



METODOLOGIA PARA AUTO-AJUSTE DE CONTROLADORES DE
CORRENTE EM CONVERSORES FONTE DE TENSÃO CONECTADOS A
REDES SUJEITAS A DISTÚRBIOS HARMÔNICOS

André Guilherme Peixoto Alves

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Rio de Janeiro
Setembro de 2022

METODOLOGIA PARA AUTO-AJUSTE DE CONTROLADORES DE
CORRENTE EM CONVERSORES FONTE DE TENSÃO CONECTADOS A
REDES SUJEITAS A DISTÚRBIOS HARMÔNICOS

André Guilherme Peixoto Alves

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Aprovada por: Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim
Prof. Robson Francisco da Silva Dias
Prof. Oumar Diene
Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro
Prof. Pedro Gomes Barbosa

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
SETEMBRO DE 2022

Alves, André Guilherme Peixoto

Metodologia para Auto-Ajuste de Controladores de Corrente em Conversores Fonte de Tensão Conectados a Redes Sujeitas a Distúrbios Harmônicos/André Guilherme Peixoto Alves. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2022.

XXIV, 170 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Robson Francisco da Silva Dias

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2022.

Referências Bibliográficas: p. 148 – 155.

1. Conexão com a Rede.
2. Conversor Fonte de Tensão.
3. Controle Auto-Ajustado.
4. Estimacão de Parâmetros.
5. Mitigacão de Resonâncias e Distorções. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

METODOLOGIA PARA AUTO-AJUSTE DE CONTROLADORES DE
CORRENTE EM CONVERSORES FONTE DE TENSÃO CONECTADOS A
REDES SUJEITAS A DISTÚRBIOS HARMÔNICOS

André Guilherme Peixoto Alves

Setembro/2022

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho propõe uma nova metodologia que permite um conversor fonte de tensão se conectar a uma rede elétrica com parâmetros desconhecidos e operar com um controle de malha fechada auto-ajustável, dispensando assim a presença de um operador para a modificação dos parâmetros de controle, facilitando o auto-comissionamento do mesmo. Para isto, o método utiliza uma técnica de detecção de impedância do sistema elétrico baseada na injeção de um sinal harmônico não característico com um controlador por banda de histerese, e em seguida ajusta automaticamente os controladores responsáveis pelo rastreamento assintótico das referências e rejeição de ressonâncias. Além disso, é proposta uma análise de rejeição a distúrbios harmônicos com o intuito de permitir o ajuste de controladores ressonantes analiticamente de forma a atender requisitos de qualidade de energia. São também propostos modelos matemáticos considerando a influência da impedância da rede elétrica ao longo da frequência nas análises de rastreamento e rejeição a distúrbios. As propostas são validadas através de simulações e experimentos.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

SELF-TUNING METHODOLOGY OF CURRENT CONTROLLERS IN
VOLTAGE SOURCE CONVERTERS CONNECTED TO GRIDS SUBJECT TO
HARMONIC DISTURBANCES

André Guilherme Peixoto Alves

September/2022

Advisors: Luís Guilherme Barbosa Rolim
Robson Francisco da Silva Dias

Department: Electrical Engineering

This work proposes a new methodology that allows a voltage source converter to connect to a grid with unknown parameters and operate with a self-adjusting closed-loop control, thus avoiding the presence of an operator for the tuning of control parameters, facilitating its self-commissioning. In order to do this, the method utilizes an impedance detection technique based on the injection of an uncharacteristic harmonic signal with a hysteresis band controller, and then automatically adjusts the controllers responsible for asymptotic reference tracking and resonance rejection. In addition, a disturbance rejection analysis is proposed with the objective of tuning resonant controllers based in power quality requirements. Mathematical models are also proposed considering the influence of the grid's impedance characteristic on the reference tracking and disturbance rejection analyses. The proposals are validated through simulations and experiments.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Símbolos	xix
Lista de Abreviaturas	xxiii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Objetivo	4
1.3 Publicações e Contribuições do Trabalho	4
1.4 Estrutura do Documento	6
2 Revisão Bibliográfica	7
2.1 Caracterização do Problema	7
2.1.1 Problemas de ressonância e instabilidade	7
2.1.2 Problemas de desempenho transitório	15
2.1.3 Problemas de desempenho em regime permanente	16
2.1.4 Resumo da caracterização do problema	22
2.2 Técnicas para Estimação de Parâmetros da Rede	23
2.3 Técnicas Utilizadas no Ajuste Automático de Ganhos para Rastrea- mento de Referência	27
2.4 Técnicas de Amortecimento Ativo para Mitigação de Ressonâncias . .	30
2.5 Utilização de Controladores Ressonantes para Mitigação de Distor- ções Harmônicas	34
2.6 Resumo da Revisão Bibliográfica	35
3 Fundamentação Teórica	37
3.1 Consideração de uma Planta RL	37
3.1.1 Modelagem matemática para uma planta RL	37
3.1.2 Análise do controlador de corrente considerando uma planta RL	39

3.1.3	Consideração do atraso existente no modelo do VSC	44
3.2	Consideração de uma Planta LCL	48
3.2.1	Modelagem matemática para uma planta LCL	48
3.2.2	Realimentação da corrente de saída do conversor	51
3.2.3	Realimentação da corrente de saída para a rede	53
3.2.4	Influência do atraso do VSC considerando a realimentação de corrente do conversor	55
3.2.5	Influência do atraso do VSC considerando a realimentação de corrente de saída para a rede	56
3.3	Soluções com amortecimento ativo	57
3.3.1	Utilização de filtro <i>Notch</i> em cascata	58
3.3.2	Amortecimento ativo utilizando a corrente do capacitor	66
3.3.3	Filtragem derivativa da tensão do capacitor	69
3.3.4	Amortecimento ativo através da filtragem da corrente de saída para a rede	70
3.4	Amortecimento Passivo	72
3.5	Paralelismo de Controladores Ressonantes para Mitigação de Distorções	74
3.6	Conclusões do Capítulo	76
4	Metodologia Proposta de Auto-Ajuste do Controle do VSC	78
4.1	Projeto e Dimensionamento do Circuito Estudado	78
4.2	Estimação dos Parâmetros da Rede Elétrica e Ajuste Automático do Controle	81
4.3	Análise de Estabilidade para o Sistema	85
4.4	Influência dos Controladores Ressonantes na Estabilidade do Sistema	87
4.5	Resumo do Capítulo	90
5	Proposta de Análise de Rejeição a Distúrbios e Consideração da Impedância da Rede no Domínio da Frequência	92
5.1	Exemplo didático para uma rede modelada com característica indu- tiva e controlador PI	93
5.1.1	Ajuste de Controlador Ressonante para Mitigação de Distorções	99
5.2	Modelo considerando um filtro LCL com uma rede indutiva	103
5.2.1	Ajuste de Controlador Ressonante para Mitigação de Distor- ções no caso LCL	107
5.2.2	Susceptibilidade a harmônicos de ordem elevada	111
5.3	Análise considerando um filtro LCL com a resposta em frequência da rede	113
5.3.1	Investigação para um VSC de Maior Potência	117
5.4	Resumo do Capítulo	122

6	Resultados de Simulação	124
6.1	Validação Inicial para uma Planta RL	124
6.2	Validação Considerando uma Planta com Característica Ressonante .	127
6.3	Validação em um Modelo de Rede Proposto na Literatura	130
6.4	Conclusões do Capítulo	134
7	Resultados Experimentais	136
7.1	Validação da Metodologia de auto-ajuste com Protótipo em Escala Reduzida	136
7.2	Validação da Análise de Rejeição a Distúrbio com Utilização de Simulador em Tempo Real	139
7.3	Conclusões do Capítulo	144
8	Conclusões e Propostas de Trabalhos Futuros	145
8.1	Conclusões e Contribuições da Tese	145
8.2	Trabalhos Futuros	146
	Referências Bibliográficas	148
A	Estimação de Impedância por Varredura CA	156
B	Demonstrações e Formulações Matemáticas	158
B.1	Regra de Tustin Aplicada a um Filtro <i>Notch</i>	158
B.1.1	Regra de Tustin pelo método convencional	159
B.1.2	Regra de Tustin com pré-distorção - <i>prewarp</i>	159
B.2	Modelagem e Discretização do Amostrador de Ordem Zero	160
B.2.1	Função de Transferência de um ZOH	160
B.2.2	Representação discreta de um sistema contínuo amostrado com ZOH	162
C	Implementação Digital do Controlador por Banda de Histerese Amostrado	163
D	Consequências da Injeção Interharmônica	165
E	Modelo Matemático Considerando Grandezas em pu	168

Lista de Figuras

1.1	Destaque do desempenho transitório exibido pelo sistema em malha fechada no rastreamento de uma referência de corrente.	3
1.2	Efeitos de ressonância e instabilidade no VSC em malha fechada. . .	3
1.3	Distorções harmônicas nas correntes do VSC.	3
1.4	Publicações associadas ao trabalho.	6
2.1	Circuito equivalente utilizado para a análise de estabilidade.	8
2.2	Modelo utilizado para a análise do método de passividade.	10
2.3	Correntes trifásicas de saída do conversor no exemplo onde a indutância da rede muda de 0 para 0,5 mH no instante 0,2 s.	13
2.4	Espectro harmônico da corrente após a modificação da indutância da rede.	13
2.5	Correntes trifásicas de saída do conversor com a indutância da rede e os ganhos do controlador modificados no instante 0,20 s.	13
2.6	Comparação de rastreamento considerando apenas o filtro de saída e considerando também a influência do modelo da rede.	15
2.7	Sistema de testes utilizado para estudos harmônicos.	17
2.8	Impedância do sistema de testes medida a partir de BT1.	18
2.9	Impedância do sistema de testes medida a partir de BT3.	18
2.10	Tensões trifásicas medidas na barra BT1.	18
2.11	Espectro harmônico de tensão na barra BT1.	19
2.12	Tensões trifásicas medidas na barra BT3.	19
2.13	Correntes de saída do VSC considerando o PAC em BT1.	21
2.14	Correntes de saída do VSC considerando o PAC em BT3.	21
2.15	Espectro harmônico das correntes do VSC com o PAC em BT1. . . .	21
2.16	Metodologia de cálculo da Transformada Discreta de Fourier por soma corrida.	24
2.17	Metodologia de auto-ajuste proposta por Khorramabadi et al.	28
2.18	Controle adaptativo proposto por Xu e Li para um STATCOM.	29
2.19	Estratégia de amortecimento ativo através da compensação em cascata. .	31

2.20	Estratégia de amortecimento ativo através da compensação por realimentação de um estado da planta.	31
2.21	Utilização de controladores ressonantes em paralelo.	34
3.1	VSC conectado à rede elétrica através de uma planta tipo RL.	38
3.2	Diagrama de controle no referencial síncrono para uma planta tipo RL.	40
3.3	Lugar das raízes utilizando-se um controlador PI cujo zero está afastado do polo da planta RL.	41
3.4	Lugar das raízes utilizando-se um controlador PI cujo zero cancela o polo da planta RL.	41
3.5	Malha de controle no referencial síncrono considerando o efeito do atraso do VSC em uma planta RL.	45
3.6	Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono considerando o efeito do atraso para uma planta RL.	46
3.7	Representação digital do controle em malha fechada no referencial síncrono considerando o atraso do VSC para uma planta RL.	47
3.8	Lugar das raízes considerando o efeito do atraso do VSC para uma planta RL no referencial síncrono.	47
3.9	Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono projetado para uma banda passante elevada.	48
3.10	VSC conectado à rede com filtragem tipo LCL.	48
3.11	Diagrama de controle no referencial síncrono considerando a realimentação da corrente de saída do conversor.	52
3.12	Lugar das raízes considerando a realimentação da corrente de saída do conversor para diferentes valores de L_2	52
3.13	Resposta em frequência de malha aberta do sistema com a utilização de i_{L1}	52
3.14	Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com a utilização de i_{L1}	53
3.15	Diagrama de controle no referencial síncrono considerando a realimentação da corrente de saída para a rede.	53
3.16	Lugar das raízes considerando a realimentação da corrente de saída para a rede para diferentes valores de L_2	54
3.17	Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono com a utilização de i_{L2}	54
3.18	Resposta ao degrau do sistema no referencial síncrono em malha fechada com a utilização de i_{L2}	55
3.19	Controle realimentado de i_{L1} considerando o efeito do atraso.	56

3.20	Lugar das raízes do sistema com realimentação da corrente do lado do conversor considerando o efeito do atraso para diferentes valores de L_2	56
3.21	Controle realimentado de i_{L2} considerando o atraso no modelo do VSC.	57
3.22	Lugar das raízes do sistema com realimentação da corrente de saída para a rede considerando o efeito do atraso para diferentes valores de L_2	57
3.23	Controle no referencial síncrono com realimentação de i_{L2} utilizando filtro <i>Notch</i> em cascata.	58
3.24	Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono realimentado com i_{L2} e filtro <i>Notch</i> em cascata.	61
3.25	Lugar das raízes do sistema realimentado com i_{L2} e filtro <i>Notch</i> em cascata para variações de L_2	62
3.26	Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com a utilização de i_{L2} e filtro <i>Notch</i> em cascata.	62
3.27	Lugar das raízes do sistema realimentado com i_{L2} e filtro <i>Notch</i> em cascata considerando um erro de 20% a mais na estimação de L_2	63
3.28	Lugar das raízes do sistema realimentado com i_{L2} e filtro <i>Notch</i> em cascata considerando um erro de 20% a menos na estimação de L_2	64
3.29	Resposta em frequência do sistema no referencial síncrono realimentado com i_{L2} e filtro <i>Notch</i> em cascata considerando um erro de 20% a mais na estimação de L_2	64
3.30	Lugar das raízes do sistema com a utilização de i_{L1} e filtro <i>Notch</i> em cascata para variações de L_2	65
3.31	Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com a utilização de i_{L1} e filtro <i>Notch</i> em cascata, sendo considerado o atraso do conversor e uma rede fraca.	66
3.32	Controle de i_{L2} utilizando a corrente do capacitor para amortecimento ativo.	67
3.33	Controle de i_{L2} utilizando a filtragem da tensão do capacitor para amortecimento ativo.	69
3.34	Controle de i_{L2} utilizando a dinâmica da própria grandeza para amortecimento ativo.	70
3.35	Filtro LCL com adição de amortecimento passivo.	72
3.36	Malha de controle no referencial síncrono considerando a utilização de controladores ressonantes em paralelo para mitigação de distorções.	75
3.37	Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono contendo controladores ressonantes sintonizados em harmônicos de ordem 6 e 12 na base de 50 Hz.	76

3.38	Resposta em frequência de malha fechada do sistema no referencial síncrono contendo controladores ressonantes sintonizados em harmônicos de ordem 6 e 12 na base de 50 Hz.	76
4.1	Sistema composto por VSC com filtro LCL conectado à rede elétrica.	79
4.2	Resposta em frequência dos filtros LCL variando-se L_g	80
4.3	Fluxograma do método proposto para operação de VSC conectado a uma rede elétrica desconhecida.	81
4.4	Metodologia proposta para a obtenção de parâmetros da rede elétrica e ajuste dos controladores de corrente.	83
4.5	Controle no referencial síncrono utilizando os parâmetros estimados.	84
4.6	Resposta em frequência para o sistema estudado em malha aberta considerando a variação de L_g	87
4.7	Lugar das raízes para o sistema estudado considerando a variação de L_g	87
4.8	Resposta em frequência para o sistema projetado no referencial síncrono em malha aberta contendo os controladores ressonantes.	89
4.9	Resposta em frequência para o sistema projetado no referencial síncrono em malha fechada contendo os controladores ressonantes.	89
4.10	Diagrama de Nyquist para o sistema projetado no referencial síncrono contendo os controladores ressonantes.	90
4.11	Lugar das raízes para o sistema contendo controladores ressonantes variando-se L_g	90
5.1	Exemplo didático contendo a rede com característica indutiva e o modelo matemático do sistema.	93
5.2	Resposta em frequência de rastreamento em malha fechada considerando uma rede indutiva.	95
5.3	Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma rede indutiva.	95
5.4	Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico.	96
5.5	Espectro harmônico das correntes devido a um distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico.	97
5.6	Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e a simulação do conversor conectado à rede controlado no referencial síncrono.	97
5.7	Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico para um controlador PI com ganhos aumentados.	98
5.8	Espectro harmônico das correntes devido ao distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico para um controlador PI com ganhos aumentados.	98

