



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

ARTHUR DE ABREU ROMÃO

**CONTROLE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO LCL
UTILIZANDO AMORTECIMENTO ATIVO ATRAVÉS DE
ESTIMAÇÃO DE SINAIS**

ARTHUR DE ABREU ROMÃO

**CONTROLE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO LCL
UTILIZANDO AMORTECIMENTO ATIVO ATRAVÉS DE
ESTIMAÇÃO DE SINAIS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva

Londrina
2021

Ficha Catalográfica

Arthur de Abreu Romão

Controle de um inversor monofásico conectado à rede elétrica com filtro LCL utilizando amortecimento ativo através de estimação de sinais - Londrina, 2021 - 121 p., 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva

1. Eletrônica de Potência. 2. Rejeição Harmônica. 3. Energia Renovável. 4. Filtros Ativos.

I. Universidade Estadual de Londrina. Curso de Engenharia Elétrica. II. Controle de um inversor monofásico conectado à rede elétrica com filtro LCL utilizando amortecimento ativo através de estimação de sinais.

ARTHUR DE ABREU ROMÃO

**CONTROLE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO LCL
UTILIZANDO AMORTECIMENTO ATIVO ATRAVÉS DE
ESTIMAÇÃO DE SINAIS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
Universidade Tecnológica Federal do Paraná –
UTFPR

Londrina, 11 de novembro de 2021.

Dedico este trabalho a todos que
tornaram possível a realização deste projeto.

Agradecimentos

Agradeço a minha família e namorada por todo o incentivo e apoio oferecidos durante estes anos de pós-graduação.

Ao Prof. Dr. Newton da Silva por compartilhar seu conhecimento e por toda sua orientação durante a realização deste trabalho, acompanhando de perto o desenvolvimento do mesmo.

A todos os professores que contribuíram e participaram de minha pesquisa de mestrado, e aos colegas de laboratório, Sérgio e Dany, pela ajuda e companhia.

Por fim, também agradeço à CAPES pelo apoio financeiro.

Arthur de Abreu Romão. **Controle de um inversor monofásico conectado à rede elétrica com filtro LCL utilizando amortecimento ativo através de estimação de sinais**. 2021. 121 p. Dissertação do Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica- Universidade Estadual de Londrina, Londrina.

Resumo

Este trabalho apresenta o amortecimento ativo de um inversor monofásico conectado à rede elétrica, através do método de impedância virtual série, utilizando um estimador robusto às variações de parâmetros na obtenção do sinal de realimentação necessário para o amortecimento, contribuindo assim, não somente para a garantia de estabilidade do sistema, mas também para a capacidade de rejeição harmônica da corrente injetada na rede elétrica. O inversor utiliza um filtro LCL e o controle de corrente é feito através da realimentação da corrente do lado da rede, com controladores proporcional-ressonante adaptativos em frequência e filtros para compensação harmônica. Para implementação do amortecimento ativo é apresentada uma abordagem que utiliza um estimador de sinais para se obter a corrente do lado do conversor, evitando o aumento no número de sensores para aquisição da variável necessária. O desempenho do amortecimento ativo e estimador proposto é observado através da modelagem matemática, análise de estabilidade a partir do lugar das raízes, erro de regime permanente e análise espectral do sinal de corrente, com a validação de simulações em MATLAB/Simulink e resultados experimentais obtidos com a utilização de um protótipo.

Palavras-Chave: 1. Eletrônica de Potência. 2. Rejeição Harmônica. 3. Energia Renovável. 4. Filtros Ativos.

Arthur de Abreu Romão. **Control of a single-phase grid-tied inverter with LCL filter using active damping through signal estimation**. 2021. 121 p. Dissertation on a Master's Degree in Electrical Engineering - Londrina State University, Londrina.

Abstract

This work presents the active damping of a single-phase grid-tied inverter, by series virtual impedance, using a robust estimator due to parameters variations in order to obtain the necessary feedback signal for the desired damping, thus contributing not only to ensure system stability, but also for the harmonic rejection capability of the power grid injected current. The inverter uses an LCL filter and the current control is done through the grid-side current feedback, with frequency adaptive proportional-resonant controllers and filters for harmonic compensation. To implement the active damping, an approach that uses a signal estimator to obtain the converter-side current is presented, avoiding the increase in the number of sensors to acquire the necessary variable. The performance of the active damping and proposed estimator is observed through mathematical modeling, stability from the root locus, steady state error and spectral analysis of the current signal, with the validation of simulations in MATLAB/Simulink and experimental results obtained with the use of a prototype.

Key-words: 1. Power Electronics. 2. Harmonic Rejection. 3. Renewable Energy. 4. Active Filters.

Lista de ilustrações

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Esquema elétrico de um inversor monofásico com filtro de linha LCL. | 31 |
| Figura 2 – Esquema elétrico simplificado de um inversor monofásico com filtro LCL. | 32 |
| Figura 3 – Filtro LCL representado em diagrama de blocos. | 33 |
| Figura 4 – Exemplo de resposta em frequência do filtro LCL não amortecido. | 36 |
| Figura 5 – Resposta em frequência para diferentes valores de Q para o indutor do lado do inversor. | 38 |
| Figura 6 – Resposta em frequência para diferentes valores de Q para o capacitor do filtro. | 39 |
| Figura 7 – Esquema elétrico do filtro LCL com uma carga conectada ao PAC. | 39 |
| Figura 8 – Diagrama de bode para diferentes valores puramente resistivos de Z_L | 41 |
| Figura 9 – Topologias de amortecimento passivo série. | 42 |
| Figura 10 – Topologias de amortecimento passivo paralelo. | 42 |
| Figura 11 – Topologias de amortecimento passivo complexo. | 42 |
| Figura 12 – Diagrama de blocos de um sistema com filtro LCL amortecido ativamente por filtro <i>notch</i> | 46 |
| Figura 13 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação de variáveis do filtro para obtenção de amortecimento por resistor virtual. | 49 |
| Figura 14 – Diagrama do "Estágio de potência virtual" teórico generalizado. | 49 |
| Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema com amortecimento utilizando realimentação do sinal de tensão do capacitor. | 53 |
| Figura 16 – Diagrama de blocos do sistema com amortecimento utilizando realimentação do sinal de corrente de saída. | 55 |
| Figura 17 – Esquema elétrico da planta considerada para dedução do estimador. | 58 |
| Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema com amortecimento por resistor virtual com estimação do sinal de realimentação. | 59 |
| Figura 19 – Diagrama de blocos do controle PR com estrutura convencional de rejeição harmônica. | 64 |
| Figura 20 – Diagrama de blocos do controle PR com estrutura alternativa de rejeição harmônica. | 64 |
| Figura 21 – Diagrama do filtro digital de segunda ordem implementado na forma direta II. | 66 |
| Figura 22 – Gráficos para projeto dos elementos passivos do filtro em função de r_q : (a) Indutância total, (b) Fator de potência e (c) Distorção harmônica total. | 70 |

| | |
|--|----|
| Figura 23 – Diagrama de blocos do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, resistor virtual série com o indutor de entrada. | 72 |
| Figura 24 – Esquema elétrico do circuito equivalente do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, resistor virtual série com o indutor de entrada. | 72 |
| Figura 25 – Esquema elétrico do circuito equivalente do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, impedância virtual capacitiva série com o indutor de entrada. | 75 |
| Figura 26 – Diagrama de blocos do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, impedância virtual capacitiva série com o indutor de entrada. | 75 |
| Figura 27 – Diagrama de blocos da estrutura responsável pela recriação dos sinais que não se tem acesso. | 77 |
| Figura 28 – Esquema elétrico do circuito equivalente do estimador amortecido. | 77 |
| Figura 29 – Lugar das raízes para o projeto do resistor de amortecimento do estimador R_{dL} | 78 |
| Figura 30 – Lugar das raízes para o projeto do resistor de amortecimento do estimador R_{dC} | 79 |
| Figura 31 – Lugar das raízes para o projeto do ganho proporcional K_p para amortecimento ativo por resistor virtual série. | 80 |
| Figura 32 – Diagrama de bode do sistema projetado para amortecimento ativo por resistor virtual série, com margens de ganho e fase. | 81 |
| Figura 33 – Lugar das raízes para o projeto do ganho proporcional K_p para amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série. | 81 |
| Figura 34 – Diagrama de bode do sistema projetado para amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série, com margens de ganho e fase. | 82 |
| Figura 35 – Diagrama do sistema completo utilizado no ambiente de simulação e protótipo experimental. | 86 |
| Figura 36 – Implementação em bancada do protótipo experimental. | 87 |
| Figura 37 – Resposta em frequência da corrente de saída do inversor em malha fechada, considerando a ação da tensão da rede elétrica, comparando resistor virtual série e diferentes condições de amortecimento. | 88 |
| Figura 38 – Comparação entre a corrente do lado da rede elétrica com resistor virtual série, paralelo com capacitor e sem amortecimento. | 88 |
| Figura 39 – Conteúdo harmônico das correntes de saída para casos de amortecimento virtual série com indutor e paralelo com capacitor. | 89 |
| Figura 40 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por resistor virtual paralelo com capacitor. | 90 |

| | |
|---|-----|
| Figura 41 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por resistor virtual série com indutor. | 90 |
| Figura 42 – Comparação de conteúdo harmônico para os casos de amortecimento ativo com resistor série e paralelo. | 91 |
| Figura 43 – Resposta em frequência da corrente de saída do inversor em malha fechada, considerando a ação da tensão da rede elétrica, comparando impedância virtual capacitiva série e diferentes condições de amortecimento. | 91 |
| Figura 44 – Comparação entre a corrente do lado da rede elétrica com resistor virtual série, paralelo com capacitor e sem amortecimento. | 92 |
| Figura 45 – Comparação entre a corrente do lado da rede elétrica com resistor virtual série, paralelo com capacitor e sem amortecimento. | 92 |
| Figura 46 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por resistor virtual paralelo com capacitor. | 93 |
| Figura 47 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por impedância virtual capacitiva série com indutor. | 93 |
| Figura 48 – Comparação de conteúdo harmônico para os casos de amortecimento ativo com impedância capacitiva série e resistor paralelo. | 94 |
| Figura 49 – Comparação entre os sinais original e estimado de tensão do capacitor e corrente no indutor do lado do conversor. | 95 |
| Figura 50 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação no valor do indutor do lado do conversor. | 96 |
| Figura 51 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação no valor do capacitor do filtro LCL. | 96 |
| Figura 52 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação no valor do indutor do lado da rede elétrica. | 97 |
| Figura 53 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação simultânea nos valores dos elementos passivos do filtro LCL. | 98 |
| Figura 54 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação simultânea nos valores dos elementos passivos do filtro LCL, utilizando um estimador que considera os elementos da planta ideais. | 98 |
| Figura 55 – Comparação entre os sinais de tensão do capacitor, original e estimado, em protótipo experimental. | 99 |
| Figura 56 – Comparação entre os sinais de corrente do lado do conversor, original e estimado, em protótipo experimental. | 99 |
| Figura 57 – Blocos do PLL, estimador e gerador de corrente de referência. | 111 |
| Figura 58 – Estrutura de controle PR com amortecimento ativo do filtro LCL. | 111 |
| Figura 59 – Diagrama do circuito utilizado no ambiente de simulação. | 112 |

| | |
|--|-----|
| Figura 60 – Estrutura do estimador de sinais baseado em modelo do filtro LCL amortecido. | 113 |
| Figura 61 – Modelo discreto do capacitor e indutor utilizado no estimador, na forma direta II. | 113 |
| Figura 62 – Estrutura do filtro ressonante adaptativo. | 114 |
| Figura 63 – Código de cálculo dos coeficientes para aplicação no filtro ressonante adaptativo. | 114 |
| Figura 64 – Estrutura do controle proporcional com compensação das harmônicas. . | 115 |

Lista de tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Funções de transferência para $G_t(s)$ | 50 |
| Tabela 2 – Funções de transferência $G_{ad}(s)$ com diferentes variáveis de realimentação do filtro para emulação de diferentes metodologias de amortecimento passivo. | 50 |
| Tabela 3 – Coeficientes do filtro para o controle ressonante adaptativo | 66 |
| Tabela 4 – Parâmetros do filtro e inversor | 68 |
| Tabela 5 – Valores dos componentes passivos do filtro LCL, fator de potência e distorção harmônica esperados. | 71 |

Lista de siglas e abreviaturas

| | |
|---------|---|
| FIG. | Figura |
| C.A. | Corrente Alternada |
| C.C. | Corrente Contínua |
| RMS | Valor quadrático médio ou valor eficaz (<i>Root Mean Square</i>) |
| PWM | Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>) |
| THD | Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>) |
| PAC | Ponto de Acoplamento Comum |
| GI | Integrador-Generalizado (<i>Generalized Integrator</i>) |
| PR | Controlador Proporcional + Ressonante |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica |
| PRODIST | Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional |
| PLL | Malha de sincronismo de fase (<i>Phase Locked Loop</i>) |
| SOGI | Integrador-Generalizado de Segunda Ordem (<i>Second-Order Generalized Integrator</i>) |
| FP | Fator de Potência |
| FOH | Acumulador de Primeira Ordem (<i>First-Order Hold</i>) |
| DSC | Controlador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Controller</i>) |

Lista de símbolos

| | |
|-----------------|--|
| L_i | Indutor de entrada do filtro LCL ou Indutor do lado do inversor |
| C_f | Capacitor do filtro LCL |
| L_o | Indutor de saída do filtro LCL ou Indutor do lado da rede elétrica |
| L_g | Indutância equivalente da rede elétrica |
| v_{dc} | Tensão do barramento c.c. |
| d | Razão cíclica do sinal PWM |
| V_g | Tensão da rede elétrica |
| R_{L_i} | Resistência série equivalente do indutor L_i |
| R_{L_o} | Resistência série equivalente do indutor L_o |
| R_{C_f} | Resistência série equivalente do capacitor C_f |
| R_{L_g} | Resistência série equivalente da rede elétrica |
| v_{L_i} | Tensão sobre os terminais do indutor L_i |
| i_i | Corrente de entrada do filtro LCL ou Corrente do lado do inversor |
| i_c | Corrente no capacitor C_f |
| \hat{i}_c | Corrente no capacitor C_f estimada |
| v_c | Tensão sobre os terminais do capacitor C_f |
| v_{L_o} | Tensão sobre os terminais do indutor L_o |
| v_{L_g} | Tensão sobre os terminais do indutor equivalente da rede elétrica |
| i_o | Corrente de saída do filtro LCL ou Corrente do lado da rede elétrica |
| i_{ref} | Corrente de referência para controle |
| ω_r | Frequência de ressonância do filtro LCL |
| ω_{rMax} | Máxima frequência de ressonância possível do filtro LCL |
| ω_{rMin} | Mínima frequência de ressonância possível do filtro LCL |
| r_L | Relação entre os indutores do filtro LCL |
| ω_{crit} | Frequência ressonante crítica do filtro LCL |
| r_f | Relação entre as frequências de amostragem e ressonância do filtro LCL |
| r_{f_crit} | Relação crítica entre as frequências de amostragem e ressonância do filtro LCL |
| ω_s | Frequência de amostragem do sistema em rad/s |
| f_s | Frequência de amostragem do sistema em Hz |
| T_s | Período de amostragem do sistema em Hz |
| Q_L | Fator de qualidade do indutor |
| Q_C | Fator de qualidade do capacitor |
| Z_L | Carga linear conectada ao PAC |
| R_d | Resistor de amortecimento |
| C_d | Capacitor de amortecimento |

| | |
|-----------------|--|
| L_d | Indutor de amortecimento |
| K_p | Ganho proporcional |
| K_r | Ganho ressonante |
| ζ | Coefficiente de amortecimento |
| ω_n | Frequência fundamental da rede elétrica em <i>rad/s</i> |
| ζ_z | Coefficiente de amortecimento dos zeros do filtro <i>Notch</i> |
| ζ_p | Coefficiente de amortecimento dos polos do filtro <i>Notch</i> |
| ω_{bw} | Largura de banda do filtro <i>Notch</i> |
| k_d | Ganho de realimentação para amortecimento ativo |
| φ_{max} | Máximo desvio de fase do controle avanço-atraso |
| ω_{max} | Frequência onde ocorre o máximo de fase desvio no controle avanço-atraso |
| ω_{fpa} | Frequência de corte do filtro passa-altas |
| ω_{GI} | Frequência onde o GI possui ganho máximo |
| ω_c | Fator de amortecimento do GI |
| k_c | Ganho do filtro passa-alta utilizado na realimentação da corrente de saída |
| K_{ic} | Resistor virtual aplicado ao estimador |

Sumário

| | | |
|-------|---|----|
| 1 | INTRODUÇÃO | 25 |
| 1.1 | Justificativas e contribuições do trabalho | 28 |
| 1.2 | Objetivos | 29 |
| 1.2.1 | Objetivo geral | 29 |
| 1.2.2 | Objetivos específicos | 29 |
| 1.3 | Estrutura do trabalho | 30 |
| 2 | MODELAGEM DO FILTRO LCL E TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO | 31 |
| 2.1 | Modelo matemático do inversor monofásico com filtro LCL | 31 |
| 2.2 | Frequência de ressonância | 33 |
| 2.3 | Efeito do atraso na estabilidade do sistema | 34 |
| 2.4 | Amortecimento devido às resistências intrínsecas | 37 |
| 2.5 | Amortecimento devido à carga resistiva | 39 |
| 2.6 | Técnicas de amortecimento | 41 |
| 2.6.1 | Amortecimento passivo | 41 |
| 2.6.2 | Amortecimento ativo: Filtro digital <i>Notch</i> em cascata | 45 |
| 2.6.3 | Amortecimento ativo: Resistor virtual | 47 |
| 2.6.4 | Amortecimento ativo: Realimentação com filtros digitais | 52 |
| 2.6.5 | Amortecimento ativo: Estimadores | 57 |
| 2.6.6 | Conclusão do capítulo | 59 |
| 3 | ESTRUTURA DE CONTROLE, AMORTECIMENTO E ESTIMADOR | 63 |
| 3.1 | Estrutura de controle e filtro ressonante | 63 |
| 3.2 | Projeto do filtro LCL | 67 |
| 3.3 | Amortecimento ativo por resistor virtual série | 71 |
| 3.4 | Amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série | 74 |
| 3.5 | Estimador baseado em modelo de filtro LCL amortecido | 76 |
| 3.6 | Projeto de ganhos para o controle PR | 78 |
| 3.6.1 | Resistor virtual série | 79 |
| 3.6.2 | Impedância virtual capacitiva série | 80 |
| 3.7 | Conclusão do capítulo | 83 |
| 4 | RESULTADOS | 85 |
| 4.1 | Descrição do sistema | 85 |

| | | |
|-----|---|-----|
| 4.2 | Amortecimento ativo por resistor virtual série | 86 |
| 4.3 | Amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série | 90 |
| 4.4 | Estimador baseado em modelo amortecido | 94 |
| 4.5 | Conclusão do capítulo | 100 |
| 5 | CONCLUSÕES FINAIS | 103 |
| 5.1 | Contribuições deste trabalho | 104 |
| 5.2 | Trabalhos futuros | 105 |
| 5.3 | Disseminações | 105 |
| | REFERÊNCIAS | 107 |
| | APÊNDICE A – DIAGRAMAS DE BLOCOS E CÓDIGOS | 111 |
| | APÊNDICE I – FOLHA DE DADOS DSC TMS320F28335 | 117 |

1 Introdução

As fontes renováveis e alternativas de energia elétricas, como a solar fotovoltaica e eólica, constituem uma importante parte do sistema de geração distribuída conectada à rede elétrica, ajudando a atender à crescente demanda global de energia e a diversificar a matriz energética, e conseqüentemente, mitigar os impactos ambientais causados pela geração de energia elétrica baseada em combustíveis fósseis (BARBOSA et al., 2016).

Sistemas distribuídos são definidos como a geração de energia elétrica instalada junto do sistema de distribuição ou da unidade consumidora final (YADAV; SRIVASTAVA, 2014), aumentando a robustez e confiabilidade do sistema energético e também reduzindo perdas nos condutores associadas a transmissão e distribuição de energia, se comparado a forma centralizada em grandes centros geradores, como é feito convencionalmente (CHIRADEJA; RAMAKUMAR, 2004).

Fontes alternativas de energia aplicadas à geração distribuída são conectados à rede elétrica através de inversores de tensão, monofásicos ou trifásicos, tanto para adequação de frequência, como é o caso dos sistemas eólicos, quanto para a conversão da corrente contínua (c.c.) gerada pelos painéis fotovoltaicos para corrente-alternada (c.a.), para que seja possível a injeção de energia na rede elétrica (LISTON et al., 2018).

Para aplicações com baixa potência instalada (< 10 kW), como exemplo, geração solar fotovoltaica residencial, os inversores utilizados são monofásicos conectados em baixa tensão (127 - 220 V) (CALZO et al., 2012).

A conexão de inversores à rede elétrica deve atender a requisitos e normas que garantem a segurança e qualidade de energia fornecida pelo sistema de geração distribuída, portanto, para que seja possível eliminar os componentes resultantes da frequência de comutação, de forma que na saída do inversor encontre-se apenas o sinal de frequência igual a fundamental da rede elétrica e suas harmônicas de baixa ordem, é necessário a aplicação de um filtro passivo (KRAEMER et al., 2018).

O filtro utilizado no inversor, bem como o seu controle de corrente, devem atender às normas de qualidade de energia, como a IEEE 1547 (IEEE, 2018), que especifica os limites de conteúdo harmônico permitido na corrente injetada na rede elétrica.

Atualmente o filtro LCL realizando a ligação com a rede elétrica é o mais comumente encontrado na literatura (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017), contudo, existem várias topologias possíveis de filtros passivos que podem ser utilizados. Dentre estas topologias de filtros, as mais amplamente utilizadas são a L, LC e LCL. Outras configurações mais complexas, porém menos populares, também foram propostas como a LLCL e a LCL-LC.

Inicialmente, um filtro puramente indutivo (L) composto de um único indutor série com a rede elétrica, foi proposto na literatura. Possui a vantagem da simplicidade, tanto

na questão construtiva física do inversor quanto de seu controle, mas, para que a filtragem aconteça de maneira adequada, o indutor deve possuir um elevado valor de indutância, e conseqüentemente provocando uma maior queda de tensão em seus terminais, além de maiores perdas por efeito joule e maior volume físico, levando a necessidade de novas alternativas de filtragem mais eficientes (YAO et al., 2013) (CHA; VU, 2010).

O filtro LC é uma alternativa ao filtro L, a configuração LC consiste de um indutor em série e um capacitor em paralelo com a rede elétrica. Sua característica de segundo grau confere uma maior atenuação para as altas frequências e reduz o volume do indutor e do filtro de forma geral. As desvantagens da topologia LC conectada à rede elétrica estão na presença da frequência de ressonância, que degrada a qualidade de energia injetada e também dificulta a estabilidade de controle e a baixa robustez às variações no valor da indutância equivalente da rede, podendo levar a instabilidade (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017) (KHOSHKBAR-SADIGH et al., 2019).

Adicionando-se um indutor em série na saída do filtro LC obtém-se o filtro LCL. Sua característica de terceira ordem eleva ainda mais a atenuação das altas frequências, podendo assim reduzir os valores de indutância e capacitância, levando a um menor tamanho físico do filtro. O indutor adicional na saída limita a corrente de *inrush* apresentada pelo filtro LC (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017) e também confere uma maior robustez a variações no valor da indutância equivalente da rede. As desvantagens deste tipo de topologia estão em sua maior complexidade em relação aos métodos L e LC, e, principalmente, o efeito da ressonância, que como no filtro LC, degrada a qualidade de energia por fornecer um ganho elevado à componentes de valor próximo a frequência de ressonância causando instabilidade no sistema de controle, sendo necessário a aplicação de alguma forma de amortecimento que reduza este efeito ressonante.

A topologia LLCL consiste em adicionar um indutor em série com o capacitor do filtro, de forma que este ramo LC possua uma frequência ressonante igual a frequência de comutação das chaves, promovendo uma maior atenuação que o filtro LCL nesta frequência, porém, após a frequência de comutação o filtro passa a se comportar como um filtro de primeira ordem, apresentando uma menor atenuação nas altas frequências que o filtro LCL, somado a isto, esta topologia é também mais complexa (BUYUK; INCI; TUMAY, 2016). Para tornar o comportamento filtro LLCL nas altas frequência mais próximo do comportamento de um filtro LCL é proposto na literatura uma configuração LCL-LC, com um capacitor em paralelo com o ramo LC (ZHANG et al., 2013).

Apesar das vantagens apresentadas pelos filtros LLCL e LCL-LC o aumento em sua complexidade e, no caso do LLCL, menor atenuação em altas frequências faz com que estas topologias sejam utilizadas em situações mais específicas, enquanto o filtro LCL é atualmente mais utilizado de maneira geral, possuindo um bom compromisso entre complexidade, reposta em frequência e volume físico, porém se torna imprescindível que sua principal desvantagem, o efeito da ressonância, seja suprimido de forma a garantir

estabilidade do sistema e boa performance dinâmica. Como consequência da importância do amortecimento do filtro LCL, este é o foco desta dissertação.

Encontram-se na literatura essencialmente duas metodologias para alcançar o amortecimento dos filtros LCL, são elas as técnicas passiva e ativa.

O métodos passivos de amortecimento consistem da introdução de elementos resistivos em associação com os componentes passivos do filtro LCL, de maneira a dissipar a energia resultante do efeito ressonante. As desvantagens de se utilizar esta metodologia está no incremento das perdas de energia provocadas pelos elementos resistivos introduzidos, reduzindo assim a eficiência do inversor. Outra consequência indesejada deste tipo de amortecimento é o aumento do volume físico do filtro, já que os elementos resistivos adicionados devem ser capazes de dissipar uma quantidade de energia suficiente para produzir o amortecimento desejado (PEÑA-ALZOLA et al., 2013). Alguns dos métodos passivos encontrados na literatura são discutidos no capítulo 2.

Para evitar os problemas inerentes dos métodos de amortecimento passivos algumas técnicas ativas foram propostas na literatura. Os métodos ativos utilizam da estrutura de controle para alcançar o amortecimento desejado do efeito ressonante, através da retroalimentação de certos sinais do filtro LCL ou inserindo de filtros digitais na malha de controle é possível atingir o amortecimento necessário para se alcançar a estabilidade do sistema e uma boa qualidade de energia. Algumas desvantagens dos métodos ativos convencionalmente encontrados na literatura são a necessidade de sensores adicionais para se obter os sinais de tensão ou corrente específicos necessários para o amortecimento do filtro e a baixa robustez da resposta dinâmica do sistema quanto a variações nos valores dos elementos passivos do filtro LCL ou variações no valor de indutância equivalente da rede elétrica (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017). A análise de alguns métodos ativos são estudados no capítulo 2.

Neste contexto, o presente trabalho tem como objetivo descrever, analisar e projetar um amortecimento ativo por impedância virtual, que faz uso de um estimador genérico com base no modelo de um filtro LCL amortecido, apresentando assim maior robustez às variações na indutância da rede e nos parâmetros do filtro. Este estimador é utilizado na reconstrução do sinal de corrente do lado do conversor, necessário para alcançar o amortecimento ativo por impedância virtual, sem a necessidade de sensores adicionais. Além disso, conforme é apresentado na seção 4, a corrente estimada apresenta menos componentes de alta frequência, resultando em um sinal mais limpo. Adicionalmente, o estimador genérico descrito é capaz de reconstruir qualquer um dos sinais contidos no filtro LCL, portanto, pode ser aplicado para diferentes situações além do amortecimento ativo, como utilizar a tensão estimada do capacitor para reduzir picos de corrente no momento da conexão à rede (MACHADO et al., 2017b).

1.1 Justificativas e contribuições do trabalho

Devido a existência de diferentes técnicas de controle e amortecimento para inversores que utilizam do filtro LCL, cada um com suas vantagens e desvantagens considerando cada tipo de aplicação, e dada a importância de um controle e amortecimento adequado para garantir a estabilidade e boa qualidade de energia, surge a necessidade de um estudo suficientemente aprofundado acerca dos métodos de amortecimento apresentados na literatura e suas implicações na resposta dinâmica de controle, conseqüentemente, nasce o interesse de se pesquisar maneiras de conciliar as vantagens e desvantagens de cada abordagem de controle e amortecimento, buscando alcançar robustez à variações de parâmetros com mínimo aumento de complexidade em *software* e *hardware*, com melhor eficiência e qualidade de energia, que pode ser analisada na forma da distorção harmônica total (THD) do sinal de corrente injetado à rede.

Portanto, neste trabalho, é usada a metodologia de controle baseado em filtros ressonantes apresentado por Machado et al. (2017a), onde, através de uma estrutura de controle alternativa à normalmente utilizada na literatura, com realimentação da corrente do indutor do lado da rede elétrica, alcança-se uma melhor rejeição harmônica das possíveis distorções do sinal de tensão da rede elétrica, e também do sinal de referencia de corrente. Porém, Machado et al. (2017a) apresenta o inversor com amortecimento passivo e adaptação de frequência apenas para a componente fundamental, estando sujeito a perda de qualidade de energia quanto a pequenas variações na frequência da rede e reduzida eficiência se comparado aos métodos ativos de amortecimento.

Os amortecimentos ativos encontrados na literatura e convencionalmente implementados utilizam-se principalmente de duas metodologias: realimentação da corrente do capacitor, alcançando uma resposta semelhante a encontrada ao se utilizar o amortecimento passivo com resistor paralelo ao capacitor do filtro LCL, denominado método do resistor virtual (TWINING; HOLMES, 2003), ou um filtro digital *notch* sintonizado na frequência de ressonância do filtro LCL. Estes métodos são apresentados com detalhes no capítulo 2. Ambos apresentam robustez inferior a alguns métodos passivos, onde a metodologia utilizando o filtro *notch* é a que apresenta maior dificuldade quanto a variação de parâmetros, devendo utilizar técnicas adaptativas com maior complexidade para compensar esta dificuldade (PEÑA-ALZOLA et al., 2014b), já o método de realimentação da corrente do capacitor apresenta a necessidade de um sensor adicional (TWINING; HOLMES, 2003).

Portanto, este trabalho contribui com a apresentação, projeto e análise de um sistema de amortecimento ativo pouco explorado na literatura, onde aplica-se uma impedância virtual em série com o indutor do lado do conversor do filtro LCL, a partir da realimentação do sinal estimado de corrente do lado do conversor, para se obter o amortecimento. A obtenção do sinal de realimentação necessário para se alcançar o amortecimento também

é um tema onde há a contribuição deste trabalho, onde o sinal de corrente do lado do conversor é obtido indiretamente com o uso de um estimador que possui robustez melhorada quanto as variações de parâmetros da rede elétrica e filtro LCL, dispensando o uso de sensoriamento adicional. Com isto, busca-se obter uma maior qualidade de energia e robustez, se comparado com outros métodos de estimação de sinais (Su et al., 2019)(GA-AFAR; DOUSOKY; SHOYAMA, 2015), e com reduzida complexidade de *hardware*, se comparado com metodologias convencionais que aplicam o uso de sensores (TWINING; HOLMES, 2003)(EL-DEEB et al., 2013).

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

Estudar os métodos de amortecimento ativo, e estimação de sinais, aplicado aos inversores monofásicos alimentados por tensão, com filtro LCL conectados à rede elétrica, utilizando controladores ressonantes.

1.2.2 Objetivos específicos

- Estudar o efeito da ressonância nos filtros LCL e quais consequências este efeito traz para o sistema.
- Estudar técnicas de amortecimento e suas características, vantagens e dificuldades.
- Analisar o efeito dos diferentes métodos de amortecimento na estabilidade do sistema, considerando a técnica de controle alternativa com maior capacidade de rejeição harmônica.
- Analisar a técnica de amortecimento que apresenta a melhor estabilidade, robustez e qualidade de energia, com o menor aumento de complexidade.
- Projetar e avaliar um estimador, através do lugar das raízes, de forma a obter os sinais necessários para se obter o amortecimento ativo desejado, com robustez e sem o uso de sensores adicionais.
- Avaliar a resposta em frequência e lugar das raízes dos métodos de amortecimento, a fim de determinar o mais robusto e que apresente a melhor qualidade de energia.
- Estudar o efeito de estimadores na obtenção do sinal necessário para realizar o amortecimento ativo escolhido.
- Fornecer evidências de simulação que validem o modelo matemático e metodologia de amortecimento apresentados.

- Validar os resultados de simulação através de um protótipo experimental.

1.3 Estrutura do trabalho

No capítulo 2 é apresentado a modelagem matemática do filtro LCL e seu efeito ressonante, também são apresentadas características intrínsecas que promovem o amortecimento e técnicas passivas e ativas encontradas na literatura para mitigar o efeito de ressonância.

O capítulo 3 aborda a metodologia do trabalho, o projeto do filtro LCL, a técnica e projeto de controle empregada, o método de amortecimento ativo e a proposta de estimador de sinais utilizando técnicas que buscam garantir a estabilidade mesmo com variações de parâmetros.

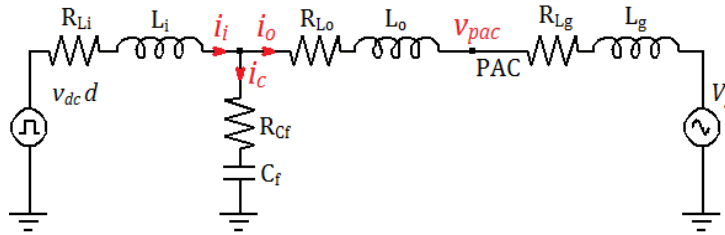
O capítulo 4 é dedicado aos resultados de simulação, comparando o método proposto com os encontrados na literatura, e também à apresentação dos resultados experimentais, apresentando discussões que apontam as vantagens e desvantagens da metodologia empregada.

