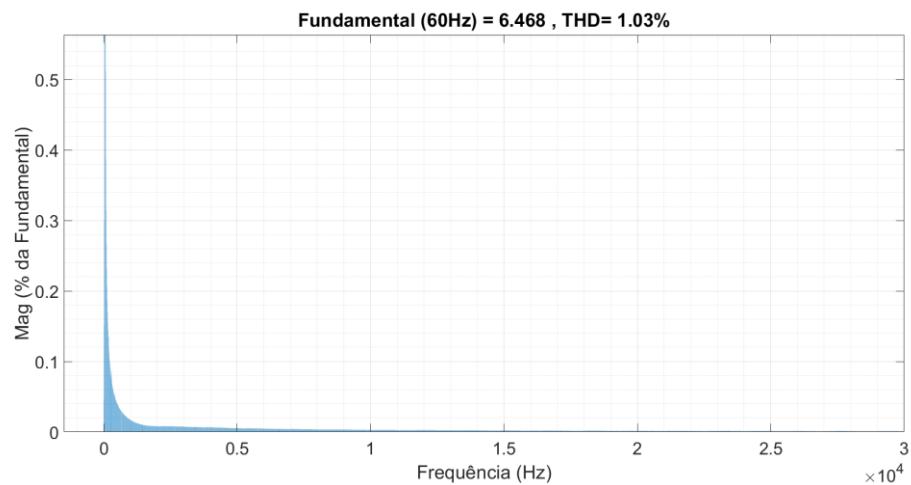
Fonte: Autoria Própria

Figura 56 - Corrente  $I_{ref}$  e Corrente  $i_2$  em função do tempo para amortecimento passivo



Fonte: Autoria Própria

Figura 57 - FFT da corrente injetada da rede ( $i_2$ ) para amortecimento passivo



Fonte: Autoria Própria

### 7.3. Sistema com Amortecimento Ativo via Virtualização

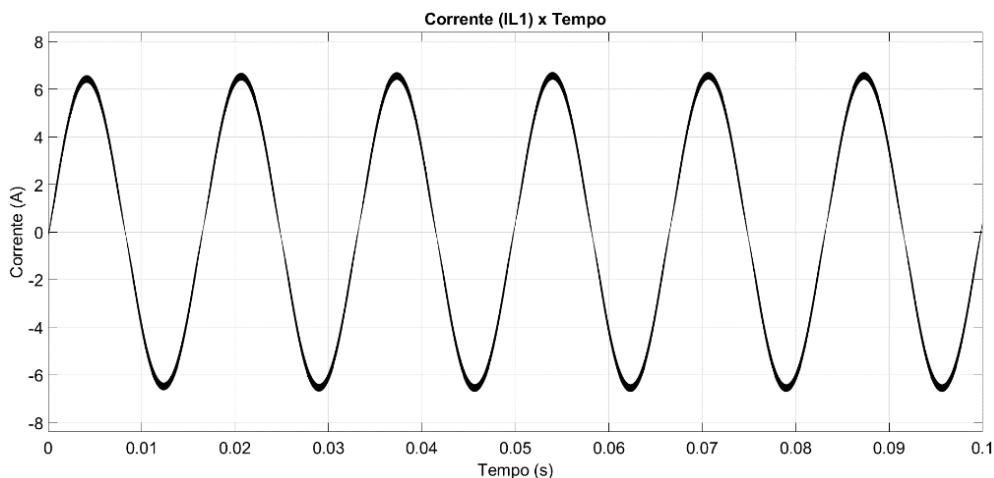
As figuras 58 a 64 ilustram as correntes e tensões do sistema com aplicação do amortecimento ativo por meio da virtualização da resistência em série ao capacitor de filtro. A partir das formas de onda auferidas no domínio do tempo foi possível analisar os módulos e fases dos componentes do filtro LCL. A corrente de entrada do filtro ( $i_1$ ) apresentou uma amplitude máxima de 6,563 A com uma pequena oscilação. Já a corrente de saída do filtro ( $i_2$ ) de módulo 6,431 A e DHT de 1,75% não apresentou nenhuma oscilação visível. A tensão sob o capacitor de filtro é 180 V equivalente ao pico da tensão da rede, sua forma de onda de corrente tem uma forma peculiar devido

ao processo de filtragem, porém dentro da normalidade.

O amortecimento via resistor virtual foi testado também para um valor de indutância da rede de 2mH a fim de averiguar a dinâmica do sistema por meio de uma grande variação da indutância da rede conforme figura 60.

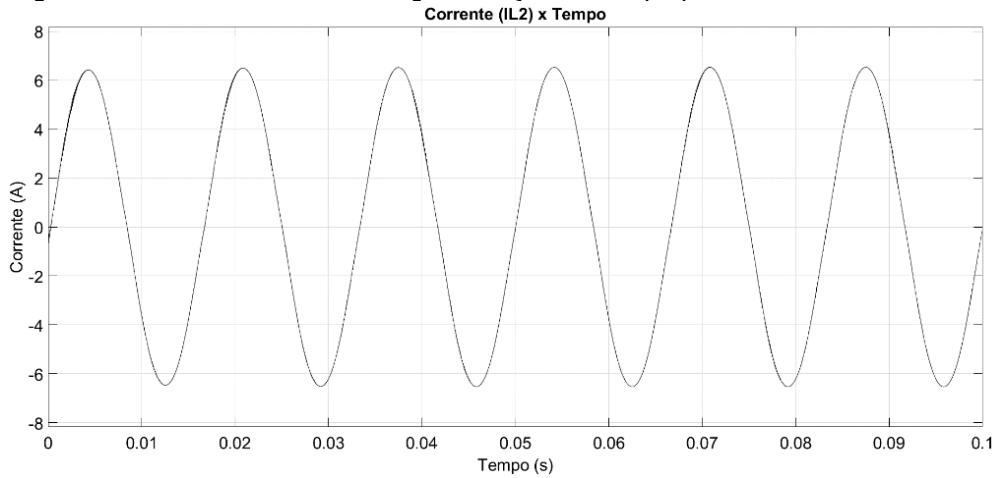
Foi testado novamente o desempenho do controlador gerando um *step* no topo da onda de corrente, onde foi possível comprovar novamente a eficiência do controlador PI+R desenvolvido.