5.9	Resposta em frequência de rastreamento em malha fechada considerando uma rede indutiva e adição de controlador ressonante.	101
5.10	Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma rede indutiva e adição de controlador ressonante.	101
5.11	Correntes trifásicas devido a um distúrbio de tensão de 5% tendo um controlador ressonante ajustado.	101
5.12	Espectro harmônico das correntes devido a um distúrbio de tensão de 5% com tendo um controlador ressonante ajustado.	102
5.13	Respostas em frequência ao distúrbio para $K_h = 2, 5$ e $K_h = -2, 4$	102
5.14	Diagramas de Nyquist a partir da malha aberta para $K_h = 2, 5$ e $K_h = -2, 4$	102
5.15	Modelo considerando o filtro LCL de saída e a impedância indutiva da rede.	103
5.16	Diagrama de blocos para as análises de rastreamento e distúrbio considerando uma implementação com filtro LCL e impedância da rede.	104
5.17	Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma planta LCL com rede indutiva.	106
5.18	Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva.	106
5.19	Espectro harmônico das correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva.	107
5.20	Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e a simulação do conversor conectado à rede controlado no referencial síncrono para o caso LCL.	107
5.21	Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma planta LCL com rede indutiva e implementação de controlador ressonante.	110
5.22	Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva e implementação de controlador ressonante.	110
5.23	Espectro harmônico das correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva e controlador ressonante implementado.	111
5.24	Correntes distorcidas devido a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL.	112
5.25	Espectro harmônico das correntes distorcidas devido a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL.	112
5.26	Correntes sujeitas a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL com controlador ressonante.	113

5.27	Espectro harmônico das correntes sujeitas a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL com controlador ressonante.	113
5.28	Modelo considerando o filtro LCL de saída e a impedância da rede. .	114
5.29	Respostas em frequência de rastreamento em malha aberta considerando a impedância da rede para diferentes casos de relação de transformação.	116
5.30	Respostas em frequência de rastreamento em malha fechada considerando a impedância da rede para diferentes casos de relação de transformação.	117
5.31	Respostas em frequência de distúrbio considerando a impedância da rede para diferentes casos de relação de transformação.	117
5.32	Respostas em frequência de malha aberta para o VSC de 1 MVA conectado à rede de testes com e sem a influência da impedância ao longo da frequência.	119
5.33	Diferença entre as mínimas margens de fase dos sistemas considerando e desconsiderando a impedância da rede ao longo da frequência. . . .	119
5.34	Respostas em frequência de malha fechada para o VSC de 1 MVA conectado à rede de testes com e sem a influência da impedância ao longo da frequência.	120
5.35	Respostas em frequência de distúrbio para o VSC de 1 MVA conectado à rede de testes com e sem a influência da impedância ao longo da frequência.	120
5.36	Correntes de saída do VSC de 5 kVA conectado à rede do sistema de testes indicando menos rejeição a distúrbios harmônicos característicos.	121
5.37	Correntes de saída do VSC de 1 MVA conectado à rede do sistema de testes indicando mais rejeição a distúrbios harmônicos característicos.	122
6.1	Sistema modelado em simulação para uma planta RL.	125
6.2	Metodologia proposta considerando correntes iniciais nulas para uma planta RL.	126
6.3	Metodologia proposta considerando correntes iniciais nominais para uma planta RL.	126
6.4	Processo de estimação considerando variações de impedância da rede elétrica.	127
6.5	Sistema modelado em simulação para uma planta com característica ressonante.	128
6.6	Correntes do lado do conversor e de saída para a rede para uma planta ressonante sem amortecimento ativo.	129

6.7	Espectro harmônico com o detalhe do fenômeno de ressonância.	129
6.8	Correntes do lado do conversor e de saída para a rede para uma planta ressonante com amortecimento ativo.	130
6.9	Diagrama de simulação considerando a rede como o <i>Benchmark</i> proposto por Papic et al.	132
6.10	Correntes de saída do VSC sem a utilização dos controladores ressonantes no método proposto, considerando a integração com o <i>Benchmark</i> proposto por Papic et al.	133
6.11	Espectro harmônico das correntes de saída para a rede infringindo o estabelecido na IEEE 519-2014.	133
6.12	Correntes de saída do VSC com o controle proposto, considerando a integração com o <i>Benchmark</i> proposto por Papic et al.	134
6.13	Espectro harmônico das correntes de saída para a rede obedecendo o estabelecido na IEEE 519-2014.	134
7.1	Protótipo em escala reduzida utilizado para validação experimental.	137
7.2	Resultado experimental da estimação de parâmetros e auto-ajuste de controladores considerando correntes iniciais nulas.	138
7.3	Resultado experimental da estimação de parâmetros e auto-ajuste de controladores considerando correntes iniciais nominais.	138
7.4	Sistema modelado no simulador em tempo real para validação da análise de distúrbio harmônico.	139
7.5	Experimento executado em laboratório com simulador em tempo real.	139
7.6	Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e o experimento.	141
7.7	Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 5 ^o harmônico de tensão de 5%.	141
7.8	Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 5 ^o harmônico de tensão de 5% e implementação de controlador ressonante.	141
7.9	Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e o experimento realizado para diferentes harmônicos característicos.	142
7.10	Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 7 ^o harmônico de tensão de 5%.	143
7.11	Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 11 ^o harmônico de tensão de 5%.	143
7.12	Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 13 ^o harmônico de tensão de 5%.	143
A.1	Medição da impedância da rede através da varredura CA.	156

B.1	Representação da atuação de um ZOH.	161
B.2	Resposta em frequência do modelo obtido para o ZOH, com normalização.	162
C.1	Planta simplificada para aplicação do controlador por banda de histerese amostrado.	163
C.2	Implementação digital de um controlador por banda de histerese. . .	164
E.1	Conversor conectado à rede em uma planta indutiva para análise. . .	168
E.2	Modelo matemático para uma planta indutiva no referencial dq em pu.	169

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros utilizados na simulação para demonstrar os fenômenos de ressonância com instabilidade.	12
2.2	Parâmetros simulados para demonstrar a importância da característica da rede na integração do VSC.	20
3.1	Tabela com parâmetros utilizados para a obtenção do lugar das raízes no caso RL.	40
3.2	Tabela com parâmetros práticos para obtenção do lugar das raízes.	51
3.3	Resumo da estabilidade dos controles em malha fechada para cada caso estudado.	66
3.4	Resumo dos métodos utilizados para amortecimento ativo.	72
4.1	Parâmetros utilizados na etapa de projeto e análise de estabilidade do sistema.	86
4.2	Tabela que mostra a variação da margem de fase do sistema de acordo com a indutância da rede elétrica.	86
5.1	Parâmetros simulados na demonstração de distúrbio harmônico.	96
5.2	Parâmetros utilizados na simulação para demonstração de distúrbio harmônico em uma planta LCL com rede indutiva.	105
5.3	Parâmetros do VSC de 5 kVA para a conexão no ponto BT1 da Figura 2.7.	116
5.4	Parâmetros do VSC de 1 MVA projetado para a conexão no ponto BT1 da Figura 2.7.	118
6.1	Parâmetros utilizados em simulação para o caso de planta RL.	126
6.2	Parâmetros utilizados em simulação para o caso de uma planta com característica ressonante.	128
6.3	Parâmetros simulados na integração do VSC com o <i>Benchmark</i>	132
7.1	Parâmetros utilizados na montagem em bancada.	137

7.2	Parâmetros utilizados no experimento para análise de distúrbio harmônico.	140
-----	---	-----

Lista de Símbolos

C_1	Capacitor de filtragem, p. 48
$F(s)$	Controlador de corrente, p. 9
$G_{HP}(s)$	Função de transferência de um filtro passa-altas, p. 71
$G_{MA}(s)$	Função de transferência de malha aberta, p. 44
$G_c(s)$	Função de transferência do controle de corrente em malha fechada, p. 9
$G_{d/dt}(s)$	Função de transferência prática de um derivador, p. 71
$H(s)$	Função de transferência utilizada para <i>feedforward</i> , p. 9
I_g	Corrente elétrica que flui para a rede, p. 8
I_s	Corrente elétrica do equivalente de Norton do VSC controlado, p. 8
I_{gq}	Corrente de eixo em quadratura injetada na rede, p. 93
$I_h(\%)$	Porcentagem de corrente referente ao harmônico de ordem h, p. 99
K_h	Ganho integral do controlador ressonante referente à frequência ω_h , p. 34
K_i	Ganho integral do controlador PI, p. 39
K_p	Ganho proporcional do controlador PI, p. 39
L_1	Indutância do lado do conversor, p. 37
L_2	Indutância do lado da rede, p. 37
L_{est}	Indutância estimada, p. 24
MF	Margem de fase, p. 44

$N_n(s)$	Filtro <i>Notch</i> de ordem n , p. 58
N_p	Número de pontos que configura o intervalo de análise da TDF, p. 25
R_1	Resistência elétrica do lado do conversor, p. 37
R_2	Resistência elétrica do lado da rede, p. 37
R_d	Resistência elétrica para amortecimento passivo, p. 72
R_{est}	Resistência elétrica estimada, p. 24
S_{nom}	Potência aparente nominal, p. 12
T_d	Tempo de atraso no modelo do VSC referente ao processamento do controle e ao PWM, p. 9
T_s	Período de amostragem, p. 11
V_g	Tensão do equivalente de Thévenin da rede, p. 8
V_{cc}	Tensão no elo CC do conversor, p. 39
V_{gq}	Tensão da rede de eixo em quadratura, p. 93
V_h	Amplitude da tensão referente ao harmônico h , p. 24
$V_h(\%)$	Porcentagem de tensão referente ao harmônico de ordem h , p. 99
V_{pac}	Tensão no ponto de acoplamento comum, p. 10
$Y(s)$	Admitância do equivalente de Norton do VSC, p. 9
Z_g	Impedância da rede elétrica, p. 8
Z_o	Impedância do equivalente de Norton do VSC controlado, p. 8
Z_{LCL}	Impedância do filtro LCL, p. 73
Z_b	Impedância base associada ao sistema elétrico, p. 79
ΔMF	Varição de margem de fase, p. 60
Δi_{L1}	<i>Ripple</i> de corrente do lado do conversor, p. 78
$\hat{N}(s)$	Filtro <i>Notch</i> estimado, p. 84
$\hat{\omega}_{res}$	Frequência de ressonância estimada, p. 84

\mathbf{I}_{abc}	Vetor espacial de corrente do sistema trifásico abc, p. 38
\mathbf{I}_{dq}	Vetor espacial de corrente no referencial síncrono dq, p. 38
\mathbf{V}_{abc}	Vetor espacial de tensão do sistema trifásico abc, p. 38
\mathbf{V}_{dq}	Vetor espacial de tensão no referencial síncrono dq, p. 38
ω_n	Frequência natural, p. 42
ω_B	Banda passante, p. 34
ω_c	Frequência de corte, p. 71
ω_{gc}	Frequência de cruzamento de ganho, p. 44
ω_h	Frequência harmônica h de interesse, p. 34
ω_{nf}	frequência do <i>Notch</i> , p. 57
ω_{res}	frequência de ressonância, p. 50
ω_r	frequência de antirressonância, p. 50
θ_{Vh}	Fase da tensão referente ao harmônico h, p. 24
$\underline{I_{gq}}$	Corrente de eixo em quadratura injetada na rede em por unidade, p. 94
$\underline{V_{gq}}$	Tensão da rede de eixo em quadratura em por unidade, p. 94
ξ	Coefficiente de amortecimento, p. 42
f_g	Frequência da rede, p. 12
f_s	Frequência de amostragem, p. 12
i_d	Corrente de eixo direto, p. 39
i_q	Corrente de eixo em quadratura, p. 39
i_{C1}	Corrente no capacitor de filtragem, p. 48
i_{L1}	Corrente do lado do conversor, p. 48
i_{L2}	Corrente do lado da rede, p. 48
t_{ss}	Tempo de acomodação, p. 40
v_d	Tensão de eixo direto, p. 39

v_q	Tensão de eixo em quadratura, p. 39
v_{C1}	Tensão no capacitor de filtragem, p. 48
v_g	Tensão da rede, p. 37
v_{inv}	Tensão de saída do inversor, p. 37

Lista de Abreviaturas

AT	Alta Tensão, p. 16
BT	Baixa Tensão, p. 16
CCBH	Controlador de Corrente por Banda de Histerese, p. 81
CHIRP	<i>Compressed High Intensity Radar Pulse</i> - Pulso de Radar de Alta Intensidade Comprimido, p. 25
DHT	Distorção Harmônica Total, p. 17
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador de Sinal Digital, p. 4, 136
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> - Resistência Equivalente Série, p. 73
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i> - Sistemas de Transmissão Flexíveis em Corrente Alternada, p. 1
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> - Corrente Contínua em Alta Tensão, p. 1
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> - Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos, p. 16
MT	Média Tensão, p. 16
PAC	Ponto de Acoplamento Comum, p. 7
PI	Controlador Proporcional-Integral, p. 1
PRBS	<i>Pseudo-Random Binary Signal</i> - Sinal Binário Pseudo-Aleatório, p. 25
PR	Controlador Proporcional-Ressonante, p. 1

PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso, p. 9
RCC	Relação de Curto-Circuito, p. 12
STATCOM	Static Synchronous Compensator, p. 29
TDF	Transformada Discreta de Fourier, p. 24
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> - Conversor Fonte de Tensão, p. 1
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i> - Amostrador de Ordem Zero, p. 46

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta uma contextualização geral dos tópicos incluídos neste trabalho, com o intuito de motivar o estudo, e em seguida apresenta os objetivos principais do trabalho. As publicações e contribuições geradas através do estudo são destacadas, e por fim, é detalhada a estrutura textual desta tese.

1.1 Contextualização

A topologia de conversores fonte de tensão (em inglês, VSC) vem sendo cada vez mais utilizada, seja na área de sistemas de transmissão flexíveis em corrente alternada (em inglês, FACTS), na de transmissão de corrente contínua em alta tensão (em inglês, HVDC), em acionamentos de máquinas elétricas ou na integração de fontes renováveis com a rede elétrica [1–4], incluindo majoritariamente sistemas fotovoltaicos e eólicos. Dentro das aplicações de VSC conectados à rede elétrica, é frequente a utilização de controladores com ganhos fixos, como o Proporcional-Integral (PI) ou Proporcional-Ressonante (PR), tanto para as correntes de saída do conversor, onde o PI e o PR podem ser utilizados, quanto para o controle de tensão do barramento CC, onde o PI é empregado [5]. Tais controladores necessitam ser corretamente ajustados para que se tenha um desempenho dinâmico satisfatório e se garanta a estabilidade do sistema em malha fechada [6]. Em casos de aplicação onde a rede é considerada fraca, tem-se ainda uma maior preocupação com relação à estabilidade [7].