Por fim, o capítulo 5 contempla as conclusões finais, contribuições e etapas futuras do trabalho.

c.c., que alimenta o inversor, fornecido pelo conversor c.c.-c.c. conectado à fonte geradora. Os elementos passivos do filtro LCL: os indutores L_i , L_o e também o capacitor C_f , levam em consideração as resistências série intrínsecas, R_{Li} , R_{Lo} e R_{Cf} , incluindo a impedância equivalente da rede, que é modelada como um indutor em série L_g com sua resistência intrínseca R_{Lg} .

As resistências presentes neste modelo são utilizadas para analisar o amortecimento que estas provocam. A fonte de tensão V_g representa a rede elétrica onde o inversor é conectado.

Figura 2 – Esquema elétrico simplificado de um inversor monofásico com filtro LCL.



Fonte: Próprio Autor.

Os filtros LCL são sistemas lineares, portanto atendem aos princípios de superposição e homogeneidade. Utilizando-se da superposição é possível observar o efeito de cada fonte de tensão separadamente, portanto, para observar apenas a contribuição do sinal de entrada na dinâmica do sistema faz-se a fonte V_g , que representa a rede elétrica igual a zero, assim $V_g = 0$.

Substituindo-se os elementos passivos por suas respectivas impedâncias no domínio da frequência e resolvendo o circuito para i_o , através da lei de Kirchoff, considerando $v_{dc}d$ como a entrada do sistema, onde v_{dc} é um valor constante e d é o sinal de razão cíclica, é possível obter a função de transferência apresentada na equação 1, que relaciona a corrente do inversor no lado da rede (i_o) com o sinal de entrada do sistema (d).

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{v_{dc}(C_f R_{Cf} s + 1)}{As^3 + Bs^2 + Cs + D} \quad (1)$$

Onde:

$$A = C_f L_i (L_o + L_g) \quad (2)$$

$$B = C_f ((L_g + L_i + L_o) R_{Cf} + (L_g + L_o) R_{Li} + (R_{Lo} + R_{Lg}) L_i) \quad (3)$$

$$C = (R_{Lg} + R_{Li} + R_{Lo}) C_f R_{Cf} + (R_{Lo} + R_{Lg}) C_f R_{Li} + L_i + L_o + L_g \quad (4)$$

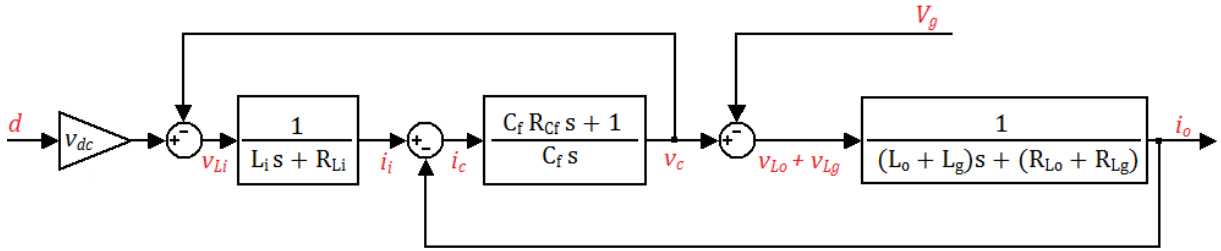
$$D = R_{Lg} + R_{Li} + R_{Lo} \quad (5)$$

Sendo este o modelo real, que considera os elementos passivos do filtro como não ideais, possuindo as resistências intrínsecas R_{Cf} , R_{Li} , R_{Lo} e R_{Lg} . Quando desconsideram-se estas resistências, igualando-as a zero, obtêm-se o modelo ideal do filtro LCL, apresentado na equação 6.

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{v_{dc}}{C_f L_i (L_o + L_g) s^3 + (L_i + L_o + L_g) s} \quad (6)$$

O filtro LCL também pode ser representado na forma de diagrama de blocos contendo seus elementos passivos básicos, utilizando a impedância do capacitor e admitâncias dos indutores, esta forma de representação está apresentada na Figura 3.

Figura 3 – Filtro LCL representado em diagrama de blocos.



Fonte: Próprio Autor.

A forma de se analisar o filtro como é apresentado na Figura 3 é especialmente útil quando se deseja estudar as diferentes variáveis de tensão e corrente contidas no filtro LCL, sinais estes utilizados para obter o amortecimento ativo, apresentado mais detalhadamente na seção 2.6.3. Neste diagrama a variável v_{Li} representa a tensão no indutor de entrada do filtro, i_i é a corrente no indutor de entrada, i_c é a corrente do capacitor, v_c é a tensão no capacitor, v_{Lo} é a tensão sobre o indutor de saída do filtro, v_{Lg} é a tensão sobre a impedância equivalente da rede elétrica, e, finalmente, i_o é a corrente de saída do filtro.

2.2 Freqüência de ressonância

Da função de transferência do modelo ideal presente na equação 6 nota-se que o sistema possui polos na origem, $s_1 = 0$, e no valor de s indicada pela equação 7.

$$s_{2,3} = \pm \sqrt{\frac{L_i + L_o + L_g}{C_f L_i (L_o + L_g)}} j \quad (7)$$

Aplicando a definição $s = j\omega$ encontra-se a freqüência onde a função de transferência tende a infinito, caracterizando a freqüência de ressonância (ω_r), assim a equação 8 é obtida.

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_i + L_o + L_g}{C_f L_i (L_o + L_g)}} \quad (8)$$

Este efeito de ressonância pode degradar a qualidade da energia injetada na rede elétrica, fazendo com que apareça uma componente de frequência igual a ω_r no sinal de corrente injetado, e, em situação crítica, a ressonância pode resultar em instabilidade do sistema.

Apesar de todos os elementos do filtro LCL estarem sujeitos a variações em seus valores, devido ao envelhecimento dos componentes, variações de temperatura, entre outras razões, esta variação é pequena em comparação às mudanças que pode apresentar a indutância equivalente da rede elétrica (L_g). Considera-se um baixo valor de L_g como condição de rede forte, e um alto valor de L_g caracteriza-se como condição de rede fraca (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017). Portanto, para analisar o efeito da variação na indutância equivalente da rede elétrica na frequência de ressonância do filtro é possível levar o valor de L_g a extremos, tendendo a zero ($L_g \rightarrow 0$), e infinito ($L_g \rightarrow \infty$), aplicado a equação 8. Esta análise é apresentada nas equações 9 e 10.

$$\omega_{rMax} = \lim_{L_g \rightarrow 0} \omega_r(L_g) = \sqrt{\frac{L_i + L_o}{C_f L_i L_o}} \quad (9)$$

$$\omega_{rMin} = \lim_{L_g \rightarrow \infty} \omega_r(L_g) = \sqrt{\frac{1}{C_f L_i}} \quad (10)$$

Com as equações 9 e 10 é possível concluir que a frequência de ressonância alcança seu menor valor em situação de rede fraca, enquanto a maior frequência é observada em situação de rede forte.

Portanto, dividindo-se a equação 9 pela 10, encontra-se a relação entre o máximo e mínimo valor de ressonância que o sistema pode atingir. O resultado desta divisão é apresentado na equação 11, onde $r_L = L_o/L_i$ é a relação entre os indutores de entrada e saída do filtro.

$$\frac{\omega_{rMax}}{\omega_{rMin}} = \sqrt{1 + \frac{L_i}{L_o}} = \sqrt{1 + \frac{1}{r_L}} \quad (11)$$

A equação 11 mostra que a frequência de ressonância é limitada em uma certa faixa, conseqüentemente, uma técnica de amortecimento robusta deve garantir um amortecimento adequado dentro desta faixa de frequência. Adicionalmente, a equação 11 também demonstra que valores elevados de r_L resulta em uma menor faixa de variação da frequência de ressonância, que se traduz em uma robustez do filtro às variações no valor de indutância equivalente da rede elétrica. Este índice r_L é usado no projeto do filtro e é tratado com mais detalhes no capítulo 3.

2.3 Efeito do atraso na estabilidade do sistema

A importância do estudo da variação na frequência de ressonância é justificada no trabalho de Parker, McGrath e Holmes (2014), onde são apresentadas as condições onde

um sistema utilizando filtro LCL com realimentação da corrente do lado da rede elétrica atinge estabilidade sem necessidade de amortecimento, porém, devido às variações no valor da indutância equivalente da rede elétrica o sistema pode se tornar instável, necessitando de um amortecimento para que funcione satisfatoriamente.

Portanto, para atingir a estabilidade e qualidade de energia desejado, a relação entre as frequências de ressonância e amostragem é de fundamental importância, consequentemente, no projeto do filtro, deve-se considerar a técnica de amortecimento que pretende-se usar e também os valores das frequências de comutação e amostragem utilizadas no inversor (PEÑA-ALZOLA et al., 2014a).

Quando considera-se o efeito da amostragem digital e o atraso de transporte, provocado pela malha fechada de controle e processo de modulação e ativação das chaves, o amortecimento do filtro LCL é imprescindível apenas quando o valor da frequência de ressonância esta abaixo de um determinado valor relativo à frequência de amostragem, denominada frequência crítica. Quando o filtro está em uma região de alta frequência ressonante, ou seja, sua frequência natural está acima do valor crítico, o amortecimento não é necessário, uma vez que a realimentação da corrente do lado da rede já é suficiente para projetar um controle tal que o sistema encontre a estabilidade. Contudo, na região de baixa frequência ressonante, onde a frequência natural do filtro está abaixo da frequência ressonante crítica, o sistema só é capaz de alcançar estabilidade utilizando técnicas de amortecimento (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014).

A equação 12 apresenta o valor da frequência crítica relacionado ao período de amostragem T_s ou frequência de amostragem f_s . Onde o resultado desta frequência crítica é dada em rad/s (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014).

$$\omega_{crit} = \frac{\pi}{3T_s} = \frac{\pi f_s}{3} \quad (12)$$

Ao dividir ω_{crit} , apresentada na equação 12, pela frequência de amostragem: $\omega_s = 2\pi f_s$, é possível encontrar uma relação onde espera-se que o sistema possa alcançar a estabilidade sem amortecimento, considerando realimentação da corrente do lado da rede elétrica. A relação entre frequência de amostragem e ressonância (r_f) é apresentada na equação 13, e a relação crítica (r_{f_crit}), onde é o limiar para que seja desnecessário o uso de amortecimento para se garantir a estabilidade, é apresentada na equação 14 (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014).

$$r_f = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (13)$$

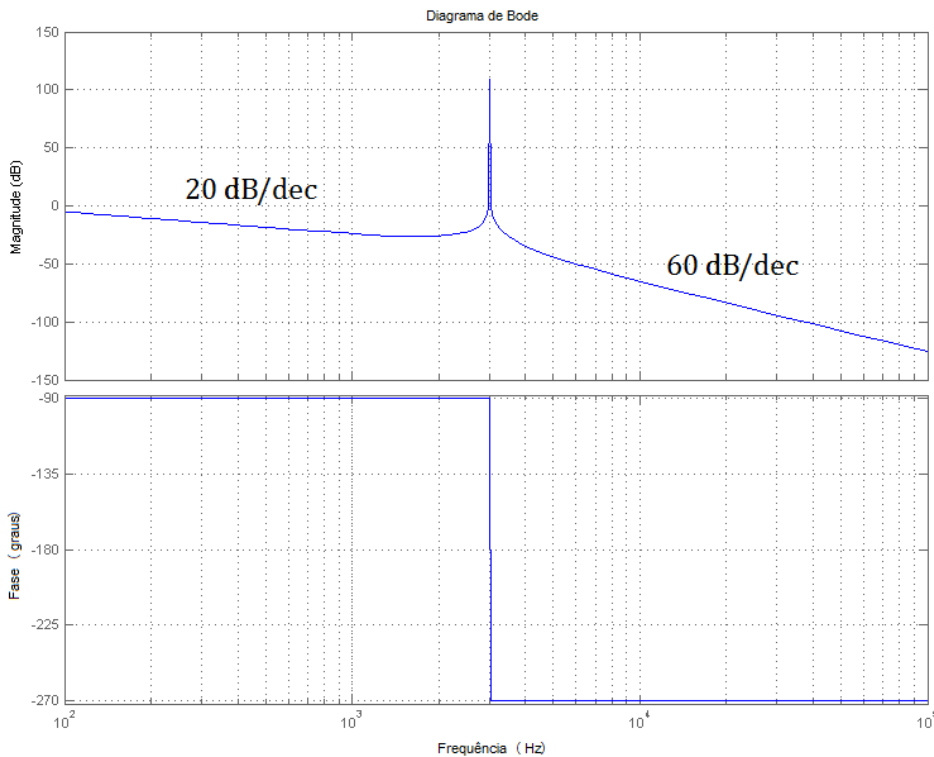
$$r_{f_crit} = \frac{\omega_s}{\omega_{crit}} = \frac{2\pi f_s}{\frac{\pi f_s}{3}} = 6 \quad (14)$$

Portanto, segundo a equação 14, o sistema com realimentação de corrente do lado da rede elétrica pode alcançar estabilidade se $r_f < 6$, ou seja, se o valor da frequência

de amostragem for menor que seis vezes o valor da frequência natural do filtro LCL (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014).

Filtros LCL com frequência ressonante elevada, com $r_f \lll 6$ por exemplo, apesar de possuir a vantagem de ser estável sem necessidade de amortecimento adicional, possuem menor capacidade de filtragem das altas frequências que os filtros com frequência ressonante baixa (PEÑA-ALZOLA et al., 2014a). Após o ponto de ressonância do filtro LCL, considerando o modelo de realimentação do lado da rede elétrica, o filtro apresenta uma atenuação de 60 dB/dec, e antes do ponto de ressonância existe uma atenuação de 20 dB/dec, exemplificado na Figura 4. Portanto, se $r_f > 6$, indicando um valor de frequência de ressonância menor que o valor crítico mostrado na equação 12, o sinal de corrente injetado na rede elétrica apresenta uma melhor qualidade, com menor distorção harmônica total (THD), porém, o aspecto negativo de um r_f alto, e uma frequência ressonante baixa, são os componentes passivos de maior valor e a necessidade de amortecimento para que seja possível alcançar a estabilidade (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014).

Figura 4 – Exemplo de resposta em frequência do filtro LCL não amortecido.



Fonte: Próprio Autor.

Mesmo com o aspecto negativo de uma frequência ressonante de valor elevado encontram-se autores na literatura que aproveitam a característica de estabilidade desta condição, propondo um projeto de filtro LCL para inversores conectados a rede elétrica com frequência ressonante acima da frequência de *Nyquist*, ou seja, com valores de frequência ressonante acima da metade do valor da frequência de amostragem, $\omega_r > \omega_s/2$ (TANG et al.,

2016).

2.4 Amortecimento devido às resistências intrínsecas

As perdas introduzidas no filtro pelas resistências intrínsecas dos elementos passivos adicionam uma parcela desejada de amortecimento no sistema, a modelagem do filtro incluindo estas imperfeições está apresentada na equação 1. Porém, os componentes passivos são projetados para que possuam a menor quantidade de perdas possíveis, portanto, busca-se que os valores das resistências intrínsecas dos indutores e capacitor sejam muito menores que as reatâncias destes elementos, conseqüentemente as resistências naturais não são suficientes para promover um amortecimento adequado para um sistema com realimentação da corrente do lado da rede elétrica alcançar a estabilidade estando na região de baixa frequência ressonante. Porém, a análise das resistências intrínsecas é especialmente interessante para a interpretação dos métodos de amortecimento passivos, apresentados na seção 2.6.1.

Para analisar este fenômeno, os elementos projetados do filtro LCL presentes na seção 3.2 e Tabela 5 são utilizados, considerando diferentes valores para o fator de qualidade Q , onde o fator de qualidade Q é definido nas equações 15 e 16, para o indutor e capacitor respectivamente, considera-se para o cálculo das reatâncias a frequência da rede elétrica f_n .

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{Li}} = \frac{2\pi f_n L_i}{R_{Li}} \quad (15)$$

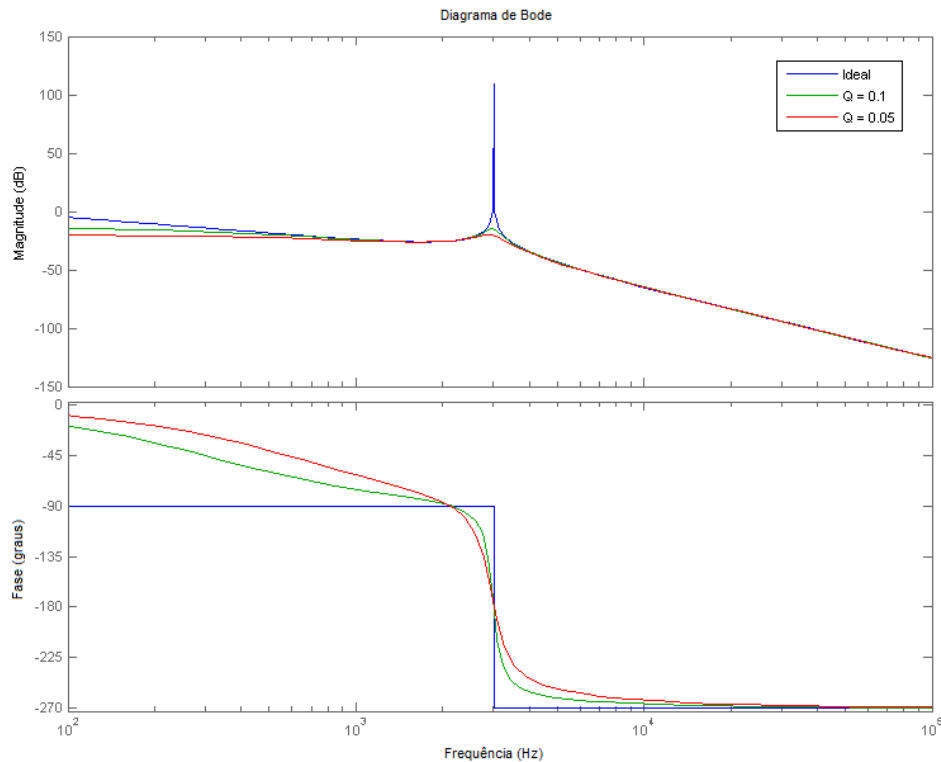
$$Q_C = \frac{X_C}{R_{Cf}} = \frac{1}{2\pi f_n C_f R_{Cf}} \quad (16)$$

Considera-se a modelagem apresentada na equação 1 para obtenção dos diagramas de bode mostrados nas Figuras 5 e 6, onde comparam-se as respostas em frequência para os diferentes fatores de qualidade do indutor do lado do inversor e capacitor do filtro.

Na Figura 5 é possível observar que a resistência presente no indutor real introduz algum amortecimento no sistema, de forma que quanto menor for o fator de qualidade do indutor maior é o amortecimento produzido. Entretanto, o efeito desta resistência série não afeta somente a frequência de ressonância, mas também a resposta nas baixas frequências, abaixo do valor ressonante, provocando uma atenuação em comparação com o filtro ideal.

De forma semelhante ao caso da resistência do indutor, a Figura 6 mostra que as perdas provocadas pela resistência série do capacitor também adicionam amortecimento a ressonância do filtro, mas em contraste ao efeito apresentado pela resistência série do indutor da Figura 5, a resistência série equivalente do capacitor interfere na resposta das

Figura 5 – Resposta em frequência para diferentes valores de Q para o indutor do lado do inversor.



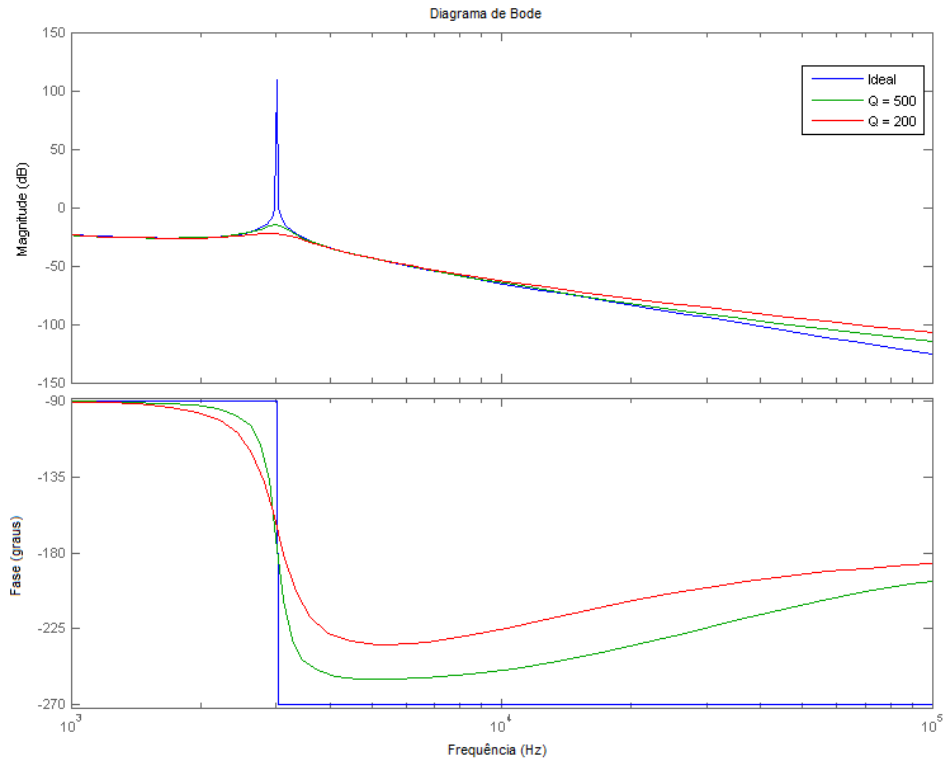
Fonte: Próprio Autor.

altas frequências, após a frequência ressonante, reduzindo a capacidade de atenuação das altas frequências em comparação com o filtro ideal.

Mesmo que as resistências dos elementos passivos reais do filtro LCL contribuam para o amortecimento, tanto os indutores quanto os capacitores são projetados para que tenham um alto fator de qualidade, em geral é desejável que os indutores apresentem um $Q > 20$, e capacitores para aplicação em filtros de potência apresentem valor de resistência série equivalente abaixo de $0,1 \Omega$.

Assim, para se analisar uma determinada metodologia de amortecimento, é interessante que se verifique a presença e os valores das resistências intrínsecas e do fator de qualidade dos elementos, de forma a determinar se estas possuem valor suficiente para interferir no amortecimento, e também eficiência e funcionamento, do filtro e sistema de maneira geral.

Contudo, adicionando intencionalmente resistências aos elementos passivos do filtro é possível alcançar o amortecimento desejado, esta é a base da técnica passiva de amortecimento, apresentada na seção 2.6.1.

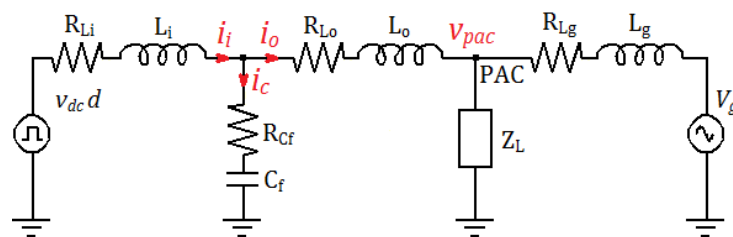
Figura 6 – Resposta em frequência para diferentes valores de Q para o capacitor do filtro.

Fonte: Próprio Autor.

2.5 Amortecimento devido à carga resistiva

De maneira similar às resistências dos indutores e capacitor uma carga resistiva conectada ao ponto de acoplamento comum (PAC) fornece amortecimento ao sistema de maneira que este possa alcançar a estabilidade. Para analisar o efeito da carga na resposta do filtro parte-se do esquema elétrico apresentado na Figura 7, que contém o filtro LCL com uma carga conectada ao PAC, para encontrar a função de transferência resultante.

Figura 7 – Esquema elétrico do filtro LCL com uma carga conectada ao PAC.



Fonte: Próprio Autor.

Resolvendo o circuito para i_o , com d sendo o sinal de controle e com todas as resistências série dos elementos passivos igualadas a zero, a função de transferência que considera

a carga Z_L é apresentada nas equações 17 a 21.

$$\frac{i_o}{d} = \frac{v_{dc}(L_g s + Z_L)}{As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds} \quad (17)$$

Onde:

$$A = C_f L_i L_o L_g \quad (18)$$

$$B = C_f L_i Z_L (L_o + L_g) \quad (19)$$

$$C = L_g (L_i + L_o) \quad (20)$$

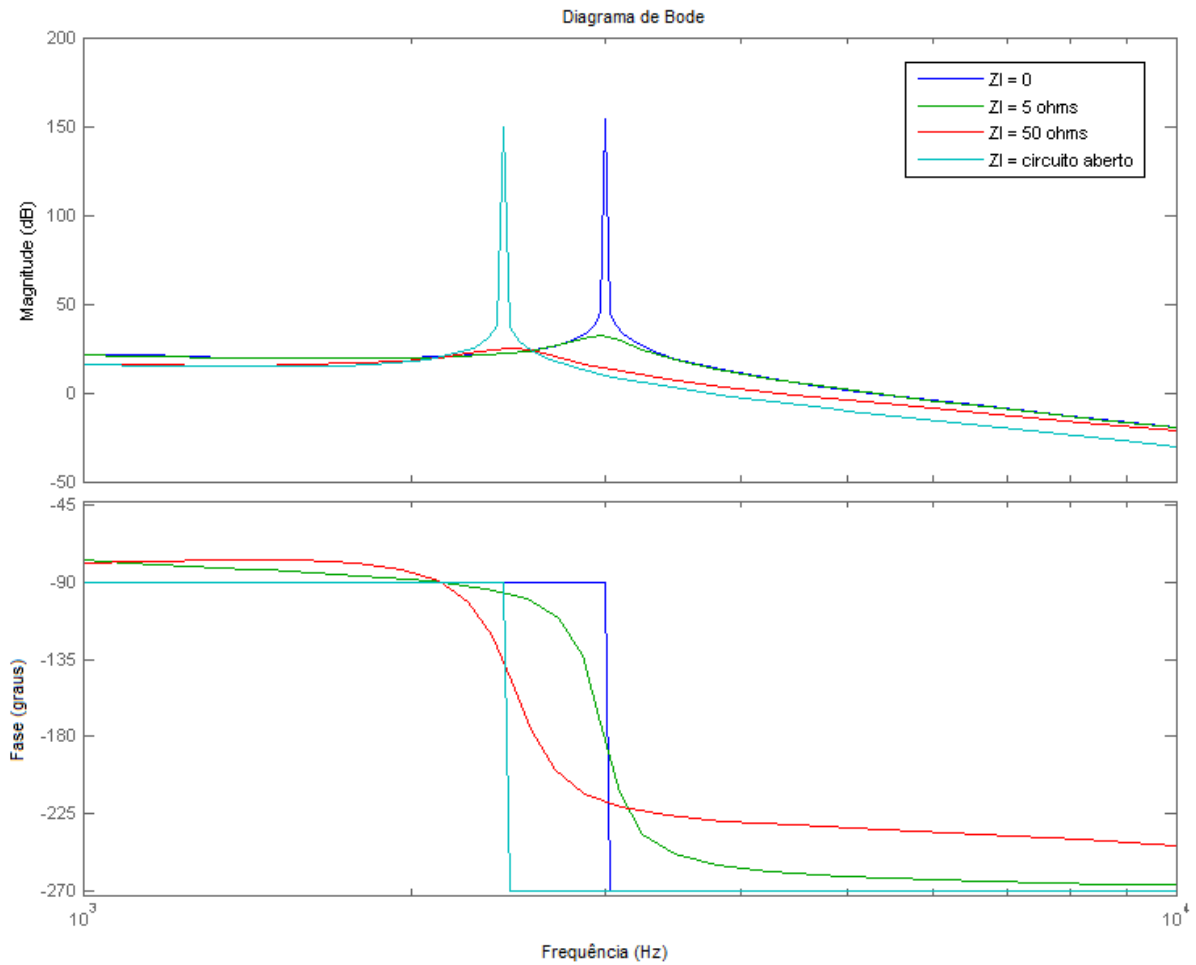
$$D = Z_L (L_i + L_o + L_g) \quad (21)$$

A carga Z_L apresentada na Figura 7 pode ser interpretada como qualquer carga linear ou não-linear. Porém, para esta análise será considerada a carga puramente resistiva, já que o maior foco é o estudo do amortecimento que esta é capaz de produzir.

A partir das equações 17 a 21 e utilizando-se dos elementos projetados apresentados na Tabela 5, página 71, onde $L_i = L_o = 1.4$ mH e $C_f = 4$ μ F com uma indutância equivalente da rede elétrica igual a 3,3 mH, que é considerada uma condição de rede fraca e conseqüentemente responsável por um maior desvio de frequência ressonante do filtro (CASTILLA et al., 2009), é possível obter um exemplo de resposta em frequência que ilustra o efeito de diferentes valores para a carga resistiva, apresentada na Figura 8.

A Figura 8 mostra que uma carga puramente resistiva possuindo uma faixa de valor ôhmico específica conectada ao PAC adiciona suficiente amortecimento no sistema. Nota-se que com valores extremos de carga resistiva o fenômeno de ressonância do filtro continua evidente, se uma carga resistiva de valor próximo a zero for conectada ao PAC o valor da frequência ressonante desloca-se em direção ao valor onde a indutância da rede elétrica é menos prevalente, ou seja, a frequência ressonante é a projetada no filtro, sem interferência da rede elétrica, em contraste, se a carga resistiva possuir valor ôhmico elevado, a frequência ressonante apresenta a influência da indutância da rede elétrica, resultando em um valor de frequência ressonante menor que a apresentada pelo projeto do filtro, onde desconsidera-se a indutância equivalente da rede.

Portanto, assim como o observado para as resistências intrínsecas série dos elementos passivos do filtro, para obter uma melhor análise do amortecimento empregado no sistema é necessário desconsiderar a presença de cargas conectadas ao PAC.

Figura 8 – Diagrama de bode para diferentes valores puramente resistivos de Z_L .

Fonte: Próprio Autor.

2.6 Técnicas de amortecimento

O modelo e projeto de algumas metodologias de amortecimento encontradas na literatura são desenvolvidas nesta seção. As técnicas de amortecimento estão divididas em passiva e ativa, onde as estratégias ativas são: resistor virtual com medição, resistor virtual com estimadores e métodos que utilizam filtragem digital de sinais para obter o amortecimento.

2.6.1 Amortecimento passivo

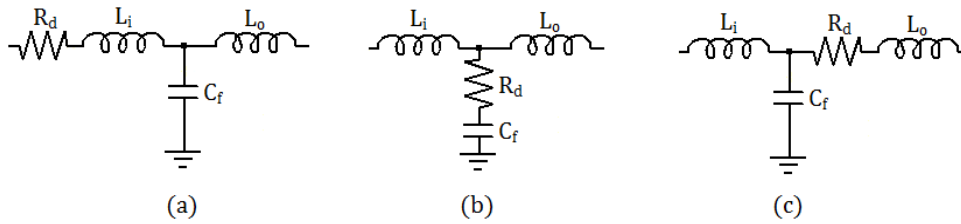
O amortecimento passivo é amplamente utilizado para se alcançar a estabilidade em inversores conectados a rede elétrica que fazem uso do filtro LCL. A técnica passiva de amortecimento baseia-se na inserção de elementos resistivos na estrutura do filtro de maneira a alterar a resposta do filtro em torno da frequência ressonante. Esta técnica oferece uma solução simples e de baixo custo, porém reduz a eficiência do inversor introduzindo

perdas e pode comprometer a capacidade de atenuação do filtro.

É sugerido por Büyük et al. (2016) que a metodologia passiva de amortecimento deva ser dividida em três grupos: Amortecimento passivo em série, em paralelo e complexo.

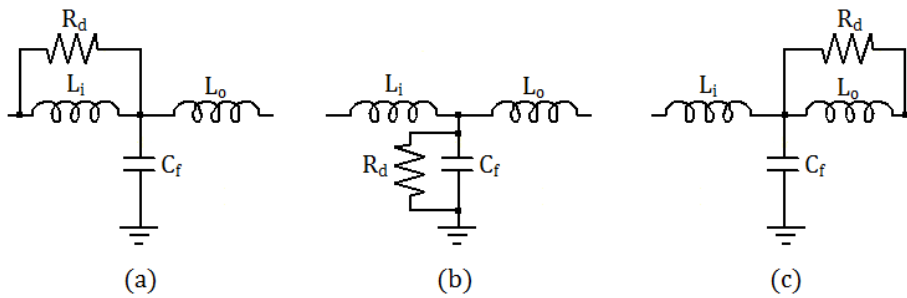
Topologias para cada uma destas possíveis configurações de amortecimento passivo são exemplificadas nas Figuras 9, 10 e 11.

Figura 9 – Topologias de amortecimento passivo série.



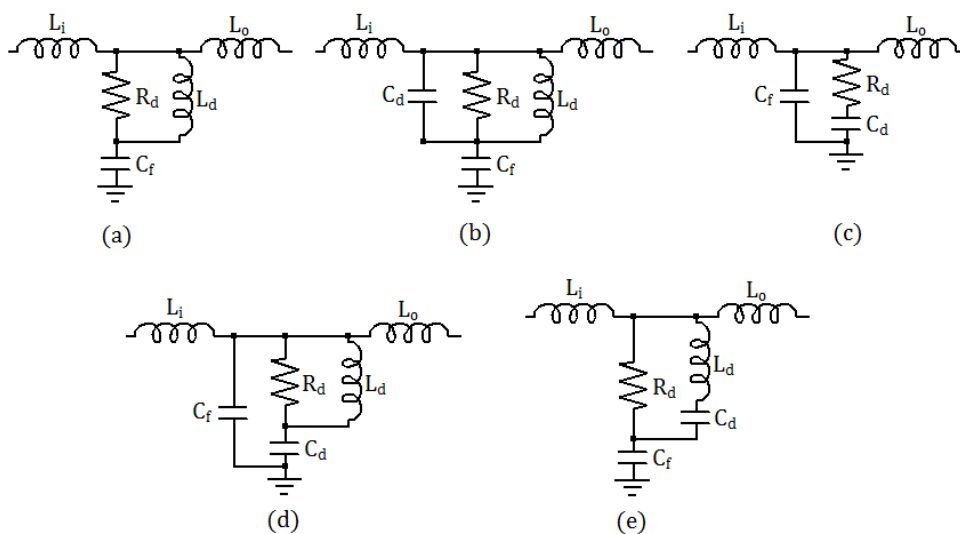
Fonte: Próprio Autor.