Figura 58 - Corrente sob indutor  $L_1$  em função do tempo para amortecimento virtual



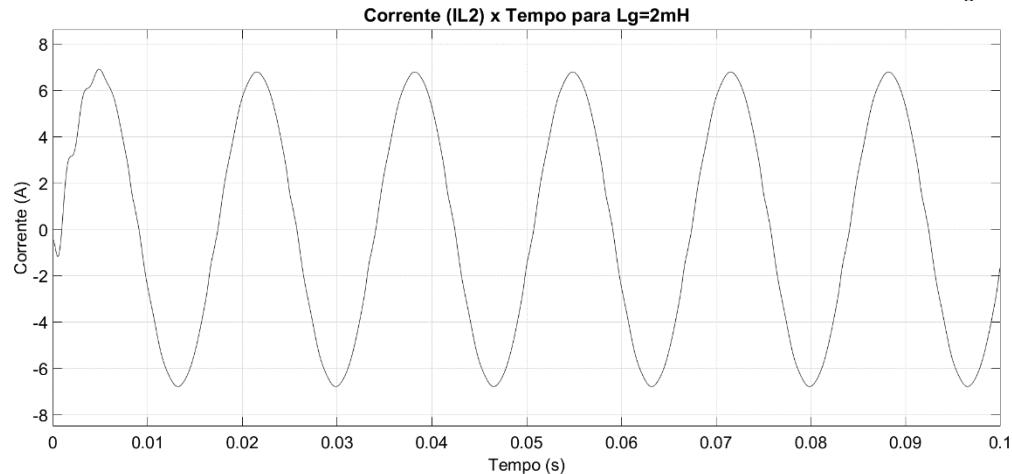
Fonte: Autoria Própria

Figura 59 - Corrente sob indutor  $L_2$  em função do tempo para amortecimento virtual



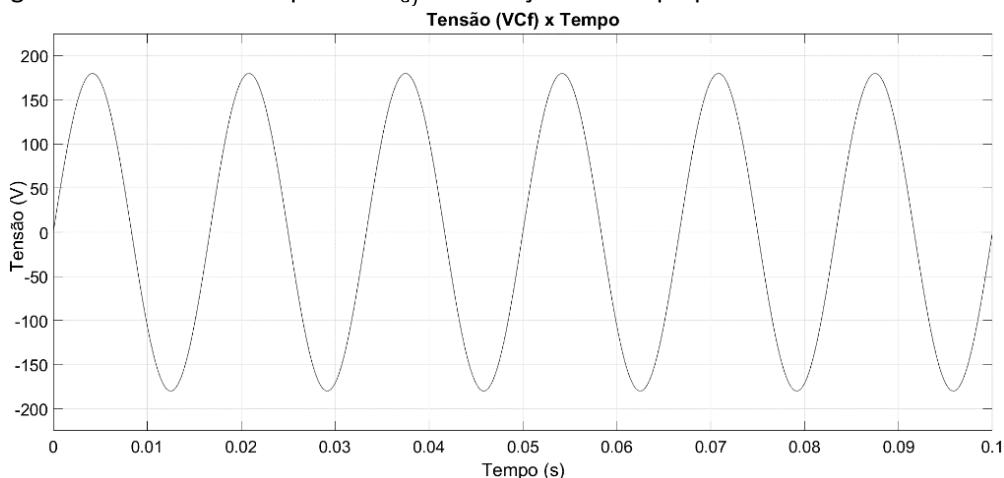
Fonte: Autoria Própria

Figura 60 - Corrente sob indutor  $L_2$  em função do tempo para amortecimento virtual ( $L_g = 2mH$ )



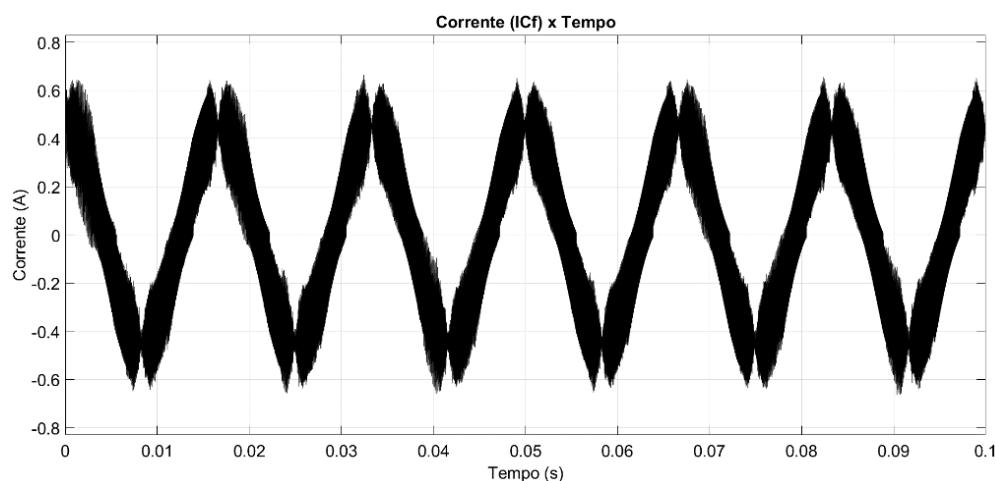
Fonte: Autoria Própria

Figura 61 - Tensão sob capacitor  $V_{Cf}$  em função do tempo para amortecimento virtual



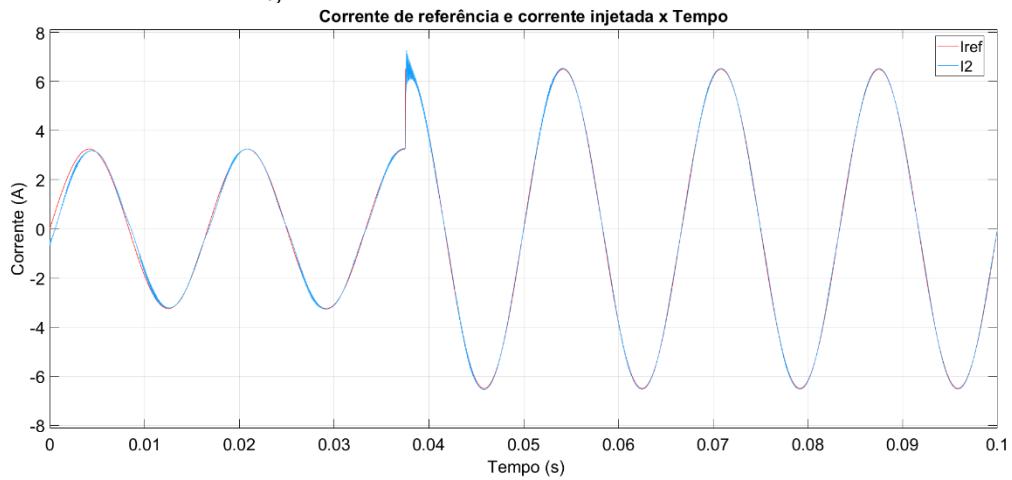
Fonte: Autoria Própria

Figura 62 – Corrente sob capacitor  $i_{Cf}$  em função do tempo para amortecimento virtual