Além disso, com a utilização de filtros LCL, que possuem capacidade de filtragem maior que a dos indutivos, se tem ainda uma acentuação do problema, gerando ressonâncias inerentes ao modelo do filtro e sua associação com a rede elétrica [8, 9]. A utilização de amortecimento ativo é comumente empregada nesta situação [10, 11], entretanto, as soluções existentes na literatura exigem um certo grau de conhecimento da planta para sua implementação adequada.

Um outro ponto que se apresenta conhecido, entretanto caracterizado parcialmente na literatura no geral, e que começou a ser mais discutido em publicações recentes como em [12, 13], é a influência do comportamento de redes elétricas reais na operação dos conversores. Em [12], é inclusive proposto um modelo de sistema elétrico de testes para que outros estudos possam obter resultados mais próximos da realidade, principalmente quando são necessárias análises harmônicas. Já em [13], são discutidas as diretrizes a serem adotadas para uma modelagem adequada da rede elétrica para melhor representar os fenômenos harmônicos existentes em sistemas reais. Tais fenômenos podem incluir ressonâncias e distorções harmônicas, as quais devem ser mitigadas na integração do VSC com o intuito de atender as normas vigentes [14, 15].

As Figuras 1.1, 1.2 e 1.3 ilustram, de forma qualitativa, os principais problemas apontados nos parágrafos anteriores, sendo eles, respectivamente: (1) o rastreamento assintótico para o controle, onde as correntes de saída do conversor devem seguir as referências de acordo com o desempenho transitório estabelecido pelo projetista; (2) as instabilidades e ressonâncias que podem acontecer devido à interação entre o conversor controlado em malha fechada e a rede elétrica; (3) distorções harmônicas que podem existir nas correntes de saída do conversor na integração com a rede elétrica.

Dessa forma, estudos prévios de caracterização da rede elétrica são necessários para que as malhas de controle sejam ajustadas de acordo com seus parâmetros, objetivando um rastreamento adequado das referências, mitigação de ressonâncias, garantia de estabilidade e desempenho de regime permanente em termos de qualidade de energia.

Uma solução mais robusta em termos de automatização do processo seria a adição do auto-comissionamento e capacidade *plug and play* para o próprio conversor, fazendo com que o mesmo tenha essa rotina de análise da rede elétrica e ajuste automaticamente os controladores em seguida, fazendo com que os problemas de estabilidade, dinâmica transitória, ressonância e distorções harmônicas sejam evitados, podendo operar conectado a uma rede desconhecida sem necessitar da interferência de um operador no processo.

Ressalta-se que os fenômenos que geram os problemas mencionados anteriormente serão caracterizados e detalhados ao longo desta tese, ficando também evidentes as respectivas soluções adotadas em cada caso.

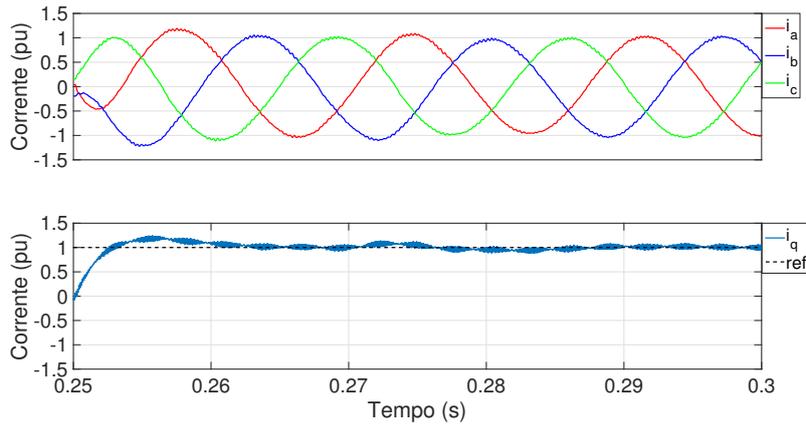


Figura 1.1: Destaque do desempenho transitório exibido pelo sistema em malha fechada no rastreamento de uma referência de corrente.

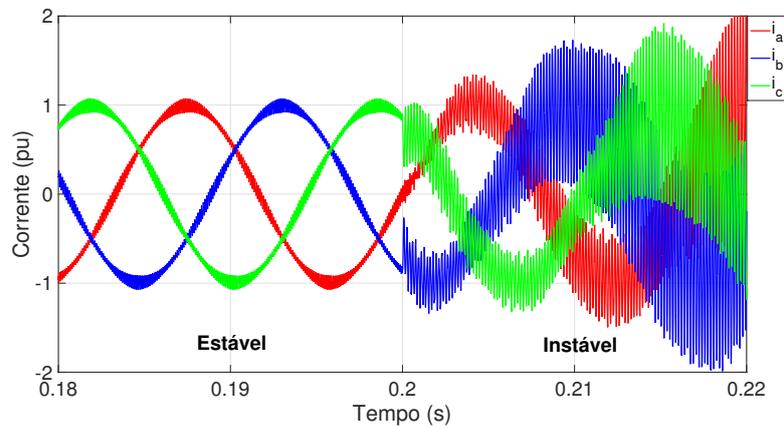


Figura 1.2: Efeitos de ressonância e instabilidade no VSC em malha fechada.

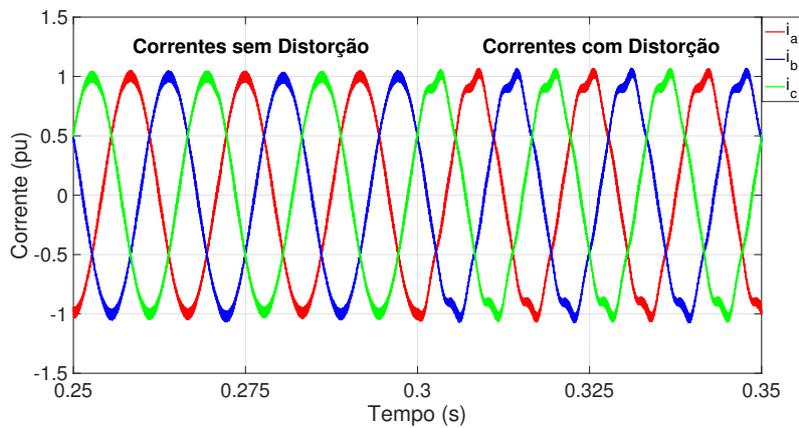


Figura 1.3: Distorções harmônicas nas correntes do VSC.

1.2 Objetivo

De acordo com a contextualização feita anteriormente e os problemas mencionados, este trabalho propõe uma metodologia *plug and play* para VSCs integrados à rede elétrica, onde o equipamento deve:

- Efetuar primeiramente um processo de caracterização da rede elétrica através de sua impedância, permitindo assim que os controladores sejam ajustados adequadamente;
- Rastrear assintoticamente as referências de acordo com os critérios de desempenho transitório e estabilidade desejados, onde as correntes de saída devem ser controladas de acordo com as potências ativa e reativa desejadas;
- Amortecer as ressonâncias geradas pela interação entre o conversor controlado e o modelo da rede elétrica, garantindo a estabilidade do sistema em malha fechada, considerando também a influência de fenômenos como o atraso gerado na resposta do conversor devido ao processamento e chaveamento;
- Mitigar distorções harmônicas nas correntes de saída do conversor que possam ser decorrentes de distúrbios da rede elétrica, fato este que será também propriamente caracterizado no trabalho.

A proposta é primeiramente validada através de resultados de simulação e, em seguida, validada por meio de resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo contendo um conversor estático conectado à rede controlado por um processador de sinal digital (DSP), assim como também a partir de simulações em tempo real.

1.3 Publicações e Contribuições do Trabalho

A Figura 1.4 mostra, de forma resumida, todas as publicações associadas a este trabalho. As respectivas contribuições também estão descritas abaixo:

- Inicialmente, foi produzido um artigo denominado “Detecção de Impedância Online para Conversores Fonte de Tensão através da Transformada Discreta de Fourier” [16], que foi apresentado em Agosto de 2020 no VIII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), onde teve destaque como o melhor trabalho dos apresentados na Sessão: SBSE 8.1 - Eletrônica de Potência. Como contribuições, destaca-se a adaptação do método proposto por [17] para diversas aplicações de VSC, sendo injetadas correntes interharmônicas com amplitude controlada na rede através de um controlador por banda de histerese ao invés

de utilizar referências de malha aberta para a modulação, como feito na referência original. Dentre as aplicações abordadas, estão o compensador estático de potência reativa, o inversor de interface para integração de fontes renováveis com a rede, e o caso de um acionamento de um motor;

- Tal destaque ocasionou em um convite para a submissão de um artigo com novas contribuições, análises e resultados no *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* da editora *Springer*. O artigo em questão, intitulado “Online Impedance Estimation for Voltage Source Converters through the Discrete Fourier Transform” [18] foi publicado em Julho de 2021. Em adição ao que já havia sido publicado na versão anterior, foram mostradas as consequências da injeção de corrente não característica utilizada em termos do espectro harmônico das grandezas elétricas, incluindo o aparecimento de uma potência oscilante e sua influência no elo CC do conversor. Foi também mostrado o funcionamento do método em condições de variação de cargas locais;
- O artigo “VSC Plug-and-Play Operation Using Online Grid Parameter Estimation for PI Self-Tuning” [19] foi publicado na revista internacional *IET Power Electronics* em Fevereiro de 2021. A contribuição principal do artigo trata do ajuste automático da malha de controle de corrente utilizada no conversor conectado à rede. Para tanto, é utilizado o método de estimação de impedância indicado nas contribuições anteriores para a obtenção dos parâmetros do sistema, que são utilizados nos cálculos dos ganhos da malha de controle. Assim, o conversor pode se conectar à rede e operar sem a necessidade de nenhum conhecimento prévio do sistema;
- Foi também submetido o artigo “Analysis of Grid-Connected VSCs Subject to Voltage Harmonic Disturbances: Prediction and Design Tool” [20] na revista internacional *IEEE Transactions on Energy Conversion*, que recebeu o aceite para a publicação em 30 de Julho de 2022. Um modelo matemático foi proposto através da análise de rejeição a distúrbios, objetivando obter a distorção harmônica de corrente de saída de um VSC em função do respectivo harmônico de tensão imposto pela rede elétrica. O artigo também demonstra uma metodologia analítica para o cálculo do ganho do controlador ressonante a ser adicionado na malha de controle de forma a mitigar a distorção harmônica de corrente, baseando-se na porcentagem admissível de corrente harmônica escolhida pelo projetista.
- Como última contribuição, é apresentado um detalhamento através de modelos matemáticos que mostram a influência da impedância da rede elétrica ao longo da frequência na resposta do VSC controlado, tanto em termos de rastreamento

Publicação	Detalhes e Contribuições
1 - VIII SBSE 2020	Adaptação do método de Asiminoaei et al. (2006), injetando correntes inter-harmônicas controladas na rede, ao invés de operar em malha aberta, e estimando a impedância para diversas aplicações de VSC.
2 - IET Power Electronics	Utilização da impedância estimada da rede elétrica para auto-ajuste de controlador PI de corrente, a partir de uma operação inicial sem o conhecimento da impedância da rede.
3 - Journal of Control, Automation and Electrical Systems	Versão estendida e em inglês da publicação no SBSE 2020 após convite do comitê avaliador. Aborda consequências do método de estimação utilizado em termos de conteúdo harmônico.
4 - IEEE Transactions on Energy Conversion	Análise proposta que prevê a distorção harmônica de corrente do VSC em função do distúrbio harmônico de tensão da rede. Metodologia para ajuste de controladores ressonantes.

Figura 1.4: Publicações associadas ao trabalho.

quanto em termos de distúrbio, estando de acordo com trabalhos recentes da literatura que reforçam a importância de um modelo mais realístico para a rede elétrica em relação a equivalentes de Thévenin convencionais, principalmente quando se tem interesse em analisar as respostas do sistema para além da frequência fundamental. Esta contribuição ainda não foi publicada.

1.4 Estrutura do Documento

O documento está estruturado da seguinte forma: o Capítulo 2 traz uma revisão bibliográfica sobre os temas vinculados à pesquisa, contemplando uma caracterização dos problemas associados à integração e operação de VSCs com a rede, como ressonância, instabilidade, desempenho transitório e desempenho em regime permanente, além de também mostrar como a literatura aborda tais problemas. O Capítulo 3 é composto por uma fundamentação teórica, contendo modelos matemáticos empregados nas etapas de análise e projeto das malhas de controle utilizadas. O Capítulo 4 contempla a metodologia proposta para o auto-ajuste das malhas de controle do VSC após o procedimento de estimação de parâmetros da rede elétrica. O Capítulo 5 mostra a análise de rejeição a distúrbios a ser utilizada para compreensão, modelagem e mitigação do fenômeno de distorções harmônicas, além de também mostrar a influência da característica de impedância da rede elétrica nas respostas em frequência do sistema. O Capítulo 6 complementa a etapa de validação das metodologias propostas a partir de resultados de simulação. O Capítulo 7 apresenta resultados experimentais que validam tanto a metodologia de auto-ajuste proposta, quanto a análise de rejeição a distúrbios mostrada. Finalmente, o Capítulo 8 conclui a tese, resumindo os principais pontos atingidos ao longo da pesquisa, e indicando propostas de trabalhos futuros para maior aprofundamento nos temas estudados.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo é efetuada uma revisão bibliográfica com relação aos principais tópicos do trabalho. Primeiramente é feita uma caracterização do problema, de acordo com o encontrado na literatura em termos dos problemas de estabilidade e ressonância envolvidos na integração de VSCs com a rede. Então, são abordados os problemas de desempenho em regime permanente devido à influência das características frequenciais da rede elétrica, acarretando em distorções e problemas de qualidade de energia. Em seguida, são analisados os principais métodos de estimação de parâmetros da rede elétrica encontrados na literatura. O tópico seguinte trata das técnicas utilizadas para ajuste automático de ganhos durante a operação do VSC conectado à rede. Por fim, discorre-se sobre as técnicas de controle baseadas em amortecimento ativo, responsáveis por evitar ressonâncias provenientes da interação entre o filtro LCL e o modelo da rede elétrica. Ao longo do capítulo são apontadas lacunas existentes na literatura, com o intuito de motivar o estudo em questão, e assim validar a proposta de tema para este trabalho.

2.1 Caracterização do Problema

2.1.1 Problemas de ressonância e instabilidade

De acordo com Luhtala et al. [6], a variação da impedância da rede elétrica pode ocorrer rapidamente devido a um defeito ou pela desconexão de uma linha de transmissão, podendo também ser ocasionada pela desconexão ou integração de novas cargas e gerações próximas ao Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Tal variação afeta diretamente o desempenho do conversor de potência instalado naquele ponto, e se torna ainda mais crítica quando múltiplos conversores são conectados paralelamente, podendo gerar problemas de estabilidade e ressonância [6, 21]. É dito ainda que, tratando-se de redes fracas, os conversores devem operar e ser controlados de forma otimizada para mitigar os efeitos associados à impedância da rede e

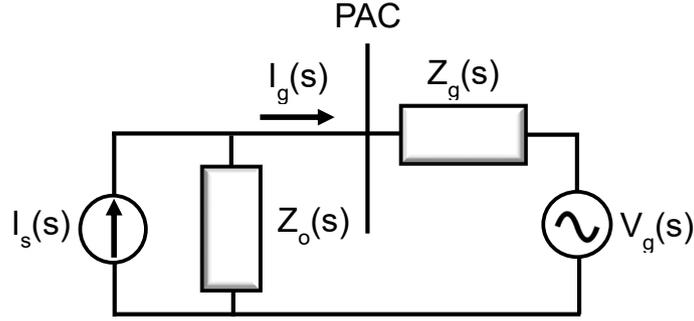


Figura 2.1: Circuito equivalente utilizado para a análise de estabilidade.

sua variação.