Figura 10 – Topologias de amortecimento passivo paralelo.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 11 – Topologias de amortecimento passivo complexo.



Fonte: Próprio Autor.

O amortecimento passivo série é comumente encontrado na literatura tratando do resistor em série com o capacitor, apresentado na Figura 9(b), esta configuração é preferível

em detrimento das opções dos resistores em série com o indutor, apresentadas nas Figuras 9(a) e 9(c), devido a menor dissipação de energia no resistor em série com o capacitor. Mesmo que a resistência em série com o capacitor ofereça menor dissipação de energia que as alternativas em série com os indutores é necessário que o resistor de amortecimento R_d possua um baixo valor ôhmico para evitar tanto dissipação excessiva de energia quanto exagerado amortecimento. A função de transferência para este tipo de amortecimento, resistor série com o capacitor, é apresentada na equação 22, deduzida a partir da análise apresentada na seção 2.1, e desconsiderando-se as resistências intrínsecas dos indutores.

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{(C_f R_d v_{dc})s + v_{dc}}{C_f L_i (L_g + L_o) s^3 + C_f R_d (L_g + L_i + L_o) s^2 + (L_g + L_i + L_o) s} \quad (22)$$

A partir da função de transferência para este tipo de amortecimento, presente na equação 22, é possível notar a presença de um zero na função, este zero demonstra que esta técnica de amortecimento afeta a resposta do filtro nas altas frequências, reduzindo sua capacidade de atenuação em comparação ao filtro não amortecido.

Realizando a comparação do denominador da função de transferência presente na equação 22 com a equação característica de sistemas de segunda ordem, apresentada na equação 23, e lembrando a equação 8 que descreve a frequência de ressonância, é possível deduzir o coeficiente de amortecimento que se obtém para um determinado valor de R_d , o coeficiente de amortecimento é apresentado na equação 24.

$$y(s) = s^2 + 2\zeta\omega_r s + \omega_r^2 \quad (23)$$

$$\zeta = \frac{R_d C_f \omega_r}{2} \quad (24)$$

Para limitar as perdas proporcionadas pelo resistor é necessário que $\zeta < 1$, para garantir esta condição Peña-Alzola et al. (2013) sugere que o valor máximo para o resistor de amortecimento seja limitado pela impedância do capacitor na frequência de comutação f_{sw} , como descrito na equação 25.

$$R_d = \frac{1}{2\pi f_{sw} C_f} \quad (25)$$

A análise dos métodos de amortecimento passivo paralelo, ilustrados na Figura 10, que consistem da adição de resistores em paralelo com os elementos passivos do filtro, pode ser feita de maneira análoga a apresentada para o caso do amortecimento passivo série.

Na literatura, encontra-se preferência pelas metodologias de amortecimento paralelo presentes das Figuras 10(b) e 10(c), devido a melhor performance dinâmica e capacidade de rejeição a distúrbios se comparado com o amortecimento sugerido na Figura 10(a) (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017). Porém, devido a grande dissipação de energia na metodologia da Figura 10(b), este é implementado de forma ativa, emulando a presença de um resistor virtual (LIU et al., 2020).

De forma semelhante à metodologia passiva de amortecimento em série, é necessário que o resistor R_d seja projetado de forma a introduzir a menor quantidade de perdas possível ainda garantindo o amortecimento e estabilidade, para isto é preferível valores ôhmicos mais elevados, devido a sua configuração em paralelo.

As funções de transferência que descrevem os amortecimentos fornecidos pelas configurações apresentadas nas Figuras 10(c) e 10(b) podem ser deduzidas da mesma forma que a função de transferência relativa ao amortecimento em série, e são apresentadas, respectivamente, nas equações 26 e 27.

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{(L_o v_{dc})s + R_d v_{dc}}{C_f L_i R_d (L_o + L_g) s^3 + L_i (L_o + L_g) s^2 + R_d (L_i + L_o + L_g) s} \quad (26)$$

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{v_{dc}}{C_f L_i (L_o + L_g) s^3 + \frac{L_i}{R_d} (L_o + L_g) s^2 + (L_g + L_i + L_o) s} \quad (27)$$

Os coeficientes de amortecimento podem ser calculados, novamente, comparando-se os denominadores das funções apresentadas nas equações 26 e 27 com a equação característica de sistemas de segunda ordem, mostrada na equação 23. Resultando na equação 28 para ambos os casos, que descreve o coeficiente de amortecimento das topologias presentes Figuras 10(c) e 10(b).

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_r C_f R_d} \quad (28)$$

Nota-se pela função de transferência na equação 26 que o método de amortecimento em paralelo com o indutor de saída do filtro também apresenta um zero, afetando assim sua resposta em altas frequências reduzindo a capacidade de atenuação do filtro LCL. Em contraste, a metodologia com o resistor de amortecimento em paralelo com o capacitor do filtro não apresenta a presença de zero, onde a única diferença deste para o filtro não amortecido está no termo de segunda ordem, que caracteriza o amortecimento.

As perdas introduzidas pelos resistores nos métodos passivos de amortecimento são uma grande preocupação, ainda mais se tratando de aplicações em alta potência, portanto, no que ainda tange a metodologias passivas, foram propostos métodos que introduzem elementos complexos, ou reativos, em conjunto do resistor de amortecimento, em busca de reduzir as perdas de energia que ocorrem nas técnicas de amortecimento simples, que utilizam de apenas um resistor.

Estas técnicas, denominadas complexas, estão ilustradas na Figura 11. A primeira topologia ilustrada, Figura 11(a), propõe a utilização de uma indutância em paralelo com o resistor de amortecimento. Esta indutância é projetada para fornecer um caminho de baixa impedância para componentes de baixa frequência, assim reduzindo as perdas provocadas, principalmente, pela frequência fundamental sobre o resistor de amortecimento.

De acordo com Peña-Alzola et al. (2013), o projeto do indutor considera a média geométrica entre a frequência fundamental (ω_n) e ressonante (ω_r) e o valor do resistor de

amortecimento, que pode ser projetado de acordo com as equações 24 e 25. A equação para cálculo do indutor de amortecimento para esta topologia é apresentada na equação 29.

$$L_d = \frac{R_d}{\sqrt{\omega_n \omega_r}} \quad (29)$$

A topologia apresentada na Figura 11(b) é proposta como uma evolução da topologia ilustrada na Figura 11(a), onde além da preocupação com as perdas geradas pela componente fundamental, também considera as perdas causadas pela frequência de comutação ω_{sw} e suas harmônicas, portanto, o capacitor de amortecimento C_d é projetado de forma a fornecer um caminho de baixa impedância para a frequência de comutação. Sob essas condições, Peña-Alzola et al. (2013) sugere o projeto do capacitor C_d como consta na equação 30.

$$C_d = \frac{1}{R_d \sqrt{\omega_{sw} \omega_r}} \quad (30)$$

Outra topologia proposta para reduzir as perdas no amortecimento passivo é apresentada na Figura 11(c), é sugerido por Channewda e John (2010) que o capacitor de amortecimento seja igual ao capacitor projetado para o filtro: $C_d = C_f$, que resulta em um bom compromisso entre amortecimento e perdas de energia. Para o resistor de amortecimento Channewda e John (2010) sugere que este seja uma relação entre a indutância e capacitância total do filtro, apresentada na equação 31.

$$R_d = \sqrt{\frac{L_i + L_o}{C_f + C_d}} \quad (31)$$

Como uma maneira de reduzir as perdas pela componente fundamental da topologia ilustrada na Figura 11(c), propõe-se a utilização de um indutor em paralelo com o resistor de amortecimento, mostrada na Figura 11(d). E por fim, para redução das perdas pela frequência de chaveamento sobre o resistor de amortecimento a metodologia ilustrada na Figura 11(e) pode ser empregada, onde um ramo LC sintonizado na frequência de comutação não só melhora a eficiência do amortecimento passivo como também provoca uma maior atenuação sobre a frequência de comutação, ao preço de reduzir ligeiramente a capacidade de atenuação do filtro em frequências superiores a frequência de chaveamento (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017).

2.6.2 Amortecimento ativo: Filtro digital *Notch* em cascata

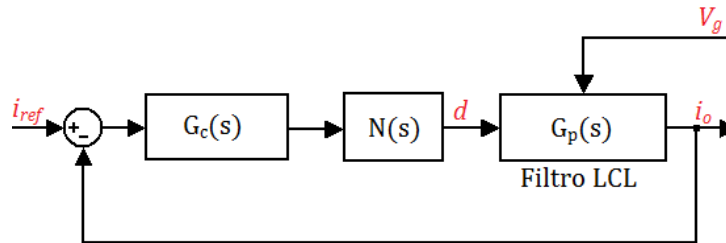
Para reduzir as perdas provocadas pelo resistor presente nos métodos passivos propõe-se na literatura metodologias ativas de amortecimento. As técnicas ativas utilizam filtragem digital e realimentação de alguns sinais do filtro para promover o amortecimento necessário.

Foi apresentado por Dannehl, Liserre e Fuchs (2011) uma comparação entre três diferentes métodos para se obter o amortecimento a partir da utilização de filtros em cascata com o compensador e a planta do sistema: aplicando um filtro passa-baixa, avanço-atraso e o *notch*. Segundo os resultados por este obtido foi concluído que a estratégia utilizando o filtro *notch* é a mais flexível e efetiva.

Portanto, dentro dos métodos ativos, o amortecimento por filtro digital *notch* apresenta as vantagens de não ser necessário a realização de leituras extras dos sinais do filtro LCL e, também, sua simplicidade de implementação.

Esta técnica consiste na inserção de um filtro digital *notch* na saída do controlador, como exemplificado na Figura 12, com objetivo de, através da frequência de rejeição do filtro *notch*, cancelar a frequência de ressonância do filtro LCL.

Figura 12 – Diagrama de blocos de um sistema com filtro LCL amortecido ativamente por filtro *notch*.



Fonte: Próprio Autor.

No sistema mostrado na Figura 12 considera-se o controle realizado pela realimentação da corrente de saída do filtro e compensado através da utilização de um controlador proporcional-ressonante convencional. A metodologia de controle é descrita em mais detalhes na seção 3.1, porém, neste exemplo, é possível entender o bloco $G_c(s)$ como apresentado na equação 32. O bloco $G_p(s)$, que representa a planta do sistema de controle, ou seja, o filtro LCL, está demonstrada na equação 1.

$$G_c(s) = K_p + K_r \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (32)$$

Para o bloco $N(s)$, que representa o filtro *notch* utilizado para realizar o amortecimento, aplica-se a função de transferência genérica do filtro *notch*, apresentada na equação 33.

$$N(s) = \left(\frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_r s + \omega_r^2} \right)^n \quad (33)$$

Onde ζ_z é o coeficiente de amortecimento dos zeros, e ζ_p é o coeficiente de amortecimento dos polos. O fator de potenciação n representa a ordem do filtro, ou número de seções inseridas, quanto maior a ordem maior será a capacidade de rejeição da frequência na qual o filtro está sintonizado, que para este caso, é igual a frequência de ressonância do filtro LCL (ω_r), demonstrada na equação 8.

Em geral, $\zeta_z \ll \zeta_p$, ou ainda, $\zeta_z = 0$. Também pode-se interpretar o amortecimento dos polos como uma relação entre a largura da banda de rejeição do filtro *notch*, de forma que: $\omega_{bw} = 2\zeta_p\omega_r$, onde ω_{bw} é a largura da banda rejeitada neste filtro.

Devido ao valor da frequência de ressonância do filtro LCL conectado a rede elétrica ser dependente do valor de indutância equivalente da rede, como é possível observar na equação 8, e o filtro *notch* convencional utilizado no amortecimento ativo possuir sua sintonia em valor de frequência fixa, busca-se um coeficiente e amortecimento ζ_p que promova a rejeição necessária para garantir a estabilidade, mas também possua uma largura de banda que atenda às pequenas variações no valor da frequência de ressonância resultante da variação do valor de indutância da rede elétrica (CIOBOTARU et al., 2016).

Para aumentar a robustez da metodologia baseada em filtro *notch* às variações no valor de indutância equivalente, diferentes autores, como por exemplo Jing, Durra e El-Saadany (2018) e Ciobotaru et al. (2016), apresentam como solução a este problema o uso de um filtro notch adaptativo, que possa variar o valor de sua frequência de sintonia para atender às variações sofridas pela indutância da rede elétrica, realizando uma estimativa do valor de indutância da rede, baseada nas leituras de tensão e corrente, é possível recalculá-lo e aplicá-lo na sintonia do filtro *notch*.

Além da preocupação com variações em parâmetros da rede elétrica, é válido também o cuidado com no processo de discretização para a implementação do filtro *notch*. Como este filtro é implementado de forma digital, é necessária a discretização para transformar a função de transferência do domínio contínuo s para o discreto z . Recomenda-se que o método *Tustin* com *prewarping* seja aplicado de maneira a manter as características de magnitude e fase do filtro ideal, em torno da frequência de sintonia (YEPES et al., 2010).

Apesar da simplicidade do amortecimento ativo por filtro *notch* comum, sua susceptibilidade a perder a sintonia quanto a variação de parâmetros do sistema, torna esta estratégia de difícil aplicação em casos onde se espera que a indutância equivalente da rede elétrica sofra alterações. Desta forma, sendo necessário para estes casos o uso de técnicas mais complexas, onde exista a estimação do valor da frequência de ressonância para sintonizar o filtro *notch* em cada iteração, elevando o custo computacional (JING; DURRA; EL-SAADANY, 2018).

2.6.3 Amortecimento ativo: Resistor virtual

Assim como na técnica do filtro *notch*, apresentada na seção 2.6.2, a metodologia baseada em resistência virtual é, também, um método ativo que busca resolver os problemas presentes nas metodologias passivas. Porém, diferentemente das técnicas que empregam um filtro em série com o compensador, esta estratégia faz uso de sinais de tensão ou corrente medidos em pontos específicos no filtro LCL, necessitando assim de sensores extras para realizar o amortecimento. O uso destes sinais adicionais no processo de amorteci-

mento do filtro torna o sistema mais robusto a variações de parâmetros, tanto na variação do valor de indutância da rede elétrica, quanto na variação dos valores nos elementos passivos do filtro de potência, quando comparado aos métodos que empregam o filtro *notch* convencional.

O amortecimento por resistor virtual deriva seu nome do fato da realimentação destes sinais específicos, de tensão ou corrente, resultar em um sistema com uma resposta semelhante à observada quando o amortecimento é feito de forma passiva, como as técnicas apresentadas nas topologias das Figuras 9, 10 e 11, ou seja, a correta realimentação destes sinais realiza uma emulação do filtro LCL amortecido passivamente.

No que diz respeito à utilização de apenas uma variável do filtro para promover o amortecimento ativo, um estudo apresentado por Liu et al. (2020) fornece uma análise abrangente de como obter a emulação de um filtro amortecido passivamente realimentando diferentes sinais de tensão ou corrente dos elementos passivos.

A metodologia apresentada por Liu et al. (2020) para se obter o amortecimento ativamente através da emulação de resistores de amortecimento é, a partir da interpretação do sistema de controle da forma como é apresentada na Figura 13, obter uma função de transferência para a porção contida no bloco "Estágio de potência virtual", $G_{pv}(s)$, que possua em seu denominador um termo referente ao amortecimento que seja equivalente aos observados nas funções de transferência obtidas da análise dos métodos passivos, onde os métodos passivos estão apresentados nas Figuras 9, 10 e 11 e as funções de transferência dos amortecimentos passivos simples mais utilizados na literatura estão nas equações 22, 26 e 27. Para os casos de amortecimento passivo com resistência em série com os indutores é possível derivar suas funções de transferência a partir da equação 1. Utilizando a mesma metodologia empregada para deduzir a função de transferência da equação 1 é possível obter as respostas para os amortecimentos complexos.

Porém, como os amortecimentos complexos foram propostos principalmente como uma forma de reduzir as perdas provocadas pelo resistor de amortecimento, o método ativo por resistor virtual não aproveita de suas vantagens, já que a técnica ativa busca eliminar completamente a perda de energia introduzida pelo resistor de amortecimento. Assim, buscando também simplificar o tratamento dos sinais de realimentação, o amortecimento por resistor virtual busca emular os métodos de amortecimento passivo simples, série ou paralelo.

Com finalidade de simplificar a forma teórica de se obter as variáveis de realimentação para o amortecimento, considerando a representação da Figura 13, adiciona-se uma função de transferência para realizar a conversão do sinal da corrente de saída, i_o , na variável que se deseja realimentar. Assim, a seção de "Estágio de potência virtual" é redesenhado da maneira apresentada na Figura 14, onde $G_t(s)$ é a função de transferência responsável pela obtenção das variáveis do filtro necessárias para o amortecimento.

A partir da análise do sistema tal qual apresentado na Figura 14, concluí-se que a

filtro LCL amortecido, este pode ser substituído pelas funções que descrevem o filtro com amortecimento passivo, como por exemplo, as equações 22 e 27.

A dedução de $G_t(s)$ pode ser feita a partir da análise do circuito apresentado na Figura 2 ou 3. Os possíveis sinais de realimentação e suas respectivas funções $G_t(s)$, utilizada na obtenção teórica de $G_{ad}(s)$ estão organizadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Funções de transferência para $G_t(s)$.

| Variável de realimentação | Função de transferência $G_t(s)$ |
|--|---|
| Corrente no indutor de entrada (i_i) | $\frac{i_i}{i_o} = C_f L_o s^2 + 1$ |
| Corrente no capacitor (i_c) | $\frac{i_c}{i_o} = L_o C_f s^2$ |
| Tensão do capacitor (v_c) | $\frac{v_c}{i_o} = L_o s$ |
| Corrente no indutor de saída (i_o) | $\frac{i_o}{i_o} = 1$ |
| Tensão do indutor de entrada (v_{L_i}) | $\frac{v_{L_i}}{i_o} = C_f L_i L_o s^3 + L_i s$ |
| Tensão do indutor de saída (v_{L_o}) | $\frac{v_{L_o}}{i_o} = L_o s$ |

Fonte: Próprio Autor.

A partir da Tabela 1 e das funções de transferência do filtro LCL sem amortecimento e com amortecimento passivo que se deseja emular, deduz-se com a equação 35 o controlador necessário para se obter o amortecimento ativo para diferentes variáveis. Alguns resultados para o controlador $G_{ad}(s)$ utilizando as variáveis de realimentação e amortecimentos passivos mais utilizados na literatura está apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Funções de transferência $G_{ad}(s)$ com diferentes variáveis de realimentação do filtro para emulação de diferentes metodologias de amortecimento passivo.

| Método | Variável de realimentação para amortecimento ativo | | | |
|------------|---|--|--|--|
| | i_i | i_c | v_c | i_o |
| Fig. 9(a) | R_d | $\frac{L_o C_f R_d s^2 + R_d}{L_o C_f s^2}$ | $\frac{L_o C_f R_d s^2 + R_d}{L_o s}$ | $(1 + L_o C_f s^2) R_d$ |
| Fig. 9(b) | $-\frac{C_f^2 L_i L_o R_d s^4}{(1 + L_o C_f s^2)(C_f R_d s + 1)}$ | $-\frac{C_f L_i R_d s^2}{C_f R_d s + 1}$ | $-\frac{C_f^2 L_i R_d s^3}{C_f R_d s + 1}$ | $-\frac{C_f^2 L_i L_o R_d s^4}{C_f R_d s + 1}$ |
| Fig. 9(c) | $\frac{(1 + L_i C_f s^2) R_d}{1 + L_o C_f s^2}$ | $\frac{(1 + L_i C_f s^2) R_d}{L_o C_f s^2}$ | $\frac{L_i C_f R_d s^2 + R_d}{L_o s}$ | $(1 + L_i C_f s^2) R_d$ |
| Fig. 10(a) | $-\frac{L_i^2 s^2}{L_i s + R_d}$ | $-\frac{(1 + L_o C_f s^2) L_i^2}{L_i C_f L_o s + L_o C_f R_d}$ | $-\frac{(1 + L_o C_f s^2) L_i^2 s}{L_i L_o s + L_o R_d}$ | $-\frac{(1 + L_o C_f s^2) L_i^2 s^2}{L_i s + R_d}$ |
| Fig. 10(b) | $\frac{L_i L_o s^2}{(1 + L_o C_f s^2) R_d}$ | $\frac{L_i}{C_f R_d}$ | $\frac{L_i s}{R_d}$ | $\frac{L_i L_o s^2}{R_d}$ |

Fonte: Liu et al. (2020) (Adaptado).

É válido mencionar que nesta metodologia de obtenção das funções de transferência de realimentação para o amortecimento ativo, se a tensão do barramento c.c. estiver compreendido na planta do sistema este poderá se apresentar como um dos termos em $G_{ad}(s)$, sendo assim necessária a aquisição do valor de tensão do barramento c.c. para a implementação deste amortecimento ativo.

Dentre as opções mais comuns de sinal de realimentação para realizar o amortecimento passivo pelo método do resistor virtual, presente na Tabela 2, é necessário considerar alguns pontos para a escolha do método a ser utilizado.

O amortecimento passivo que se deseja emular é um destes pontos. A posição em que o resistor de amortecimento é conectado pode modificar a resposta do filtro, como foi discutido na seção 2.6.1, e uma análise das vantagens de cada estratégia de amortecimento passivo pode fornecer um fundamento para uma boa escolha quanto ao amortecimento ativo por resistor virtual.

A ordem e dificuldade de implementação prática do controle de amortecimento ativo $G_{ad}(s)$ também é um aspecto importante. As funções superiores a segunda ordem possuem um custo computacional elevado e, se possível, quando evitadas podem elevar a velocidade de execução do *software* embarcado, e, em geral, quanto menor a ordem da implementação do filtro, menor também sua complexidade, e uma complexidade reduzida apresenta vantagens para a implementação do sistema.

A ordem do numerador ser superior em relação ao denominador também afeta a dificuldade de implementação destas funções para o amortecimento ativo. Algumas das equações apresentadas na Tabela 2 possui a característica de operação derivativa, esta derivada é de difícil implementação prática devido a sua resposta de aumento de amplitude das altas frequências e dificuldades de discretização, introduzindo assim um elevado conteúdo ruidoso e erro no sinal processado para obter o desejado amortecimento (PAN; RUAN; WANG, 2018). Algumas soluções para contornar os problemas apresentados pela derivada foram propostos, como a utilização do controle avanço-atraso e filtro passa-alta no controle de amortecimento por resistor virtual, a utilização destas técnicas estão detalhadas na seção 2.6.4.

E, por fim, outro importante fator a ser considerado é a utilização de sensores adicionais para se obter os sinais necessários para alcançar o amortecimento. A adição destes sensores elevam a complexidade de *hardware* e podem, em conjunto com o aumento de custo do sistema, adicionar possíveis pontos de falha. Caso o controle seja realizado a partir da realimentação da corrente do indutor de entrada (i_i), ou corrente do lado do inversor, é preferível que o amortecimento seja realizado com este mesmo sinal para que não seja necessário a introdução de outro sensor, a mesma ideia é aplicada para o controle realizado com a corrente do indutor de saída (i_o), ou corrente do lado da rede. Porém, nota-se a partir da Tabela 2 que, para obter a emulação do amortecimento passivo a partir do sinal da corrente de saída i_o , as funções $G_{ad}(s)$ apresentam derivadas de no mínimo segunda

ordem, possuindo assim uma maior complexidade de implementação se comparado as alternativas com os outros sinais de realimentação.

Uma alternativa para se obter um amortecimento com funções de menor complexidade é utilizar estimadores de variáveis. A partir do sinal utilizado para o controle, seja a corrente de saída ou entrada, por exemplo, com algum processamento é possível recuperar outras variáveis do filtro LCL que podem ser utilizadas de maneira mais simples para se obter o amortecimento, sem a necessidade de sensores adicionais e com complexidade reduzida se comparado à algumas das funções apresentadas na Tabela 2. O aspecto de maior desvantagem desta técnica é a redução na robustez do sistema, uma vez que para realizar a estimação das variáveis desejadas é necessário o conhecimento dos valores dos componentes passivos do filtro, que podem sofrer variações com o tempo. Esta metodologia é apresentada em mais detalhes na seção 2.6.5.

2.6.4 Amortecimento ativo: Realimentação com filtros digitais

Para realizar o amortecimento a partir da realimentação de sinais que necessitem de processos de derivação alguns autores apresentam propostas para implementação desta derivada a partir de filtros que se comportem próximo à derivada ideal, em torno de um ponto de operação.

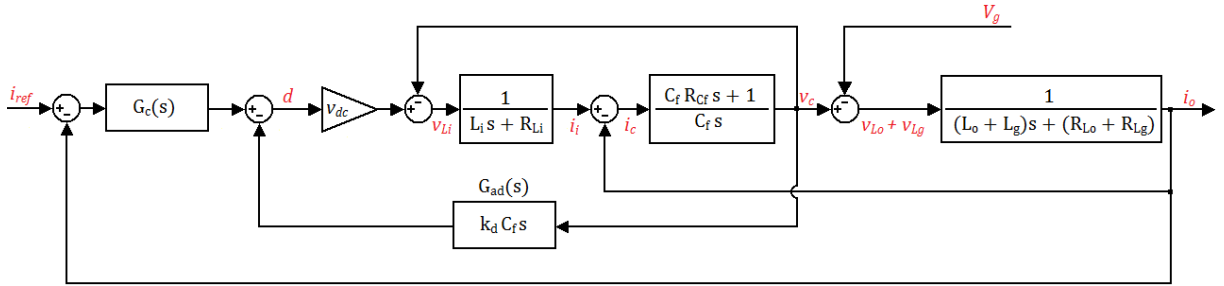
A fim de evitar o uso de sensores de corrente adicionais, que podem ser mais difíceis e caros de se implementar que sensores de tensão, alguns trabalhos optam por realizar a realimentação do sinal de tensão do capacitor do filtro para realizar o amortecimento (PAN; RUAN; WANG, 2018) (PEÑA-ALZOLA et al., 2014c). Outros ainda optam por realizar o amortecimento utilizando o sinal de corrente de saída, ambos os casos necessitam de um processo de derivação para se obter a resposta desejada (XU; XIE; TANG, 2014) (JIA et al., 2019) (LIU et al., 2020).

Para obter o amortecimento a partir do sinal de tensão do capacitor pode-se entender o sistema como é apresentado na Figura 15, onde no bloco G_{ad} busca-se reconstruir o sinal de corrente do capacitor. Em comparação com a Tabela 2 observa-se que para obter o amortecimento ativo equivalente ao passivo com resistor em paralelo com o capacitor do filtro o termo k_d é tal qual apresentado na equação 36, com um fator de escala proporcional à tensão do barramento c.c.

$$k_d = \frac{L_i}{R_d C_f v_{dc}} \quad (36)$$

Devido a característica do derivador ideal amplificar o ruído presente do sinal de tensão medido no capacitor uma função avanço-atraso é proposto por Peña-Alzola et al. (2014c) para substituir esta derivação. Portanto, a aproximação presente na equação 37 é aplicada

Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema com amortecimento utilizando realimentação do sinal de tensão do capacitor.



Fonte: Próprio Autor.

para se obter o controle de amortecimento.

$$s \approx \frac{\omega_{max}s + k_f \omega_{max}^2}{k_f s + \omega_{max}} \quad (37)$$

Onde k_f é definido na equação 38.

$$k_f = \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\varphi_{max})}{1 + \text{sen}(\varphi_{max})}} \quad (38)$$

Na equação 37 o termo ω_{max} representa a frequência onde ocorre o máximo deslocamento de fase, e na equação 38 o máximo deslocamento de fase é representado por φ_{max} .

Portanto, para que a equação 37 se comporte próximo a derivada ideal em torno da frequência de ressonância deve-se sintonizar a frequência do controlador avanço-atraso para a frequência de ressonância, de forma que: $\omega_{max} = \omega_r$, e o máximo deslocamento de fase deve ser o mais próximo possível de 90° , de forma que $\varphi_{max} \approx 90^\circ$. Desta forma, assim como a operação de derivada, o sinal sofre um deslocamento aproximado de 90° na frequência de ressonância.

Para que seja preservada as características de fase e amplitude na frequência de ressonância deve-se discretizar a equação 37 utilizando a transformação bilinear (método de *Tustin*) com *prewarping* na frequência desejada.

Desta forma, obtém-se uma derivada aproximada com seus aspectos negativos, que causam dificuldades de implementação, reduzidos. Porém, a necessidade de sintonizar o controle avanço-atraso com a frequência de ressonância, que apresenta variações em seu valor de frequência dependente da indutância equivalente da rede, diminui a robustez deste método quanto a variações de parâmetros.

Assim, a função $G_{ad}(s)$ aproximada proposta apresenta a forma da equação 39.

$$G_{ad}(s) = k_d C_f \left(\frac{\omega_{max}s + k_f \omega_{max}^2}{k_f s + \omega_{max}} \right) \quad (39)$$

Ainda considerando a realimentação do sinal de tensão do capacitor, duas outras alternativas para se obter a derivada aproximada foram apresentadas na literatura: Filtro passa-alta e integrador-generalizado (GI).

A função de transferência do filtro passa-alta está apresentada na equação 40.

$$G_{fpa}(s) = \frac{\omega_{fpa}s}{s + \omega_{fpa}} \quad (40)$$

A partir da equação 40 é possível observar que abaixo da frequência ω_{fpa} o filtro passa-alta se aproxima do comportamento da derivada ideal, possuindo deslocamento de fase próximo a 90° e magnitude de 20 dB/dec. Enquanto acima de ω_{fpa} este filtro apresenta um ganho constante, reduzindo assim a característica indesejável que a derivada ideal possui de amplificar as componentes de muito alta frequências.

Para que seja possível utilizar esta técnica para realizar uma aproximação da derivada iguala-se ω_{fpa} a frequência de *Nyquist* do sistema (Xin et al., 2016), obtendo, portando, a aproximação apresentada na equação 41.

$$G_{fpa}(s) = \frac{\frac{\omega_s}{2}s}{s + \frac{\omega_s}{2}} \quad (41)$$

A aproximação da equação 41, em conjunto com o processo de discretização necessário para sua implementação, introduz um erro de fase se comparado com a derivada ideal, principalmente próximo da frequência de *Nyquist*, reduzindo assim a eficácia deste método.

A fim de obter a melhor aproximação possível para se implementar uma derivação o uso de um integrador-generalizado foi apresentado, e, segundo Xin et al. (2016), o diferenciador a partir de um integrador-generalizado não-ideal apresenta a melhor performance. A função de transferência de um GI ideal pode ser expressa como na equação 42.

$$G_{GI}(s) = \frac{\omega_{GI}^2 s}{s^2 + \omega_{GI}^2} \quad (42)$$

Onde ω_{GI} representa a frequência em que $G_{GI}(s)$ possui ganho máximo.

É possível observar a partir da equação 42 que para frequências abaixo do valor de ω_{GI} a função $G_{GI}(s)$ pode ser aproximada à um diferenciador ideal, por exemplo: $G_{GI}(s) \approx s$, enquanto para frequências acima do valor de ω_{GI} este se comporta como um integrador com um fator de escala: $G_{GI}(s) \approx \omega_{GI}^2/s$.

Assim como no caso do filtro passa-alta, para que seja possível aproveitar da melhor maneira a característica de derivação deste tipo de função utiliza-se novamente a frequência de *Nyquist*, portanto: $\omega_{GI} = \omega_s/2$.

Porém, no GI ideal possuiria ganho muito elevado em $\omega_s/2$, o que levaria a amplificação de ruídos nesta frequência, para contornar este problema aplica-se um fator de

amortecimento ω_c na equação 42, da forma como é apresentado na equação 43.

$$G_{GI}(s) = \frac{\omega_{GI}^2 s}{s^2 + \omega_c s + \omega_{GI}^2} \quad (43)$$

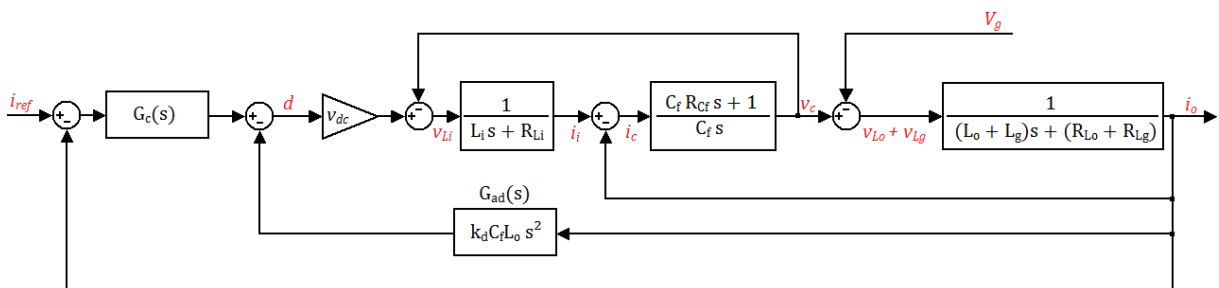
Para se determinar o valor de ω_c deve-se observar o compromisso que existe entre amplificação de ruído e erro de fase provocado pelo amortecimento. Quanto maior o valor de ω_c maior sua capacidade de rejeitar ruídos, porém isto leva a maior erro de fase, por outro lado, um valor de ω_c pequeno garante um comportamento mais próximo à derivada ideal, ao custo de apresentar um sinal resultante mais ruidoso (PAN; RUAN; WANG, 2018).

Outra variável que necessita de derivação para se obter o amortecimento ativo por resistor virtual é o sinal da corrente de saída (i_o), este porém, de forma mais difícil, faz-se necessário uma derivada de segunda ordem para se obter uma emulação do amortecimento passivo com resistor em paralelo com o capacitor (Figura 10(b)), onde esta escolha de amortecimento passivo para ser emulado é amplamente encontrado na literatura.