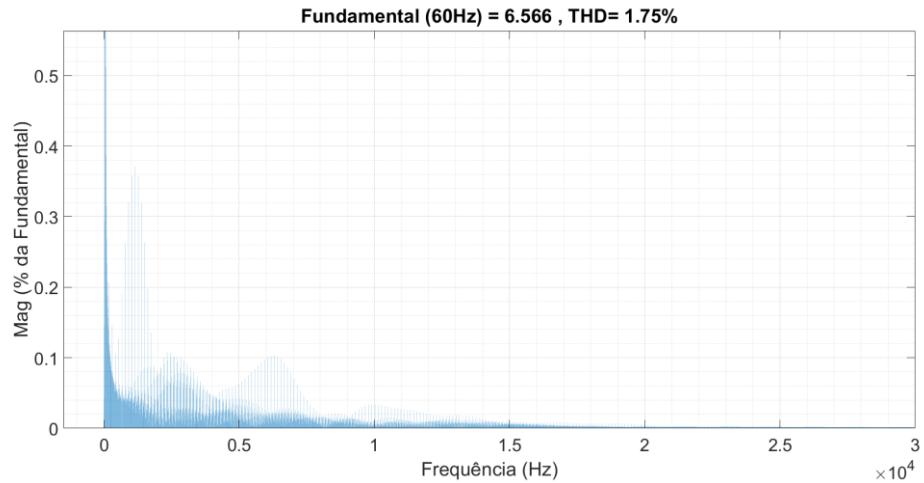
Fonte: Autoria Própria

Figura 63 - Corrente  $I_{ref}$  e Corrente  $i_2$  em função do tempo para amortecimento virtual



Fonte: Autoria Própria

Figura 64 - FFT da corrente injetada da rede ( $i_2$ ) para amortecimento virtual

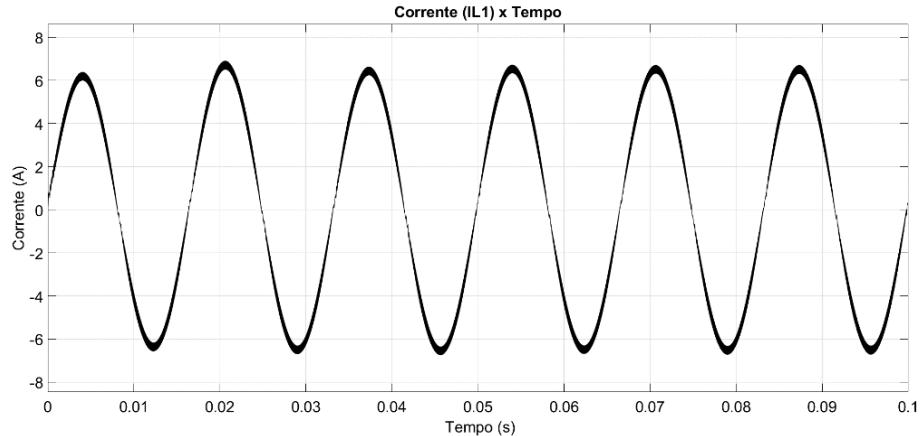


Fonte: Autoria Própria

#### 7.4. Sistema com Amortecimento Ativo via Filtro Notch

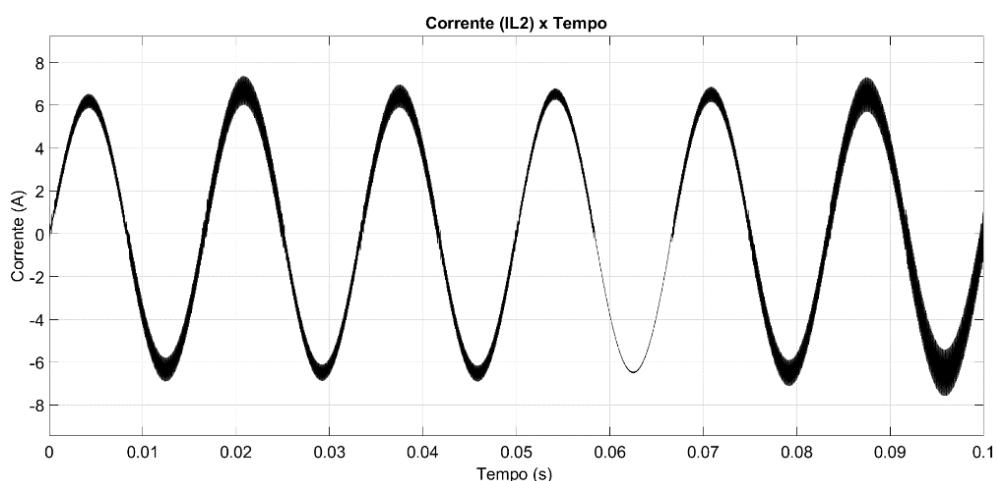
A implementação do amortecimento do sistema com o filtro Notch também se mostrou realizável, porém é possível observar que a corrente de saída do filtro ( $i_2$ ) representa na figura 66 não apresentou um caráter tão estável quanto aos outras metodologias de amortecimento ativo, pois o filtro rejeita banda é projetado para uma frequência específica, logo as frequências próximas ao valor da ressonância acabam não recebendo uma atenuação suficiente para tornar o erro nulo.

Figura 65 - Corrente sob indutor  $L_1$  em função do tempo para amortecimento via Notch



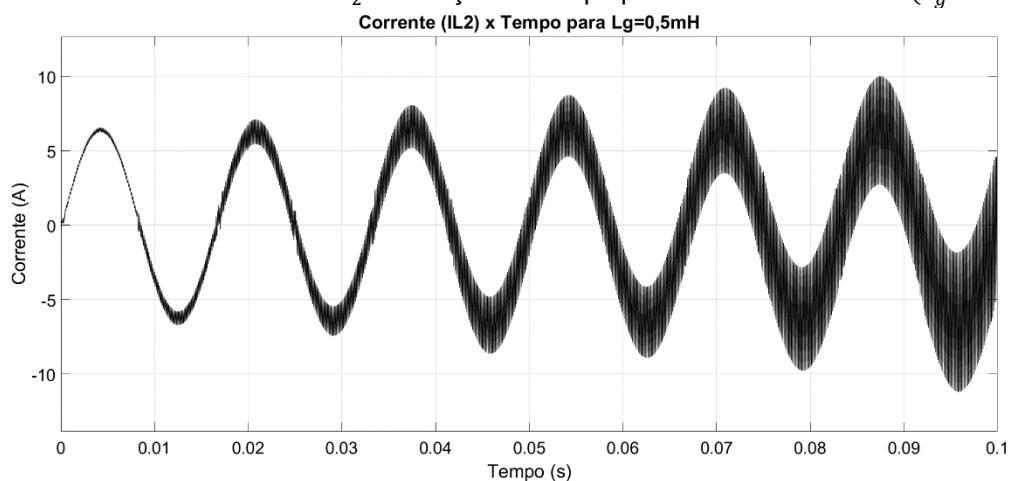
Fonte: Autoria Própria

Figura 66 - Corrente sob indutor  $L_2$  em função do tempo para amortecimento via Notch