Jessen e Fuchs [21] apresentam uma análise de estabilidade utilizando um modelo que leva em consideração o equivalente de Thévenin da rede elétrica e o equivalente de Norton do conversor, como mostrado na Figura 2.1. Fazendo a análise do circuito através das leis de Kirchhoff, pode-se escrever:

$$Z_g(s)I_g(s) + V_g(s) + Z_o(s)(I_g(s) - I_s(s)) = 0,$$

$$I_g(s) = \frac{I_s(s)Z_o(s)}{Z_o(s) + Z_g(s)} - \frac{V_g(s)}{Z_o(s) + Z_g(s)},$$

$$I_g(s) = \left(I_s(s) - \frac{V_g(s)}{Z_o(s)} \right) \frac{1}{1 + \frac{Z_g(s)}{Z_o(s)}}. \quad (2.1)$$

Dado que a rede elétrica possui um comportamento de tensão $V_g(s)$ estável sem a presença do conversor, a relação (2.1) mostra que, para que o comportamento da corrente I_g que vai pra rede seja estável, a relação $Z_g(s)/Z_o(s)$ precisa satisfazer o critério de estabilidade de Nyquist. A impedância $Z_o(s)$ do conversor é função de toda a malha de controle de corrente, bem como do filtro LCL utilizado em sua saída, sendo obtida no artigo através de um modelo em espaço de estados. Outros trabalhos efetuam este procedimento de forma mais simples, como será comentado mais à frente.

Ainda com relação a [21], os autores citam a metodologia de Knop e Fuchs [22] para obtenção da impedância de uma rede através da injeção de correntes harmônicas, e fazem então o levantamento da impedância de uma rede real de baixa tensão localizada no norte da Alemanha. Tal rede provê energia para 49 residências, existindo também uma geração fotovoltaica nominal de 164 kVA, e possuindo conexão ao transformador de 400 kVA da subestação local. Na análise em questão, é possível observar a variação da impedância da rede ao longo do dia, devido às mudanças de

carga e geração local, e é dado destaque à frequência de 1,8 kHz, na qual a impedância da rede durante o período do dia apresenta o valor de $Z_g = 0,5 \Omega$, e durante o período da noite apresenta o valor de $Z_g = 1,3 \Omega$. Além disso, notou-se que a impedância da rede possui característica predominantemente resistiva na frequência de operação de 50 Hz, com um ângulo em torno de 20° , sendo também constatado que a rede possuía característica predominantemente capacitiva entre 1,6 kHz e 4,8 kHz. O estudo é finalizado mostrando a influência da variação da impedância da rede na estabilidade do sistema através do critério de Nyquist, principalmente devido à ressonância inerente ao filtro LCL utilizado no conversor.

Shah and Parsa [23] também mostram o impacto da impedância da rede na estabilidade do VSC conectado à mesma. Os autores fazem a previsão de pontos de ressonância que tendem a causar este fenômeno verificando quando as impedâncias de saída do conversor e da rede possuem o mesmo valor e são defasadas de 180° , sendo ainda possível indicar uma margem de fase associada a esta condição. A utilização do diagrama de Nyquist para a verificação da estabilidade é feita também de forma similar aos estudos mencionados anteriormente.

Harnefors et al. [24, 25] também analisam a estabilidade do sistema em malha fechada através do critério de Nyquist, porém propondo uma metodologia de projeto por passividade. Considerando a Figura 2.1 como referência, onde a corrente do conversor é expressa em função de seu controle em malha fechada como $I_s(s) = G_c(s)I_{ref}$, e escolhido o tratamento pela admitância $Y(s) = 1/Z_o(s)$, a (2.1) toma a seguinte forma:

$$I_g(s) = \frac{G_c(s)}{1 + Y(s)Z_g(s)} I_{ref} - \frac{Y(s)}{1 + Y(s)Z_g(s)} V_g(s). \quad (2.2)$$

A estabilidade de malha fechada pode ser então obtida através do critério de Nyquist aplicado à função de malha aberta $Y(s)Z_g(s)$. Tomando como base o modelo da Figura 2.2, pode-se então obter a função de transferência de malha fechada $G_c(s)$, considerando que as dinâmicas de regulação da tensão no lado CC do conversor e de sincronização com a rede são suficientemente mais lentas:

$$G_c(s) = \frac{F(s)e^{-sT_d}}{sL_1 + F(s)e^{-sT_d}}, \quad (2.3)$$

onde:

- $F(s)$ é o controlador de corrente escolhido;
- $H(s)$ é a função associada ao *feedforward* de tensão, escolhida como 1;
- e^{-sT_d} representa o atraso na resposta do VSC devido ao processamento do controle e Modulação por Largura de Pulso (PWM).

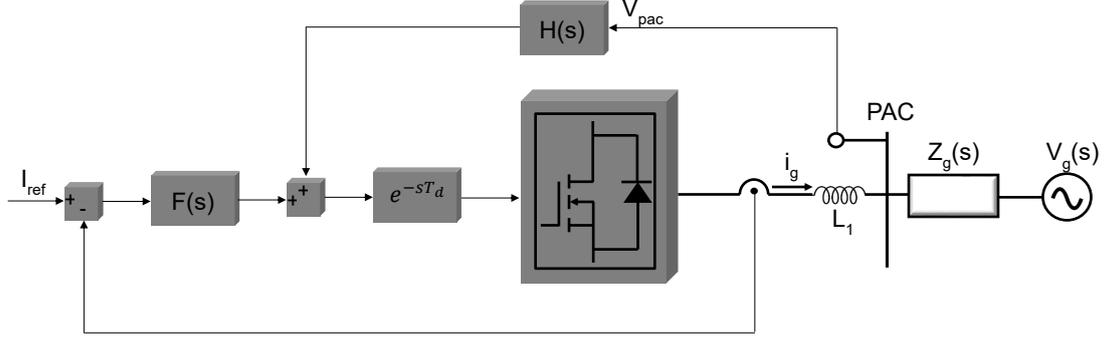


Figura 2.2: Modelo utilizado para a análise do método de passividade.

Tendo agora como referência a Figura 2.1, lembrando que $I_s(s) = G_c(s)I_{ref}$ e $Y(s) = 1/Z_o(s)$:

$$G_c(s)I_{ref} = Y(s)V_{pac}(s) + I_g(s),$$

$$Y(s) = \frac{G_c(s)I_{ref} - I_g(s)}{V_{pac}(s)},$$

e utilizando da (2.3):

$$Y(s) = \frac{F(s)e^{-sT_d}(I_{ref} - I_g(s)) - sL_1I_g(s)}{V_{pac}(sL_1 + F(s)e^{-sT_d})}, \quad (2.4)$$

sendo a tensão no PAC encontrada através do equacionamento do circuito:

$$\{F(s)[I_{ref} - I_g(s)] + H(s)V_{pac}(s)\}e^{-sT_d} - V_{pac}(s) = sL_1I_g(s),$$

$$V_{pac}(s) = \frac{F(s)[I_{ref} - I_g(s)]e^{-sT_d} - sL_1I_g(s)}{1 - H(s)e^{-sT_d}},$$

e assim pode-se finalmente encontrar a admitância $Y(s)$ substituindo-se o resultado anterior na (2.4):

$$Y(s) = \frac{1 - H(s)e^{-sT_d}}{sL_1 + F(s)e^{-sT_d}}. \quad (2.5)$$

Segundo [24, 25], considerando que a rede é composta por elementos passivos tipo RLC, basta que $Y(s)$ seja passiva para satisfazer o critério de Nyquist, o que é feito através da seguinte imposição:

$$Re\{Y(j\omega)\} \geq 0, \quad (2.6)$$

sendo válido para frequências no intervalo $0 \leq \omega \leq \omega_s/2$, devido à natureza discreta

do sistema de controle do conversor, onde ω_s representa a frequência de amostragem.

Com intuito de exemplificar a aplicação do método, considera-se um controlador tipo proporcional $F(s) = \alpha_c L_1$, e desconsidera-se o *feedforward* de tensão $H(s) = 0$. Assim, a (2.5) fornece:

$$Y(s) = \frac{1}{(s + \alpha_c e^{-sT_d})L_1},$$

$$Y(j\omega) = \frac{1}{\{j\omega + \alpha_c[\cos(\omega T_d) - j\sin(\omega T_d)]\}L_1},$$

$$Re\{Y(j\omega)\} = \frac{\alpha_c \cos(\omega T_d)}{\{\alpha_c^2 \cos^2(\omega T_d) + [\omega - \sin(\omega T_d)]^2\}L_1},$$

de onde pode-se observar que, para que (2.6) seja satisfeita:

$$\omega T_d < \frac{\pi}{2}.$$

Considerando que a literatura comumente adota $T_d = 1,5T_s$ [25, 26], onde T_s é o período de amostragem utilizado, pode-se escrever:

$$\omega < \frac{2\pi}{6T_s},$$

$$\omega < \frac{\omega_s}{6}. \quad (2.7)$$

Dessa forma, o sistema seria apenas estável em malha fechada considerando frequências abaixo do limite encontrado. No caso da rede possuir um comportamento ressonante, ou da utilização de filtros tipo LCL na saída do conversor, a frequência de ressonância tornaria o sistema instável se fosse aproximadamente igual a $0,17\omega_s$. Os estudos feitos em [21, 24, 25] apresentam exemplos de diagramas de Nyquist para estas situações, identificando justamente o fenômeno de instabilidade quando a frequência de ressonância de um filtro LCL se encontra próxima do limite calculado. Além disso, esta mesma abordagem matemática é aproximadamente válida considerando um controlador PI ou PR, dado que os ganhos integrais são calculados para dar erro zero em frequências baixas, não possuindo grandes contribuições de dinâmica nas frequências altas [26]. O estudo contribui também com uma solução específica de amortecimento ativo para mitigar os problemas de ressonância e instabilidade. Tal estratégia é comentada mais a frente neste trabalho.

Com o intuito de mostrar a ocorrência dos fenômenos em questão, foi feita uma simulação de um VSC de 2 níveis conectado a uma rede de tensão $V_g = 220V$ e frequência $f_g = 60Hz$, conforme o modelo representado na Figura 2.2, onde a impedância $Z_g(s) = sL_g/(1 + s^2L_gC_g)$ foi modelada por um LC, de tal forma

que o conjunto composto pelo filtro de saída do conversor e a impedância da rede formassem o equivalente a um filtro LCL [25]. Os parâmetros utilizados para a simulação estão mostrados na Tabela 2.1, onde foi utilizado um controlador PI clássico para o controle de corrente no referencial síncrono [8, 27], considerando uma potência nominal para o conversor de 8 kVA e uma amostragem sincronizada com o PWM em 10 kHz.

Para mostrar a ocorrência dos fenômenos devido a uma variação da impedância da rede elétrica, a indutância L_g é iniciada com um valor igual a 0, para o qual a rede teria um comportamento idealmente forte, ou seja, de barra infinita, e em 0,20 s de simulação a indutância é alterada para 0,5 mH, caracterizando uma Relação de Curto-Circuito (RCC) de 32, que ainda é considerada forte pela literatura [28]. A Figura 2.3 mostra o resultado obtido em termos das correntes i_a , i_b e i_c nas três fases, onde a partir de 0,20 s passa a ocorrer o fenômeno de ressonância devido à mudança na indutância da rede, e essa mudança na planta é suficiente para causar instabilidade no sistema de controle em malha fechada. A Figura 2.4 confirma o aparecimento da ressonância através do espectro harmônico da corrente i_a , tomando-se como janela de análise o intervalo entre 0,20 e 0,24 s.

Tabela 2.1: Parâmetros utilizados na simulação para demonstrar os fenômenos de ressonância com instabilidade.

Parâmetro	Valor
V_g	220 Hz
f_g	60 Hz
S_{nom}	8 kVA
L_1	1 mH
L_g	0 – 0,5 mH
C_g	2,2 μF
$F(s)$	0.528 + 126.7/s
$H(s)$	0
f_s	10 kHz

Com relação ao caso mostrado, deve-se ressaltar que seria possível evitar a instabilidade do controle caso o controlador fosse alterado. A Figura 2.5 apresenta um resultado de simulação onde, no instante 0,20 s, ocorre a mudança na indutância da rede de 0 para 0,5 mH, e o controlador é alterado para $F(s) = 0,2(0,528 + 126,7/s)$. Tal solução não é a mais indicada, uma vez que ainda ocorre a distorção nas correntes e não se tem garantia de funcionalidade para qualquer variação de impedância da rede. Entretanto, o resultado indica a forte dependência do fenômeno gerado pelo

conjunto planta e controlador, conforme será aprofundado ao longo do trabalho.

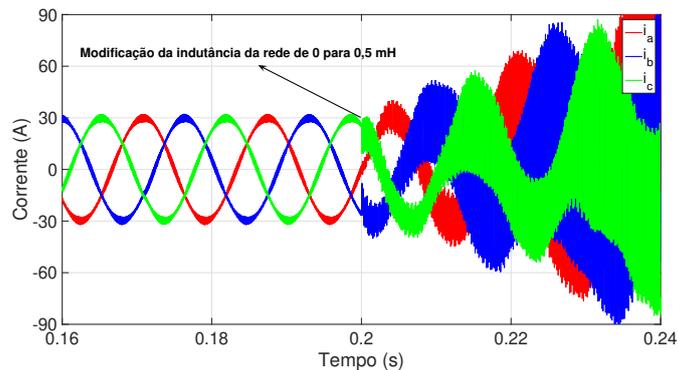


Figura 2.3: Correntes trifásicas de saída do conversor no exemplo onde a indutância da rede muda de 0 para 0,5 mH no instante 0,2 s.

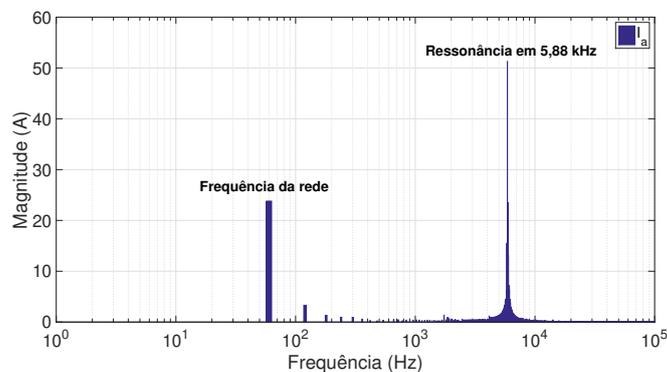


Figura 2.4: Espectro harmônico da corrente após a modificação da indutância da rede.

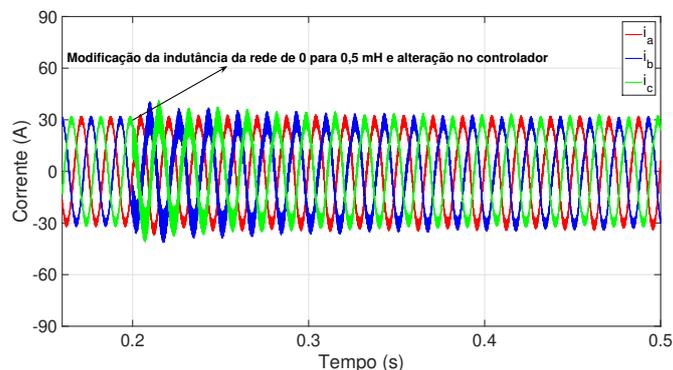


Figura 2.5: Correntes trifásicas de saída do conversor com a indutância da rede e os ganhos do controlador modificados no instante 0,20 s.