Uma ilustração do método utilizando o sinal da corrente de saída para se obter o amortecimento, com o bloco $G_{ad}(s)$ levando o controle necessário de acordo com a Tabela 2, está presente na Figura 16.

Para o termo k_d usa-se o mesmo apresentado na equação 36, a fim de obter a emulação do amortecimento passivo com resistor em paralelo com o capacitor.

Figura 16 – Diagrama de blocos do sistema com amortecimento utilizando realimentação do sinal de corrente de saída.



Fonte: Próprio Autor.

Uma proposta realizada por Xu, Xie e Tang (2014) sugere o uso de um filtro passa-alta de primeira ordem com ganho negativo, apresentado na equação 44, para se obter uma aproximação desta derivada de segunda ordem a fim de amortecer o filtro LCL. A abordagem apresentada aponta três características dos filtros derivativos de segunda ordem que devem ser reproduzidos pelo filtro passa-alta alternativo. Estas características são: A supressão de sinais de baixa frequência, a amplificação de sinais de alta frequência

e o deslocamento de fase de 180° .

$$G_{ad}(s) = -k_c \frac{s}{s + \omega_h} \quad (44)$$

Analisando a função de transferência do filtro passa-alta com ganho negativo da equação 44 nota-se que este atende as especificações: Graças ao ganho negativo este filtro apresenta características de fase semelhantes ao derivador de segunda ordem enquanto a frequência do sinal estiver abaixo da frequência de corte, este filtro também apresenta a atenuação dos sinais de baixa frequência e amplificação das altas frequências. Por fim, é possível encontrar um ganho k_c tal que o sistema satisfaça o critério de estabilidade. É válido observar que o filtro passa-alta de primeira ordem apresenta uma inclinação de magnitude de 20 dB/dec enquanto a derivada de segunda ordem apresenta uma inclinação de 40 dB/dec, porém na frequência de ressonância ambos possuem características semelhantes, isto deve ser levado em conta para se obter os valores de ganho k_c e frequência de corte ω_h .

Recomenda-se, portanto, que os termos ω_h e k_c sejam calculados de acordo com as equações 45 e 46, onde o valor de k deve estar contido entre 0,8 e 0,9.

$$\omega_h = 2\omega_r \sqrt{1 - k^2} \quad (45)$$

$$k_c = \omega_r (L_i + L_o) (2 - k^2) \sqrt{1 - k^2} \quad (46)$$

Por fim, outra alternativa para se obter o amortecimento do filtro LCL a partir do sinal de corrente do lado da rede elétrica é apresentada por Liu et al. (2020). Este apresenta o uso de um filtro passa-alta de segunda ordem que, quando devidamente ajustado, aproxima-se da derivada de segunda ordem necessária. A função de transferência deste filtro é ilustrada na equação 47.

$$s^2 \approx \frac{\omega_c^2 s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (47)$$

Para que a equação 47 seja especialmente verdadeira para se utilizar no amortecimento do filtro LCL a partir da realimentação da corrente de saída usa-se ω_c quatro vezes acima do valor da frequência de ressonância do filtro LCL: $\omega_c = 4\omega_r$. E o valor do coeficiente de amortecimento ζ do filtro passa-alta deve ser obtido a partir da análise da estabilidade do sistema, este coeficiente deve ser utilizado para evitar o ganho elevado na frequência de corte proporcionado pelo filtro ideal, que pode introduzir um grande conteúdo ruidoso ao sistema.

Todas as metodologias apresentadas nesta seção 2.6.4 se baseiam na utilização de funções que buscam uma resposta aproximada da função derivada, de primeiro ou segundo grau, este fato somado à necessidade do conhecimento dos parâmetros do filtro leva a

uma menor robustez quanto a variação dos valores dos elementos passivos do filtro e da indutância equivalente da rede elétrica. Com isto, é válido mencionar que enquanto possuem a vantagem de se utilizar menor número de sensores, ou sensores mais simples, se comparado com a metodologia padrão de realimentação da corrente do capacitor, estas técnicas que fazem uso de derivadas aproximadas podem sofrer de instabilidade quanto a variação dos elementos passivos do sistema.

2.6.5 Amortecimento ativo: Estimadores

Com o objetivo de se reduzir a complexidade de *hardware*, semelhantemente às técnicas apresentadas na seção 2.6.4, alguns trabalhos apresentam o uso de estimadores para obter as variáveis necessárias na implementação do amortecimento ativo por resistor virtual, e assim, reduzir a quantidade de sensores aplicados no sistema.

Os estimadores realizam a reconstrução das variáveis desejadas, que não se tem acesso, a partir de sinais que possuem leitura. Para isto necessita-se do modelo matemático da planta que se deseja recriar as variáveis, aplicando os sinais conhecidos a uma série de filtros que emulam o funcionamento desta planta. Isto, em geral, reduz a capacidade do sistema de se adequar as variações de parâmetros, porém elimina a necessidade de um maior número de sensores, e, em alguns trabalhos, apresenta-se estimadores com boa robustez, capaz de tolerar pequenas mudanças nos valores de indutância e capacitância, tanto do filtro LCL quanto da rede elétrica.

Um estimador com boa robustez e relativa simplicidade de implementação, devido ao uso de filtros não maiores que segunda ordem para a reconstrução da variável desejada, foi proposto por Liston et al. (2018). Nesse trabalho sugere-se que o estimador considere um filtro LCL com resistência série com o indutor de entrada, como exemplificado na Figura 9(a), mesmo que esta resistência não esteja de fato conectada ao filtro. A consideração desta resistência série introduz nas funções de transferência do estimador um amortecimento, que confere uma maior faixa na qual os componentes passivos do filtro LCL e a indutância equivalente da rede elétrica podem sofrer variações, no entanto, esta resistência provoca um pequeno erro na reconstrução do sinal desejado.

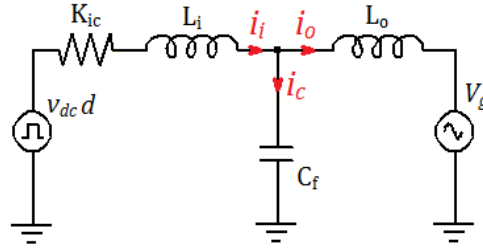
Apesar da inserção desta resistência para a dedução do estimador, não é esta que promove o amortecimento ao filtro LCL. O estimador apresentado busca reconstruir o sinal de corrente do capacitor, que ao ser realimentado da maneira como é apresentado na Figura 13, com um ganho proporcional na função $G_{ad}(s)$, segundo a relação de funções e variáveis de realimentação da Tabela 2, obtém-se o amortecimento com resistor virtual em paralelo com o capacitor do filtro (Figura 10(b)).

A reconstrução do sinal de corrente do capacitor se dá a partir de variáveis essenciais para o controle do conversor c.c.-c.c e c.c.-c.a. utilizado em sistemas de geração de energia alternativa: A tensão de saída do conversor c.c.-c.c., que é vista pelo inversor como a

tensão do barramento c.c.; e a corrente do lado da rede elétrica, que pode ser interpretada como a corrente de saída do inversor.

Para obter as funções de transferência do estimador analisa-se o esquema elétrico do filtro LCL na Figura 17, e busca-se encontrar uma função da corrente do capacitor estimada $\hat{i}_c(s)$ considerando como entradas a tensão do barramento c.c. multiplicado pela razão cíclica do PWM ($v_{dc}d(s)$) e corrente de saída do inversor $i_o(s)$.

Figura 17 – Esquema elétrico da planta considerada para dedução do estimador.



Fonte: Próprio Autor.

Aplicando lei de *Kirchoff* no esquema elétrico da Figura 17 encontra-se a função de transferência da corrente do capacitor estimada, mostrada na equação 48.

$$\hat{i}_c(s) = \frac{v_{dc}d(s)C_f s - i_o(s)C_f L_i s^2 - i_o(s)C_f K_{ic} s}{C_f L_i s^2 + C_f K_{ic} s + 1} \quad (48)$$

É possível observar na equação 48 que a corrente estimada do capacitor possui a influência dos dois sinais $v_{dc}d(s)$ e $i_o(s)$. Portanto, divide-se a expressão de $\hat{i}_c(s)$ da seguinte maneira:

$$\hat{i}_c(s) = \hat{I}_{cv}(s) - \hat{I}_{ci}(s) \quad (49)$$

Onde, da equação 49, $\hat{I}_{cv}(s)$ representa a porção da corrente estimada influenciada pela tensão do barramento c.c. e razão cíclica do PWM, enquanto $\hat{I}_{ci}(s)$ é a contribuição da corrente de saída no processo de recriação do sinal de corrente do capacitor. Ambas as correntes parciais $\hat{I}_{cv}(s)$ e $\hat{I}_{ci}(s)$ estão descritas nas equações 50 e 51.

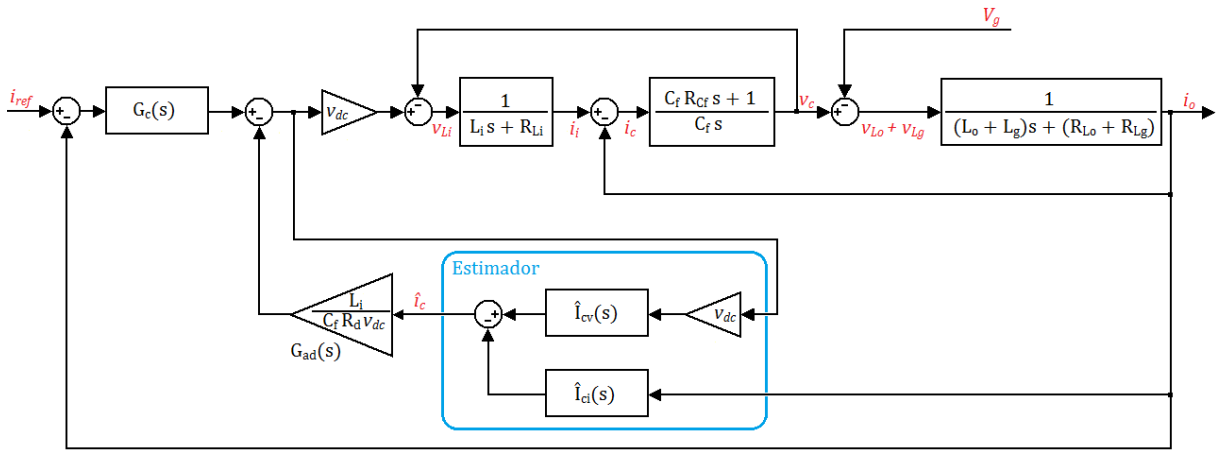
$$\frac{\hat{I}_{cv}(s)}{v_{dc}d(s)} = \frac{C_f s}{C_f L_i s^2 + C_f K_{ic} s + 1} \quad (50)$$

$$\frac{\hat{I}_{ci}(s)}{i_o(s)} = \frac{C_f L_i s^2 + C_f K_{ic} s}{C_f L_i s^2 + C_f K_{ic} s + 1} \quad (51)$$

Para implementação do estimador sugere-se que 50 e 51 sejam discretizadas pelo método *Tustin* de maneira a manter as características de amplitude e fase suficientemente próximas de sua contraparte contínua, na faixa de frequência de interesse.

Na Figura 18 está apresentada a implementação do estimador, na forma de diagrama de blocos, para se obter o amortecimento por resistor virtual com emulação de uma resistência conectada em paralelo com o capacitor do filtro.

Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema com amortecimento por resistor virtual com estimação do sinal de realimentação.



Fonte: Próprio Autor.

A fim de determinar o valor de K_{ic} deve-se buscar um compromisso entre a estabilidade e erro de estimação, o aumento do valor de K_{ic} resulta em um aumento na margem de estabilidade, porém introduz erro de estimação ao sinal reconstruído. Sugere-se que um estudo de estabilidade do sistema em função de K_{ic} seja realizado de forma a garantir a estabilidade e robustez a variações tanto de indutância da rede elétrica quanto dos elementos passivos do filtro LCL, apesar de uma robustez reduzida em comparação às metodologias que utilizam sensores adicionais.

Há, também, estudos que apresentam o controle realizado em espaço de estados e para realizar a estimação dos sinais necessários para o amortecimento aplicam a técnica de observadores de estados, exemplos da utilização desta técnica podem ser encontrados nos trabalhos de Su et al. (2019) e Chen et al. (2020). Segundo Gaafar, Dousoky e Shoyama (2015), metodologias de estimação em espaço de estado convencionais conseguem oferecer uma boa resposta de amortecimento, porém possuem baixa robustez à variação de parâmetros da planta.

2.6.6 Conclusão do capítulo

A modelagem matemática do filtro LCL utilizado na conexão do inversor com a rede elétrica, na forma de função de transferência, apresenta como a frequência de ressonância se relaciona com os elementos passivos do filtro e, também, como esta ressonância é responsável por provocar instabilidade no sistema e degradar a qualidade de energia injetada na rede elétrica por este inversor, demonstrando assim a importância de um bom amortecimento neste tipo de filtro.

Ao inserir as resistências intrínsecas dos indutores e capacitor no modelo matemático é possível observar que resistências associadas aos elementos passivos do filtro fornecem

um amortecimento, de forma que, dependendo dos valores ôhmicos destas resistências, é possível garantir a estabilidade do sistema em malha fechada. Outro fator inerente ao sistema controlado que pode fornecer estabilidade é a relação entre a frequência de amostragem do sensor utilizado no controle em malha fechada e a frequência de ressonância, para o sistema com realimentação da corrente do lado da rede elétrica. Estes fatores, porém, não são o suficiente para garantir um sistema suficientemente confiável, portanto o amortecimento adicional deve ser empregado.

Uma carga de valor ôhmico resistivo, dentro de uma determinada faixa de valor específica, conectado ao PAC também introduz amortecimento, apesar de não se ter controle sobre as cargas conectadas ao PAC em grande parte das aplicações, esta análise é válida ao interpretar a resposta do sistema.

Sabendo-se que a presença de elementos resistivos promovem o amortecimento as técnicas de amortecimento passivo foram apresentadas primeiramente, introduzindo resistores junto dos elementos passivos do filtro LCL alcançou-se a estabilidade, porém, com reduzida eficiência devido as perdas de energia causada pelos resistores de amortecimento. Metodologias com elementos reativos foram capazes de reduzir estas perdas, mas não eliminá-las.

Disto nasce a necessidade de técnicas ativas, capazes de elevar a eficiência do inversor com filtro LCL. As técnicas ativas de amortecimento podem ser divididas em dois grandes grupos: Métodos com filtro digital em cascata e método do resistor virtual.

O método com filtro digital em cascata utiliza um filtro em cascata com o controlador, de forma a suprimir a frequência de ressonância. O filtro *notch* se mostrou o mais eficaz para esta metodologia, porém a necessidade de sintonia com a frequência de ressonância do filtro LCL reduz sua robustez quanto a variações de parâmetros do sistema, levando a necessidade de técnicas adaptativas com complexidade elevada.

O método do resistor virtual, que busca emular a resposta do filtro com amortecimento passivo, possui uma boa capacidade de amortecimento e sua robustez a variações dos parâmetros o torna uma opção muito utilizada, porém apresenta como aspecto negativo a necessidade de sensores adicionais para realizar a malha de amortecimento. Alternativas quanto ao sinal utilizado para obter o amortecimento são discutidos, alguns destes necessitando do processo de derivação, que apresenta dificuldades de ser implementado devido a sua característica de elevado ganho nas altas frequências, sendo assim necessária formas de se obter uma aproximação de derivada para realização do amortecimento, elevando também a complexidade da estrutura de controle.

Portanto, para que seja possível realizar o amortecimento por resistor virtual com mínima quantidade de sensores, técnicas de estimação dos sinais e observação de estados foram apresentadas na literatura. Apesar de se reduzir a robustez do amortecimento por resistor virtual convencional é possível mitigar esta redução de robustez com o uso de estimadores que considerem a presença de um resistor virtual no filtro LCL.

Assim, concluí-se que, os métodos ativos são superiores devido a sua eficiência, e, devido a variações na indutância da rede elétrica e dos elementos passivos do filtro, o método de amortecimento ativo deve ser capaz de lidar com estas possíveis mudanças garantindo a estabilidade do sistema, isto com o melhor desempenho e redução de complexidade possível, tanto de *hardware* quanto *software*.

Com base na análise apresentada neste capítulo, este trabalho faz o uso de um amortecimento por resistor virtual em série com o indutor do lado do inversor, com o uso de estimador para se obter o sinal necessário para o amortecimento, com controle utilizando funções de transferência, devido a sua simplicidade. O amortecimento escolhido, apresentado no capítulo 3, busca melhorar a resposta do filtro quanto a rejeição de harmônicos e ruídos com frequência abaixo da frequência de ressonância, a partir da realimentação da corrente do lado do inversor, e, propõe também, um estimador robusto de baixa ordem, capaz de manter o amortecimento mesmo com variação na indutância da rede elétrica ou pequenas variações nos elementos passivos do filtro LCL.

3 Estrutura de controle, amortecimento e estimador

Neste capítulo é apresentado a estrutura de controle escolhida para ser aplicada ao inversor com filtro LCL conectado à rede elétrica, proposta por Machado et al. (2017a), e também o projeto dos elementos do filtro LCL, segundo a metodologia desenvolvida por Peña-Alzola et al. (2014a). O método de amortecimento é detalhado, apresentando suas vantagens e razões que justifiquem sua utilização em detrimento de outras opções. O estimador de sinais também é apresentado e aprofundado, mostrando como os resistores virtuais, tanto para o amortecimento do filtro quanto para o amortecimento do estimador, foram obtidos. Por fim, uma análise do sistema através da técnica do lugar das raízes é utilizado para projetar os ganhos dos compensadores.

3.1 Estrutura de controle e filtro ressonante

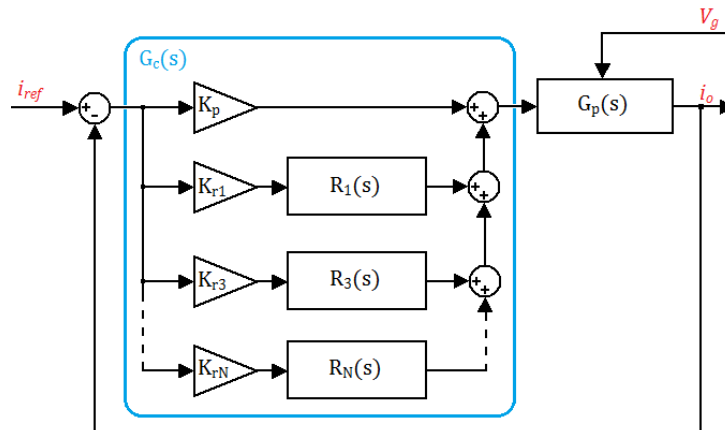
A estrutura de controle do inversor com filtro LCL conectado a rede elétrica deve possuir algumas características que garantam o bom desempenho do inversor. Para isto é necessário um adequado sincronismo com a rede elétrica, velocidade de resposta, baixo erro em regime permanente e uma rejeição harmônica que garanta a qualidade de energia injetada na rede elétrica, atendendo à normas como a IEEE 1547(IEEE, 2018).

Alcança-se estabilidade, velocidade e baixo erro em regime permanente, com custo computacional reduzido, ao utilizar controladores proporcional-ressonante (PR) com ganhos devidamente projetados (KRAEMER et al., 2018).

Na literatura, a estrutura de controle convencional utilizada em inversores conectados a rede elétrica consiste de um controle proporcional com controladores ressonantes em paralelo sintonizados na frequência fundamental e nas harmônicas mais proeminentes encontradas no sinal de tensão da rede elétrica. Desta forma é possível realizar a rejeição harmônica no sinal de corrente injetado, reduzindo o efeito que as distorções presentes no sinal de tensão rede elétrica provoca na corrente produzida pelo inversor. Na Figura 19 está ilustrada esta estrutura de controle, amplamente utilizada, podendo ser encontrada em trabalhos como os de Gomes, Cupertino e Pereira (2017), Kraemer et al. (2018) e El-Deeb et al. (2013).

Onde a função $R_N(s)$ representa o controle ressonante, descrito na equação 52, com seu índice N representando a ordem da harmônica na qual este está sintonizado e ω_n a

Figura 19 – Diagrama de blocos do controle PR com estrutura convencional de rejeição harmônica.



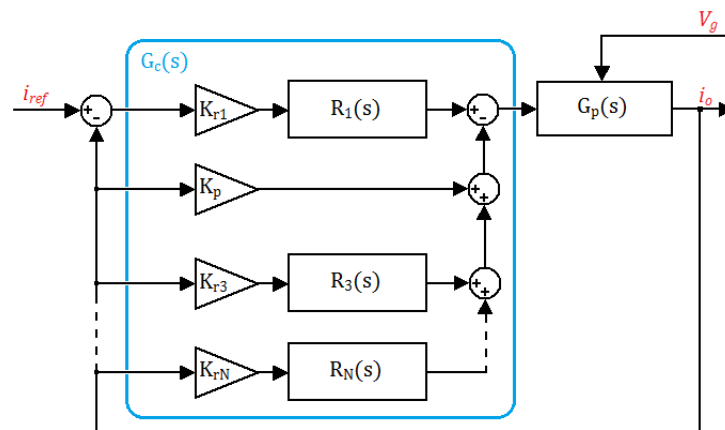
Fonte: Próprio Autor.

frequência fundamental da rede elétrica.

$$R_N(s) = \frac{s}{s^2 + (N\omega_n)^2} \quad (52)$$

Como uma forma de melhorar a capacidade de rejeição harmônica do controle PR com realimentação de corrente do lado da rede elétrica, foi apresentado por Machado et al. (2017a) uma estrutura alternativa, capaz de rejeitar não somente as harmônicas contidas no sinal de tensão da rede elétrica, mas também harmônicos e nível c.c. que podem estar presentes no sinal de corrente de referência. A estrutura alternativa é apresentada na Figura 20.

Figura 20 – Diagrama de blocos do controle PR com estrutura alternativa de rejeição harmônica.



Fonte: Próprio Autor.

Devido as vantagens apresentadas pela estrutura proposta por Machado et al. (2017a) ilustrada na Figura 20 esta é utilizada para realizar o controle do inversor empregado neste presente trabalho.

Para a implementação digital do controlador ressonante, apresentado na equação 52, optou-se por utilizar uma técnica de filtro digital adaptativa. Observando que a frequência fundamental do sinal de tensão da rede elétrica pode sofrer variações, onde é estipulado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) que a faixa de frequência no Brasil deve permanecer em 60 Hz, com erro de $\pm 0,1$ Hz (ANEEL, 2017). Porém, em microrredes de geração distribuída, devido a baixa inércia mecânica dos geradores, é esperado que desvios de frequência maiores possam ocorrer (EL-DEEB et al., 2013).

Quando utiliza-se controle ressonante não-adaptativo deve-se adicionar um coeficiente de amortecimento de forma que as pequenas variações de frequência sofridas pela rede elétrica não sejam o suficiente para afetar o controle do inversor (EL-DEEB et al., 2013). Este amortecimento intencionalmente adicionado ao controle ressonante para garantir o funcionamento do sistema pode levar a um maior erro em regime permanente. Espera-se que utilizando um filtro ressonante capaz de se adaptar a frequência da rede elétrica, além de tolerar maiores variações de frequência que podem ocorrer em micro redes, resulte em um sinal de corrente de saída com menor erro de regime permanente.

A fim de obter o filtro ressonante adaptativo foi apresentado por Yepes et al. (2010) diversas discretizações da função $R_N(s)$, apresentada na equação 52, e, segundo El-Deeb et al. (2013), o melhor método de discretização para aplicação do controle ressonante ideal a inversores conectados à rede elétrica é o *impulse invariant*. Esta forma discreta, $R_N(z)$, do filtro ressonante, $R_N(s)$, está presente na equação 53.

$$R_N(z) = Kr_N T_s \frac{\cos((N\omega_n)N_s T_s) - z^{-1} \cos((N\omega_n)(N_s - 1)T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos((N\omega_n)T_s) + z^{-2}} \quad (53)$$

Na função $R_N(z)$, apresentada na equação 53, o termo N_s representa o número de amostras a serem compensadas, para a maioria dos casos $N_s = 2$ é o suficiente para mitigar os efeitos de atraso de medida e processamento, e com $N_s = 0$ não há qualquer correção dos efeitos de atraso (YEPES et al., 2010). T_s é o período de amostragem, N é a ordem da harmônica que se deseja sintonizar o filtro, e ω_n é a frequência fundamental da rede elétrica.

Comparando a função de transferência apresentada na equação 53 com a forma padrão para filtros digitais lineares, causais e invariantes no tempo, de segunda ordem, mostrada na equação 54, é possível obter os valores dos coeficientes para implementação do filtro na forma direta II, ilustrada na Figura 21.

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (54)$$

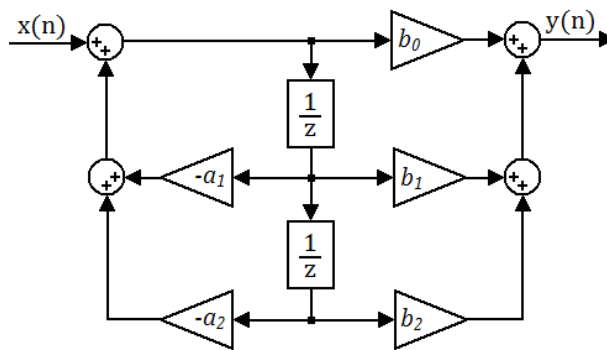
Os coeficientes do filtro digital a serem aplicados no modelo da Figura 21 estão apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Coeficientes do filtro para o controle ressonante adaptativo

| Coeficientes | Valores |
|--------------|---------------------------------|
| b_0 | $\cos((N\omega_n)N_sT_s)$ |
| b_1 | $\cos((N\omega_n)(N_s - 1)T_s)$ |
| b_2 | 0 |
| a_1 | $-2\cos(N\omega_nT_s)$ |
| a_2 | 1 |

Fonte: Próprio Autor.

Figura 21 – Diagrama do filtro digital de segunda ordem implementado na forma direta II.



Fonte: Próprio Autor.

Nota-se que os coeficientes b_0 , b_1 e a_1 dependem da frequência da rede elétrica, ou suas harmônicas. Assim, realizando uma leitura da frequência do sinal de tensão da rede elétrica e aplicando o valor de frequência lido na estrutura do filtro obtém-se o filtro capaz de adaptar as variações de frequência que podem ocorrer neste sinal de tensão.

O sincronismo com a tensão da rede elétrica e a leitura de frequência necessária para realizar a sintonia do filtro para o controle ressonante são obtidos através de uma malha de sincronismo de fase (PLL), que também adapta-se às variações de frequência da rede elétrica. Detalhes a cerca do PLL monofásico utilizado são encontrados nos trabalhos de Padua et al. (2007) e Machado e Silva (2017).

Define-se assim, portanto, a estrutura de controle de corrente aplicado ao inversor e a metodologia utilizada para a discretização dos filtros ressonantes. Para que os ganhos proporcional e ressonante do sistema sejam possíveis de serem determinados é necessário obter a planta que se deseja controlar, para este trabalho a planta do projeto de controle é o filtro LCL com o amortecimento ativo utilizando estimador de sinais. Nas seções 3.2 e 3.3 são apresentados os projeto do filtro LCL e amortecimento ativo, respectivamente.

3.2 Projeto do filtro LCL

A realização do projeto do filtro LCL seguiu a técnica apresentada por Peña-Alzola et al. (2014a). Esta metodologia sugere que os elementos passivos do filtro sejam determinados a partir da relação entre frequência de comutação e ressonância (r_f) e a relação entre os valores do indutor de saída e entrada r_L , desta forma é possível obter um filtro com um coeficiente r_f que se comporte de maneira ótima para a metodologia de amortecimento que se deseja aplicar. Também considera-se nesta técnica de projeto o fator de potência (FP) do filtro e distorção harmônica total (THD) esperada, conseqüentemente, sabe-se não somente a frequência de ressonância que o filtro apresentará, mas também a qualidade de energia possível de ser obtida.

Inicialmente, definem-se os parâmetros do inversor: potência aparente nominal S_n , tensão de operação da rede elétrica V_g , frequência nominal da rede f_n em Hz, tensão do barramento c.c. v_{dc} e frequência de comutação f_s . Seleciona-se também o método de amortecimento que será aplicado, para diferentes técnicas de amortecimento sugere-se diferentes valores de r_f : Por exemplo, segundo o apresentado por Peña-Alzola et al. (2014a), para o amortecimento passivo é recomendável um $r_f \approx 4, 5$, para amortecimento por resistor virtual com realimentação da corrente do capacitor utiliza-se um $r_f \approx 3$ e com realimentação da tensão do capacitor com aproximação da derivada por rede avanço-atraso sugere-se um $r_f = 3, 2 \sim 3, 4$.

Neste trabalho, como apresentado na seção 3.3, o amortecimento ativo realizado é por resistor virtual com realimentação da corrente do indutor do lado do inversor, com a intenção de apresentar a eficácia do amortecimento ativo proposto o projeto do filtro é realizado considerando o r_f ligeiramente acima do recomendado por Peña-Alzola et al. (2014a) para o caso com amortecimento passivo, escolhe-se assim $r_f = 4, 7$, de forma a apresentar uma frequência de ressonância menor que a utilizada nas técnicas de amortecimento passivo e ativo com realimentação da corrente do capacitor. Este menor valor de frequência ressonante faz com que o filtro possua uma maior capacidade de filtragem das altas frequências, como discutido na seção 2.3.

A frequência de comutação e amostragem é selecionada para 14400 Hz, isto faz com que existam 240 amostras por período em uma rede de 60 Hz, apresentando uma maior qualidade do sinal de tensão produzido pelo inversor se comparado com frequências mais baixas, e a cada nova amostra obtida resulta em uma atualização no sinal de saída, levando a um melhor aproveitamento na relação entre amostragem e resposta. A utilização de números de amostras por período inteiros e pares resultam em menor produção de harmônicos para inversores monofásicos com modulação unipolar (HART, 2001).

Assim, os parâmetros de projeto definidos para o filtro estão apresentados na Tabela 4.

É válido mencionar, também, a decisão de se escolher $r_L = 1$. Isto faz com que ambos

Tabela 4 – Parâmetros do filtro e inversor

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|--|----------|----------|
| Potência aparente nominal | S_n | 0,4 kVA |
| Tensão da rede | V_g | 115 V |
| Frequência da rede | f_n | 60 Hz |
| Frequência de amostragem | f_s | 14,4 kHz |
| Frequência de comutação | f_{sw} | 14,4 kHz |
| Tensão do barramento c.c. | v_{dc} | 190 V |
| Relação entre indutores de entrada e saída | r_L | 1 |
| Relação entre frequências de comutação e ressonância | r_f | 4,7 |

Fonte: Próprio Autor.

os indutores do filtro possuam igual valor, reduzindo o tamanho do indutor de saída ao preço de menor robustez quanto a variações da indutância equivalente da rede elétrica. Outras vantagens desta decisão são a menor queda de tensão sobre os terminais do indutor e um menor valor de capacitância, consequentemente um $r_L = 1$ apresenta vantagens tanto econômicas quanto de eficiência do filtro (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2017).

Com os parâmetros de projeto definidos é necessário, a partir das equações 58, 60 e 61, relacionar o fator de potência, distorção harmônica e indutância total l_T com o índice r_q de forma gráfica. Este índice r_q é a razão entre a indutância total do filtro e a capacitância, em valor por unidade: $r_q = c_f/l_T$. Nesta análise, os elementos passivos do filtro com notação em letra minúscula referem-se aos elementos em valor por unidade.

Definem-se os valores base por unidade de impedância, indutância e capacitância da maneira apresentada nas equações 55, 56 e 57.

$$Z_b = \frac{V_n^2}{S} [\Omega] \quad (55)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f_n} [H] \quad (56)$$

$$C_{fb} = \frac{1}{2\pi f_n Z_b} [F] \quad (57)$$

Para o cálculo dos indutores aplica-se a equação 58 (PEÑA-ALZOLA et al., 2014a), onde l_T refere-se a soma das indutâncias: $l_T = l_i + l_o$.

$$l_T(r_q) = r_f \frac{f_n(1 + r_L)}{f_s \sqrt{r_L r_q}} \quad (58)$$

Para relacionar o fator de potência com o índice r_q utilizam-se as equações 59 e 60, onde q representa a potência reativa em valor por unidade.

$$q(r_q) = \frac{(r_q - 1)(1 + r_L)r_f f_n}{\sqrt{r_q} \sqrt{r_L} f_s} \quad (59)$$

$$FP(q) = \frac{1}{\sqrt{1+q^2}} \quad (60)$$

A distorção harmônica total pode ser aproximada pela equação 61. Nesta equação I_b refere-se a corrente base, ou corrente nominal do inversor, o fator m_f é a relação entre frequência de comutação e a frequência nominal da rede elétrica: $m_f = f_s/f_n$, e a constante 0,8357 é derivada do índice de modulação, que para este trabalho é considerada igual a 1. Detalhes de como esta constante é obtida pode ser encontrado no trabalho de Peña-Alzola et al. (2014a).

$$THD(r_q) = \frac{\pi v_{dc} \sqrt{r_q} \sqrt{r_L}}{12 Z_b r_f^3 (1+r_L) ((1-6/m_f)^2 - 1/r_f^2)} 0,8357 \quad (61)$$

A partir da Tabela 4 e das equações 58, 60 e 61 plotam-se os gráficos de indutância total, onde $L_T = l_T L_b$, fator de potência e THD variando-se o índice r_q . Procedimento este que resulta nas imagens apresentadas na Figura 22.

Com os gráficos da Figura 22 é possível selecionar um valor de r_q para um projeto de filtro que atenda às necessidades do inversor. Com um índice $r_q = 1$ obtém-se o menor THD possível e com fator de potência unitário, porém os indutores e o capacitor, nesta condição, apresentam valores proibitivamente altos. Portanto, deve-se escolher um r_q que considere um compromisso entre a qualidade de energia e o tamanho dos elementos passivos do filtro.