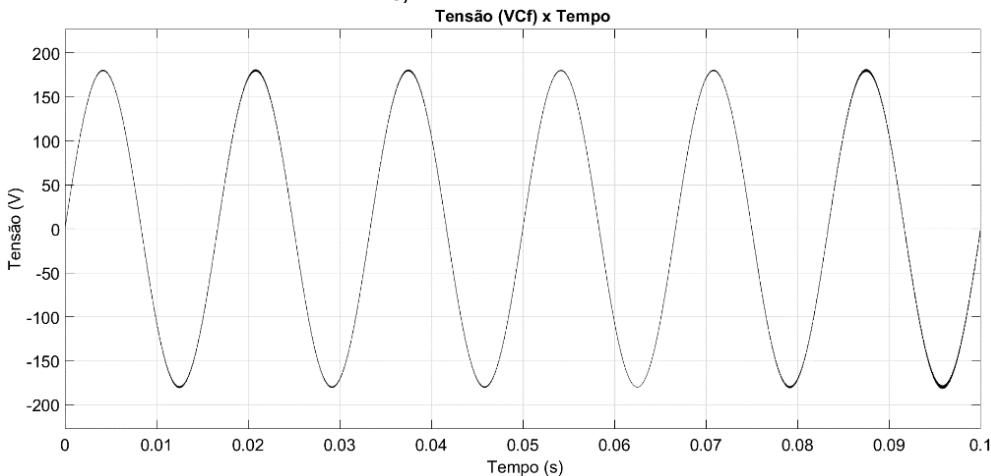
Fonte: Autoria Própria

Figura 67 - Corrente sob indutor  $L_2$  em função do tempo p/ amortecimento Notch ( $L_g = 500\mu H$ )



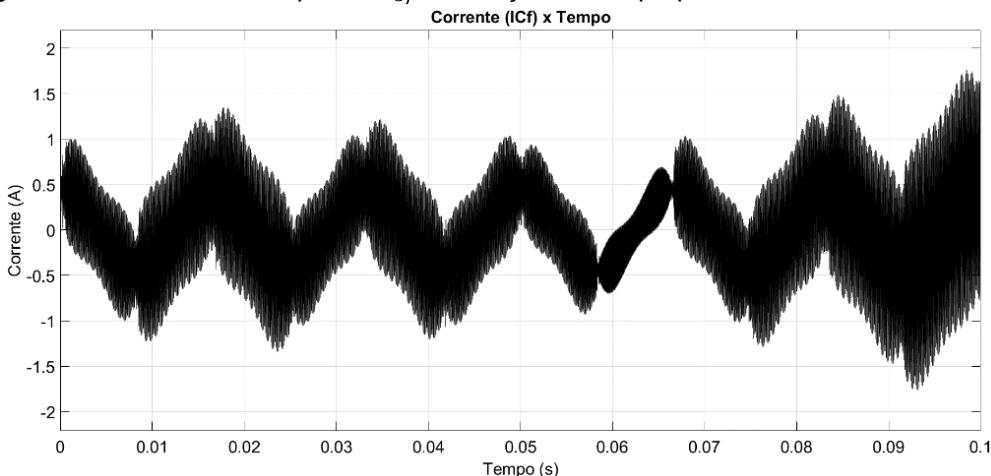
Fonte: Autoria Própria

Figura 68 – Tensão sob capacitor  $V_{Cf}$  em função do tempo para amortecimento via Notch



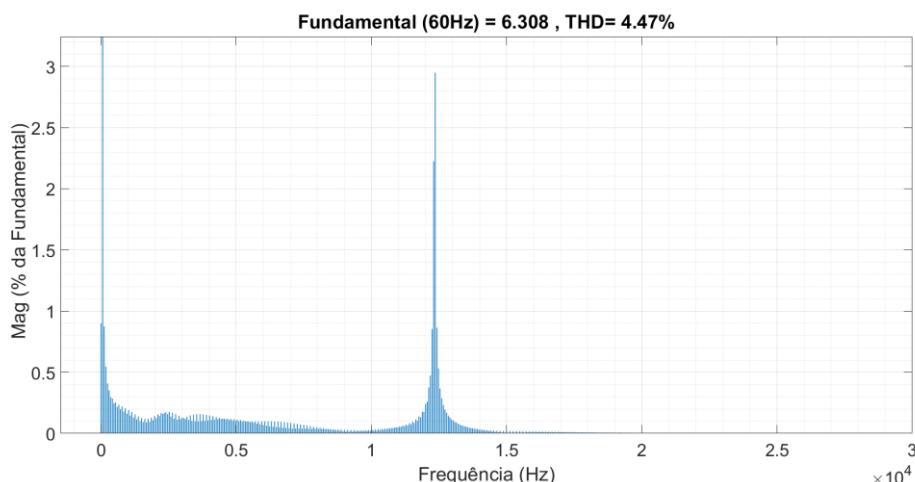
Fonte: Autoria Própria

Figura 69 - Corrente sob capacitor  $i_{Cf}$  em função do tempo para amortecimento via Notch



Fonte: Autoria Própria

Figura 70 - FFT da corrente injetada da rede ( $i_2$ ) para amortecimento via Notch



Fonte: Autoria Própria

As figuras 65 a 70 ilustraram as correntes e tensões do sistema com aplicação do amortecimento ativo via filtro Notch sintonizado na frequência de 12,333kHz.

O filtro Notch não se mostrou tão robusto quanto a variação da indutância da rede como pode se notar na figura 67. Adotando  $L_g = 500 \mu\text{H}$  conforme BONALDO orienta pode-se observar que foi o suficiente para sistema de controle tender a instabilidade já que o filtro rejeita banda não tem um ajuste automático. O amortecimento ativo por meio da virtualização da resistência também não utiliza nenhum tipo de ajuste automático, porém como uma variável é medida constantemente para realimentar a malha de corrente pode-se inferir que este feedback auxilia na robustez do sistema a variações de parâmetros. A DHT não apresentou um resultado tão favorável, mas ainda cumpriu os requisitos do IEEE.