Segundo [29], os filtros LCL, apesar de possuírem uma melhor capacidade de filtragem para frequências de ordem elevada em relação aos indutivos, apresentam

uma frequência de ressonância, que pode gerar problemas de instabilidade para o controle do conversor, conforme observado anteriormente. E, mesmo que não afete a estabilidade do controle, resulta em um aumento não intencional na impedância da rede elétrica, e como resultado, harmônicos ou inter-harmônicos gerados por outros conversores próximos ou conectados ao mesmo PAC podem acarretar em ressonâncias. Dessa forma, o efeito dessa ressonância deve ser amortecido, podendo ser feito através de duas formas:

- Amortecimento passivo - adicionando um resistor em série com o capacitor, fazendo com que o ganho fornecido na frequência de ressonância diminua de acordo. Possui como desvantagens a adição de perdas ao circuito, diminuindo sua eficiência, além de comprometer a atenuação dos harmônicos da ordem da frequência de chaveamento [29].
- Amortecimento ativo - utilizando alguma estratégia de controle onde é possível mitigar o fenômeno indesejado. A literatura apresenta uma série de métodos para implementação desta técnica [9, 10, 29], conforme será comentado ainda neste capítulo, e depois aprofundado na fundamentação teórica.

Lu et al. [30] também abordam o problema de estabilidade devido à associação do VSC controlado em malha fechada com um filtro LCL de saída interagindo com a indutância da rede. Os autores propõem análises de modelos com o controle discretizado para averiguar as regiões nas quais o sistema pode operar de forma estável em malha fechada, permitindo assim a obtenção de um intervalo para os ganhos do controlador PR utilizado. A análise também providencia um método de projeto para o filtro LCL de tal forma que os critérios de estabilidade utilizados sejam seguidos.

Outra linha de estudo com relação a ressonâncias produzidas devido à interação harmônica entre o conversor e a rede é mostrada em [31, 32], onde os autores comentam sobre o aparecimento de harmônicos não característicos nas correntes de saída do conversor após aumentarem a referência dada para a malha de controle, o que modifica o ponto de operação do sistema, produzindo não linearidades. Um modelo considerando o acoplamento de frequências é proposto e validado com resultados experimentais, possibilitando obter de forma quantitativa a amplitude dos harmônicos não característicos após o aumento das correntes de saída. Além disso, é ressaltado que caso as ressonâncias sejam positivamente amortecidas, não há a produção de harmônicos, enquanto que caso as ressonâncias sejam negativamente amortecidas, os harmônicos aparecem nas formas de onda de corrente e tensão, crescendo ao longo do tempo.

2.1.2 Problemas de desempenho transitório

Este problema já é amplamente discutido e conhecido na literatura, como ressaltado em [6, 33–35], onde é importante que o controle em malha fechada seja capaz de rastrear as referências com um desempenho transitório adequado, sendo o conhecimento da planta essencial para que os controladores principais sejam ajustados de forma a obedecer as condições de projeto. Neste contexto, são comumente adotados modelos de análise como mostrado em [27](p. 221), onde os ganhos dos controladores são calculados de forma a providenciar um tempo de assentamento desejado.

Entretanto, tais modelos comumente consideram apenas o filtro de saída do conversor para ajuste dos controladores, de forma que em aplicações práticas, a malha de controle de rastreamento estará ajustada considerando apenas uma parte da planta. Para mostrar as divergências causadas no desempenho transitório seguindo esta metodologia em comparação com a utilização do modelo contendo o filtro e o modelo equivalente da rede elétrica, assume-se um caso de rede onde os parâmetros do equivalente de Thévenin são o dobro dos parâmetros do filtro indutivo de saída do conversor¹, dessa forma, o ajuste dos controladores feito da forma clássica considera apenas um terço do modelo existente na saída do conversor, e assim, tem-se a diferença de rastreamento mostrada na Figura 2.6 com relação ao método onde se considera toda a planta conhecida.

Uma metodologia interessante, e que será comentada posteriormente, é a de estimar os parâmetros equivalentes de saída do VSC, tanto por parte do filtro quanto da rede, para que o controle em malha fechada responsável pelo rastreamento seja ajustado, garantindo assim o desempenho transitório projetado.

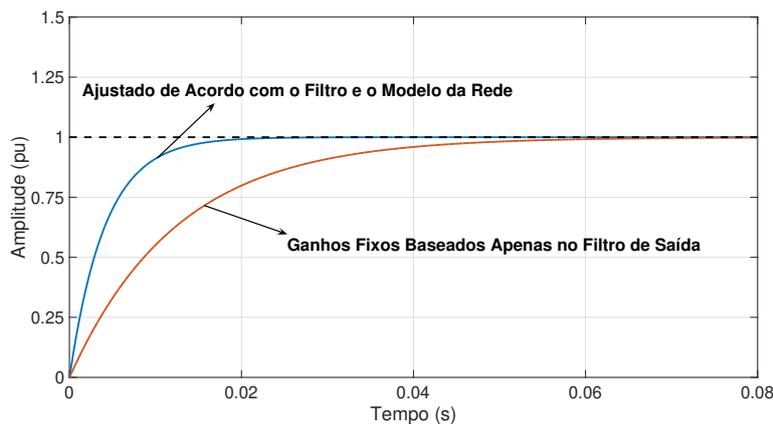


Figura 2.6: Comparação de rastreamento considerando apenas o filtro de saída e considerando também a influência do modelo da rede.

¹correspondendo a um caso de RCC igual a 8 em uma rede de 220 V para um VSC de 10 kVA.

2.1.3 Problemas de desempenho em regime permanente

Além do que já foi comentado anteriormente com relação à dependência do modelo de rede elétrica no processo de integração do VSC com a mesma, deve-se ressaltar que redes reais possuem características não lineares em suas respostas em frequência, principalmente quando há a penetração de conversores eletrônicos, que devido aos seus diferentes modos de operação, fazem com que o equivalente de Thévenin na frequência da rede não possa ser simplesmente extrapolado para as demais frequências [36]. Além disso, podem existir também pontos de ressonância, os quais possuem baixa impedância no caso de ressonância em paralelo e alta impedância no caso de ressonância série, para as respectivas frequências. Tal fato motivou estudos recentes como o mostrado em [12], onde a *IEEE-PES Task Force on Harmonics Modelling and Simulation* propôs um modelo de rede elétrica contendo níveis de média e baixa tensão, contemplando exatamente essas características descritas anteriormente, possibilitando então que outros estudos baseados em simulações possam gerar resultados mais próximos da realidade.

Esse modelo de rede elétrica opera em uma frequência de 50 Hz, com tensões de 110 kV para o barramento de Alta Tensão (AT), 21 kV para a Média Tensão (MT) e 0,420 kV para a Baixa Tensão (BT), e está exemplificado na Figura 2.7. Observando-o, pode-se destacar a presença de cargas não lineares, filtros harmônicos, compensações locais de potência reativa, entre outras características. Com o objetivo de mostrar a influência dessas características na resposta em frequência, o sistema foi modelado em PSIM com os parâmetros detalhados em [12], e então utilizada a ferramenta de varredura CA do próprio *software* para a obtenção da impedância vista a partir dos barramentos BT1 e BT3, por sua vez mostrados nas Figuras 2.8 e 2.9, respectivamente. Nas mesmas figuras, foram também adicionadas em tracejado a resposta dos respectivos equivalentes de curto-circuito caso a rede fosse modelada por um parâmetro indutivo, destacando a diferença entre os modelos detalhados e os equivalentes para frequências maiores. A metodologia seguiu as diretrizes do CIGRE para a obtenção da sequência positiva [37], sendo injetadas correntes harmônicas trifásicas conforme mostrado no Apêndice A.

Deve-se ressaltar que a varredura não desabilita os modelos de fonte de tensão já existentes na simulação, mantendo as características de alimentação esperadas para as cargas, entretanto, gerando uma superposição indesejada para a frequência de 50 Hz, causando um erro de medição nas frequências próximas, fato este que já é conhecido nos processos de estimação de impedância [13, 37]. É possível notar que o ponto de medição em BT 1 apresenta uma impedância com característica de cargas não lineares de destaque no 5º, 7º e 11º harmônicos, o que pode ser atribuído às cargas eletrônicas existentes. Além disso, nota-se a mudança do comportamento

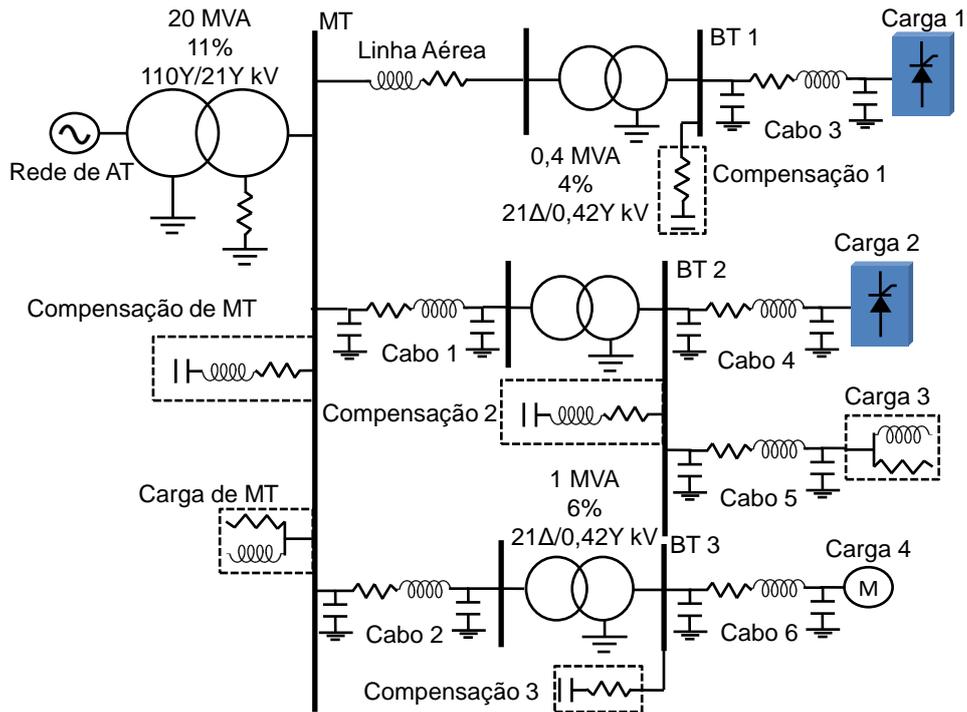


Figura 2.7: Sistema de testes utilizado para estudos harmônicos.

indutivo para o capacitivo em altas frequências devido aos filtros e compensações existentes. Já o ponto de medição BT3 apresenta uma impedância com característica de uma carga mais próxima de linear se comparada com a de BT1, exibindo apenas a mudança de indutiva para capacitiva em altas frequências, uma vez que possui apenas um motor de indução e uma compensação de potência reativa conectadas à barra.

Considerando o comportamento da impedância medida em BT1, especialmente com relação às não linearidades observadas, é importante mostrar as tensões trifásicas observadas nesta barra do sistema, as quais estão exibidas na Figura 2.10. Nota-se que as mesmas apresentam formas de onda já distorcidas, caracterizando uma Distorção Harmônica Total (DHT) de aproximadamente 5,81%. A Figura 2.11 mostra o espectro harmônico das tensões, destacando a presença das componentes harmônicas de ordem 5, 7, 11 e 13, principalmente, correspondentes a 250, 350, 550 e 650 Hz, respectivamente, de acordo com o observado na resposta em frequência da Figura 2.8.

As tensões trifásicas na barra BT3 são mostradas na Figura 2.12, que assim como esperado segundo a impedância exibida na Figura 2.9, possuem um aspecto senoidal majoritariamente composto pela componente fundamental, com um DHT de 0,551%.

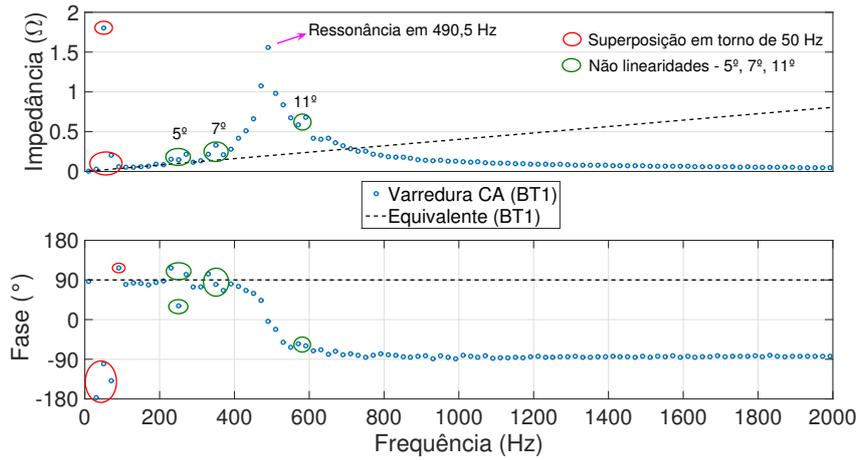


Figura 2.8: Impedância do sistema de testes medida a partir de BT1.

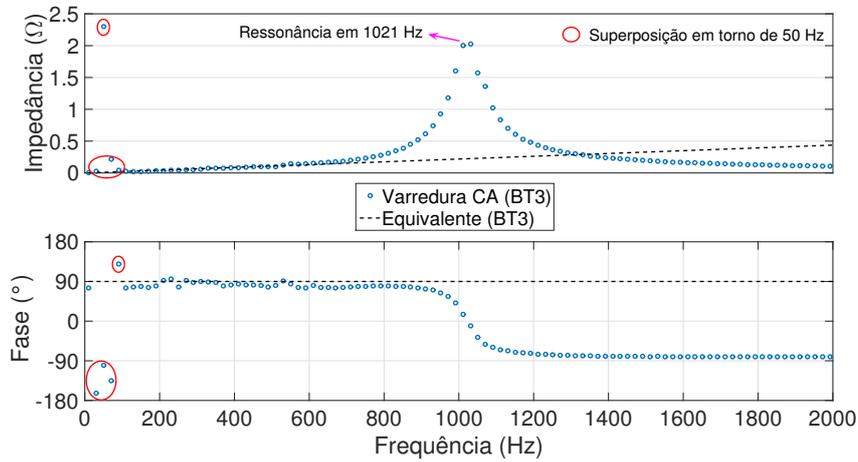


Figura 2.9: Impedância do sistema de testes medida a partir de BT3.