Segundo Gomes, Cupertino e Pereira (2017), o fator de potência em condição nominal deve permanecer acima de 0.995 e o THD não deve passar de 5%. Conseqüentemente, para as condições de projeto definidas nota-se através da Figura 22 que um índice r_q menor que 8 já garante uma boa qualidade de energia, porém este valor não oferece um ganho substancial com relação ao tamanho dos elementos passivos, portanto, escolhendo um $r_q = 2,3$ encontra-se uma indutância total de 2,8 mH e capacitância de valor aceitável com mínimo impacto no fator de potência e distorção harmônica total esperada.

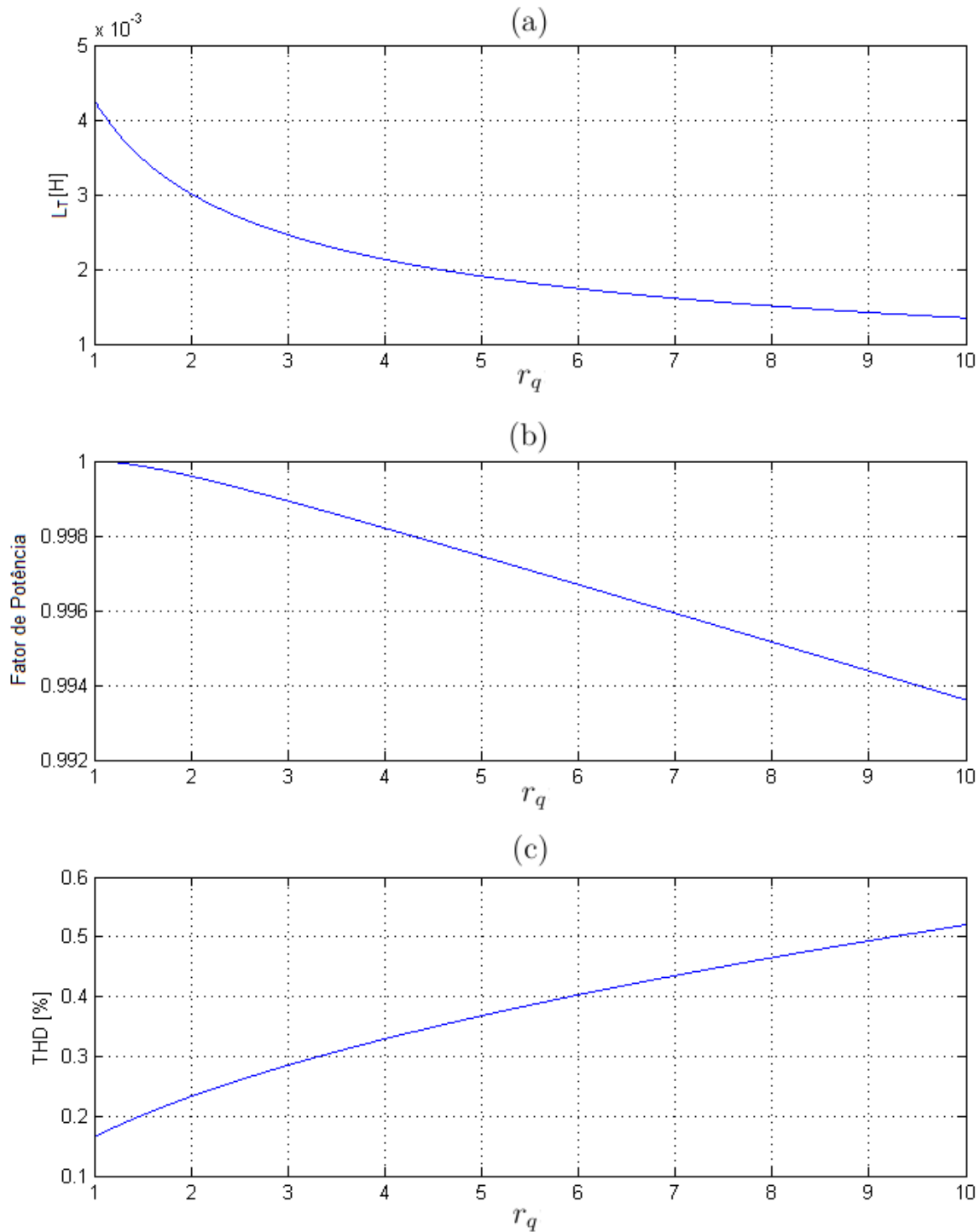
Utilizando a relação de indutores $r_L = 1$, ou seja, ambos indutores do filtro LCL devem possuir o mesmo valor de indutância, e definida a indutância total de 2,8 mH, conclui-se que $L_i = L_o = 1.4$ mH.

Aplica-se a equação 62 para determinar o valor do capacitor em $4 \mu\text{F}$ e assim finaliza-se o projeto do filtro LCL. Os valores dos elementos passivos e o fator de potência e THD esperados estão apresentados na Tabela 5.

$$C_f = r_q \frac{L_T}{Z_b^2} \quad (62)$$

Com os elementos passivos do filtro definidos obtém-se, conseqüentemente, a planta sem amortecimento. Na seção 3.3 é apresentado o método utilizado para realizar o amortecimento ativo, a partir dos valores definidos neste projeto do filtro LCL.

Figura 22 – Gráficos para projeto dos elementos passivos do filtro em função de r_q :
(a) Indutância total, (b) Fator de potência e (c) Distorção harmônica total.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 5 – Valores dos componentes passivos do filtro LCL, fator de potência e distorção harmônica esperados.

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|--------------------------|---------|-----------|
| Indutor de entrada | L_i | 1,4 mH |
| Indutor de saída | L_o | 1,4 mH |
| Capacitância do filtro | C_f | 4 μ F |
| Fator de potência | FP | 0,9995 |
| THD da corrente de saída | THD | 0,25 % |

Fonte: Próprio Autor.

3.3 Amortecimento ativo por resistor virtual série

O amortecimento ativo apresentado nesta seção consiste da realimentação do sinal de corrente do lado do inversor através de um ganho proporcional, resultando em um filtro LCL com comportamento semelhante a um filtro amortecido passivamente com a introdução de uma resistência em série com o indutor do lado do inversor, portanto, é uma técnica de amortecimento ativa com um resistor virtual conectado em série ao indutor de entrada.

Um amortecimento passivo com resistência em série com os indutores do filtro apresenta uma grande dissipação de energia, principalmente em inversores com potência elevada, o que torna esta prática de difícil implementação, com elevadas temperaturas no resistor de amortecimento e baixa eficiência. Contudo, um amortecimento ativo baseado na emulação de um resistor conectado em série com o indutor do lado do inversor apresenta algumas vantagens.

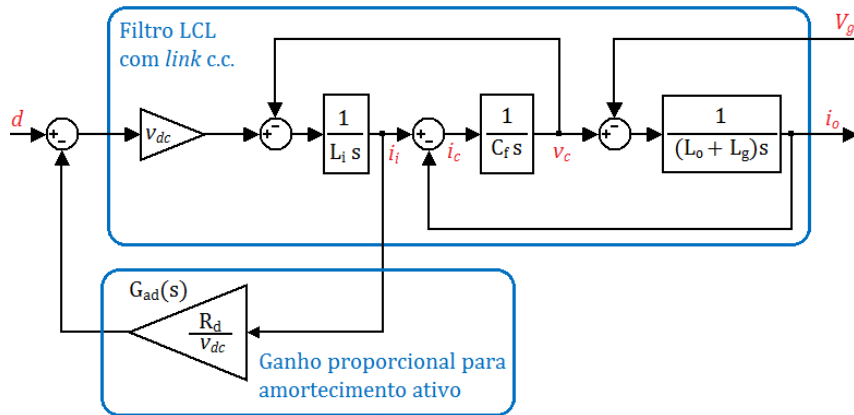
Este resistor em série com o indutor do lado do conversor provoca nas frequências abaixo da frequência de ressonância uma atenuação com magnitude proporcional ao seu valor ôhmico, contribuindo para a rejeição harmônica e reduzindo a amplitude de componentes indesejados, como ruídos, com frequência inferior a frequência natural do filtro LCL.

Para inversores com o controle realizado utilizando a corrente de realimentação do lado do inversor pode-se aproveitar este mesmo sinal para realizar o amortecimento ativo, evitando a necessidade de sensores adicionais, e, com o fato do amortecimento necessitar apenas de uma realimentação com ganho proporcional, eliminam-se funções de transferência para o tratamento do sinal de amortecimento, aumentando assim a simplicidade de estrutura de controle (ZHOU et al., 2018).

Neste trabalho é apresentada a viabilidade, e o aumento da qualidade de energia, da utilização do amortecimento por resistor virtual em série com o indutor de entrada em conjunto com um controle por realimentação da corrente do lado da rede elétrica, onde segundo Machado (2016), ao utilizar a corrente de saída do inversor para a malha de controle obtém-se um menor erro de regime permanente e melhor qualidade de energia.

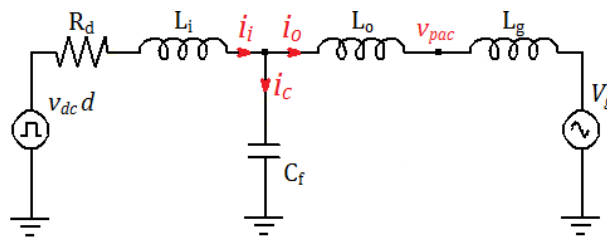
Nas Figuras 23 e 24 estão a configuração em diagrama de blocos do filtro LCL com realimentação da corrente do lado do inversor, para realização do amortecimento ativo, e seu circuito equivalente, considerando os elementos passivos ideais e sem a presença de carga conectada ao PAC, que pode introduzir amortecimento adicional ou alterar a frequência de ressonância.

Figura 23 – Diagrama de blocos do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, resistor virtual série com o indutor de entrada.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 24 – Esquema elétrico do circuito equivalente do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, resistor virtual série com o indutor de entrada.



Fonte: Próprio Autor.

Assim como o apresentado na seção 2.6.3, realimentando o sinal de corrente do indutor do lado do inversor obtém-se um estágio de potência equivalente ao filtro LCL com amortecimento série.

Considerando a Figura 24, através da mesma análise realizada na seção 2.1, encontra-se a função de transferência do filtro LCL modificado pelo amortecimento ativo, apresentada na equação 63.

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{v_{dc}}{C_f L_i (L_o + L_g) s^3 + C_f R_d (L_o + L_g) s^2 + (L_i + L_o + L_g) s + R_d} \quad (63)$$

A partir da equação 63, observa-se que a presença do termo constante R_d , que representa o resistor de amortecimento, introduz uma atenuação constante e uniforme abaixo

da frequência ressonante, considerando como a entrada o sinal de razão cíclica e saída a corrente do lado do inversor, portanto, se houver a presença de sinais com frequência inferior a ω_r , diferente de 60 Hz, este tipo de amortecimento fará com que estas componentes indesejadas sofram uma atenuação de magnitude proporcional à R_d .

O mesmo é observado quando considera-se apenas o efeito do sinal de tensão da rede elétrica na corrente de saída do conversor, a equação 64 apresenta a função de transferência onde considera-se a presença do sinal de tensão da rede elétrica V_g somente. Observa-se que os denominadores de ambas equações 63 e 64 são idênticos, com isto pode-se concluir que, ao utilizar um amortecimento com resistência série com o indutor, este contribui para a redução da amplitude de componentes harmônicos adicionados no sinal de corrente de saída do conversor por eventuais distorções presentes no sinal de tensão da rede elétrica, aumentando, assim, a qualidade da energia fornecida para a rede.

$$\frac{i_o(s)}{V_g(s)} = \frac{-(C_f L_i s^2 + C_f R_d s + 1)}{C_f L_i (L_o + L_g) s^3 + C_f R_d (L_o + L_g) s^2 + (L_i + L_o + L_g) s + R_d} \quad (64)$$

A fim de se projetar o resistor virtual R_d pode-se utilizar o coeficiente de amortecimento desejado, com base na teoria aplicada ao amortecimento passivo ou buscando a maior estabilidade através do lugar das raízes. O coeficiente de amortecimento do estágio de potência amortecido com um resistor em série com o indutor pode ser deduzido através da função de transferência apresentada na equação 63, onde compara-se o seu denominador com a forma canônica de funções para sistemas de terceiro grau, podendo ser entendida como uma combinação de um sistema de primeiro grau com um de segundo grau, apresentada na equação 23.

Devido a complexidade de se encontrar o coeficiente exato de amortecimento em função dos elementos passivos do filtro LCL e resistor virtual de amortecimento R_d faz-se a consideração de que o valor da frequência de ressonância não é alterada pelo método de amortecimento, com isto, obtém-se no coeficiente de amortecimento apresentado na equação 65.

$$\zeta = \frac{R_d}{2\omega_r L_i} \frac{L_o + L_g}{L_i + L_o + L_g} \quad (65)$$

Observa-se que para uma condição de rede forte ($L_g \rightarrow 0$) a equação 65 aproxima-se da equação 66 para um $r_L = 1$, e em condição de rede fraca ($L_g \rightarrow \infty$) o resultado do coeficiente de amortecimento aproximado é o apresentado na equação 67. Para as equações do coeficiente de amortecimento utilizam-se os valores máximo e mínimo da frequência ressonante baseado na variação da indutância equivalente da rede elétrica, presente na seção 2.2.

$$\zeta_{Min} = \frac{R_d}{4\omega_{rMax} L_i} \quad (66)$$

$$\zeta_{Max} = \frac{R_d}{2\omega_{rMin}L_i} \quad (67)$$

Para que a estabilidade seja alcançada estima-se que um coeficiente $\zeta = 0,1 \sim 0,3$ seja uma faixa aceitável (PEÑA-ALZOLA et al., 2013), pode-se observar através dos gráficos de lugar das raízes na seção 3.6 que esta faixa de amortecimento é suficiente. Com base na equação 66, que seria o caso crítico, nos valores dos elementos passivos projetados para o filtro LCL (Tabela 5) e na faixa que se deseja para o coeficiente de amortecimento, calcula-se um resistor de amortecimento virtual $R_d = 26 \Omega$ para um $\zeta = 0,25$.

Desta forma define-se o ganho proporcional que é aplicado à realimentação do sinal de corrente do indutor de entrada para obter o amortecimento ativo desejado. Neste trabalho o controle é realizado utilizando a corrente de saída do conversor, portanto seria necessário o uso de um sensor adicional para obter o amortecimento. Para evitar o uso de um maior número de sensores é proposto na seção 3.5 um estimador capaz de recriar o sinal de corrente do lado do conversor com impacto mínimo na robustez e estabilidade do sistema.

3.4 Amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série

Como uma alternativa ao resistor virtual série com o indutor do lado do conversor, e buscando aumentar a atenuação de componentes indesejadas de baixa ordem, aprofunda-se o estudo de metodologias ativas de amortecimento por impedância virtual série, adicionando um capacitor virtual em série com o resistor da metodologia apresentada na seção 3.3. Espera-se que a presença de uma impedância capacitiva ajude a atenuar componentes de baixa frequência indesejadas.

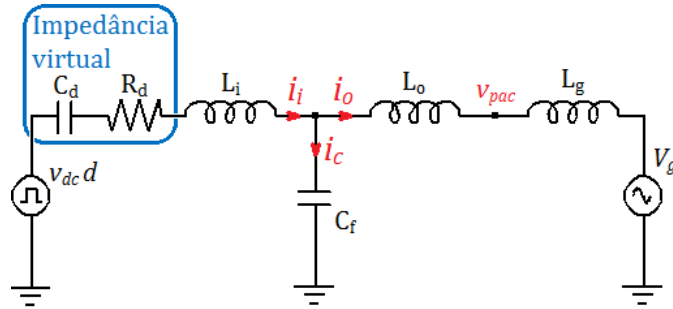
O circuito equivalente do inversor monofásico quando aplica-se a impedância capacitiva em série com o indutor de entrada está apresentado na Figura 25, considerando elementos ideais e sem a presença de carga conectada ao PAC.

Utilizando a abordagem proposta por (LIU et al., 2020), descrita na seção 2.6.3, conclui-se que para se obter o circuito equivalente da Figura 25 através da realimentação da corrente do lado do conversor, deve-se realizar a realimentação tal como apresentado na Figura 26, com a função $G_{ad}(s)$ apresentada na equação 68.

$$G_{ad}(s) = \frac{R_d}{v_{dc}} + \frac{1}{v_{dc}C_d s} \quad (68)$$

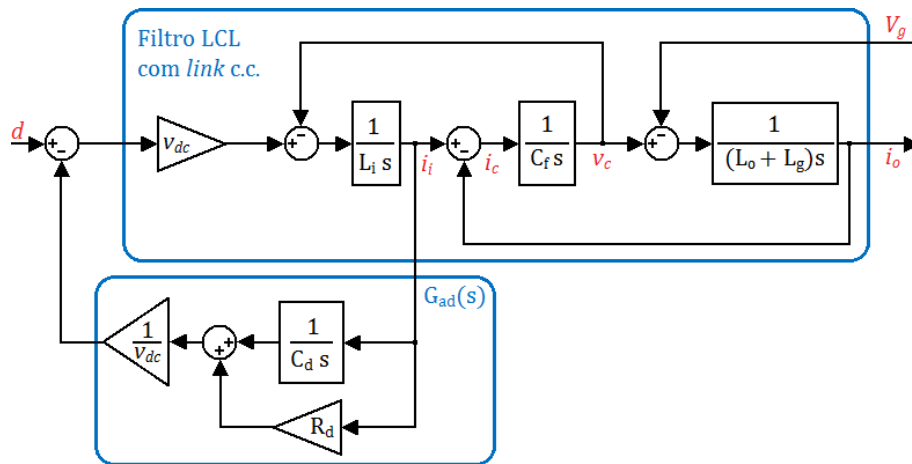
A equação 68 está coerente com a função $G_{ad}(s)$ necessária para se obter o resistor virtual apresentado na Figura 23, onde para se obter a impedância virtual adiciona-se a impedância do capacitor em série com o resistor virtual na função de transferência $G_{ad}(s)$, sendo assim necessária a aplicação de um filtro integrador.

Figura 25 – Esquema elétrico do circuito equivalente do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, impedância virtual capacitiva série com o indutor de entrada.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 26 – Diagrama de blocos do filtro LCL com amortecimento ativo por realimentação da corrente do lado do inversor, impedância virtual capacitiva série com o indutor de entrada.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando-se o circuito apresentado na Figura 25, considerando a razão cíclica d como sinal de entrada e corrente do lado da rede elétrica i_o como o sinal de saída, obtém-se a função de transferência para o filtro LCL, como estágio de potência virtual, para o amortecimento com impedância capacitiva virtual série, apresentada na equação 69.

$$\frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{C_d v_{dc} s}{L_i C_f C_d (L_o + L_g) s^4 + C_f C_d R_d (L_o + L_g) s^3 + ((C_f + C_d)(L_o + L_g) + C_d L_i) s^2 + C_d R_d s + 1} \quad (69)$$

Com a adição do capacitor virtual a função de transferência para o equivalente filtro LCL com amortecimento ativo apresenta característica de quarta ordem, elevando assim sua complexidade. A equação 68 também se torna mais complexa, sendo necessária a presença de um integrador.

De igual modo ao apresentado na seção 3.3, a função de transferência que diz respeito a ação da tensão da rede elétrica na corrente injetada pelo inversor é apresentada na

equação 70.

$$\frac{i_o(s)}{V_g(s)} = - \frac{C_d C_f L_i s^3 + C_d C_f R_d s^2 + (C_d + C_f) s}{L_i C_f C_d (L_o + L_g) s^4 + C_f C_d R_d (L_o + L_g) s^3 + ((C_f + C_d)(L_o + L_g) + C_d L_i) s^2 + C_d R_d s + 1} \quad (70)$$

Para se determinar o valor do resistor virtual de amortecimento R_d usa-se a metodologia demonstrada na seção 3.3, aplicando a equação 66 com um coeficiente de amortecimento desejado.

O capacitor virtual C_d deve ser escolhido de forma a não afetar a estabilidade do sistema e ainda fornecer atenuação às componentes de frequência indesejadas, portanto, pequenos valores de capacitância devem ser evitados.

Para esta técnica de amortecimento é escolhido, portanto, o resistor $R_d = 26 \Omega$ e o capacitor $C_d = 100 \mu\text{F}$

3.5 Estimador baseado em modelo de filtro LCL amortecido

O estimador proposto baseia-se na replicação do modelo matemático do filtro LCL, no domínio discreto, aplicando neste os sinais de razão cíclica, tensão do barramento c.c. e corrente do lado da rede elétrica. Utilizando-se dos blocos de impedância e admitância dos elementos passivos do filtro LCL é possível obter um modelo com funções de primeira ordem, da mesma forma que a apresentada na Figura 3.

Os elementos que representam os componentes passivos devem ser discretizados para aplicação no sistema de controle digital, e uma unidade de atraso deve ser aplicado na realimentação, como apresentado na Figura 27, de forma a compensar a falta da primeira amostra, tornando assim o estimador prático em sistemas de controle digital. A unidade de atraso é aproximada no domínio s pela aproximação de Padé (BUSO; MATTAVELLI, 2006), apresentado na equação 71.

$$e^{-s/f_s} \approx \frac{f_s - 0.5s}{f_s + 0.5s} \quad (71)$$

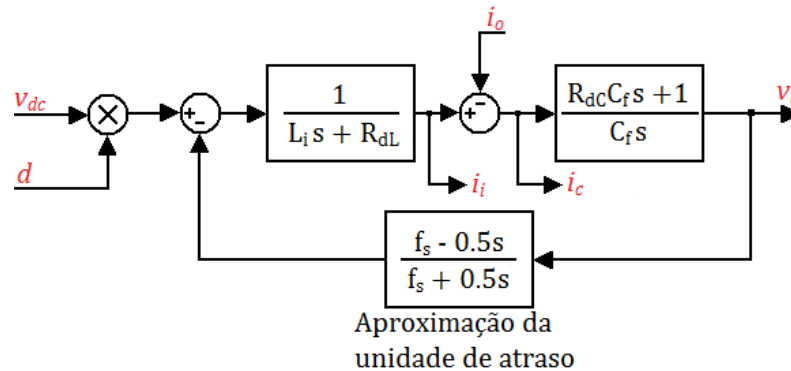
Onde f_s caracteriza a frequência de amostragem e chaveamento do inversor.

Para que o estimador possa reconstruir os sinais corretamente este deve ser estável, e, também, deve ser capaz de lidar com variações na indutância equivalente da rede elétrica e componentes passivos do filtro LCL, ajudando assim a manter o sistema robusto.

O estimador apresentado na Figura 27 possui na representação dos elementos passivos do filtro LCL a presença de resistores de amortecimento em série com o indutor (R_{dL}) e capacitor (R_{dC}), como ilustrado na Figura 28. Estes resistores de amortecimento garantem a estabilidade e ajudam a tornar o estimador robusto ao preço de inserir um pequeno erro na geração dos sinais estimados (LISTON et al., 2018).

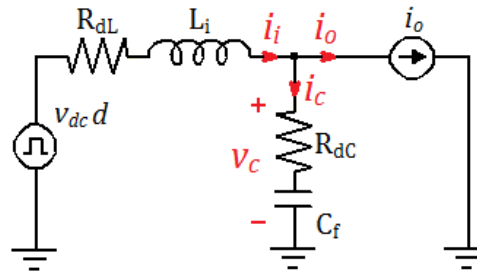
Desta forma, define-se na Figura 27 a estrutura do estimador empregado, com indicação dos sinais utilizados como entrada. Nesta ilustração apresenta-se a estrutura no domínio contínuo, para aplicação no processador as funções de transferência utilizadas devem ser discretizadas pelo método *Tustin* de maneira a preservar as características da função contínua em torno na frequência que se deseja operar.

Figura 27 – Diagrama de blocos da estrutura responsável pela recriação dos sinais que não se tem acesso.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 28 – Esquema elétrico do circuito equivalente do estimador amortecido.



Fonte: Próprio Autor.

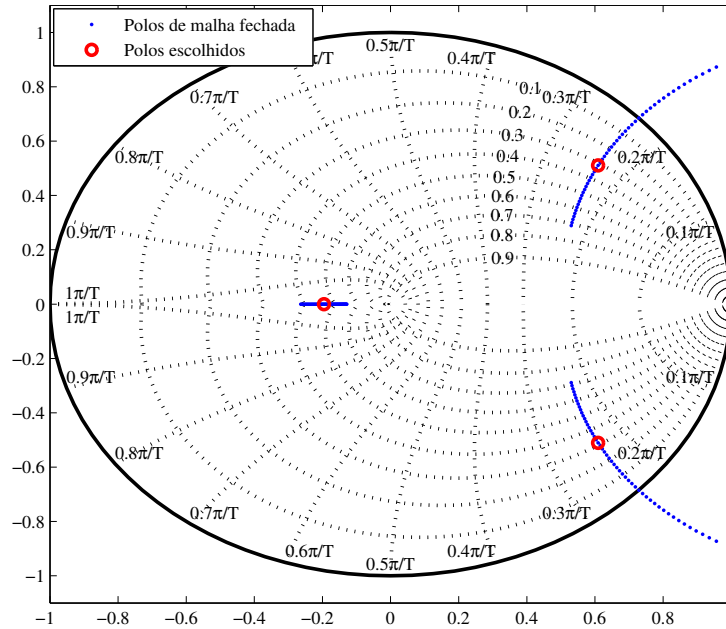
A estrutura da Figura 27 apresenta a vantagem de, além de possuir menor ordem nas funções de transferência empregadas, existe a possibilidade de com uma única estrutura, obter um cálculo de diferentes sinais da planta. Sinais como a tensão do capacitor (v_c), corrente do capacitor (i_c) e corrente do indutor de entrada (i_i) estão acessíveis, dependendo do ponto na estrutura onde se observa as variáveis. Para os amortecimentos estudados neste trabalho apenas o sinal i_i é utilizado, porém, o sinal v_c , por exemplo, pode ser utilizado para uma conexão com a rede elétrica com picos de corrente reduzidos (MACHADO et al., 2017b).

O projeto dos resistores virtuais de amortecimento do estimador é feito através do lugar das raízes no domínio z , pela discretização *Tustin*, em duas etapas: O primeiro lugar das raízes é utilizado para se obter um valor para o resistor R_{dL} , de forma que garanta a estabilidade do estimador, considerando $R_{dC} = 0$; o segundo lugar das raízes é feito para

projetar o valor do resistor R_{dC} , de maneira a aumentar a robustez, considerando o R_{dL} projetado no passo anterior.

O lugar das raízes que define o valor de R_{dL} é apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Lugar das raízes para o projeto do resistor de amortecimento do estimador R_{dL} .



Fonte: Próprio Autor.

O valor de R_{dL} que resulta nos polos escolhidos apresentado na Figura 29 é $R_{dL} = 30 \Omega$.

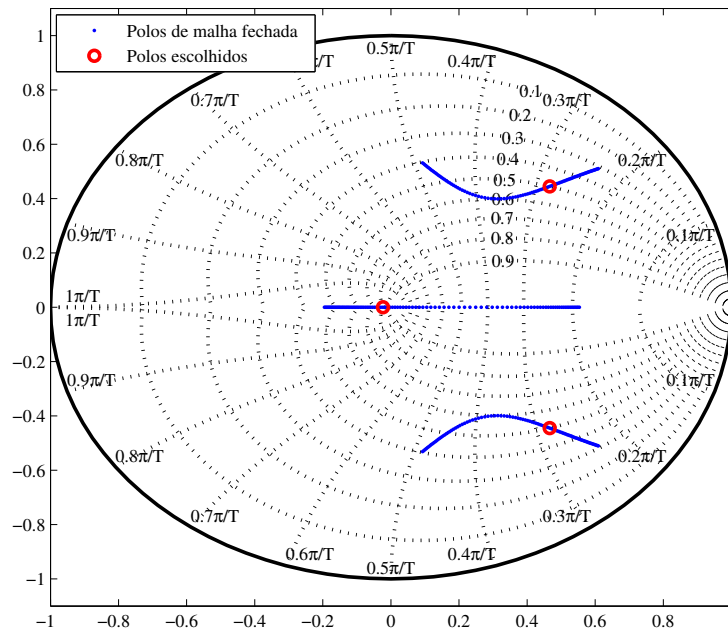
Com o valor de R_{dL} definido, o lugar das raízes utilizado para o projeto do valor de R_{dC} é apresentado na Figura 30, onde o valor que resulta nos polos apresentados é $R_{dC} = 8 \Omega$. Nota-se que a presença do resistor R_{dC} provoca um deslocamento dos polos em direção ao centro do plano z , caracterizando o aumento de margem, porém o valor deste resistor virtual não deve ser tão elevado a ponto de introduzir muito erro aos sinais estimados.

Definindo, assim, o estimador, o método de amortecimento e a estrutura de controle é necessário obter os ganhos proporcional e ressonante para garantir a estabilidade e melhor resposta possível para o sistema. A análise necessária para este fim é apresentada na seção 3.6.

3.6 Projeto de ganhos para o controle PR

A análise do projeto de controle é feito a partir da estrutura apresentada na Figura 20, considerando como planta os sistemas apresentados nas Figuras 23 e 26 para a o resistor virtual série e impedância virtual capacitiva série, respectivamente. A indutância equivalente da rede elétrica neste projeto é considerada igual a zero ($L_g = 0 \text{ mH}$), já que esta condição é a mais crítica no aspecto de estabilidade.

Figura 30 – Lugar das raízes para o projeto do resistor de amortecimento do estimador R_{dC} .



Fonte: Próprio Autor.

3.6.1 Resistor virtual série

Os ganhos de controle necessários são: ganho proporcional K_p , ganho do filtro ressonante da fundamental K_{r1} , e os ganhos dos filtros ressonantes para rejeição da terceira e quinta harmônicas, K_{r3} e K_{r5} , já que estas são as componentes de maior amplitude presentes na tensão da rede elétrica.

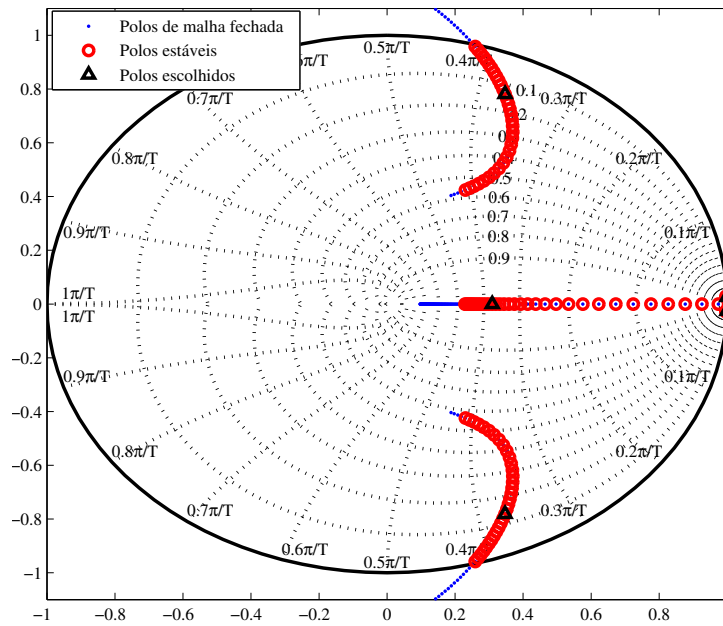
O projeto dos ganhos dos filtros ressonantes exercem pouca influência na estabilidade do sistema (LIU et al., 2020), porém, são necessários para reduzir o erro de regime permanente e promover a rejeição harmônica na corrente injetada pelo inversor, harmônicas estas resultantes da tensão da rede elétrica no PAC.

Portanto, enfatiza-se o projeto do ganho proporcional K_p , feito através do lugar das raízes no plano discreto z . Para isto, os filtros ressonantes para rejeição harmônica são desconsiderados, ou seja, $K_{r3} = K_{r5} = 0$, e devido a estrutura de controle apresentada na Figura 20 necessitar de um ganho ressonante diferente de zero considera-se $K_{r1} = 1$ para o projeto.

O lugar das raízes utilizado para o projeto é apresentado na Figura 31. Variou-se o ganho proporcional K_p entre $-0,2$ e 1 , observou-se que os polos estáveis se encontram na faixa $-0,16 \leq K_p \leq 0,16$. Um ganho $K_p = 0,04$ foi o escolhido devido ao posicionamento dos polos em malha fechada resultantes deste valor, assim os polos encontram-se mais ao centro do plano z se comparado aos outros valores de ganho possíveis, desta forma garantindo estabilidade com boa margem, como apresentado no capítulo 4.

O ganho do filtro ressonante da fundamental K_{r1} pode ser escolhido dentro de uma

Figura 31 – Lugar das raízes para o projeto do ganho proporcional K_p para amortecimento ativo por resistor virtual série.



Fonte: Próprio Autor.

larga faixa de valores, já que seu valor tem pouca influência na estabilidade, porém deve garantir erro em regime permanente mínimo sem afetar a velocidade de resposta (KRAEMER et al., 2018), portanto escolhe-se $K_{r1} = 40$, que atende estas condições.

Os ganhos para a compensação harmônica podem possuir um valor menor, uma vez que a amplitude das componentes harmônicas são menores que a componente fundamental (LISTON et al., 2018), define-se então $K_{r3} = K_{r5} = 10$.

A fim de se verificar o projeto de controle, é feito o diagrama de Bode do sistema em malha aberta, para se verificar as margens de ganho e fase, apresentado na Figura 32.