## 8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Mediante a análise das simulações foi possível observar a relevância do amortecimento em um sistema cujo filtro de conexão seja o LCL. A corrente injetada na rede utilizando o filtro, sem amortecimento, teoricamente apresenta uma natureza oscilatória de elevada amplitude com módulo que tende ao infinito. Todos os parâmetros avaliados denotam instabilidade quando não se utiliza técnicas de amortecimento como pode se constatar nas correntes de entrada e saída do filtro assim como na corrente e tensão sob o capacitor de filtro destacadas nas figuras 48 a 51. Esta mesma corrente quando o sistema é amortecido passivamente se mostra estável e de magnitude proporcional a potência nominal do inversor como é inferido na figura 53.

As técnicas de amortecimento ativo via virtualização da resistência e amortecimento passivo apresentam resultados equivalentes pois atenuam a ressonância de maneira similar através da inserção de efeitos resistivos no sistema diferindo apenas que o passivo utiliza uma resistência real e o amortecimento ativo uma resistência virtual. Pode-se inferir estes resultados análogos comparando as figuras do capítulo 7.2 em relação ao 7.3. Porém é evidente a vantagem que o amortecimento ativo propicia pois não há perdas de potência o que garante maior rendimento. Todavia compreende uma maior complexidade e demanda um custo superior como por exemplo a aquisição de sensores de corrente e/ou tensão para mensurar determinados parâmetros do circuito necessários para realimentação da variável desejada.

Para este trabalho a corrente do capacitor de filtro foi escolhida como variável de realimentação no amortecimento ativo pois é a que se obtém melhor custo/benefício já que não requer a utilização de blocos derivativos ou integrativos que podem ter desempenho reduzido em face de ruídos no sinal assim como um maior atraso no tempo de simulação do sistema já que não exige cálculos mais complexos. Entretanto o custo final de implementação é acrescido já que torna o controle mais complexo e utiliza mais sensores. Os sistemas multi-variáveis que são empregados por alguns autores garantem os mesmos resultados, porém prometem maior confiabilidade devido ao feedback da malha de controle estar atrelada a duas ou mais variáveis.

O amortecimento ativo via filtro Notch não requer a medição de qualquer estado

do sistema como é o caso do amortecimento via virtualização da resistência, pois o mesmo trabalha atenuando determinada faixa de frequência, ou seja, rejeita uma banda de frequência específica e permite a passagem das demais. A técnica consiste basicamente em inserir um pico negativo contrário a ressonância com propósito de que as componentes sejam somadas e o pico ressonante seja cancelado.

A grande desvantagem verificada deste método é que o mesmo é projetado para uma particular frequência de ressonância definida pelos valores dos componentes do circuito que são as indutâncias e a capacidade de filtro, porém esses parâmetros podem variar em alguns casos, especialmente a indutância da rede o que ocasionalmente gera erros na compensação devido a modificação da frequência de ressonância. Para corrigir esta adversidade existe a possibilidade de implementação de filtros digitais com auto ajuste que asseguram uma melhor confiabilidade ao sistema. Desta forma é evidente que cada método possui suas vantagens e desvantagens cabendo ao projetista determinar qual modelo seguir que apresenta uma melhor relação de custo/benefício.

Para o projeto em questão a melhor alternativa foi o amortecimento ativo utilizando a virtualização da resistência por assegurar baixa TDH e cumprir de maneira satisfatória o amortecimento do sistema independente de pequenas variações dos parâmetros do filtro já que a variável de referência é medida constantemente o que compensa o caráter variável da planta.

A seguir são apresentadas sugestões para trabalhos futuros envolvendo técnicas amortecimento passivo e ativo.

- Amortecimento via compensadores de avanço-atraso
- Utilização de filtros Notch ajustáveis
- Utilização de filtros rejeita banda
- Implementação experimental e aperfeiçoamento do projeto
- Pesquisa de novas topologias de filtro de conexão à rede elétrica

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica, PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica 2018.

BLAABJERG, F.; YANG g.; MA, K.; WANG, X. Power electronics - the key technology for renewable energy system integration. In: 2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). [S.l.: s.n.], 2015. p. 1618–1626. 25, 35, 45.

BONALDO, J.P.; Multifuncionalidade de conversores eletrônicos de potência utilizados em microrredes inteligentes. 2015. Tese (Doutorado) Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Unicamp, Campinas

BRITO, M. A. G., Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica. 2013. Tese (Doutorado) Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Unesp, Ilha Solteira.

DAHONO, P.A. A control method to damp oscillation in the input Lc filter. In: Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual. [S.l.:s.n.], 2002. v. 4, p. 1630–1635.

DAL PUPO, Andres. Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores. 2015. 102 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA – EPE, Matriz Energética e Elétrica. Ministério de Minas e Energia. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>> Acessado em: 16 de setembro de 2018

FORTES, G. Oliveira. Amortecimento Ativo, Modulação e Controle Vetoriais Aplicados em um Retificador Bidirecional Três Níveis. 2012. 141 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais

FUCHS, F. W. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, June 2013. ISSN 0885-8993. 49, 50, 78.

GERVASIO, F.; LISERRE, M.; RICCHIUTO D.; Dynamic Analysis of Active Damping Methods for LCL-filter-based grid converters. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society ISBN 978-1-4799-0224-8

IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems; IEEE Std 519-1992. ISBN 1-55937-239-7. p. 1–112, April 1993.

IVO BARBI. Projetos de Inversores – Florianópolis, Maio, 2007

JULEAN, A. (2009): Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Applications. Master Thesis of Aalborg Universitet, 2009.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based M. BEN SAID ROMDHANE; M. W. NAOUAR; I. SLAMA-BELKHODJA; E. MONMASSON. Robust Active Damping Methods for LCL Filter Bases Grid Connected Converters. University of Cergy-Pontoise, France.

MACCARINI, M. C. Inversor Monofásico Sincronizado para Conexão de um Gerador Eólico a Rede Elétrica: Estudo, Projeto e Implementação. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA – MME, Energia Solar no Brasil e no Mundo, 2016. Secretaria de Planejamento e Desenvolvimento Energético, Departamento de Informações e Estudos Energéticos. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/documents/10584/3580498/17+-+Energia+Solar+-+Brasil+e+Mundo++ano+ref.+2016+%28PDF%29+-+NOVO/4b03ff2d-1452-4476-907d-d9301226d26c?version=1.7>> Acessado em: 16 de setembro de 2018.

NARDI, Cleidimar. Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia. 2016. 162 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016.

NISE, N. S. Control System Engineering. [S.I.]: John Wiley & Sons, 2011. 59, 92

NUNES, Gustavo Simões Ferreira. Controle de inversor monofásico para aplicação em sistemas eólicos de pequeno porte. 2018. 68 f., il. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica)—Universidade de Brasília, Brasília, 2018.