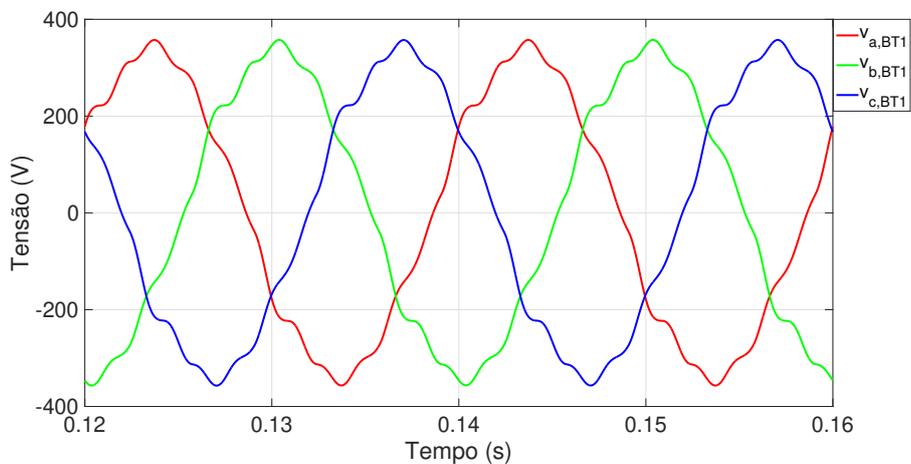


Figura 2.10: Tensões trifásicas medidas na barra BT1.

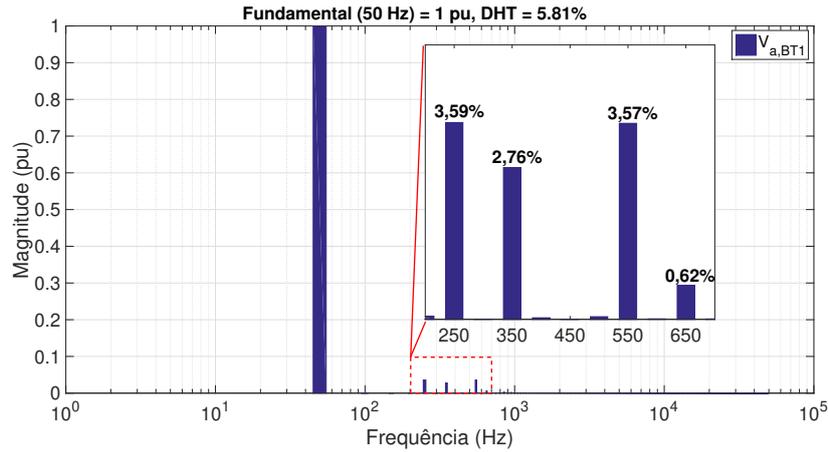


Figura 2.11: Espectro harmônico de tensão na barra BT1.

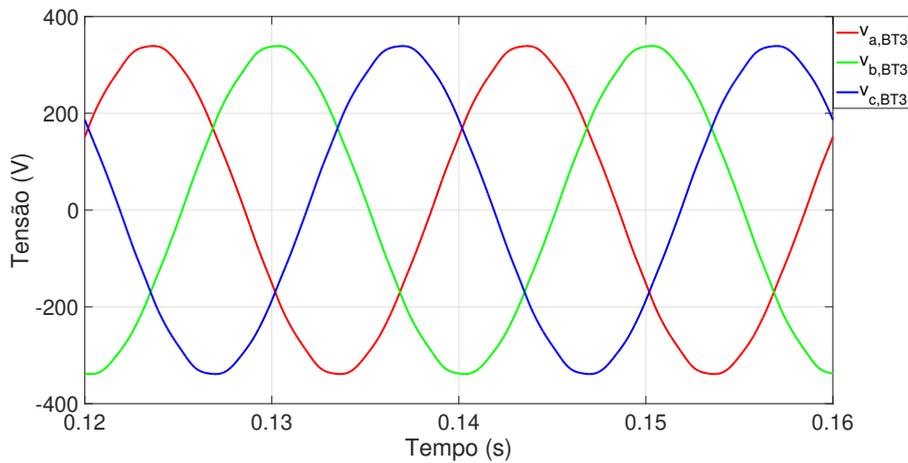


Figura 2.12: Tensões trifásicas medidas na barra BT3.

Além do que já foi mencionado, comenta-se também que diretrizes técnicas atuais focadas em modelagens de rede para estudos harmônicos, como a do CIGRE [13], apontam que práticas de considerar a impedância harmônica no ponto de conexão apenas pelo equivalente de curto-circuito da rede devem ser desencorajadas em aplicações de grandes sistemas de potência. Fato este que motiva ainda mais este trabalho.

Foram então feitas simulações objetivando verificar o que ocorre na integração de um VSC em cada um dos dois pontos de baixa tensão apontados no sistema, contemplando o controle da Figura 2.2 apenas com o ajuste a partir do filtro indutivo do conversor e do equivalente de curto-circuito na frequência de operação, para o qual a rede apresenta uma impedância próxima a $0,02\Omega$. O VSC integrado é de 5 kVA para uma tensão de 220 V, sendo utilizado portanto um transformador de $420(\Delta) : 220(Y) V$. A Tabela 2.2 mostra os parâmetros adotados para a simulação,

e as Figuras 2.13 e 2.14 mostram as respostas de regime permanente obtidas para a integração em BT1 e em BT3, respectivamente.

Com o ponto de conexão em BT1, percebe-se que as correntes de saída do VSC apresentam visivelmente um aspecto distorcido, caracterizando um DHT de 5,37% considerando a influência até o quinquagésimo harmônico, infringindo o limite de 5% estabelecido pela IEEE 519-2014 [14]. A Figura 2.15 mostra o espectro harmônico das correntes deste caso, indicando a presença de harmônicos de ordem 5, 7, 11 e 13, principalmente, onde a amplitude de 3,06% do 11.º infringe o limite individual de 2,0% estabelecido em [14]. A presença destas componentes harmônicas também está de acordo com a característica não linear da impedância mostrada na Figura 2.8. Já com o ponto de conexão em BT3, têm-se correntes de saída do VSC com um aspecto bem próximo do fundamental, caracterizando um DHT de 0,76%, estando de acordo com a impedância observada na Figura 2.9, cujo comportamento é mais linear em comparação com a do primeiro caso.

Tabela 2.2: Parâmetros simulados para demonstrar a importância da característica da rede na integração do VSC.

Parâmetro	Valor
f_g	50 Hz
S_{nom}	5,4 kVA
L_1	1,5 mH
$F(s)$	0,72 + 172,8/s
$H(s)$	0
$Z_g(s)$	Modelo da Figura 2.7
Transformador	420(Δ) : 220(Y) V
f_s	12 kHz

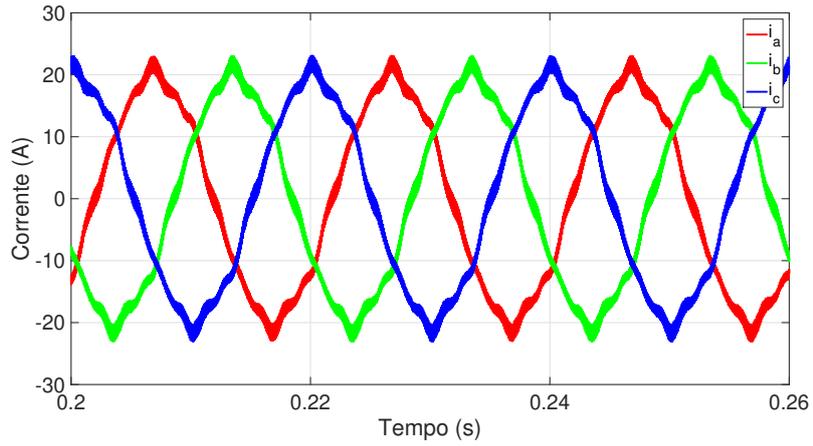


Figura 2.13: Correntes de saída do VSC considerando o PAC em BT1.

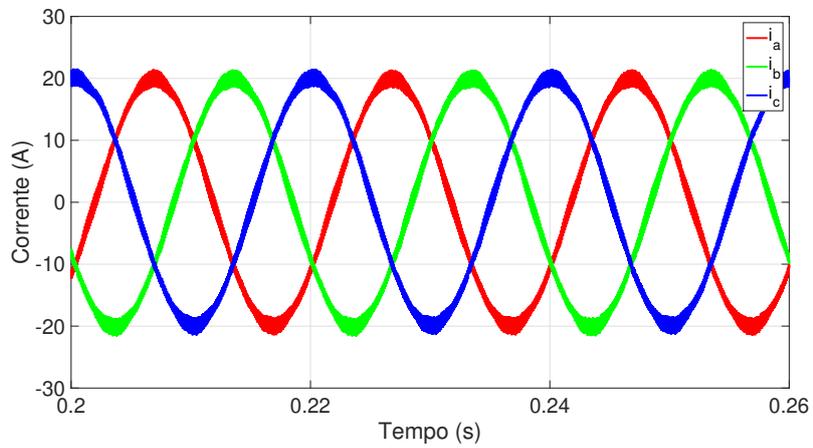


Figura 2.14: Correntes de saída do VSC considerando o PAC em BT3.

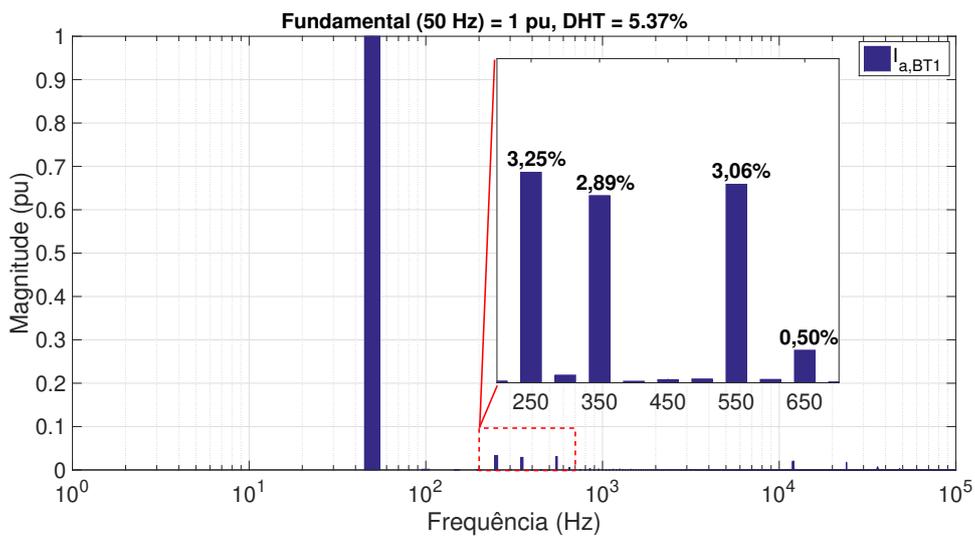


Figura 2.15: Espectro harmônico das correntes do VSC com o PAC em BT1.

Além do que foi mencionado anteriormente, é também possível que harmônicos não característicos sejam gerados devido a cargas não lineares, como mostrado em [38, 39] para o caso de acionamentos de velocidade variável, amplamente empregados em motores elétricos. Os autores analisam as componentes inter-harmônicas que podem aparecer no lado da rede elétrica devido ao tipo de modulação adotada no dispositivo de acionamento, utilizando o conceito de funções de chaveamento, bem como devido ao dimensionamento dos componentes empregados no mesmo, como por exemplo a capacitância do elo CC, que afeta diretamente na flutuação de tensão CC e modifica conseqüentemente o espectro harmônico das correntes demandadas pelo equipamento.

Ainda com relação aos problemas de desempenho em regime permanente, de Bientcourt et al. [40] mostram alguns dos problemas associados a redes fracas através de resultados experimentais, obtidos através de duas amostras de inversores fotovoltaicos monofásicos, sendo eles designados para redes com tensão nominal de 220 V, e possuindo potências nominais de 1.5 kW e 3 kW, respectivamente. Nos experimentos, os autores submetem os inversores a diversos arranjos de carga compostos por resistência e reatância diferentes, objetivando verificar se as normas técnicas são atendidas para cada situação de rede. Como exemplo, cita-se que uma das amostras foi reprovada devido ao conteúdo harmônico incompatível com a norma em diversas configurações de impedância.

2.1.4 Resumo da caracterização do problema

A seguir são listados os principais pontos observados na caracterização do problema:

- A revisão bibliográfica mostrou que as redes elétricas apresentam variações de impedância ao longo do tempo. Tais variações podem ser suficientes para causar instabilidade na operação de VSCs conectados ao PAC, sendo possível caracterizar tal fenômeno através de análises de modelos matemáticos no domínio da frequência, por exemplo através do critério de estabilidade de Nyquist;
- Foi também visto que a situação é mais crítica ao utilizar filtros do tipo LCL, onde pode-se ter uma interação entre a frequência de ressonância do filtro com uma possível ressonância da rede elétrica, contribuindo para a instabilidade do sistema;
- A literatura apresenta também outras formas de abordar o problema de estabilidade, conforme mostrado através do método de passividade. A análise mostra a influência do atraso gerado pela resposta do VSC com PWM na

estabilidade do sistema, sendo possível caracterizar um intervalo de frequências críticas. Se uma frequência de ressonância neste intervalo for excitada, podendo ocorrer não apenas nas frequências dos harmônicos, é possível que o controle em malha fechada do VSC instabilize;

- O problema de desempenho transitório também foi abordado, sendo já amplamente discutido e conhecido na literatura, indicando que é importante que os controladores responsáveis pelo rastreamento assintótico sejam ajustados considerando tanto o modelo do filtro quanto o equivalente de rede, motivando a obtenção dos parâmetros equivalentes de saída do conversor;
- Percebeu-se que a literatura atual tende a desencorajar as iniciativas de apenas considerar o comportamento da rede elétrica com base no seu equivalente de curto-circuito na frequência fundamental, uma vez que a existência de pontos de ressonância e não linearidade podem causar problemas no desempenho dinâmico dos conversores conectados, motivando a proposição de modelos de rede elétrica mais próximos da realidade nestes aspectos;
- Confirmou-se que a resposta em frequência da rede elétrica a partir do ponto de conexão é importante no processo de integração do VSC, uma vez que a característica de cargas não lineares existentes na impedância podem gerar distorções harmônicas nas correntes de saída do conversor, conforme mostrado na Figura 2.13, caso não existam estratégias mitigadoras específicas no controle do conversor.

Como conclusão, encontra-se primeiramente motivação para a estimação da impedância da rede elétrica na qual o conversor será conectado, permitindo então que o seu controle base seja ajustado de acordo, evitando-se assim os fenômenos de ressonância e instabilidade mostrados. Em seguida, ressalta-se que o processo de ajuste do controlador de forma *online* deve levar em conta não apenas o rastreamento assintótico de referência, mas também a mitigação de ressonâncias. Por fim, o controle do VSC deve também possuir soluções para reduzir as distorções harmônicas de corrente de saída ao haver conexão com uma rede que possua cargas não lineares. A seguir é feita uma revisão bibliográfica para cada um dos pontos destacados.

2.2 Técnicas para Estimação de Parâmetros da Rede

A literatura apresenta diversos métodos para a estimação de parâmetros por parte do conversor conectado à rede. Alguns dos métodos fazem a estimação de parâmetros

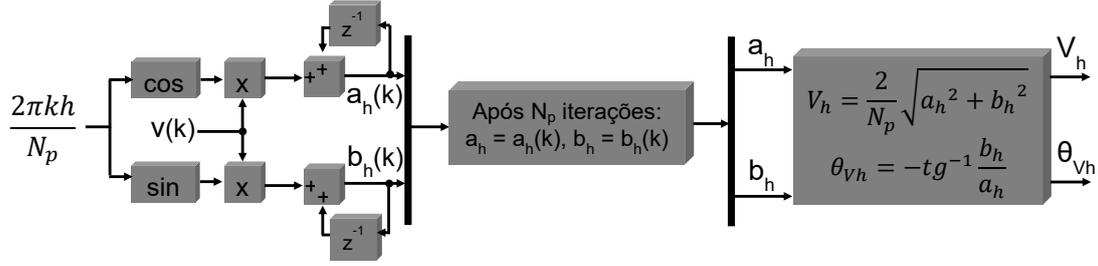


Figura 2.16: Metodologia de cálculo da Transformada Discreta de Fourier por soma corrida.

para uma frequência específica [17, 41], enquanto que outros fazem a identificação da impedância da rede em um espectro de frequências [42–44], conforme será descrito ainda nesta seção.