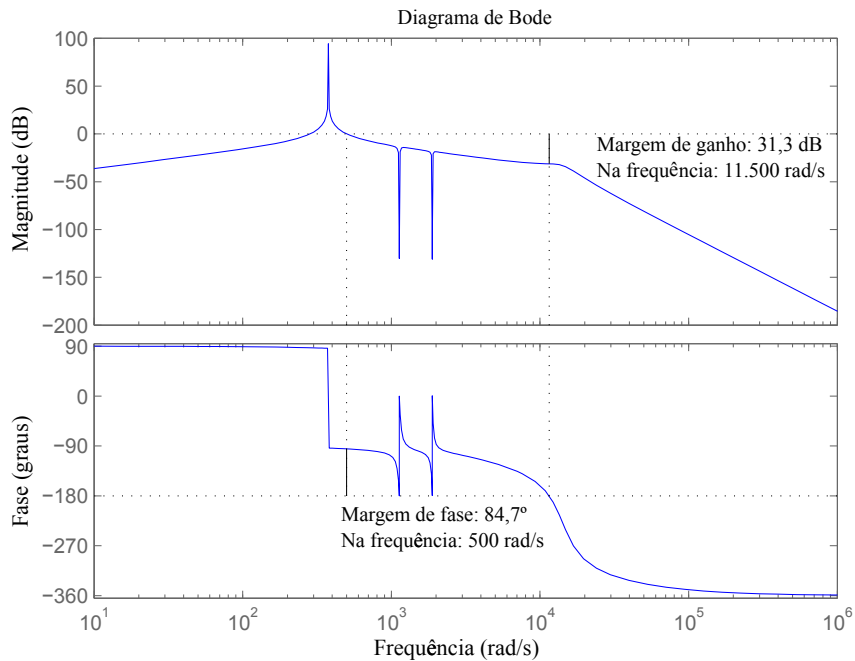
Nota-se na Figura 32 uma margem de ganho de 31,3 dB e uma margem de fase de $84,7^\circ$, confirmando que o projeto dos ganhos fornecem um sistema estável e com suficiente margem.

3.6.2 Impedância virtual capacitiva série

De igual maneira ao apresentado para o projeto de ganhos do inversor com amortecimento ativo por resistor virtual série, o procedimento para projeto dos ganhos considerando o amortecimento por impedância capacitiva série envolve, primeiramente, determinar o ganho proporcional K_p desconsiderando os ganhos ressonantes, e então, com o ganho proporcional determinado, define-se os valores dos ganhos ressonantes que garantam mínimo erro de regime permanente e rejeição harmônica de corrente.

Considerando a planta apresentada na Figura 26 e o sistema de controle da Figura 20, faz-se o gráfico de lugar das raízes, no domínio z , para se determinar o ganho proporcional

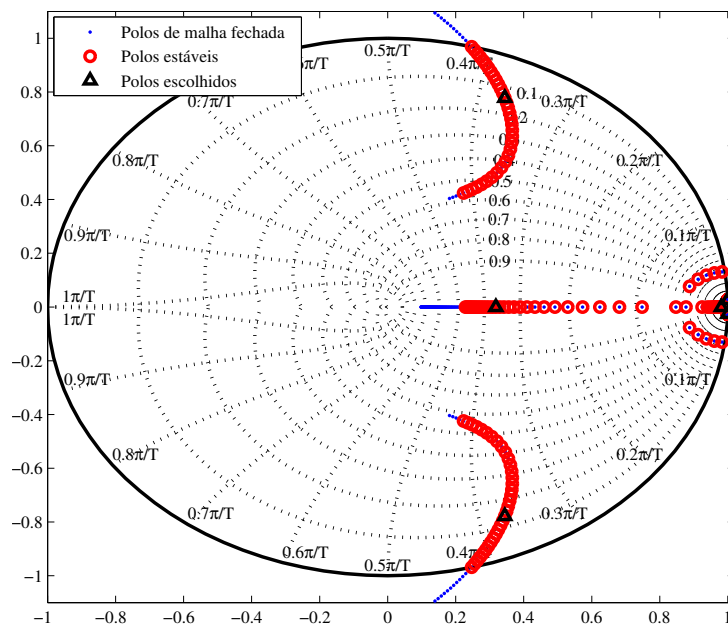
Figura 32 – Diagrama de bode do sistema projetado para amortecimento ativo por resistor virtual série, com margens de ganho e fase.



Fonte: Próprio Autor.

K_p , com $K_{r1} = 1$ e $K_{r3} = K_{r5} = 0$.

Figura 33 – Lugar das raízes para o projeto do ganho proporcional K_p para amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série.



Para realização do lugar das raízes apresentado na Figura 33, variou-se o valor de K_p entre -0,2 e 1, foi observado que os polos estáveis acontecem quando o ganho proporcional

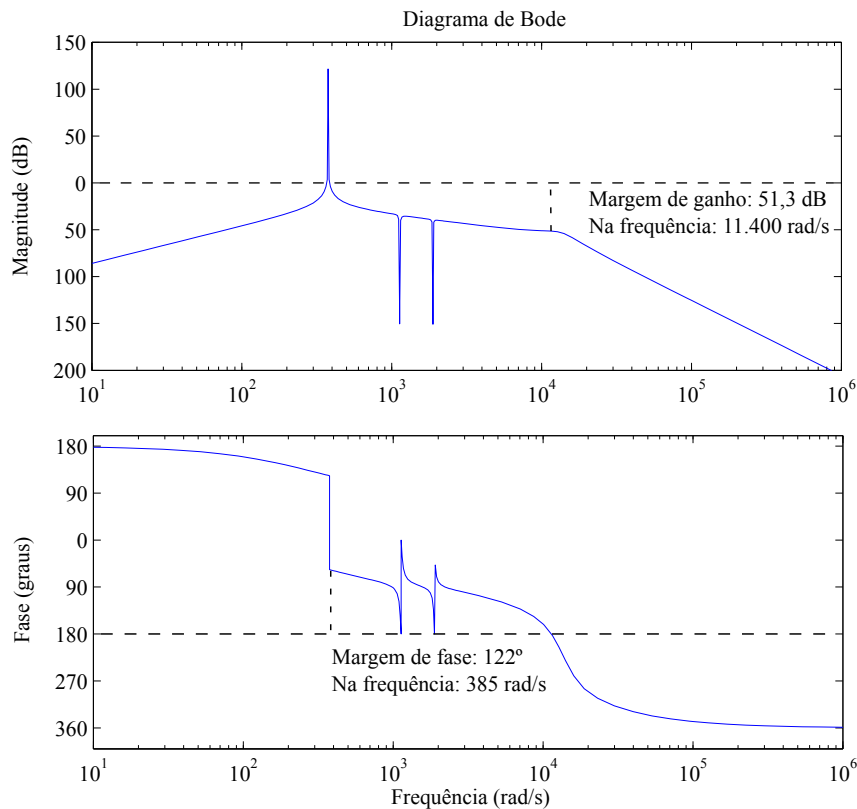
se encontra na faixa entre 0,16 e 0,16. Assim como no caso com resistor virtual série, escolhe-se o ganho $K_p = 0,04$.

Nota-se que ambos gráficos de lugar das raízes, das Figuras 31 e 33, são semelhantes, onde o caso com impedância virtual apresenta um polo extra, como é esperado.

Os ganhos ressonantes são mantidos iguais aos apresentados na seção 3.6.2, com $K_{r1} = 40$ e $K_{r3} = K_{r5} = 10$.

Analisa-se as margens de ganho e fase do projeto de ganhos para o caso com amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série através do diagrama de Bode apresentado na Figura 34.

Figura 34 – Diagrama de bode do sistema projetado para amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série, com margens de ganho e fase.



Fonte: Próprio Autor.

As margens de ganho de 51,3 dB e fase de 122°, apresentada na Figura 34, confirmam a eficácia do projeto aqui descrito.

Adicionalmente, comparando os diagramas de Bode nas Figuras 32 e 34, é possível observar a diferença provocada pela inserção do capacitor em série com o resistor virtual. Nota-se a maior atenuação provocada pela impedância capacitiva virtual, especialmente nas baixa frequências, porém, a frequência fundamental permanece inalterada pela adição deste elemento capacitivo. Assim, espera-se que, a partir desta resposta em frequência, o capacitor virtual ajude reduzir a amplitude das componentes indesejadas sem afetar a

amplitude da componente fundamental de corrente, no entanto, apenas o resistor virtual série também é capaz de promover uma quantidade de atenuação nestas componentes.

3.7 Conclusão do capítulo

O controle dos inversores conectados a rede elétrica deve considerar as imperfeições presentes no sinal de tensão da rede elétrica, especialmente em redes de micro geração, que podem apresentar distorções harmônicas e maiores variações de frequência se comparado com redes mais fortes.

Desta preocupação Machado et al. (2017a) propôs uma topologia de controle alternativa, utilizando o controle PR, capaz de melhorar a rejeição harmônica do sistema, e assim, elevar a qualidade de energia fornecida pelo inversor. Esta estrutura é então escolhida devido a sua capacidade de fornecer uma melhor qualidade de energia em comparação com métodos convencionais.

Devido a possibilidade de variação na frequência da rede elétrica, somado à necessidade de sintonizar os filtros ressonantes presentes no controle PR, técnicas adaptativas fornecem uma boa solução. Filtros ressonantes capazes de se adaptar às variações de frequência podem dispensar o uso de amortecimento em sua função de transferência, melhorando assim o ganho destes compensadores.

O projeto do filtro LCL baseou-se no trabalho de Peña-Alzola et al. (2014a), apresentando uma técnica que considera a possibilidade de aplicação de diferentes tipos de amortecimento e também preocupa-se com a qualidade de energia fornecida, considerando no projeto o THD e também o fator de potência.

Os amortecimentos ativos utilizando impedância virtual em série com o indutor do lado do conversor foram escolhidas para o estudo devido a suas características de atenuação das componentes com frequências indesejadas abaixo da ressonância do filtro LCL, buscando fornecer mais um suporte à uma melhor qualidade de energia em redes distorcidas ou ruidosas. A partir da análise da função de transferência destas metodologias concluí-se são capazes fornecer uma corrente com menor distorção que o método de amortecimento mais utilizado na literatura, com realimentação do sinal de corrente do capacitor que aplica um resistor virtual em paralelo ao capacitor do filtro LCL.

Para o projeto do estimador buscou-se uma menor ordem das funções de transferência, e com a aplicação de resistores ao modelo utilizado, é possível aumentar a robustez do sistema estimado, se tornando resistente a algumas variações dos elementos passivos.

Analisando o lugar dos polos em malha fechada e margens de ganho e fase do sistema concluí-se, a partir da teoria, que a metodologia apresentada é capaz de fornecer os meios necessários para obter um inversor conectado a rede elétrica estável com qualidade de energia superior a outros métodos.

Portanto, somado a uma maior qualidade de energia resultante da topologia de controle e técnica de amortecimento, ao obter o sinal necessário para o amortecimento ativo a partir de um estimador simples elimina-se a necessidade de maior complexidade de *hardware*, com um menor número de sensores, e considerando as resistências de amortecimento nos elementos passivos para o estimador em conjunto com filtros ressonantes adaptativos, é possível obter um sistema robusto às variações dos valores elementos da planta e frequência na tensão da rede elétrica.

Concluído o projeto de controle para o inversor com filtro LCL conectado a rede elétrica descrito neste capítulo é possível realizar um estudo, através de simulações, de seu comportamento. No capítulo seguinte, capítulo 4, são apresentados os resultados de simulação obtidos para o sistema proposto e comparações com metodologias encontradas na literatura, onde analisa-se as vantagens da metodologia apresentada.

4 Resultados

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados, obtidos para o sistema de controle proposto aplicado aos conversores utilizando filtro LCL conectados a rede elétrica. A simulação do conversor e filtro LCL foi realizada a partir de modelos elétricos, e os elementos de controle na forma discreta, prontos para serem aplicados ao sistema de controle embarcado baseado em controlador TMS28335, assim, espera-se que as respostas simuladas obtidas sejam próximas das observadas no sistema real.

Os resultados do estimador de sinal são analisados com enfoque na estabilidade. Variando-se os valores dos elementos passivos do filtro LCL é possível demonstrar que o estimador amortecido é capaz de funcionar em uma faixa suficientemente grande sem que haja perda, tanto de qualidade do sinal sintetizado, quanto de estabilidade do sistema.

Analisa-se o amortecimento ativo do ponto de vista da qualidade de energia, comparando as metodologias de com elementos virtuais série com a mais utilizada na literatura, com resistor virtual em paralelo com o capacitor, utilizando a resposta em frequência vista a partir da rede elétrica e, também, métricas de distorção harmônica, para assim concluir qual método apresenta a corrente com menor distorção.

Apresenta-se também resultados obtidos com o uso de um protótipo experimental, comparando-se sinais estimados com os originais para validação do funcionamento do estimador, e conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica, para avaliação das metodologias de amortecimento ativo.

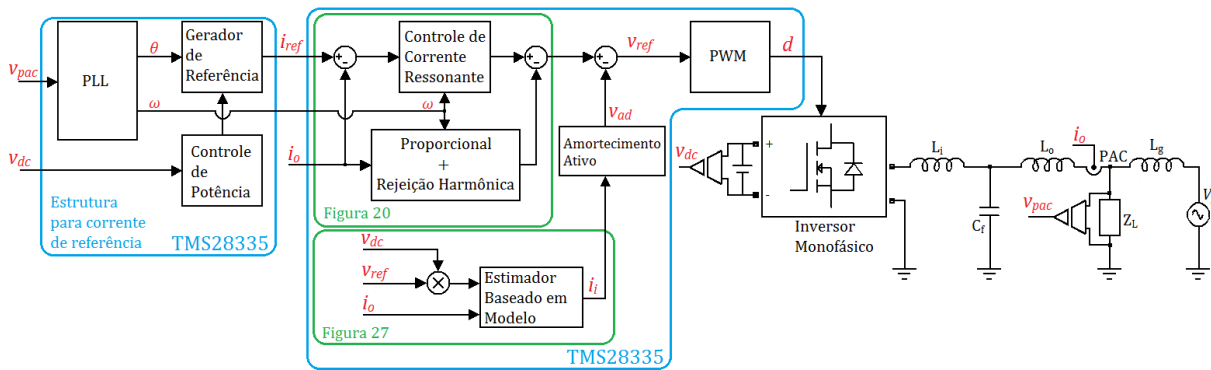
4.1 Descrição do sistema

O sistema utilizado no ambiente de simulação e protótipo experimental para a obtenção dos resultados aqui apresentados, é ilustrado na Figura 35. Os blocos utilizados foram descritos no capítulo 3 e os filtros empregados, todos no domínio discreto, estão implementados na forma direta II (Figura 21). Os valores dos elementos do sistema estão descritos nas Tabelas 4 e 5.

Os sinais necessários para realizar o controle são obtidos da planta, na maneira apresentada na Figura 35.

A referência de corrente é produzida multiplicando-se o sinal senoidal unitário, em sincronismo com a rede elétrica, produzido pelo PLL, com o valor de pico calculado pelo controle de potência. Porém, para se observar melhor os resultados, neste trabalho foram escolhidos valores de pico para a referência de corrente de maneira arbitrária. O bloco PWM possui ganho unitário, portanto o valor da tensão de referência (v_{ref}) possui mesmo valor numérico que a razão cíclica d .

Figura 35 – Diagrama do sistema completo utilizado no ambiente de simulação e protótipo experimental.



Fonte: Próprio Autor.

A estrutura básica do inversor monofásico, apresentado na forma de bloco na Figura 35, é ilustrado na Figura 1. Os elementos que são implementados no sistema de controle embarcado baseado no TMS28335 também é apresentado na Figura 35. A carga conectada ao PAC, tanto no sistema simulado quanto no protótipo experimental, é linear com valor ôhmico de 160Ω .

O controle digital empregado no protótipo experimental baseia-se no DSC (Controlador Digital de Sinais) TMS320F28335, da família C2000 da *Texas Instruments*. Este controlador realiza aritmética em ponto flutuante de 32 bits com *clock* em 150 MHz.

O TMS320F28335 possui características que o torna interessante para aplicação no controle de inversores, contendo periféricos essenciais como conversor analógico digital (ADC), para aquisição dos sinais, e geração PWM, para acionamento das chaves. O módulo ADC possui 12 bits com 16 canais, garantindo uma boa resolução do sinal lido.

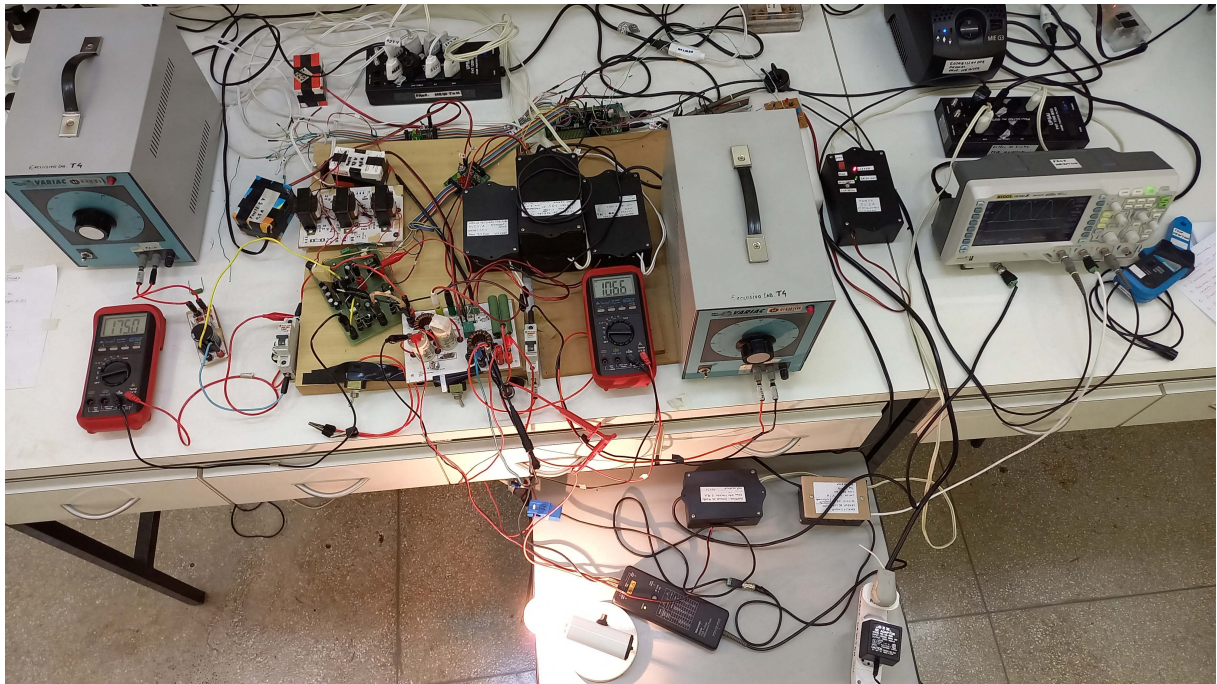
A implementação prática do protótipo experimental utilizado neste trabalho é ilustrado na Figura 36, os detalhes de sua implementação são apresentados por Machado (2016).

4.2 Amortecimento ativo por resistor virtual série

A análise dos métodos de amortecimento é feita através da comparação com o filtro sem nenhum amortecimento e com o amortecimento ativo por resistor virtual em paralelo com o capacitor, através da realimentação de corrente do capacitor, já que esta técnica é a mais utilizada na literatura. A função de transferência equivalente para o filtro com amortecimento por resistor virtual em paralelo com o capacitor é apresentada na equação 27.

Para avaliar a capacidade de rejeição harmônica de corrente de cada metodologia considera-se na simulação um sinal de tensão da rede elétrica com distorção próxima da

Figura 36 – Implementação em bancada do protótipo experimental.



Fonte: Próprio Autor.

observada na prática, com a presença das harmônicas ímpares até a 11^a ordem, e os filtros de rejeição harmônica são removidos.

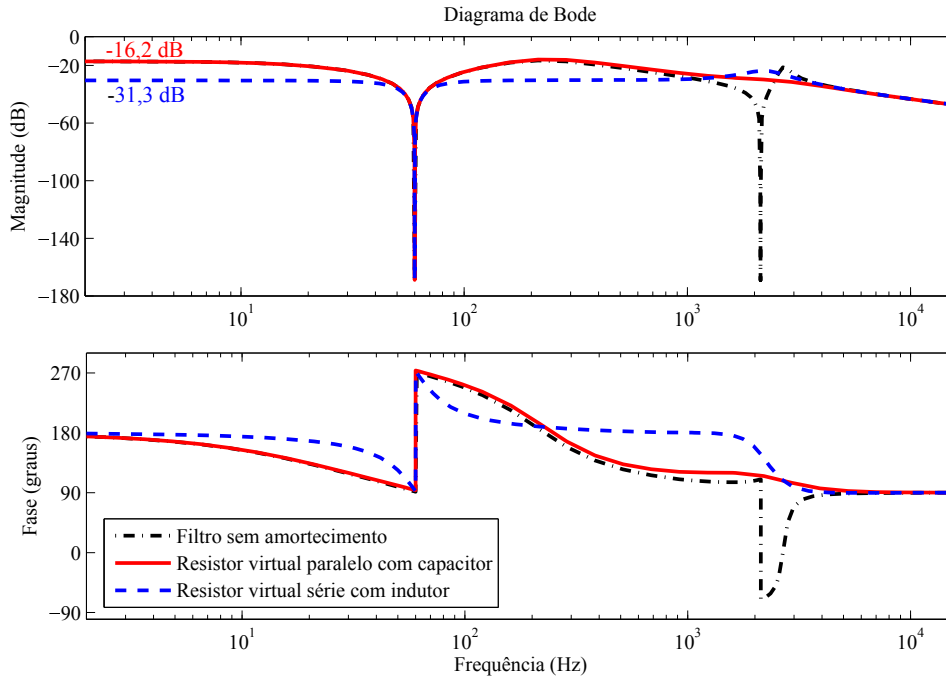
Inicia-se a análise do amortecimento ativo por resistor virtual em série com o indutor do lado do conversor, Figuras 23 e 24, a partir da resposta em frequência da corrente de saída do sistema em malha fechada considerando a tensão da rede elétrica como sinal de entrada, apresentado na Figura 37.

A Figura 37 mostra que o amortecimento por resistor virtual série, assim como o método com resistor virtual paralelo com o capacitor, é capaz de suprimir a ressonância do filtro LCL. Adicionalmente, observa-se que o resistor virtual série promove uma atenuação 15 dB maior que o método convencional, nas frequências abaixo da ressonância. Com isto, espera-se que este método seja capaz de fornecer uma melhor qualidade de energia, reduzindo a amplitude das harmônicas.

A Figura 38 apresenta a comparação da forma de onda de corrente do lado do conversor para os três casos ilustrados na Figura 37. Entre os tempos 0,3 e 0,35 segundos a corrente de referência é configurada para 0,1 A de pico, em 0,35 segundos a corrente de referência sobre um degrau para 0,5 A de pico. O amortecimento por resistor virtual série é aplicado entre 0,3 e 0,5 segundos. Entre 0,5 e 0,6 segundos aplica-se o amortecimento por resistor virtual paralelo, para fins de comparação. A partir de 0,6 segundos o amortecimento é removido.

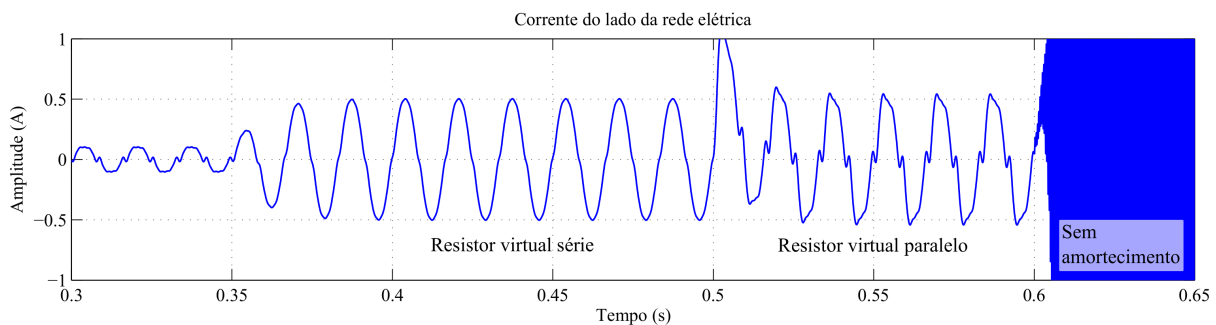
Na Figura 38 observa-se que o sistema respondeu bem ao degrau de carga, levando um período para se estabilizar e sem a presença de *overshoot*. Nota-se também que,

Figura 37 – Resposta em frequência da corrente de saída do inversor em malha fechada, considerando a ação da tensão da rede elétrica, comparando resistor virtual série e diferentes condições de amortecimento.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 38 – Comparação entre a corrente do lado da rede elétrica com resistor virtual série, paralelo com capacitor e sem amortecimento.



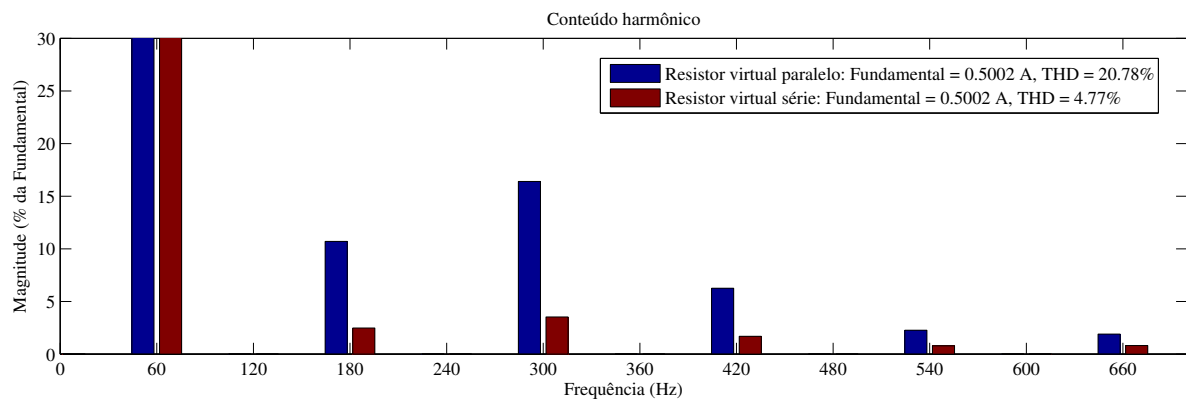
Fonte: Próprio Autor.

para o sistema simulado considerando elementos ideais, a falta de amortecimento levou o inversor a instabilidade, demonstrando a necessidade do amortecimento para garantir a estabilidade neste caso.

A comparação entre os dois métodos de amortecimento mostra que a metodologia por resistor virtual série apresenta uma menor distorção harmônica, para verificar este resultado em detalhes o espectro harmônico de ambos os casos é apresentado na Figura 39.

A Figura 39 apresenta que o método de amortecimento por resistor virtual série fornece

Figura 39 – Conteúdo harmônico das correntes de saída para casos de amortecimento virtual série com indutor e paralelo com capacitor.



Fonte: Próprio Autor.

uma corrente com distorção aproximadamente 4,4 vezes menor, equivalente a 13 dB de atenuação, resultado coerente com o observado na resposta em frequência da Figura 37. Este resultado demonstra a capacidade do amortecimento ativo em contribuir para a rejeição harmônica, ajudando a atender o limite de distorção de 5% estipulado pela norma IEEE 1547 (IEEE, 2018).

Esta comparação é feita também em protótipo experimental, com carga intencionalmente baixa, configura-se a corrente de referência para 0,1 A pico, para se observar as distorções provocadas pela tensão da rede elétrica.

As Figuras 40 e 41 apresentam o sinal de corrente experimental do lado da rede para os casos de amortecimento por resistor virtual paralelo e série, respectivamente. O canal 2 do osciloscópio contém a corrente medida, enquanto o canal 3 mostra o sinal de referência de corrente.

A comparação do conteúdo harmônico dos sinais de corrente apresentados nas Figuras 40 e 41 é mostrado na Figura 42.

Na Figura 42 é possível perceber a menor amplitude das componentes harmônicas quando se usa o amortecimento por resistor virtual série, confirmando a teoria e resultados de simulação apresentados. As harmônicas apresentadas pelo método com resistor virtual paralelo é em torno de 2 vezes maior, a diferença observada entre o resultado experimental e simulado pode ser explicado devido a variação de indutância equivalente da rede elétrica, onde quanto maior o valor da indutância equivalente maior é a atenuação das componentes harmônicas provocadas pela distorção no sinal de tensão da rede.

Figura 40 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por resistor virtual paralelo com capacitor.

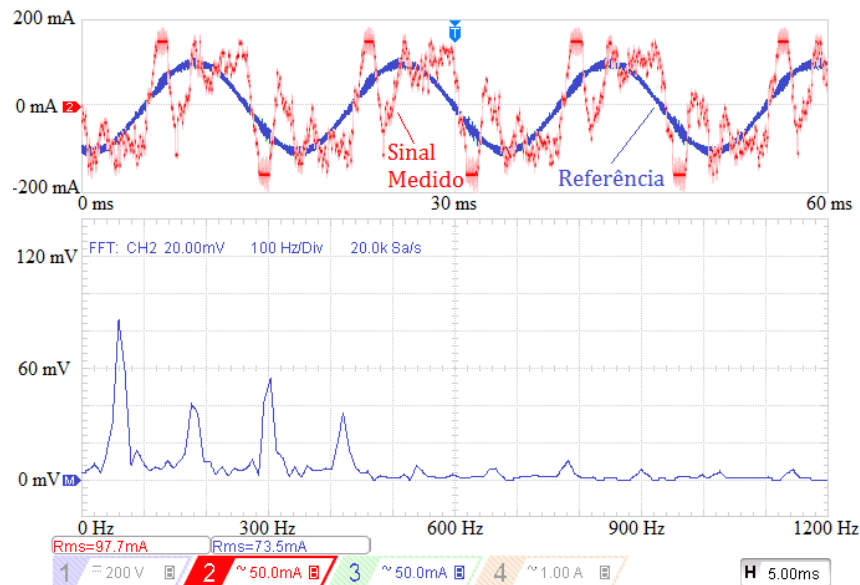
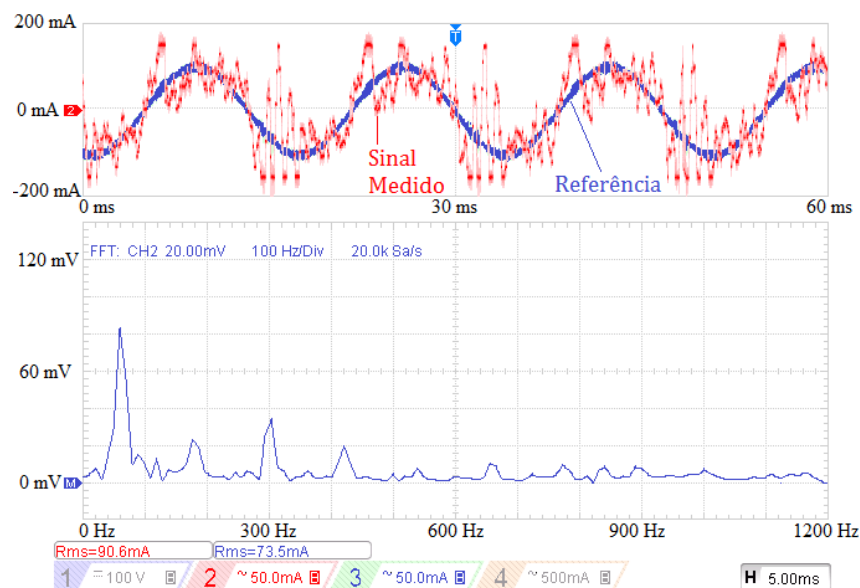


Figura 41 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por resistor virtual série com indutor.



4.3 Amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série

A metodologia empregada para se avaliar o amortecimento por impedância virtual capacitiva série é idêntica à apresentada na seção 4.2. Primeiramente apresenta-se a resposta em frequência da corrente de saída com relação a tensão da rede elétrica como sinal de entrada, ilustrada na Figura 43.

Ao comparar a Figura 43 com a Figura 37 percebe-se que, abaixo da frequência de

Figura 42 – Comparação de conteúdo harmônico para os casos de amortecimento ativo com resistor série e paralelo.

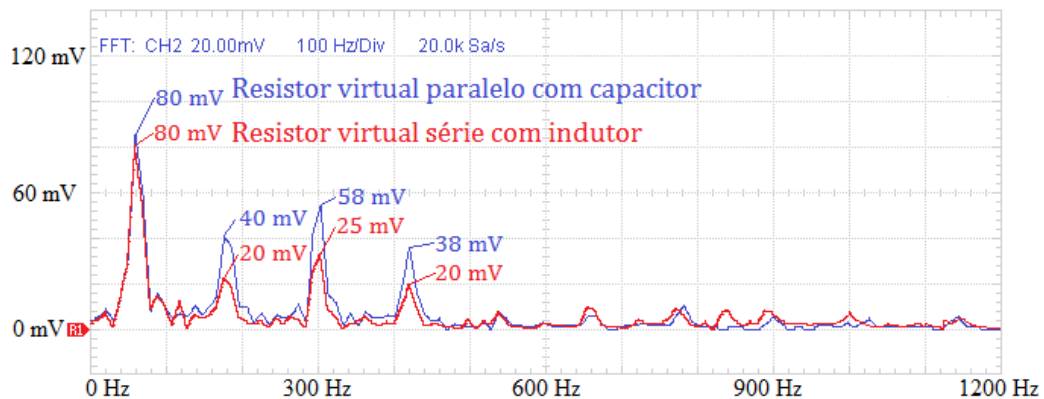
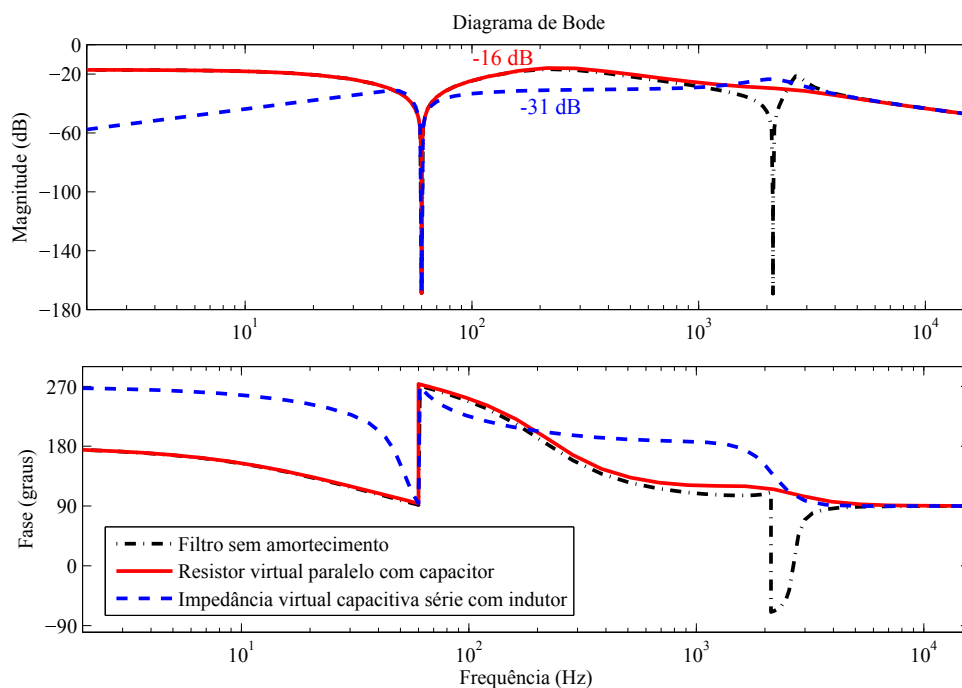


Figura 43 – Resposta em frequência da corrente de saída do inversor em malha fechada, considerando a ação da tensão da rede elétrica, comparando impedância virtual capacitiva série e diferentes condições de amortecimento.