PARKER, S.; MCGRATH, B.; HOLMES, D. Regions of active damping control for LCL filters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 1, p. 424–432, Jan 2014. ISSN 0093-9994.

PAUKNER, Fillipe Lucchin. Comparação do controle do inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL considerando o amortecimento passivo e ativo. 2016. 89 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016.

PAYAM ALEMI AND DONG-CHOON Lee. Active Damping Control of LLCL Filters based on Virtual Resistor for T-type Three-level PWM Converters. Dept. of Electrical Eng. Yeungnam University ISBN 978-1-4799-5776-7/14 IEEE.

PENA-ALZOLA, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; SEBASTIÁN, R.; DANNEHL, J.;

REZNIK, A.; SIMOES, M.G.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S.M. LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, March 2014. ISSN 0093-9994.

SANDEEP N; P.S. KULKARNI; UDAYKUMAR R.Y. A Single-Stage Active Damped LCL-Filter-Based Grid-Connected Photovoltaic Inverter With Maximum Power Point Tracking. ISBN 978-1-4799-5141-3/14 IEEE

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. [S.I.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1552–1557 vol.3.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. IEE Proceedings - Electric Power Applications, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. ISSN 1350-2352. 48.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. In: Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 9780470667057.three-phase active rectifier. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 41, n. 5, p.1281–1291, Sept 2005. ISSN 0093-9994. 59, 60, 78.

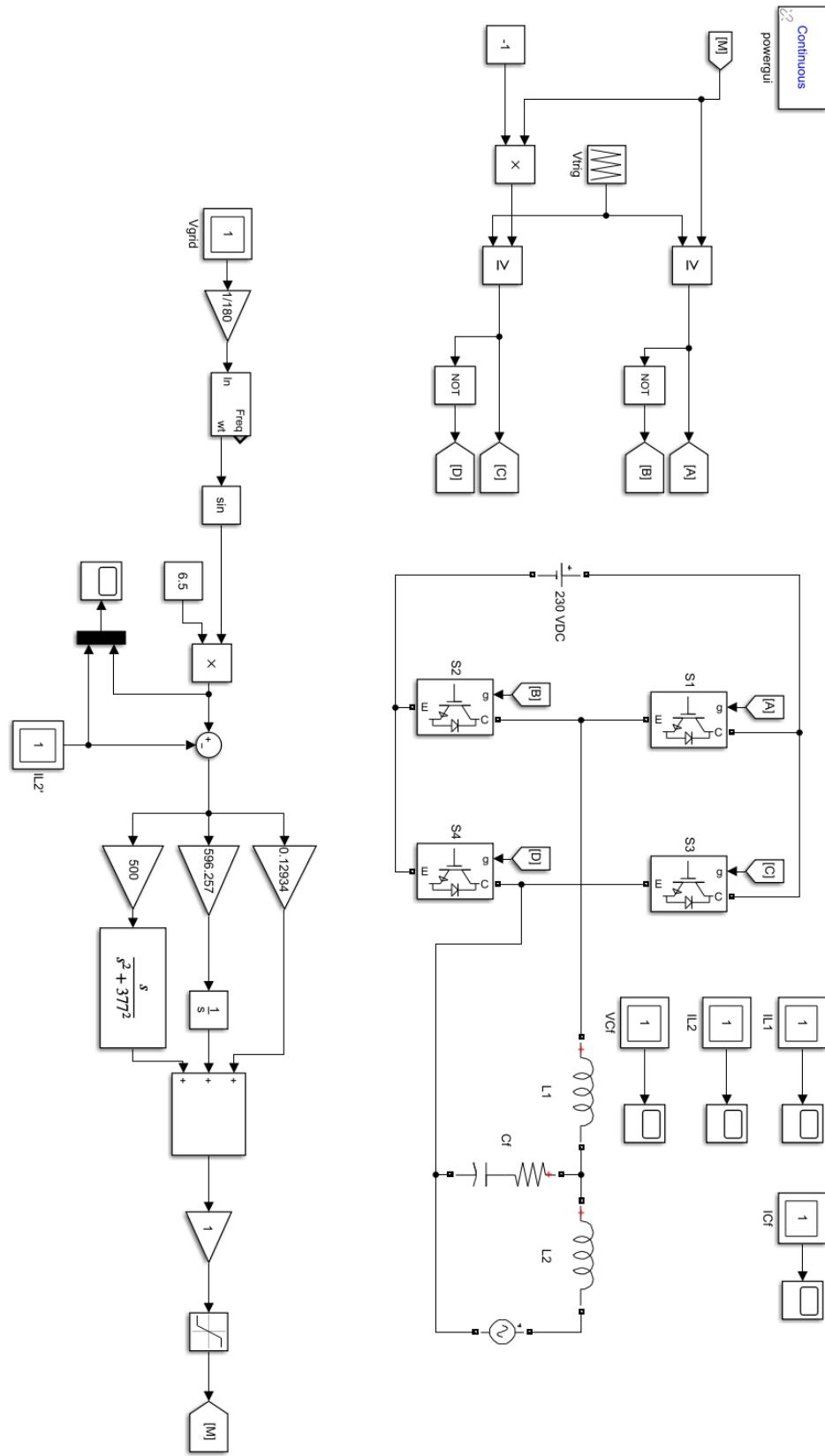
WANG, J.; LI Y.; ZHENG, Y.; YAUN, X.; PIR-based control for three-phase PWM rectifier with H-bridge load. IEEE 2009.

WESSELS, C.; DANNEHL, J.; FUCHS, F.W. Active damping of Icl-filter resonance based on virtual resistor for pwm rectifiers - stability analysis with different filter parameters. In: Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE. [S.l.:s.n.], 2008. p. 3532–3538. ISSN 0275-9306.