Asiminoaei et al. [17] mostram uma metodologia de cálculo utilizando a Transformada Discreta de Fourier (TDF), onde são efetuados os cálculos por soma corrida² para a obtenção dos coeficientes, como mostrado na Figura 2.16, durante a operação de um VSC alimentado por um sistema fotovoltaico conectado à rede. Um harmônico não característico é injetado na rede de forma a produzir uma perturbação de tensão no PAC, possibilitando o processo de estimação através do equacionamento:

$$R_{est} = \frac{V_h}{I_h} \cos(\theta_{V_h} - \theta_{I_h}), \quad (2.8)$$

$$L_{est} = \frac{V_h}{\omega_h I_h} \sin(\theta_{V_h} - \theta_{I_h}), \quad (2.9)$$

onde R_{est} e L_{est} são os parâmetros estimados do equivalente de Thévenin da rede, V_h e I_h são a tensão e corrente harmônicas medidas no PAC, θ_{V_h} e θ_{I_h} as respectivas fases. Tais grandezas são obtidas pelo método de cálculo da TDF, onde em cada iteração são feitos os seguintes cálculos, exemplificados para tensão mas sendo análogos para a corrente:

$$a_h(k) = a_h(k-1) + v(k) \times \cos \frac{2\pi kh}{N_p}, \quad (2.10)$$

$$b_h(k) = b_h(k-1) + v(k) \times \sin \frac{2\pi kh}{N_p}, \quad (2.11)$$

e após a N_p -ésima iteração, faz-se o cálculo da amplitude V_h e de seu ângulo de fase θ_{V_h} como se segue:

$$V_h = \frac{2}{N_p} \sqrt{a_h^2 + b_h^2}, \quad (2.12)$$

²Método onde o somatório é atualizado a cada iteração e evita o armazenamento desnecessário de dados.

$$\theta_{Vh} = -tg^{-1} \frac{b_h}{a_h}, \quad (2.13)$$

sendo o número N_p de pontos definido por:

$$N_p = \frac{f_s}{f_1}, \quad (2.14)$$

onde f_s é a frequência de amostragem do sistema digital utilizado, e f_1 a frequência fundamental escolhida, que não precisa ser igual à frequência da rede. Com esta consideração, basta que a frequência da rede e a frequência do harmônico injetado sejam múltiplos da fundamental escolhida para que o algoritmo da TDF apresente maior exatidão.

Ciobotaru et al. [41] apresentam um método que utiliza perturbações de potência ativa e reativa para efetuar a estimação da impedância da rede, sendo necessários dois pontos de operação para o cálculo. A metodologia é utilizada em um inversor monofásico conectado à rede com alimentação a partir de um sistema fotovoltaico, porém é adaptável ao caso de um inversor trifásico. Possui como vantagem o fato de não impactar na qualidade de energia do sistema, porém, possui como desvantagem o maior intervalo de tempo necessário para efetuar o processo de estimação de impedância.

Uma abordagem a partir do modelo preditivo em controle direto de potência é proposta em [45], possibilitando a estimação da indutância da rede durante a operação e sua atualização no algoritmo do controle do conversor. Para a estimar a indutância da rede é considerado que o vetor espacial de tensão não apresenta variação significativa de módulo entre dois instantes consecutivos de medição, e assim, encontra-se a indutância em função das tensões e correntes dos instantes atual e anterior, e também em função de sua resistência intrínseca, que é considerada conhecida.

Em [42–44] são propostos métodos que utilizam a injeção de um sinal de corrente contendo uma ampla faixa de frequências, do tipo binário pseudoaleatório (PRBS), comprimido de alta intensidade (CHIRP) e sequências ternárias, objetivando assim perturbar a rede, medir a perturbação em termos das tensões e correntes, e assim obter sua resposta em frequência. Roinila et.al [42, 44] obtêm esta resposta através das impedâncias do sistema no referencial síncrono, $Z_d(\omega)$ e $Z_q(\omega)$, desprezando o acoplamento mútuo, enquanto Neimar [43] utiliza uma função de transferência de ordem pré-definida cujos coeficientes são determinados pelo método de mínimos quadrados.

Hoffmann et.al [46] apresentam um método minimamente invasivo através da utilização de uma extensão do filtro de Kalman, onde o ruído já existente no ponto de acoplamento comum é utilizado no processo de estimação de impedância. O método,

entretanto, apresenta uma forte dependência do ajuste do filtro de Kalman, que segundo os próprios autores, é feito na base da tentativa e erro, dificultando portanto sua generalização. Outra solução, também adotando o filtro de Kalman, é proposta por Fang et al. [47], onde os autores fazem a estimação da indutância da rede e a utilizam para o ajuste dos PIs empregados na malha de controle no referencial síncrono. Os parâmetros utilizados no processo de filtragem são adotados de forma a providenciar um tempo de convergência em torno de dois ciclos e a otimizar a rejeição de ruído. Como desvantagens, a metodologia já pressupõe que uma malha de controle está pré-ajustada para a operação, a partir da qual a estimação de parâmetros será feita, além de também não abordar os problemas presentes quando são utilizados modelos de rede mais realísticos, onde harmônicos característicos e não característicos podem aparecer nas correntes de saída do conversor devido a distúrbios de tensão.

Uma abordagem utilizando o domínio harmônico estendido foi proposta por Esparza et al. [48], onde os parâmetros elétricos da rede e do VSC integrado são estimados através do método não linear de mínimos quadrados. Os parâmetros concentrados do modelo são encontrados de acordo com a minimização do erro quadrático entre a resposta do modelo harmônico e a resposta do sistema experimental. O método é vantajoso devido à ausência da necessidade de sincronização das medições, entretanto, todos os cálculos são feitos de forma *offline*, necessitando de adaptações para aplicações *online*.

Mendes et.al [49] abordam o tema de busca da capacidade de *plug and play* na indústria de modo geral, onde são discutidos métodos que podem ser utilizados no ajuste automático de ganhos para aplicações envolvendo controladores tipo PID. O estudo também comenta sobre a estimação do modelo da planta através de uma função de transferência com parâmetros a serem identificados pelo controle, ou seja:

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} z^{-d}, \quad (2.15)$$

onde m , n são números naturais que representam as ordens do sistema em termos de entrada e saída, respectivamente, e d é a ordem do atraso implementado. O método estima, então, a saída do sistema de acordo com a entrada e os valores anteriores obtidos de acordo com o seguinte equacionamento:

$$\hat{y}(k) = \Theta^T(k-1)\Phi(k),$$

$$\hat{y}(k) = -\hat{a}_1 y(k-1) - \dots - \hat{a}_n y(k-n) + \hat{b}_1 u(k-d-1) + \dots + \hat{b}_m u(k-d-m),$$

onde o vetor $\Theta(k-1) = [\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_m]^T$ contém os parâmetros estimados do modelo da planta a partir das iterações anteriores, e $\Phi(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-n), u(k-d-1), \dots, u(k-d-m)]^T$ é o vetor de regressão que contém as informações sobre as entradas e saídas passadas. A obtenção do vetor $\Theta(k)$ se dá através do método de mínimos quadrados, cujos detalhes podem ser vistos em [49].

Pesquisas recentes, como a efetuada em [50], focam em estudar o processo de estimação de impedância da rede em sistemas contendo múltiplos inversores, de forma a coordenar o processo eletricamente sem a necessidade de comunicação. O método adotado pelos autores para a estimação de impedância por cada unidade inversora é através de variações de potência ativa e reativa durante a operação, similar ao mostrado em [41], já discutido anteriormente, e é justificado pelo fato da simplicidade de implementação sem influência significativa na qualidade de energia, e pelo fato de que o tempo necessário para a estimação não ser uma preocupação dos autores.

Considerando a grande quantidade de métodos existentes na literatura para a estimação do modelo da rede elétrica, este trabalho visa iniciar utilizando um método simples, com boa exatidão, e de rápida resposta, como o proposto por [17], de forma que as maiores contribuições sejam nas etapas seguintes. Ou seja, o foco será na metodologia de operação do conversor durante o processo de estimação e no auto-ajuste do controle de corrente de forma a garantir estabilidade e desempenhos adequados, tanto em caráter transitório quanto em regime permanente, como será discutido ainda.

2.3 Técnicas Utilizadas no Ajuste Automático de Ganhos para Rastreamento de Referência

Estudos como apresentado por Khorramabadi et al. [33] utilizam o ajuste automático de ganhos para um controlador PI aplicado a VSCs com controle de potência ativa e reativa, onde é empregado o método de gradiente descendente baseado na análise e minimização do erro $e = y_{ref} - y$ por lógica *fuzzy*, fazendo com que os ganhos sejam ajustados em tempo real como mostrado na Figura 2.17. O sinal de avaliação r é uma função do erro e da saída, sendo utilizado nos cálculos dos novos ganhos proporcional e integral do controlador. Uma desvantagem do método é que deve-se fornecer um ponto inicial adequado para que o sistema possa operar, o qual depende de um conhecimento prévio do sistema base.

Uma metodologia para um PI auto-ajustado e adaptativo foi proposta em [34] utilizando a regra de Hebbian supervisionada, onde a saída do controlador PI é expressa na forma discreta por:

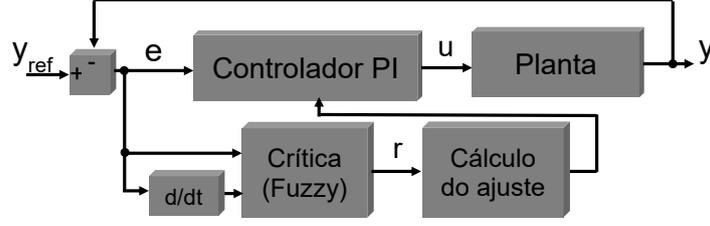


Figura 2.17: Metodologia de auto-ajuste proposta por Khorramabadi et al.

$$U(k) = U(k-1) + KW_1(k)X_1(k) + KW_2(k)X_2(k), \quad (2.16)$$

onde $X_1(k) = e(k) - e(k-1)$, $X_2(k) = e(k)$, $K_p(k) = KW_1(k)$, $K_I(k) = KW_2(k)$, sendo os parâmetros $W_1(k)$ e $W_2(k)$ os pesos, ajustados a cada iteração, e K um ganho. Como são utilizados dois PIs, um para o controle de potência ativa P e outro para o controle de potência reativa Q , são definidos os erros:

$$e_P(k) = P_{ref}(k) - P(k),$$

$$e_Q(k) = Q_{ref}(k) - Q(k).$$

A função objetivo utilizada para a minimização é, segundo os autores:

$$J = \min \left[\frac{1}{2} e^2 \right], \quad (2.17)$$

e para o ajuste de cada peso W_i , a regra de Hebbian fornece, tomando como exemplo o caso de potência ativa:

$$\nabla W_i = \eta \frac{\partial J}{\partial W_i} = \eta \cdot e_P \frac{\partial U}{\partial W_i} \frac{\partial e_P}{\partial U} = -\eta \cdot e_P \cdot K \cdot X_i \frac{\partial P}{\partial U}. \quad (2.18)$$

Cada peso W_i é então atualizado fazendo-se:

$$W_i(k) = W_i(k-1) - \eta \cdot K \cdot e_P(k) \cdot X_i(k) \frac{\partial P}{\partial U}(k). \quad (2.19)$$

O método possibilita ao algoritmo o ajuste durante a operação e, quando atinge a condição ótima, mantém os ganhos fixos, providenciando uma resposta com praticamente zero sobrepasso. Sua desvantagem, assim como em outras propostas, é a necessidade do operador fornecer um ponto inicial para os ganhos, e a heurística na escolha dos pesos e do parâmetro η .

O estudo feito por Xu e Li [35] indica que o controlador PI com ganhos fixos, particularmente para o caso de um STATCOM, pode não atingir um desempenho adequado em um sistema de potência quando o ponto de operação varia, tanto

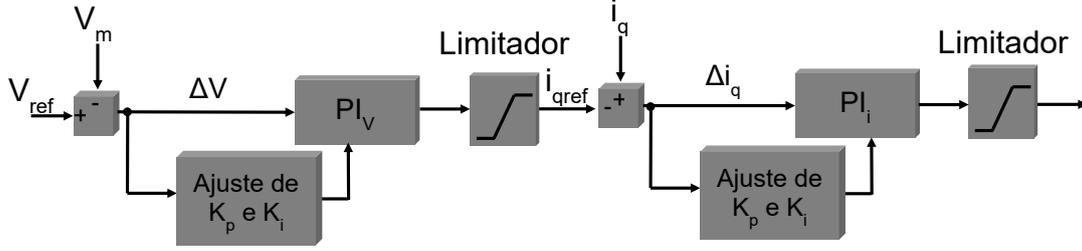


Figura 2.18: Controle adaptativo proposto por Xu e Li para um STATCOM.

devido à transmissão quanto à carga. Dessa forma, os autores propõem um PI adaptativo, tanto para o controle de corrente quanto para o controle de tensão AC, como mostrado na Figura 2.18, utilizando um algoritmo que observa os erros $\Delta i_q(t)$ e $\Delta V(t)$, das respectivas grandezas, e calcula dinamicamente os ganhos de cada controlador através do equacionamento:

$$K_{pV}(t) = \frac{k_V \times \Delta V(t)}{\Delta V(t) + m_V \times \int_t^{t+T_s} A dt}, \quad (2.20)$$

$$K_{iV}(t) = m_V \times K_{pV}(t), \quad (2.21)$$

$$K_{pI}(t) = \frac{k_I \times \Delta i_q(t)}{\Delta i_q(t) + m_I \times \int_t^{t+T_s} B dt}, \quad (2.22)$$

$$K_{iI}(t) = m_I \times K_{pI}(t), \quad (2.23)$$

onde k_V e k_I são os ganhos ideais de regime permanente, que apesar de serem calculados em [35], dependem de um parâmetro inicial dado pelo operador, m_V e m_I são as razões entre os ganhos integral e proporcional ideais de tensão e corrente, respectivamente, definidos em [35], A é a variação do erro de tensão entre dois instantes de amostragem, B é a variação do erro de corrente de eixo em quadratura entre dois instantes de amostragem, e T_s é o intervalo de amostragem.

Tal método foca em situações onde ocorre um defeito ou distúrbio na rede elétrica, reajustando os ganhos dinamicamente para melhorar o desempenho durante o rastreamento, entretanto depende das considerações iniciais feitas para os parâmetros mencionados anteriormente, sendo uma desvantagem do ponto de vista *plug and play*.

Dos estudos encontrados com o tema em questão, a grande maioria utiliza métodos numéricos e de otimização para auto-ajuste de controladores. O único estudo encontrado que efetua a estimação dos parâmetros da rede para então ajustar os controladores foi o proposto em [45], já comentado na seção anterior devido à sua

metodologia de estimação. E mesmo neste caso, é utilizado o método de controle preditivo em vez de controladores clássicos como o PI ou PR, que são adotados na proposta deste trabalho devido ao ajuste analítico. Como desvantagens, cita-se que o modelo considerado para a rede é unicamente indutivo, e que a resposta do VSC apresenta um DHT maior que 20% até completar o primeiro ciclo de estimação, além do fato de que os pesos utilizados na função custo a ser minimizada são obtidos empiricamente. Além disso, os autores comentam que oscilações no PAC influenciam significativamente no desempenho do algoritmo preditivo, sendo mais uma desvantagem.