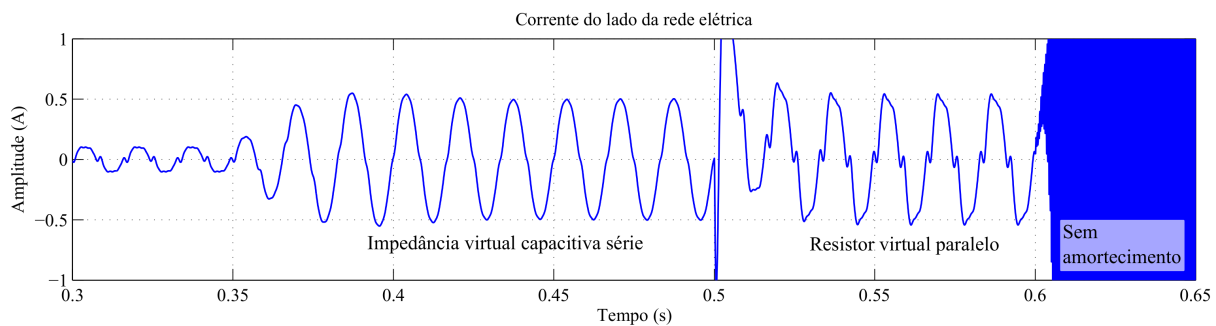
Fonte: Próprio Autor.

60 Hz, o método da impedância virtual capacitiva série apresenta uma maior atenuação, porém, entre 60 Hz e a frequência de ressonância, ambos métodos de amortecimento ativo série apresentam uma atenuação similar, próxima de 31 dB. Quanto a supressão da ressonância, todos apresentam resultado semelhante.

Em condições idênticas às utilizada na seção 4.2, obtém-se através de simulação o sinal de corrente do lado da rede elétrica, com o inversor utilizando o amortecimento ativo por impedância virtual capacitiva série. Este resultado é apresentado na Figura 44.

Observa-se na Figura 44 que, assim como o resistor virtual série, a impedância virtual

Figura 44 – Comparação entre a corrente do lado da rede elétrica com resistor virtual série, paralelo com capacitor e sem amortecimento.

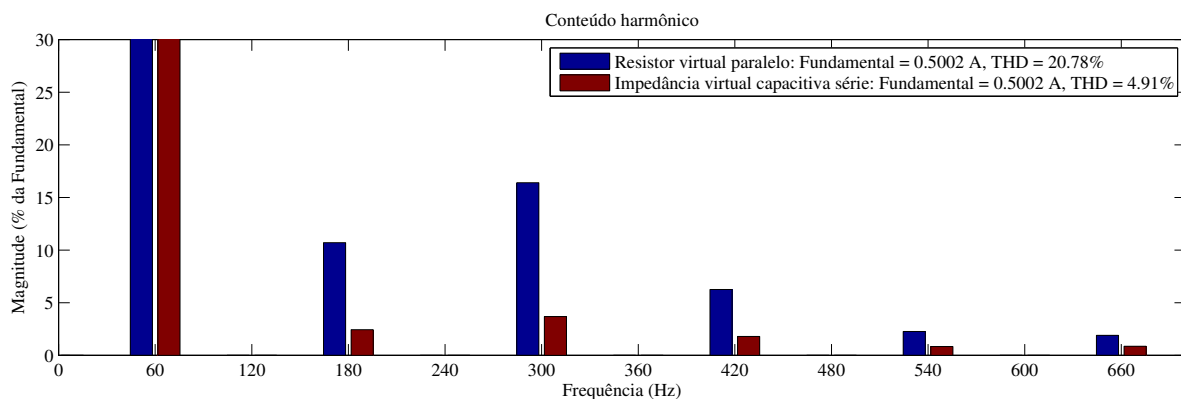


Fonte: Próprio Autor.

capacitiva também possui melhor rejeição harmônica de corrente que o método convencional de amortecimento ativo por resistor virtual paralelo, porém, nota-se que a impedância capacitiva afeta a resposta ao se aplicar o degrau de carga, desta vez apresentando uma pequena ultrapassagem do valor de referência.

O conteúdo harmônico da corrente de saída simulada para este método de amortecimento é apresentado na Figura 45.

Figura 45 – Comparação entre a corrente do lado da rede elétrica com resistor virtual série, paralelo com capacitor e sem amortecimento.



Fonte: Próprio Autor.

O espectro harmônico apresentado na Figura 45 confirma que a impedância virtual capacitiva ajuda a reduzir a distorção do sinal de corrente, em comparação ao método com realimentação da corrente do capacitor, porém, ao comparar com a resposta da Figura 39, percebe-se que a adição do capacitor virtual não traz benefícios quanto a compensação harmônica em relação ao resistor virtual série simples, onde ambos apresentam um THD muito próximo.

Resultados experimentais para validar a técnica de amortecimento por impedância virtual capacitiva é apresentado comparando-se os sinais de corrente do lado da rede

elétrica presente nas Figuras 46 e 47, nas mesmas condições descritas na seção 4.2.

Figura 46 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por resistor virtual paralelo com capacitor.

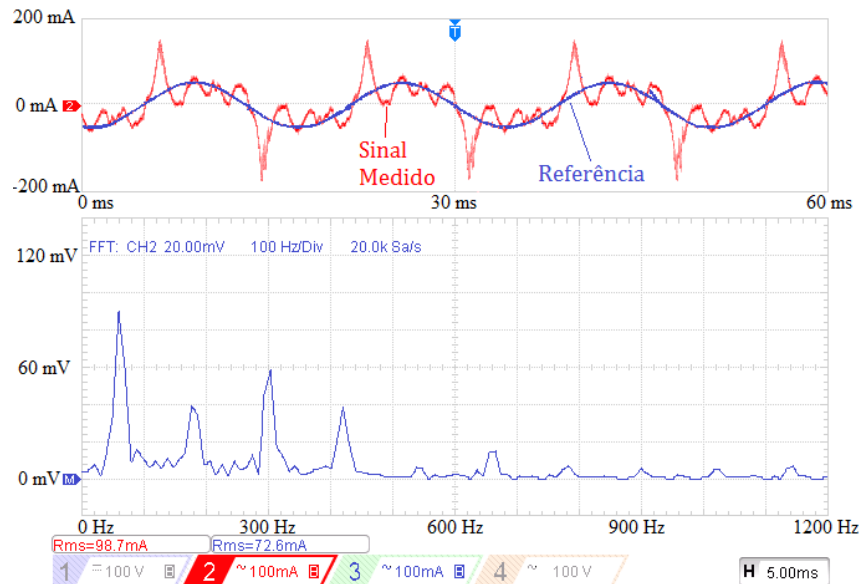
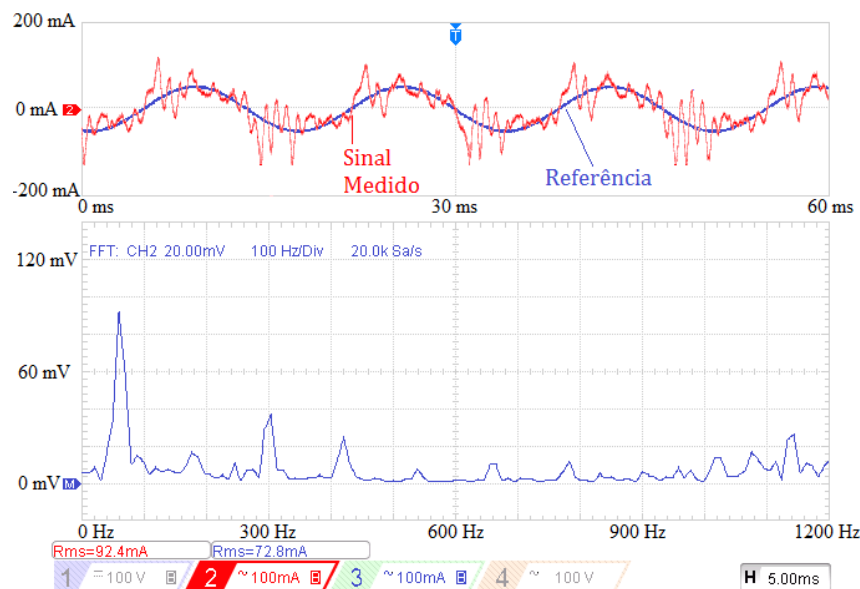


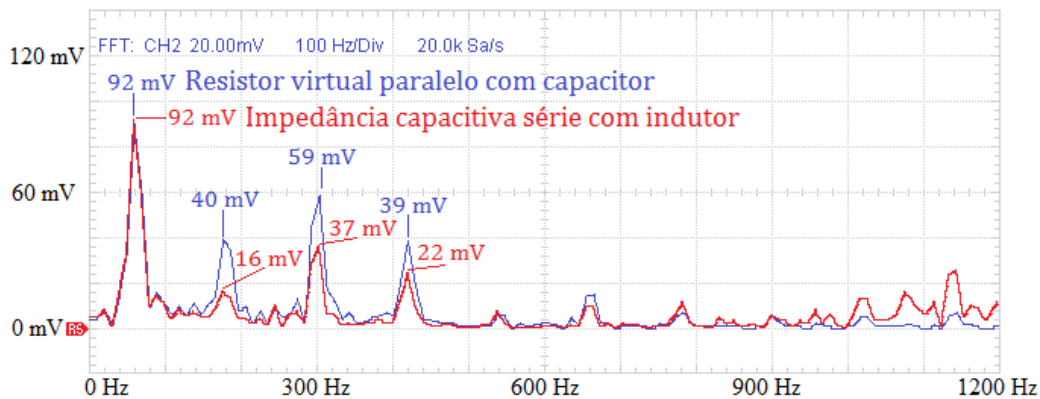
Figura 47 – Corrente de saída obtida em protótipo experimental para amortecimento por impedância virtual capacitiva série com indutor.



As Figuras 46 e 47 confirmam o funcionamento em protótipo experimental da técnica de amortecimento apresentada. A análise dos resultados experimentais é estendida através da comparação de seus conteúdos harmônicos, apresentado na Figura 48.

A Figura 48 confirma a condição onde o amortecimento por impedância virtual capacitiva é capaz de melhorar a distorção harmônica da corrente, contudo, ao comparar com a Figura 42, nota-se que a presença do capacitor não traz benefícios para uma melhor qualidade de energia, confirmando o observado no sistema simulado.

Figura 48 – Comparação de conteúdo harmônico para os casos de amortecimento ativo com impedância capacitiva série e resistor paralelo.



Com isto, concluí-se que não há vantagens em aumentar a complexidade do amortecimento ativo para se obter uma maior rejeição harmônica, aplicando um filtro integrador no sinal de realimentação para se emular a presença do capacitor série, sendo preferível o uso do amortecimento ativo por resistor virtual série com o indutor simples.

4.4 Estimador baseado em modelo amortecido

Nesta seção, o estimador de sinais para a obtenção de amortecimento ativo é avaliado a partir de sua capacidade de reconstruir sinais da planta, em concordância com os sinais originais do filtro LCL, e, também, em ser capaz de manter uma resposta adequada dentro de variações nos valores dos elementos passivos do filtro, ou seja, parâmetros da planta do sistema de controle.

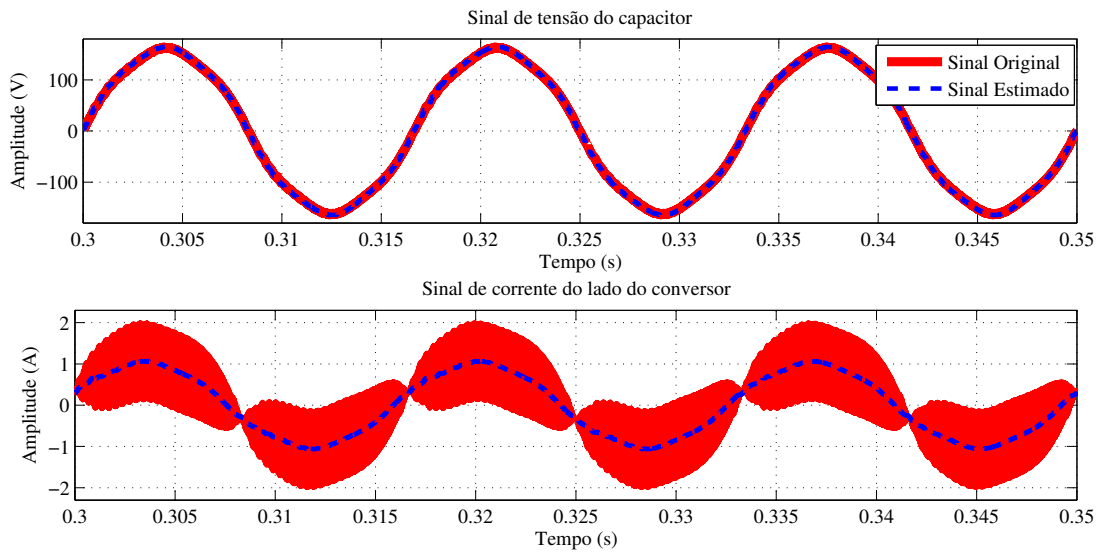
A corrente de referência considerada nesta seção é de 1 A pico.

Apresenta-se na Figura 49 a comparação entre os sinais original e estimado de tensão no capacitor, nota-se que ambos são quase idênticos, porém o sinal estimado apresenta um pequeno atraso em relação ao original. Este resultado mostra a capacidade do estimador em reconstruir o sinal de tensão do capacitor corretamente.

Também na Figura 49 é apresentada uma comparação entre o sinal de corrente original observado no indutor de entrada do filtro LCL e a corrente estimada pelo método de estimação proposto no capítulo 3. Observa-se que ambos os sinais ilustrados possuem uma forma semelhante, porém o sinal real apresenta conteúdo de alta frequência, proveniente do sinal de comutação das chaves, enquanto o sinal de corrente obtido por estimação apresenta apenas a frequência fundamental da rede elétrica e suas harmônicas associadas.

Assim, nota-se que o estimador utilizado é capaz de realizar a reconstrução das componentes de baixa frequência do sinal de corrente, enquanto o sinal de tensão é estimado com um breve atraso, porém ambos foram obtidos a partir do mesmo estimador. Apresentando assim duas vantagens: a capacidade de estimar mais de um sinal com a mesma

Figura 49 – Comparação entre os sinais original e estimado de tensão do capacitor e corrente no indutor do lado do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

estrutura de estimação, e a reconstrução do sinal de corrente sem as componentes de alta frequência.

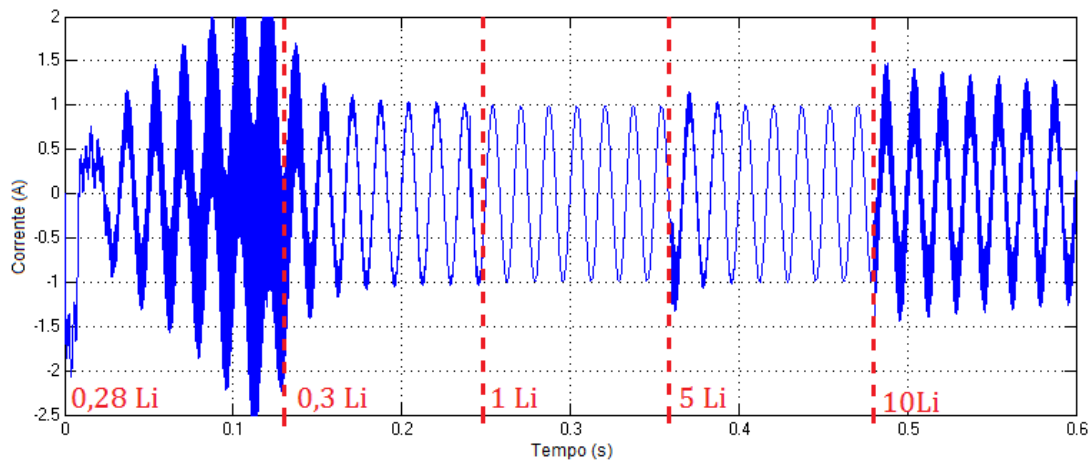
Para analisar a capacidade do estimador em manter o amortecimento por resistor virtual série em condições de alteração dos parâmetros da planta, variam-se os valores do indutor de entrada e saída do filtro LCL, capacitor e indutância equivalente da rede elétrica e observa-se como estas variações afetam a resposta do sistema que faz uso da metodologia indireta para se obter a corrente do indutor do lado do conversor para ser aplicado ao amortecimento ativo. A resposta é avaliada a partir da leitura do sinal de corrente do lado da rede elétrica.

Inicialmente variam-se os elementos individualmente, buscando observar em quais faixas de valores o estimador, em conjunto com a estrutura de controle, é capaz de manter a estabilidade e uma boa resposta para a corrente do lado da rede elétrica. Por fim, variam-se os valores dos componentes passivos simultaneamente, buscando observar a condição limite em pior caso.

A Figura 50 apresenta a variação do valor da indutância do indutor de entrada do filtro LCL. Observa-se que os limites no qual este indutor (L_i) pode sofrer variação são de -60% de seu valor de indutância projetado até 10 vezes maior. Para a condição 10 vezes maior percebe-se que o sistema é capaz de manter a estabilidade, porém, a presença de componentes em alta frequência decorrentes da ressonância comprometem severamente a qualidade de energia, desta forma conclui-se que a condição crítica para a estabilidade, com relação a variação no valor do indutor de entrada, acontece quando seu valor de indutância é reduzido.

O mesmo procedimento foi aplicado ao capacitor do filtro e o resultado está apresen-

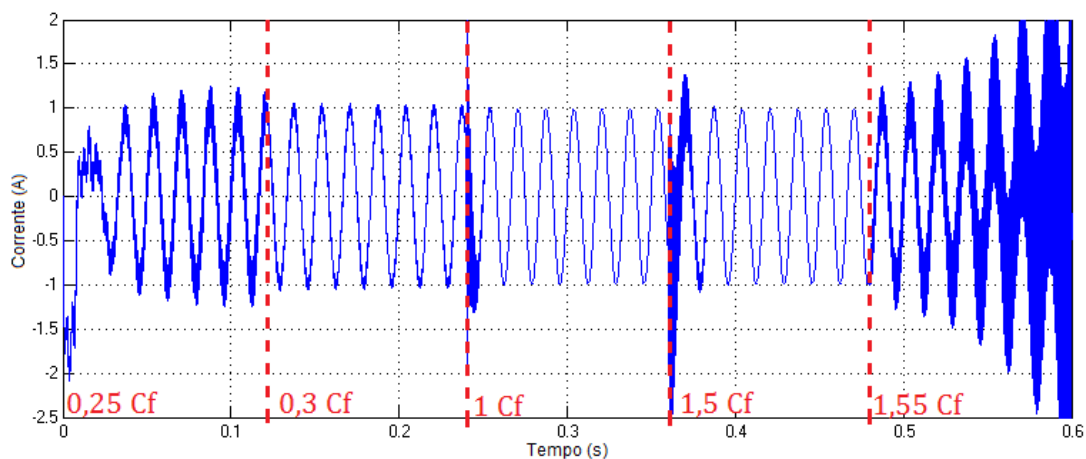
Figura 50 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação no valor do indutor do lado do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

tado na Figura 51. Variando-se o valor de capacitância observa-se que para uma faixa entre -60% e $+50\%$ do valor projetado para o capacitor ainda é possível se manter a estabilidade. Nota-se também que o aumento do valor de capacitância pode levar a uma maior instabilidade enquanto a redução do valor de capacitância promove o aparecimento de componentes de alta frequência.

Figura 51 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação no valor do capacitor do filtro LCL.



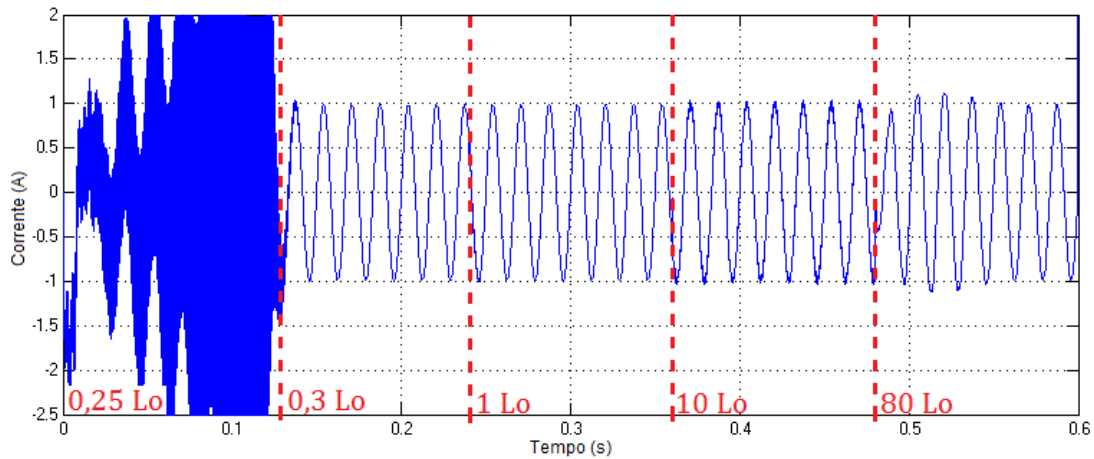
Fonte: Próprio Autor.

Na análise de variação do valor da indutância de saída do filtro compreende-se também a presença da indutância equivalente da rede elétrica, portanto, neste caso, ao reduzir o valor de L_o é assumido que a indutância equivalente da rede elétrica é desprezível, por outro lado, ao aumentar o valor de L_o , considera-se neste valor também a variação do valor da indutância da rede elétrica.

A Figura 52 apresenta o resultado desta variação no valor do indutor do lado da rede

elétrica. Nota-se que, assim como no caso onde varia-se L_i , a indutância de L_o pode apresentar valor até 60% abaixo do projetado sem perda de estabilidade. Para a situação em que existe aumento do valor desta indutância é observado que mesmo com 80 vezes o valor da indutância projetada o sistema não sofre perdas de estabilidade.

Figura 52 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação no valor do indutor do lado da rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

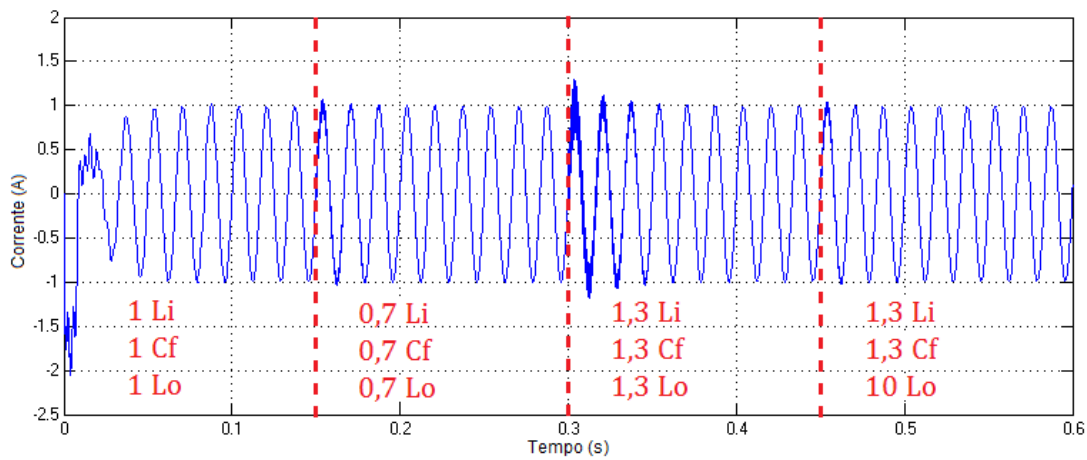
Com a finalidade de observar como variações simultâneas nos valores dos elementos passivos do filtro podem afetar a resposta do sinal da corrente do lado da rede elétrica buscaram-se combinações de forma a obter o pior cenário possível. Com auxílio da equação 63 percebem-se que as maiores modificações na função de transferência da planta acontecem quando todos os elementos passivos sofrem um aumento ou uma redução simultânea. Portanto, a Figura 53 apresenta o resultado da corrente de saída com as modificações indicadas. Observa-se que dentro da faixa de $\pm 30\%$ o sistema é capaz de permanecer estável, mesmo em condição de rede elétrica fraca, caracterizada pelo aumento da indutância equivalente da rede elétrica, e modelada nesta simulação na forma de um aumento de 10 vezes do valor de L_o .

A fim de comparação, a Figura 54 apresenta o sinal de corrente do lado da rede elétrica ao aplicar um estimador considerando elementos passivos ideais, com variação simultânea nos valores de indutância e capacitância do filtro LCL.

Observa-se na Figura 54 que a ausência de amortecimento no estimador faz com que a robustez do sistema seja reduzida, onde com apenas uma variação de -5% nos valores dos elementos passivos, o conversor apresenta instabilidade, ao passo que com o estimador proposto com amortecimento alcançou-se uma variação de -30% .

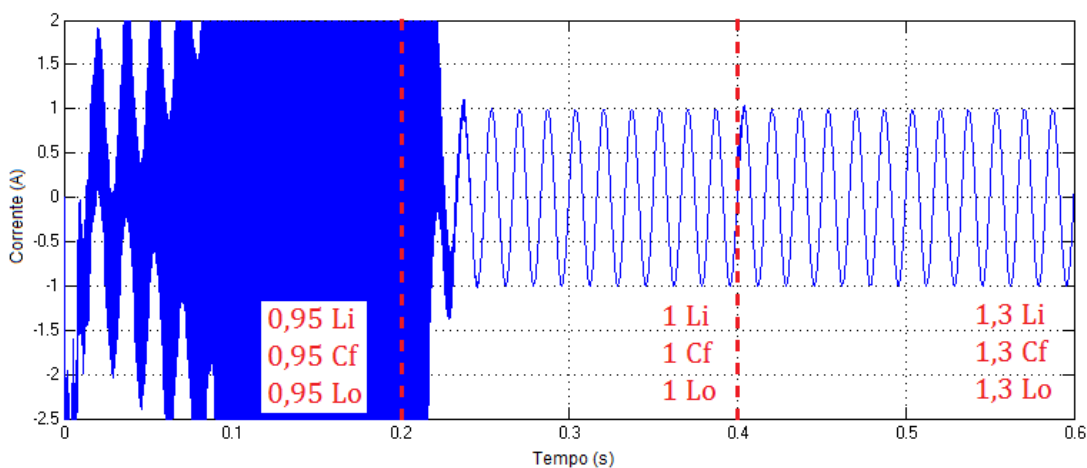
Os resultados de simulação discutidos nesta seção demonstram a capacidade do estimador proposto de apresentar bons resultados mesmo em condições onde existam alterações, dentro de uma determinada faixa, dos valores dos elementos passivos da planta. Esta característica garante certa robustez para o sistema, evitando a instabilidade em caso de

Figura 53 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação simultânea nos valores dos elementos passivos do filtro LCL.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 54 – Corrente do lado da rede elétrica, com variação simultânea nos valores dos elementos passivos do filtro LCL, utilizando um estimador que considera os elementos da planta ideais.



Fonte: Próprio Autor.

deterioração dos componentes do filtro LCL ou variações na indutância equivalente da rede elétrica.

A comparação entre os sinais originais e estimados da tensão do capacitor e corrente do lado do conversor também é feita no protótipo experimental, buscando validar em situação real os resultados observados em simulação. A Figura 55 traz a análise do estimador para a estimação da tensão do capacitor, e a Figura 56 compara a corrente do lado do conversor, original e estimada. Em ambas figuras o canal 1 do osciloscópio traz o sinal original e o canal 2 o sinal estimado.

Para a Figura 56 o valor da corrente de referência é igual a zero, onde baixos valores de corrente permitem melhor observar características de ruído e distorção do sinal.

Observa-se que os resultados apresentados nas Figuras 55 e 56 estão coerentes com

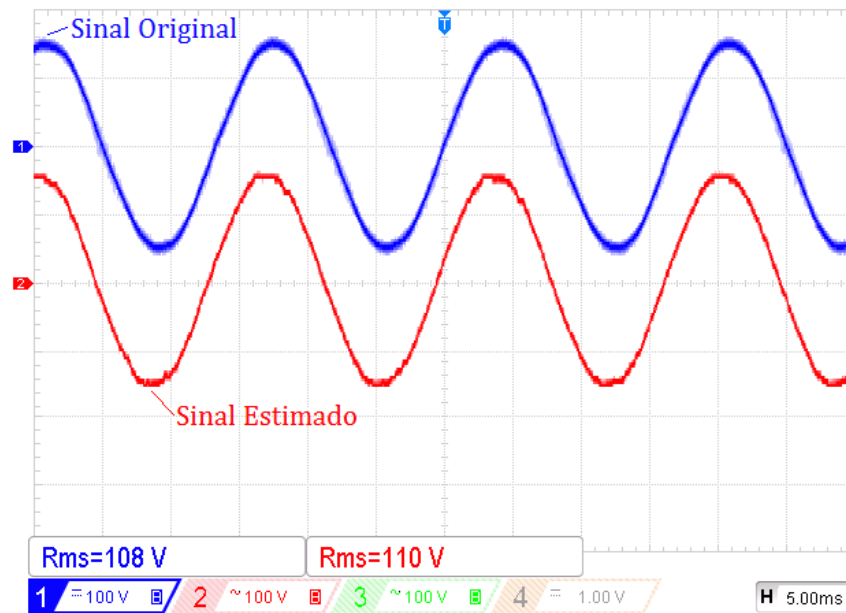


Figura 55 – Comparação entre os sinais de tensão do capacitor, original e estimado, em protótipo experimental.

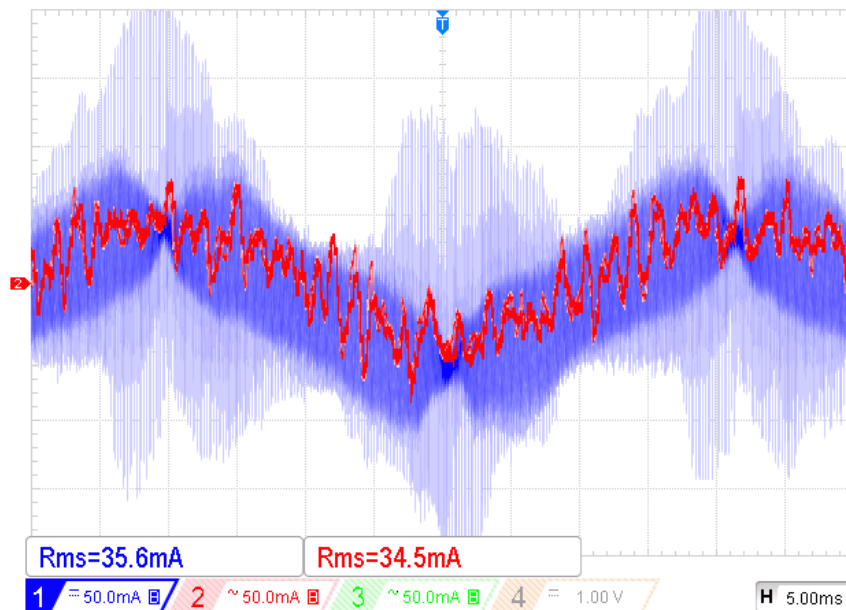


Figura 56 – Comparação entre os sinais de corrente do lado do conversor, original e estimado, em protótipo experimental.

o que foi apresentado pelo resultados de simulação, Figura 49, onde o sinal estimado de tensão do capacitor é muito próximo ao original e o sinal de corrente do lado do conversor apresenta a mesma forma porém com menor conteúdo de alta frequência. Com isto demonstra-se a eficácia do estimador aqui proposto e apresentado.

4.5 Conclusão do capítulo

Os resultados de simulação presentes neste capítulo confirmam a eficácia do procedimento de projeto descrito no capítulo 3 e comprova-se que o amortecimento no filtro LCL ajuda a garantir a estabilidade no controle do inversor.

Com a importância do amortecimento, o uso de uma técnica que possa contribuir tanto para a garantia de estabilidade, quanto para uma melhor qualidade de energia, com redução da taxa de distorção harmônica, com pouco aumento de custo computacional, apresenta vantagens se comparado à metodologias que buscam somente tornar o sistema estável e suprimir a frequência ressonante.