X. WANG; F.BLAABJERG; P. Chiang Loh. Virtual RC Damping of LCL-Filtered Voltage Source Converters With Extended Selective Harmonic Compensation. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 30, NO. 9, SEPTEMBER 2015

## ANEXO A – MODELO SIMULINK® - AMORTECIMENTO PASSIVO.

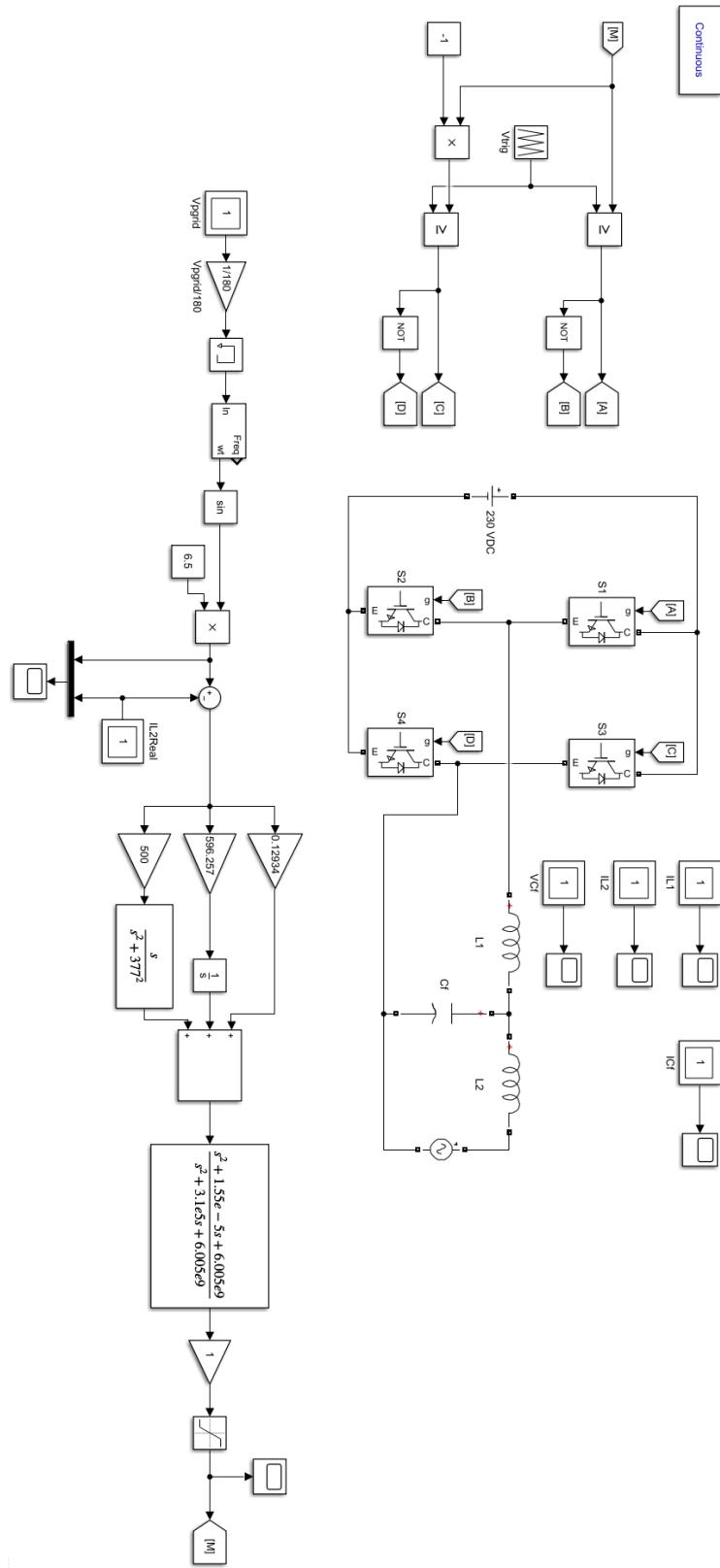
Figura 71 – Sistema com amortecido passivo via inserção da resistência em série ao capacitor



Fonte: Autoria Própria

## ANEXO B – MODELO SIMULINK® - AMORTECIMENTO ATIVO VIA FILTRO NOTCH.

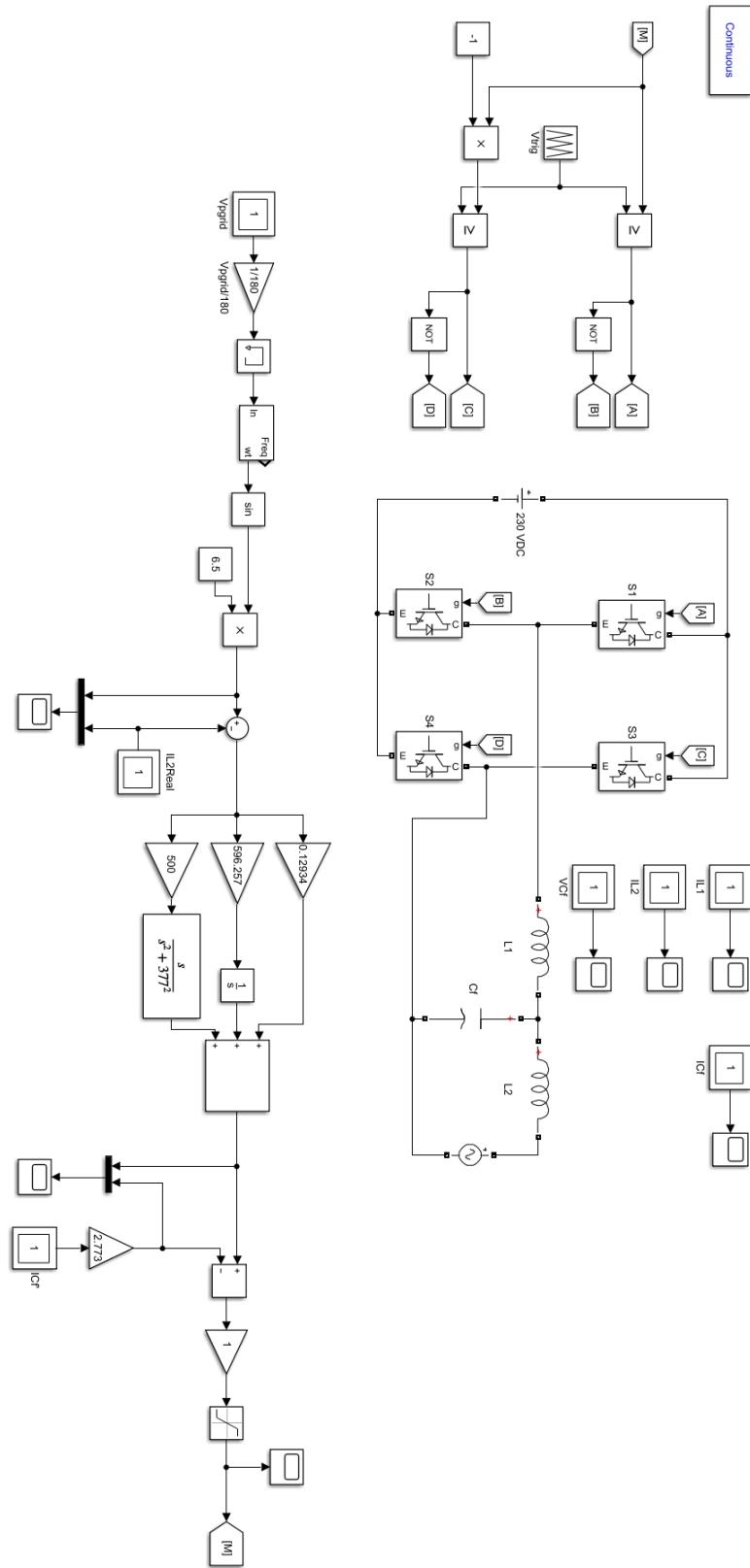
Figura 72 – Sistema com amortecimento ativo via Filtro Notch