Neste aspecto, os resultados aqui apresentados demonstram que a utilização de um resistor virtual em série com o indutor do lado do conversor apresenta uma menor distorção harmônica se comparado com o método que utiliza o resistor virtual em paralelo com o capacitor, sendo este último comumente utilizado na forma de realimentação da corrente do capacitor. Este resultado concorda com o descrito teórico, onde espera-se que a presença do valor do resistor de amortecimento como uma constante no denominador da função de transferência da planta contribua para uma atenuação das frequências indesejadas, abaixo da frequência de ressonância.

Buscando elevar a capacidade de rejeição harmônica do método de amortecimento ativo por resistor virtual em série aplica-se um capacitor virtual associado a este resistor. A impedância adicional produzida pelo capacitor mostra a existência de uma atenuação nas frequências abaixo de 60 Hz, porém não na faixa de frequência onde as harmônicas de encontram. Desta forma, o aumento de complexidade provocada pela adição de um capacitor virtual no ramo de amortecimento, com pouco ganho na sua capacidade de rejeição harmônica para as condições estudadas, mostra que esta técnica é pouco vantajosa para fins de redução de distorção na corrente injetada provocada pelos harmônicos no sinal de tensão, sendo assim necessário experimentos futuros para avaliar este método de amortecimento em outras condições.

A implementação do amortecimento ativo com elementos virtuais em série com o indutor do lado do conversor é feita através da realimentação da corrente deste mesmo indutor. A fim de evitar a utilização de sensores adicionais, elevando o custo e complexidade de *hardware*, aplica-se um estimador de baixa ordem que considera a presença de resistências em série com os elementos passivos do filtro. A consideração destas resistências no modelo do estimador apresentou contribuições para mitigar a perda de robustez do sistema introduzida pelo uso do estimador.

Esta característica pode ser observada através da simulação do sistema onde variam-se os valores dos elementos passivos. Na presença do estimador amortecido foi possível realizar uma variação simultânea de $\pm 30\%$ nos valores dos elementos passivos sem que o sistema se tornasse instável, e com variações individuais dos elementos alcançou-se 60%

de variação em seus valores. Para variações na indutância equivalente de rede elétrica o sistema foi capaz de manter sua qualidade mesmo em condições de rede elétrica fraca, onde esta indutância equivalente foi elevada até 80 vezes maior que o indutor de saída do filtro. Com este resultado espera-se que o sistema real seja capaz de funcionar mesmo em condições onde existam variações nos parâmetros da planta.

Resultados obtidos através do protótipo experimental confirmam a capacidade do estimador em reconstruir diferentes sinais do filtro LCL, a partir da corrente do lado da rede elétrica e tensão do barramento c.c., e também validam a característica de rejeição harmônica das técnicas de impedância virtual série observadas em simulação, porém, diferenças na condição de indutância equivalente da rede elétrica provocam diferença na amplitude das componentes harmônicas.

Com estes resultados, em conjunto com a teoria descrita nos capítulos anteriores, é possível obter conclusões a respeito das técnicas de amortecimento e estimação aplicadas neste trabalho. Estas conclusões gerais são apresentadas no capítulo 5.

5 Conclusões Finais

A qualidade da energia fornecida, robustez às variações de parâmetros e simplicidade, tanto de *hardware* quanto *software*, dos conversores c.c. - c.a. conectados à rede elétrica foram os aspectos centrais na pesquisa e elaboração deste trabalho, dada a importância destes pontos nos sistemas de geração de energia alternativos.

A partir do estudo de diferentes técnicas de amortecimento, como podem ser obtidas e o efeito que estas possuem na resposta em frequência e estabilidade do conversor, avalia-se o uso de metodologias de impedância virtual em série com o indutor do lado do conversor. Esta técnica se mostrou eficaz em contribuir para a qualidade de energia, ajudando no processo de rejeição harmônica e redução da amplitude de componentes indesejadas, além de garantir estabilidade e possuir baixa complexidade.

Utiliza-se a realimentação da corrente do indutor de entrada para obter o amortecimento, devido a sua simplicidade de implementação. Com apenas um ganho proporcional na realimentação, com valor equivalente ao valor ôhmico do resistor de amortecimento que se deseja emular, obtém-se a mesma resposta em frequência que o amortecimento passivo com um resistor real em série com o indutor do lado do conversor, porém, com maior eficiência, graças a ausência de dissipação de energia por efeito Joule das técnicas ativas. Ao somar um filtro integrador neste ganho proporcional adiciona-se uma impedância capacitiva ao resistor, mudando assim a resposta em frequência do filtro LCL, aumentando a atenuação nas componentes de baixa frequência.

O amortecimento do filtro LCL possui como principal função garantir a estabilidade suprimindo a frequência ressonante, neste ponto os amortecimentos foram analisado utilizando o lugar das raízes e margens de ganho e fase, apresentando resultados que indiquem uma boa resposta dinâmica, e também simulação avaliando o sinal de corrente de saída com e sem amortecimento.

Comparando-se a metodologia de amortecimento com resistor virtual em série com o indutor de entrada com a técnica mais utilizada na literatura, que consiste do posicionamento do resistor virtual em paralelo com o capacitor do filtro LCL, observou-se que a metodologia do resistor virtual em série com o indutor apresenta uma redução na taxa de distorção harmônica, resultando em melhor qualidade de energia, fato este suportado pelo modelo matemático deduzido do estágio de potência do filtro amortecido ativamente. Aplicando o capacitor em série com o resistor de amortecimento, não foi observado melhora quanto a distorção harmônica em comparação com o resistor virtual puro, portanto, devido a maior complexidade em se emular o capacitor, concluí-se que o método com resistor virtual puro é mais vantajoso.

Buscando eliminar o sensor adicional para obtenção do sinal de corrente do indutor do lado do conversor, necessário para o tipo amortecimento empregado, é feita a proposta

de um estimador de sinais amortecido com baixa ordem e complexidade, onde aplica-se os sinais de corrente do lado da rede elétrica, já utilizado para a malha de controle, sinal de razão cíclica e tensão do barramento c.c.

O estimador é capaz de reconstruir, em uma mesma estrutura, todos os sinais de corrente e tensão presentes no filtro LCL. O fato deste estimador depender dos valores dos componentes passivos do filtro LCL faz com que o sistema apresente redução de robustez quanto a variações dos elementos passivos. A aplicação de amortecimento ao estimador garante uma maior faixa de variação da planta, na qual é possível estimar o sinal necessário para obtenção do amortecimento, garantindo a estabilidade mesmo em condições de variação tanto na indutância da rede elétrica quanto à variação nos elementos passivos do filtro.

Uma vantagem adicional observada no estimador é sua capacidade de reconstruir o sinal de corrente com menor conteúdo de alta frequência, em comparação com o sinal original, desta forma, ao utilizar o estimador, é possível aplicar um sinal menos distorcido ao processamento para obtenção do amortecimento ativo.

Os resultados obtidos no protótipo experimental validam a teoria e confirmam os resultados obtidos através de simulação, no que diz respeito a reconstrução de sinais do estimador e espectro harmônico dos sinais de corrente de saída, com a aplicação dos métodos de amortecimento ativo por impedância série.

Com o estudo aqui apresentado concluí-se que o amortecimento ativo por resistor virtual em série com o indutor do lado do conversor é competente em fornecer o amortecimento necessário para criação de um conversor estável, e também, melhorar a qualidade de energia, reduzindo a taxa de distorção harmônica, com baixa complexidade de implementação.

O estimador baseado em modelo amortecido de baixa ordem é capaz de reconstruir diversos sinais do filtro LCL, sendo capaz de fornecer o sinal necessário para o amortecimento por resistor virtual dentro de uma faixa de variação dos elementos passivos, sem necessidade de sensores adicionais, o que garante uma maior robustez se comparado a estimadores não amortecidos e maior simplicidade de *hardware*.

5.1 Contribuições deste trabalho

- Neste trabalho estudou-se a eficácia de amortecimentos por impedância virtual em série com o indutor do lado do conversor, apresentando que esta técnica é capaz de contribuir para a rejeição harmônica do sinal de corrente injetado na rede elétrica.
- Foi descrito e projetado um estimador baseado em modelo não apresentado em pesquisas prévias, possuindo baixa ordem e complexidade reduzida, com amortecimento que o torna capaz de manter a estabilidade mesmo com variações nos componentes

da planta, reconstruindo corretamente sinais que não se tem acesso no filtro LCL, e com baixa distorção.

5.2 Trabalhos futuros

- Expandir o estudo do amortecimento por impedância virtual capacitiva série em condições com diferentes distúrbios.
- Analisar o efeito do amortecimento por impedância virtual série com o indutor do lado do conversor para casos com valores de carga e corrente de referência mais elevados.
- Estudar a resposta do amortecimento por impedância virtual série através de estimação de sinais para cargas não-lineares.
- Aplicar técnicas de anti-ilhamento.
- Expandir as técnicas de amortecimento e estimação de sinais para sistemas trifásicos.

5.3 Disseminações

- A. d. Abreu Romão and N. Da Silva, “Active Damping Design with Additional Harmonic Rejection for Single-Phase Grid-Tied Inverters,” *2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2021, pp. 882-889, doi: 10.1109/INDUSCON51756.2021.9529592.
- A. d. Abreu Romão and N. Da Silva, “Capacitive Virtual Impedance Active Damping Design for Improved Harmonic Rejection in Single-Phase Grid-Tied Converters,” *2021 16th Brazilian Congress of Power Electronics (COBEP)*, 2021, In Proceedings.
- A. d. Abreu Romão and N. Da Silva, “Damping techniques for grid-connected converters with LCL filter: An overview,” *Semina: Exact and Technological Sciences*, Londrina, In Editing.

Referências

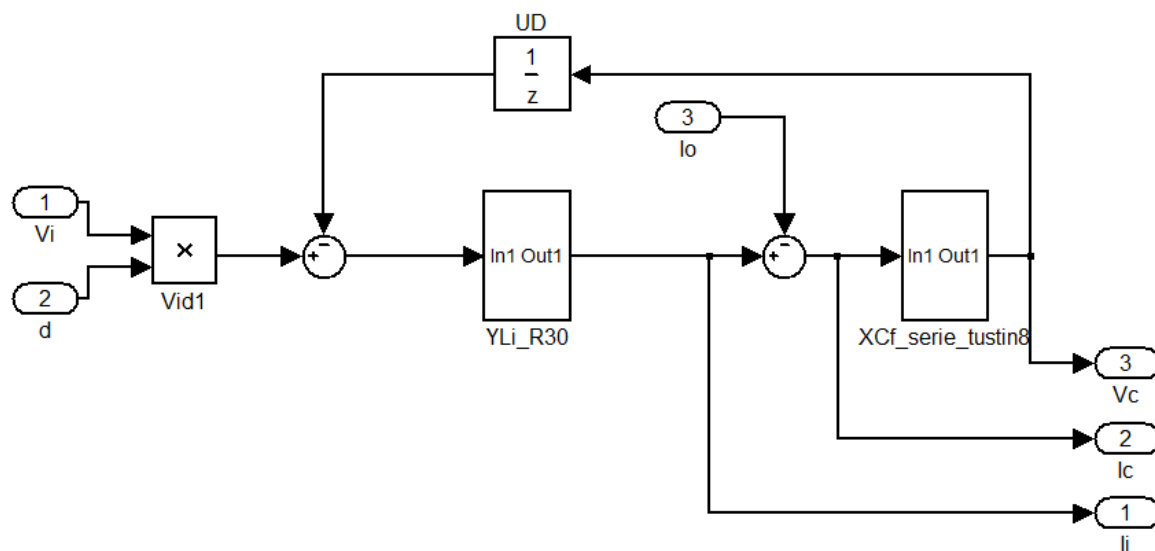
- ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – prodist, módulo 8 - qualidade de energia elétrica. *Agência Nacional de Energia Elétrica*, 2017. 65
- BARBOSA, A. U. et al. Distributed generation system using renewable energy sources and a new converter topology. In: *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. 25
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. [S.l.: s.n.], 2006. 76
- BUYUK, M.; INCI, M.; TUMAY, M. Performance evaluation of lcl filter for active power filter. In: *2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4. 26
- BüYÜK, M. et al. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 62, p. 46–69, 2016. 42
- CALZO, G. L. et al. Single-phase three-level transformer-less inverter for residential distributed generation. In: *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 7–12. 25
- CASTILLA, M. et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4492–4501, 2009. 40
- CHA, H.; VU, T. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1659–1665. 26
- CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 4106–4114, 2010. 45
- Chen, X. et al. Finite control set model predictive control for lcl-filtered grid-tied inverter with minimum sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 12, p. 9980–9990, 2020. 59
- CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, v. 19, n. 4, p. 764–773, 2004. 25
- CIOBOTARU, M. et al. Adaptive notch filter based active damping for power converters using lcl filters. In: *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. 47
- DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-based active damping of voltage source converters with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 8, p. 3623–3633, 2011. 46

- EL-DEEB, H. M. et al. An adaptive pr controller for inverter-based distribution generation with active damped lcl filter. In: *2013 7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 462–467. 29, 63, 65
- GAAFAR, M. A.; DOUSOKY, G. M.; SHOYAMA, M. Robustness analysis for observer based active damping of lcl filter at different resonant frequencies. In: *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. 29, 59
- GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 81, p. 116–135, 2017. 25, 26, 27, 34, 43, 45, 63, 68, 69
- HART, D. W. *Introducción a la Electrónica de Potencia*. [S.l.]: Pearson Education, 2001. 472 p. 67
- IEEE. Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, p. 1–138, 2018. 25, 63, 89
- JIA, M. et al. A new active damping control strategy for lcl converter in hybrid coordinate system. In: *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–8. 52
- JING, Y.; DURRA, A. A.; EL-SAADANY, E. F. An adaptive digital notch filter based on grid impedance estimation for improving lcl filter performance. In: *2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T D)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. 47
- KHOSHKBAR-SADIGH, A. et al. Analytical design of lc filter inductance for two-level inverters based on maximum ripple current. In: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, p. 1621–1626. 26
- KRAEMER, R. A. S. et al. Robust design of control structure for three-phase grid-tied inverters. In: *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 636–643. 25, 63, 80
- LISTON, R. A. et al. A robust design of active damping with a current estimator for single-phase grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, p. 4672–4681, 2018. 25, 57, 76, 80
- LIU, T. et al. A study of virtual resistor-based active damping alternatives for lcl resonance in grid-connected voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 1, p. 247–262, 2020. 43, 48, 50, 52, 56, 74, 79
- MACHADO, S. de J. M. *Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição harmônica para inversores monofásicos conectados à rede elétrica através de filtro LCL amortecido para sistemas de energia renovável*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, 2016. 71, 86
- MACHADO, S. de J. M. et al. Enhancing harmonic rejection capability of grid-connected module-integrated converters. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. 28, 63, 64, 83

- MACHADO, S. M. et al. Grid-connection strategy with reduced current spikes for grid-tie module-integrated converter. In: *2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. 27, 77
- MACHADO, S. M.; SILVA, N. da. Control techniques and synchronization methods for grid-connected renewable energy systems - a survey. *Semin., Ciênc. Exatas Tecnol.*, v. 38, p. 63–76, 2017. 66
- PADUA, M. S. et al. Comparative analysis of synchronization algorithms based on pll, rdft and kalman filter. In: *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 964–970. 66
- PAN, D.; RUAN, X.; WANG, X. Direct realization of digital differentiators in discrete domain for active damping of lcl -type grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8461–8473, 2018. 51, 52, 55
- PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of active damping control for lcl filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 1, p. 424–432, 2014. 34, 35, 36
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, 2013. 27, 43, 44, 45, 74
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Lcl-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 4, p. 2192–2203, 2014. 31, 35, 36, 63, 67, 68, 69, 83
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. A self-commissioning notch filter for active damping in a three-phase lcl -filter-based grid-tie converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 12, p. 6754–6761, 2014. 28
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Systematic design of the lead-lag network method for active damping in lcl-filter based three phase converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 1, p. 43–52, 2014. 52
- Su, M. et al. Single-sensor control of lcl-filtered grid-connected inverters. *IEEE Access*, v. 7, p. 38481–38494, 2019. 29, 59
- TANG, Y. et al. Design of lcl filters with lcl resonance frequencies beyond the nyquist frequency for grid-connected converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 1, p. 3–14, 2016. 37
- TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 888–895, 2003. 28, 29
- Xin, Z. et al. Highly accurate derivatives for lcl-filtered grid converter with capacitor voltage active damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 5, p. 3612–3625, 2016. 54

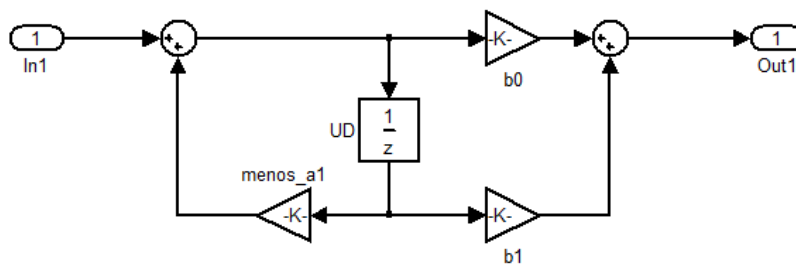
- XU, J.; XIE, S.; TANG, T. Active damping-based control for grid-connected *lcl* -filtered inverter with injected grid current feedback only. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 9, p. 4746–4758, 2014. 52, 55
- YADAV, A.; SRIVASTAVA, L. Optimal placement of distributed generation: An overview and key issues. In: *2014 International Conference on Power Signals Control and Computations (EPSCICON)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. 25
- YAO, W. et al. Research on grid-connected interleaved inverter with *l* filter. In: *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. 26
- YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010. 47, 65
- ZHANG, X. et al. An *lcl*-*lc* power filter for grid-tied inverter. In: *2013 IEEE International Conference of IEEE Region 10 (TENCON 2013)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. 26
- ZHOU, L. et al. Inverter-current-feedback resonance-suppression method for *lcl*-type *dg* system to reduce resonance-frequency offset and grid-inductance effect. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 9, p. 7036–7048, 2018. 71

Figura 60 – Estrutura do estimador de sinais baseado em modelo do filtro LCL amortecido.



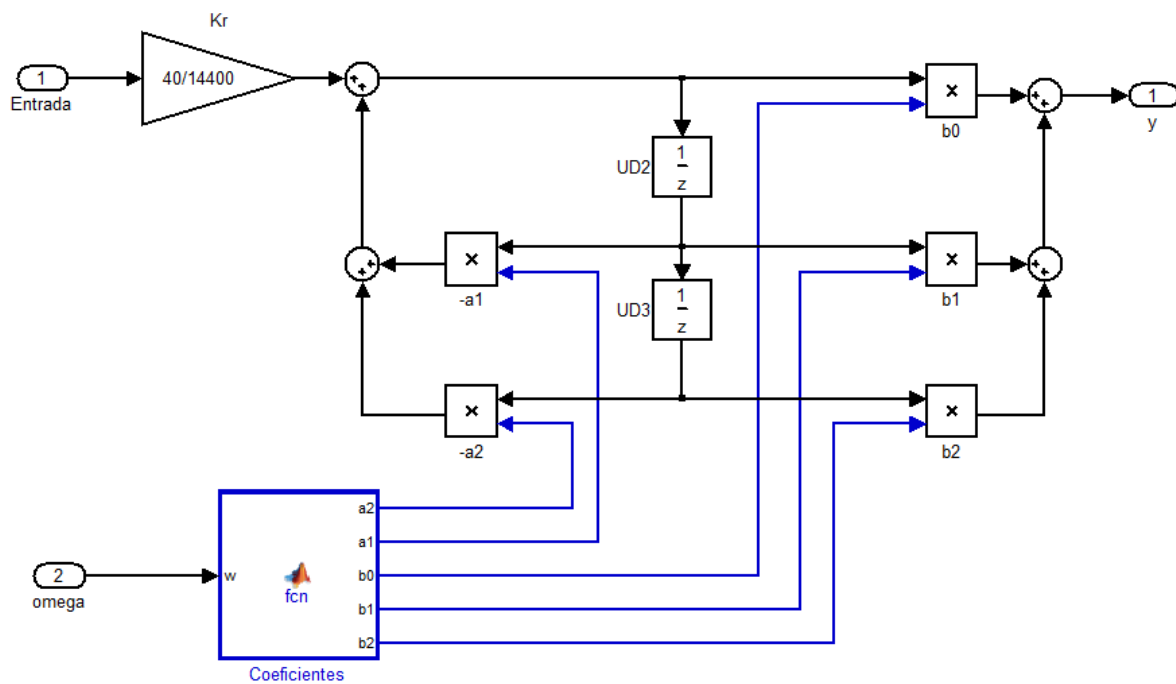
Fonte: Próprio Autor.

Figura 61 – Modelo discreto do capacitor e indutor utilizado no estimador, na forma direta II.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 62 – Estrutura do filtro ressonante adaptativo.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 63 – Código de cálculo dos coeficientes para aplicação no filtro ressonante adaptativo.

```
function [a2,a1,b0,b1,b2] = fcn(w)

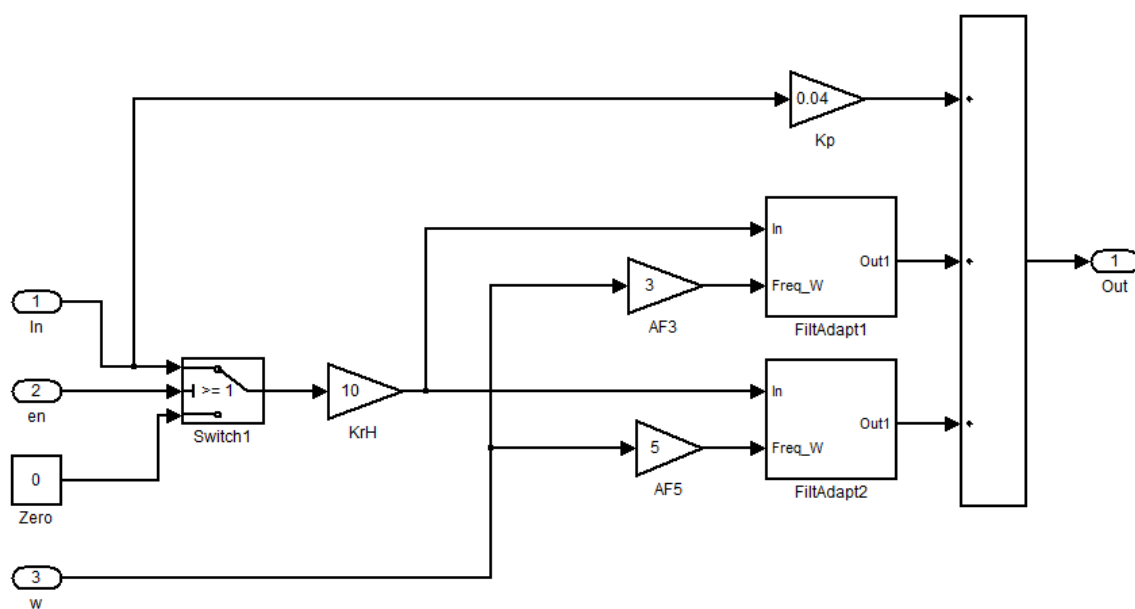
%Definicao de variaveis
persistent N
if isempty(N)
    N = 2;
end

persistent Ts
if isempty(Ts)
    Ts = 1/14400;
end

a1 = 2*cos(w*Ts); %Na verdade -a1
a2 = -1; %Na verdade -a2
b0 = cos(w*N*Ts);
b2 = 0;
b1 = -cos(w*(N-1)*Ts);
```

Fonte: Próprio Autor.

Figura 64 – Estrutura do controle proporcional com compensação das harmônicas.



Fonte: Próprio Autor.

Anexo I – Folha de dados DSC TMS320F28335

Neste anexo está incluso as primeiras páginas da folha de dados do DSC TMS320F28335 detalhando suas características básicas:

TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)

1 Features

- High-performance static CMOS technology
 - Up to 150 MHz (6.67-ns cycle time)
 - 1.9-V/1.8-V core, 3.3-V I/O design
- High-performance 32-bit CPU (TMS320C28x)
 - IEEE 754 single-precision Floating-Point Unit (FPU) (F2833x only)
 - 16 × 16 and 32 × 32 MAC operations
 - 16 × 16 dual MAC
 - Harvard bus architecture
 - Fast interrupt response and processing
 - Unified memory programming model
 - Code-efficient (in C/C++ and Assembly)
- Six-channel DMA controller (for ADC, McBSP, ePWM, XINTF, and SARAM)
- 16-bit or 32-bit External Interface (XINTF)
 - More than 2M × 16 address reach
- On-chip memory
 - F28335, F28333, F28235: 256K × 16 flash, 34K × 16 SARAM
 - F28334, F28234: 128K × 16 flash, 34K × 16 SARAM
 - F28332, F28232: 64K × 16 flash, 26K × 16 SARAM
 - 1K × 16 OTP ROM
- Boot ROM (8K × 16)
 - With software boot modes (through SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF, and parallel I/O)
 - Standard math tables
- Clock and system control
 - On-chip oscillator
 - Watchdog timer module
- GPIO0 to GPIO63 pins can be connected to one of the eight external core interrupts
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE) block that supports all 58 peripheral interrupts
- 128-bit security key/lock
 - Protects flash/OTP/RAM blocks
 - Prevents firmware reverse-engineering
- Enhanced control peripherals
 - Up to 18 PWM outputs
 - Up to 6 HRPWM outputs with 150-ps MEP resolution
 - Up to 6 event capture inputs
 - Up to 2 Quadrature Encoder interfaces
 - Up to 8 32-bit timers
 - (6 for eCAPs and 2 for eQEPs)
 - Up to 9 16-bit timers (6 for ePWMs and 3 XINTCTRs)
- Three 32-bit CPU timers
- Serial port peripherals
 - Up to 2 CAN modules
 - Up to 3 SCI (UART) modules
 - Up to 2 McBSP modules (configurable as SPI)
 - One SPI module
 - One Inter-Integrated Circuit (I2C) bus
- 12-bit ADC, 16 channels
 - 80-ns conversion rate
 - 2 × 8 channel input multiplexer
 - Two sample-and-hold
 - Single/simultaneous conversions
 - Internal or external reference
- Up to 88 individually programmable, multiplexed GPIO pins with input filtering
- JTAG boundary scan support
 - IEEE Standard 1149.1-1990 Standard Test Access Port and Boundary Scan Architecture
- Advanced emulation features
 - Analysis and breakpoint functions
 - Real-time debug using hardware
- Development support includes
 - ANSI C/C++ compiler/assembler/linker
 - Code Composer Studio™ IDE
 - DSP/BIOS™ and SYS/BIOS
 - Digital motor control and digital power software libraries
- Low-power modes and power savings
 - IDLE, STANDBY, HALT modes supported
 - Disable individual peripheral clocks
- Endianness: Little endian
- Package options:
 - Lead-free, green packaging
 - 176-ball plastic Ball Grid Array (BGA) (ZJZ)
 - 179-ball MicroStar BGA™ (ZHH)
 - 176-pin Low-Profile Quad Flatpack (LQFP) (PGF)
 - 176-pin Thermally Enhanced Low-Profile Quad Flatpack (HLQFP) (PTP)
- Temperature options:
 - A: –40°C to 85°C (PGF, ZHH, ZJZ)
 - S: –40°C to 125°C (PTP, ZJZ)
 - Q: –40°C to 125°C (PTP, ZJZ)

(AEC Q100 qualification for automotive applications)

- Factory automation
- Grid infrastructure
- Industrial transport
- Medical, healthcare and fitness
- Motor drives
- Power delivery
- Telecom infrastructure
- Test and measurement

2 Applications

- Advanced Driver Assistance Systems (ADAS)
- Building automation
- Electronic point of sale
- Electric Vehicle/Hybrid Electric Vehicle (EV/HEV) powertrain

3 Description

C2000™ 32-bit microcontrollers are optimized for processing, sensing, and actuation to improve closed-loop performance in [real-time control applications](#) such as [industrial motor drives](#); [solar inverters and digital power](#); [electrical vehicles and transportation](#); [motor control](#); and [sensing and signal processing](#). The C2000 line includes the [Delfino™ Premium Performance](#) family and the [Piccolo™ Entry Performance](#) family.

TMS320C2000™ 32-bit microcontrollers are optimized for processing, sensing, and actuation to improve closed-loop performance in [real-time control applications](#). The C2000™ microcontrollers line includes the [Delfino™ Premium Performance](#) microcontroller family and the [Piccolo™ Entry Performance](#) microcontroller family.

The TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28333, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, and TMS320F28232 devices, members of the TMS320C28x/ Delfino™ DSC/MCU generation, are highly integrated, high-performance solutions for demanding control applications.

Throughout this document, the devices are abbreviated as F28335, F28334, F28333, F28332, F28235, F28234, and F28232, respectively. [F2833x Device Comparison](#) and [F2823x Device Comparison](#) provide a summary of features for each device.

To learn more about the C2000 MCUs, visit the C2000 Overview at www.ti.com/c2000.

Device Information (1)

| PART NUMBER | PACKAGE | BODY SIZE |
|-----------------|---------------------|-------------------|
| TMS320F28335ZHH | BGA MicroStar (179) | 12.0 mm × 12.0 mm |
| TMS320F28334ZHH | BGA MicroStar (179) | 12.0 mm × 12.0 mm |
| TMS320F28332ZHH | BGA MicroStar (179) | 12.0 mm × 12.0 mm |
| TMS320F28235ZHH | BGA MicroStar (179) | 12.0 mm × 12.0 mm |
| TMS320F28234ZHH | BGA MicroStar (179) | 12.0 mm × 12.0 mm |
| TMS320F28232ZHH | BGA MicroStar (179) | 12.0 mm × 12.0 mm |
| TMS320F28335ZJZ | BGA (176) | 15.0 mm × 15.0 mm |
| TMS320F28334ZJZ | BGA (176) | 15.0 mm × 15.0 mm |
| TMS320F28332ZJZ | BGA (176) | 15.0 mm × 15.0 mm |
| TMS320F28235ZJZ | BGA (176) | 15.0 mm × 15.0 mm |
| TMS320F28234ZJZ | BGA (176) | 15.0 mm × 15.0 mm |
| TMS320F28232ZJZ | BGA (176) | 15.0 mm × 15.0 mm |
| TMS320F28335PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28334PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28333PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28332PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28235PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28234PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28232PGF | LQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28335PTP | HLQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28334PTP | HLQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |

Device Information ⁽¹⁾ (continued)

| PART NUMBER | PACKAGE | BODY SIZE |
|-----------------|-------------|-------------------|
| TMS320F28332PTP | HLQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28235PTP | HLQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28234PTP | HLQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |
| TMS320F28232PTP | HLQFP (176) | 24.0 mm × 24.0 mm |

(1) For more information on these devices, see [Mechanical, Packaging, and Orderable Information](#).

3.1 Functional Block Diagram

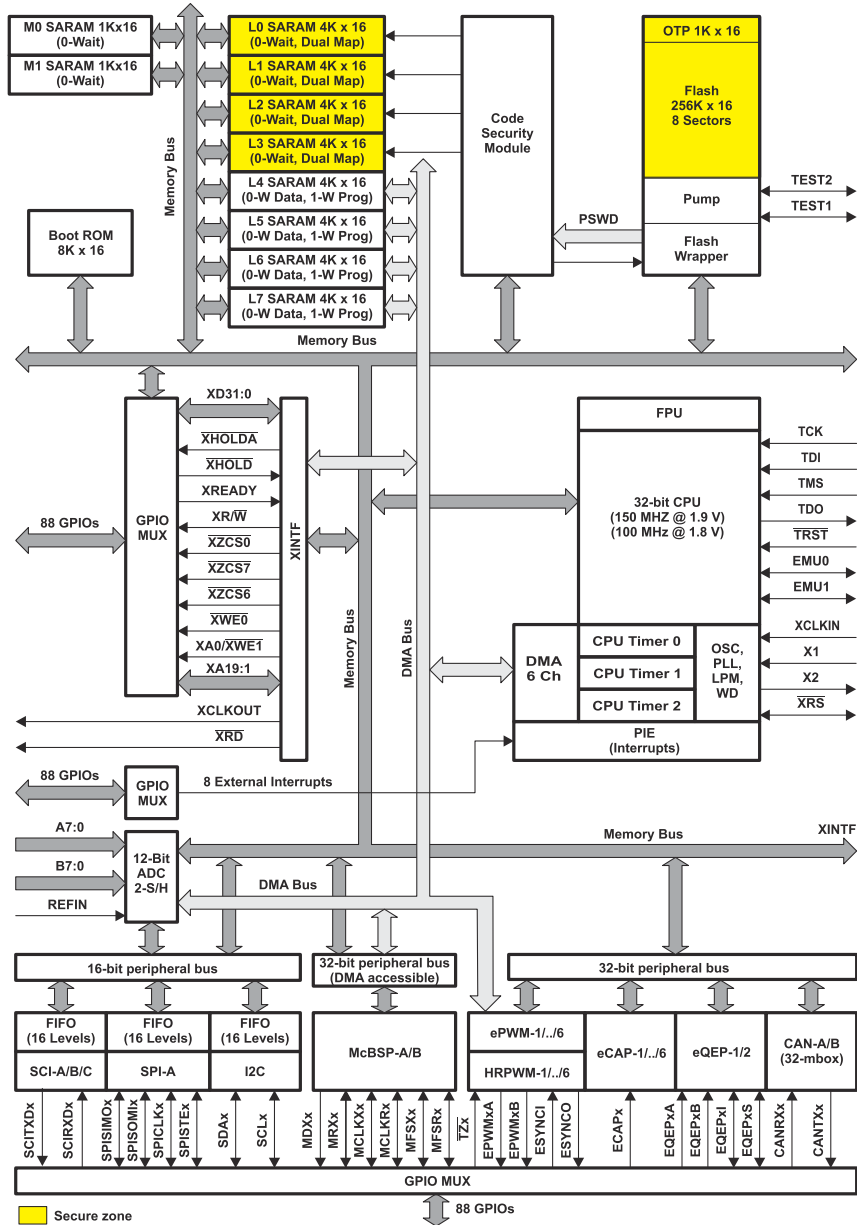


Figure 3-1. Functional Block Diagram