Fonte: Autoria Própria

## ANEXO C – MODELO SIMULINK® - AMORTECIMENTO ATIVO COM RESISTOR VIRTUALIZADO VIA CORRENTE DO CAPACITOR.

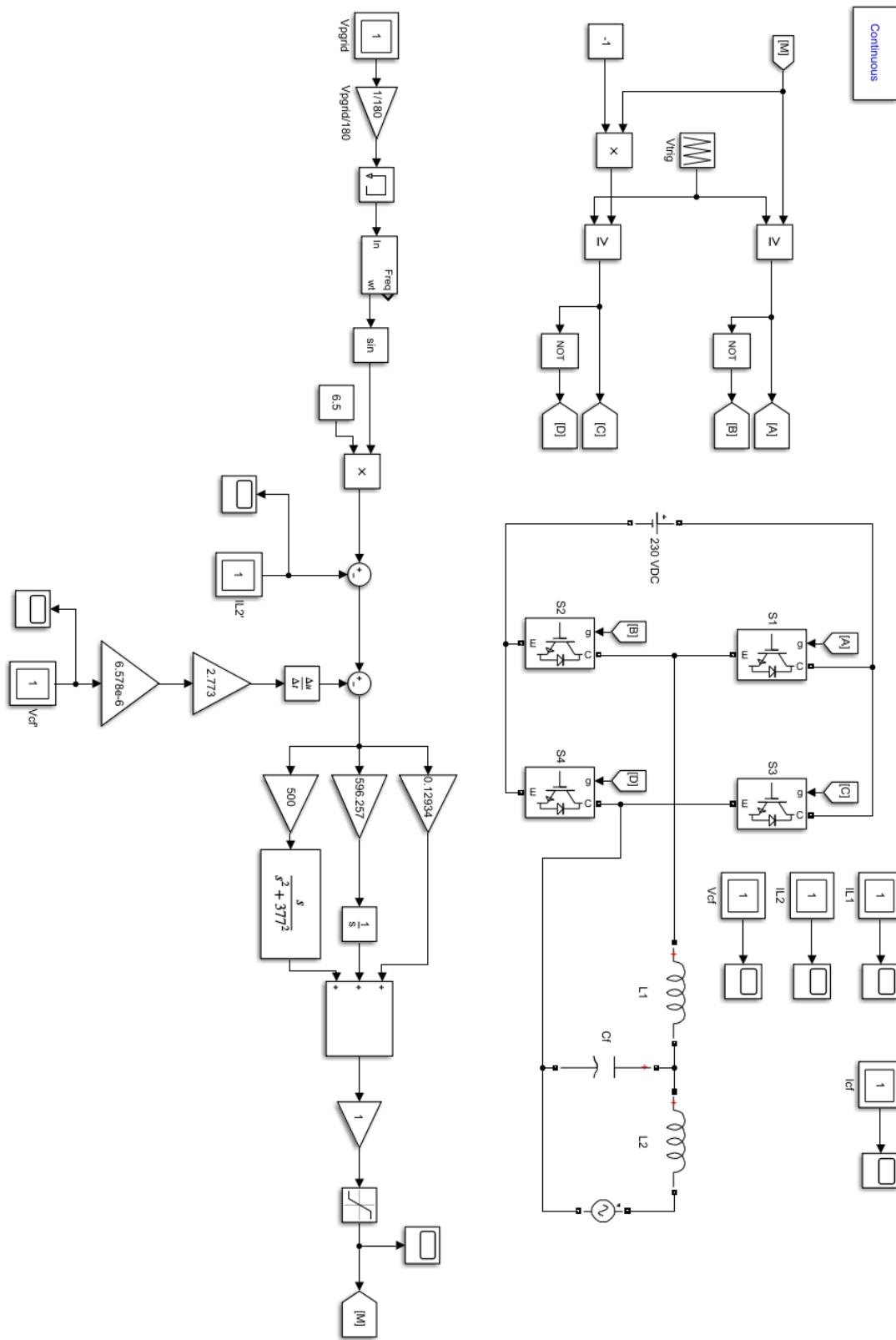
Figura 73 – Sistema com amortecimento ativo via medição da corrente do capacitor



Fonte: Autoria Própria

## ANEXO D – MODELO SIMULINK® - AMORTECIMENTO ATIVO COM RESISTOR VIRTUALIZADO VIA TENSÃO DO CAPACITOR.

Figura 74 – Sistema com amortecimento ativo via medição da tensão capacitor



Fonte: Autoria Própria

## ANEXO E – PROGRAMA PARA CÁLCULO DO FILTRO LCL - EXTENSÃO .M

% Parâmetros do sistema

```
Pn = 800; % Potência do inversor : 800 W
Vgrid = 127; %Tensão da rede elétrica : 127 V
Vdc = 230; %Tensão Barramento CC : 230V
fn = 60; %Frequência da rede : 60 Hz
wn = 2*pi*fn; %Frequência natural (rad/s)
fsw = 30000; %Frequência de chaveamento : 30000 Hz
wsw = 2*pi*fsw; %Frequência de chaveamento (rad/s)
zeta = 0.707 %Coeficiente de amortecimento : 0.707
atenuacao = 0.2 %Coeficiente de atenuação : 0.2
x = 0.05 %porcentagem da máxima potência reativa : 0.05
```

% Valores Base

```
Zb = (Vgrid^2)/Pn
Cb = 1/(wn*Zb)
```

% Parâmetros do filtro

```
delta_llmax=0.1*((Pn*sqrt(2))/Vgrid) %Máximo ripple de corrente
L1=Vgrid/(2*sqrt(2)*fsw*delta_llmax) %Indutância L1
x = 0.05; %Máxima potência reativa
Cf = x*Cb %Capacitor de filtro
```

```
r=abs(((1/(atenuacao)-1)/(1-Cb*L1*wsw^2*x))) %Cálculo do fator r
L2 = r*L1 %Indutância L2
wres = sqrt((L1+L2)/(L1*L2*Cf)); %Cálculo da frequência de ressonância (rad/s)
fres=wres/(2*pi) %Frequência de ressonância (Hz)
Rd = (2*zeta*wres*L1*L2)/(L1+L2) %Cálculo Resistor de amortecimento
```