De acordo com o discutido anteriormente, encontra-se uma lacuna na literatura para o caso onde o VSC pode ser conectado à rede sem nenhum conhecimento prévio da planta, operando por um breve intervalo de tempo (poucas unidades de ciclos elétricos), porém sob condições aceitáveis de qualidade de energia, estimando os parâmetros da rede, e então ajuste automaticamente os controladores a partir de modelos analíticos, permitindo assim a operação desejada.

2.4 Técnicas de Amortecimento Ativo para Mitigação de Ressonâncias

Os estudos que apresentam o foco neste assunto abordam a conexão de um VSC com a rede através de um filtro tipo LCL, que apesar de possuir uma melhor capacidade de filtragem em relação ao filtro puramente indutivo, adiciona uma frequência de ressonância no sistema [8]. Uma revisão bibliográfica do tema é feita em [9], mostrando o modelo matemático clássico envolvendo as grandezas elétricas do filtro LCL, destacando o efeito da ressonância, e também mostrando a solução de amortecimento ativo implementada no controle de corrente. São comparadas as técnicas de:

- Compensação em cascata, como mostrado na Figura 2.19, onde é implementada uma função de transferência $H(s)$ capaz de amortecer o efeito de ressonância através do cancelamento dos polos ressonantes da planta;
- Compensação através da realimentação de um estado X da planta, como mostrado na Figura 2.20, com o objetivo de atenuar o efeito ressonante. Neste caso, a função de transferência $H(s)$ deve complementar o efeito desejado, de acordo com a dinâmica do estado utilizado na realimentação;
- Compensação através da realimentação de múltiplos estados da planta, podendo resultar no sinal de realimentação no começo da malha, ou após o controlador. Cada estado é ponderado por uma função de transferência, objeti-

vando alterar o posicionamento dos polos ou zeros do sistema [9]. Tal solução, apesar de válida, é pouco encontrada na literatura para o fim de amortecimento ativo devido à quantidade de sensores necessários, além da dificuldade de implementação, tendo um caráter mais teórico.

No estudo feito em [9], são mostradas também as vantagens de cada método, bem como a robustez associada com a utilização de cada grandeza elétrica na realimentação de estados. Porém, os autores ressaltam que as soluções propostas podem exibir um problema na resposta caso haja modificações na impedância da rede durante a operação.

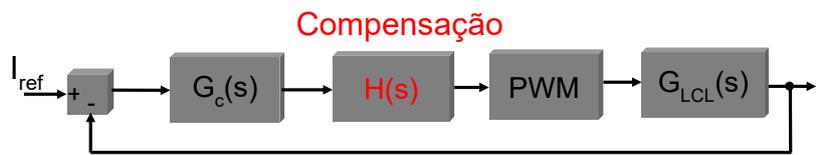


Figura 2.19: Estratégia de amortecimento ativo através da compensação em cascata.

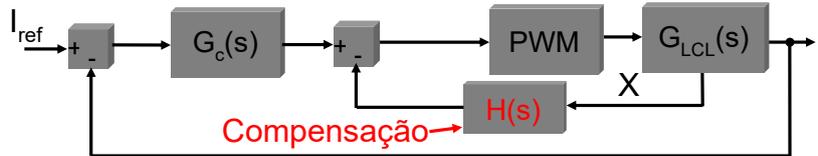


Figura 2.20: Estratégia de amortecimento ativo através da compensação por realimentação de um estado da planta.

Rodriguez-Dias et al. [11] também apresentaram um estudo comparativo entre métodos clássicos de amortecimento ativo. De acordo com os autores, a técnica de realimentação da tensão do capacitor é mais robusta e possui uma maior flexibilidade na aplicação se comparada à de utilizar um filtro *Notch* em cascata. É também sugerido que a superioridade da técnica a tornaria adequada em aplicações envolvendo múltiplos conversores operando em paralelo, como no caso de microrredes CA. Como desvantagens, têm-se uma susceptibilidade a harmônicos na tensão do PAC, além da necessidade de implementar um derivador na malha de controle, que caso seja feito de forma digital, pode acarretar na amplificação de ruídos de alta frequência.

Miskovic et al. [51] propuseram uma estratégia de amortecimento ativo através da utilização do observador de estados de Luenberger, com o intuito de substituir o sensoriamento, e funcionar como um preditor da corrente do capacitor de filtragem com a adição de um resistor virtual, responsável pelo amortecimento. Um

dos pontos principais apontados pelos autores com o método é não necessitar de sensoriamento adicional, porém, o funcionamento adequado do método exige uma modelagem discreta precisa do sistema e um conhecimento prévio da planta.

Saleem et al. [10] utilizam a técnica de amortecimento ativo para um caso de aplicação onde se tem uma incerteza associada à impedância da rede. Primeiramente, os autores fazem uma comparação das técnicas clássicas, compreendendo o filtro *Notch* em cascata, e em seguida a realimentação da tensão do capacitor para que se tenha uma função de transferência resultante com a ressonância amortecida. Por fim, é mostrada a solução proposta, baseada em um controle com rejeição ativa de perturbação e um observador de estados de ordem reduzida. Segundo os resultados mostrados pelos autores, a solução proposta possui um melhor desempenho dinâmico em comparação aos métodos clássicos, e uma resposta de regime permanente idêntica ao caso de realimentação da tensão do capacitor, além de permitir que se tenha uma alta margem de fase, fazendo com que a estabilidade seja garantida mesmo com variações na impedância da rede. Ainda, os autores ressaltam que a técnica de amortecimento ativo através de filtro *Notch* apenas funciona bem caso os parâmetros da planta não variem, pois caso contrário os polos ressonantes alterariam de posição em relação ao projeto, ou então quando é utilizada junto de um algoritmo de estimação de impedância. Com relação ao método proposto pelos autores, pode-se citar como desvantagens a necessidade do operador escolher a banda passante do observador, devendo ser igual à máxima frequência de distúrbio, que no caso de aplicação, era igual à frequência de ressonância. Outra desvantagem é que a proposta não permite a mitigação de distúrbios harmônicos de regime permanente, que são inerentes ao modelo da rede elétrica, como os vistos na Seção 2.1.3. Considerando uma aplicação *plug and play* com uma rede elétrica desconhecida, tal metodologia não seria preferível.

A solução apontada em [25] utiliza o método baseado em passividade, detalhado anteriormente na Seção 2.1, caracterizado por alterar a função de transferência de admitância do conversor controlado em malha fechada, visto pela rede como um equivalente Norton, de tal forma que possua parte real não negativa. A solução apresentada pelos autores se dá por um filtro biquadrático no *feedforward* de tensão, que fornece um atraso de fase na frequência crítica mostrada em (2.7), e um desvio nulo de fase na frequência de Nyquist.

Em [26] é utilizada a mesma técnica baseada em passividade, focando no caso onde múltiplos conversores contendo filtros LCL operam em paralelo. É adotada a mesma representação por equivalente de Norton para cada conversor visto pela rede, e é proposto um controlador contendo amortecimento ativo através da derivada discreta, focando no problema do atraso existente no modelo do conversor. Como desvantagem, é necessário o conhecimento adequado da planta, o que pode mudar

devido a impedância da rede. Outros trabalhos como [52, 53] também propõem soluções para o caso de integração de múltiplos conversores, porém não focando na complexidade do modelo da rede elétrica e nos problemas associados.

Akhavan et al. [54] propõem a utilização de um *feedforward* da tensão do PAC através de um filtro passa-baixas, bem como da compensação do atraso existente no modelo do conversor controlado através de um filtro biquadrático, projetados de tal forma que o critério de passividade seja obedecido. Segundo os autores, o projeto das malhas de controle de corrente com essa metodologia satisfaz a característica de *plug-and-play* para conversores conectados à rede. Entretanto, a rede elétrica é avaliada apenas como um modelo de equivalente de Thévenin onde a indutância é variada. Dessa forma, os problemas existentes em redes mais realísticas não são considerados.

Uma solução que não necessita do conhecimento prévio do sistema é proposta em [55], onde um filtro tipo *Notch* é utilizado e projetado de acordo com a frequência de ressonância da planta LCL utilizada, a qual é estimada durante a operação através do algoritmo de Goertzel. Os autores conseguem eliminar o problema de ressonância em tempo real fazendo a estimação da frequência e, em seguida, ajustando o filtro *Notch* de acordo, porém necessitando que seja experienciada a ressonância para a atuação do controle, sendo uma desvantagem. Além disso, não são considerados os problemas de desempenho de regime permanente associados a um modelo mais geral da rede elétrica.

De acordo com a literatura, o problema de amortecimento ativo é abordado de diversas formas, entretanto, exigindo muitas vezes o conhecimento adequado da planta para tal. E, mesmo os trabalhos que utilizam técnicas que evitam o conhecimento da planta, como os mostrados em [10, 25, 55], o problema de mitigação de distorções harmônicas em regime permanente não é abordado em conjunto com o problema em questão. A literatura na verdade passa a propor soluções baseadas apenas na complexidade do sistema contendo os conversores eletrônicos e seus respectivos filtros harmônicos de saída, conforme observado em [26, 52, 53], sendo importantes porém não focando no comportamento não linear e mais geral das redes elétricas encontradas em campo. Entretanto, publicações recentes como [12, 13] estão incentivando estudos justamente neste ponto, dando uma maior motivação a este trabalho, que aborda em conjunto os problemas de ressonância, instabilidade, desempenho e mitigação de distorções em regime permanente encontrados ao se integrar um VSC a redes elétricas desconhecidas.

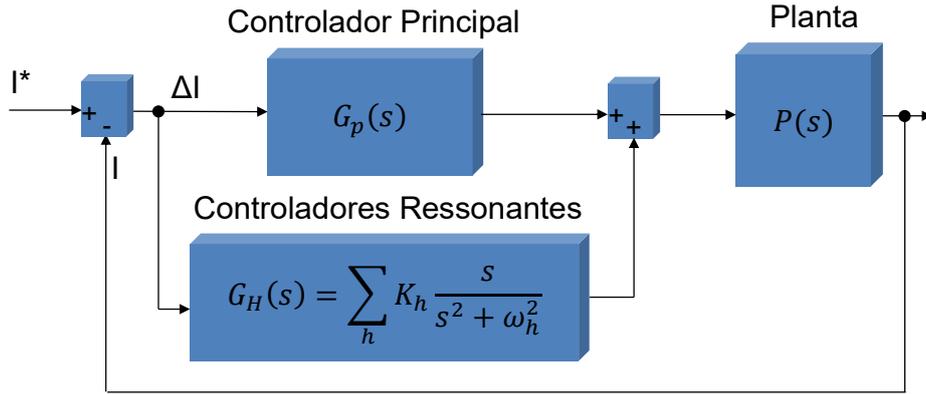


Figura 2.21: Utilização de controladores ressonantes em paralelo.

2.5 Utilização de Controladores Ressonantes para Mitigação de Distorções Harmônicas

Dados os problemas de qualidade de energia existentes em sistemas reais de potência, como o representado anteriormente na Figura 2.13, normas como a IEEE 519-2014 [14] e IEEE 1547-2018 [15] estabelecem limites para as componentes harmônicas de corrente em unidades geradoras. Desse modo, estratégias de controle devem ser empregadas para a solução dos problemas em questão. Uma das soluções descritas na literatura é a utilização de controladores com característica ressonante, podendo ser tanto utilizados para o rastreamento da referência principal da malha de controle, quanto para zerar erros causados por perturbações existentes. A Figura 2.21 exemplifica essa utilização, onde se tem um controlador principal $G_P(s)$ para o rastreamento da referência de controle, e são adicionados controladores ressonantes em paralelo, sendo cada um ajustado para uma determinada frequência, podendo ser representados pelo somatório [56]:

$$G_H(s) = \sum_h K_h \frac{s}{s^2 + \omega_h^2}, \quad (2.24)$$

onde K_h é o ganho do controlador e ω_h sua frequência harmônica de ressonância, comumente adotada como um múltiplo da frequência fundamental do sistema. Entretanto, para permitir que o controlador atue de forma mais satisfatória quando há pequenos desvios na frequência de interesse, a seguinte função de transferência é utilizada [56, 57]:

$$G_H(s) = \sum_h K_h \frac{2\omega_B s}{s^2 + 2\omega_B s + \omega_h^2}, \quad (2.25)$$

onde ω_B é a banda passante do controlador em torno da frequência harmônica de ressonância ω_h .

Quando apenas é utilizado um controlador ressonante na malha de controle, o projeto pode ser feito de forma analítica conforme mostrado em [57], entretanto, como no caso geral se teria uma soma do controlador principal $G_P(s)$ com todos os ressonantes utilizados no projeto, a literatura adota uma abordagem numérica para o ajuste, utilizando inclusive de ferramentas como o MATLAB para o projeto [56], onde os parâmetros de controle são ajustados de acordo com o lugar das raízes e a resposta em frequência de malha aberta do sistema, garantindo-se também margens de estabilidade satisfatórias. O estudo aponta que, devido ao emprego dos controladores ressonantes em uma aplicação de inversor fotovoltaico monofásico, foi possível reduzir as componentes de terceiro, quinto e sétimo harmônico de 8,53%, 3,44% e 1,65% para 0,613%, 0,474% e 0,388%, respectivamente.

2.6 Resumo da Revisão Bibliográfica

Este capítulo teve o intuito de mostrar, primeiramente, uma caracterização dos problemas a serem estudados neste trabalho. Observou-se que o primeiro ponto abordado, com relação às ressonâncias e instabilidades geradas, é bastante difundido na literatura, onde comumente são adotadas estratégias envolvendo amortecimento passivo e ativo para a solução do problema [9–11, 25, 26, 29].

Em seguida, abordou-se o problema de desempenho transitório existente nas malhas de controle de rastreamento devido à influência do modelo da rede elétrica, conforme ressaltado em [6, 33]. Dessa forma, justifica-se a importância de uma metodologia que faça o auto-ajuste do controle de acordo com o modelo equivalente de saída do conversor. Outras metodologias abordadas na literatura já utilizam o auto-ajuste de outras formas, como foi referenciado em [33–35, 49].

Já com relação ao terceiro ponto, em termos do desempenho em regime permanente associado ao modelo da rede elétrica em função da frequência, observou-se que o problema é conhecido, entretanto, não possui uma boa caracterização existente na literatura. Além disso, a grande maioria dos trabalhos existentes acabam tratando dos pontos de forma separada, usualmente focando mais na questão das instabilidades geradas devido às mudanças nas características do sistema [10, 21], não aprofundando nos problemas associados às não linearidades existentes em sistemas reais e na influência da impedância da rede elétrica com a frequência.

Ressalta-se que a melhor caracterização do problema só foi possível devido à motivação dada por trabalhos recentes encontrados na literatura, como no sistema de testes proposto pelo *IEEE-PES Task Force on Harmonics Modelling and Simulation* [12] e as diretrizes propostas para modelos de redes aplicadas em estudos harmônicos do CIGRE [13], de onde foi possível observar uma tendência da literatura mais atual em considerar modelos mais representativos de redes elétricas.

Dessa forma, a proposta deste trabalho possui então motivação suficiente para abordar os problemas de ressonância, instabilidade, desempenho transitório e mitigação de distorções em regime permanente em conjunto, propondo e analisando modelos associados às malhas de controle, e também levando em consideração a resposta em frequência da rede elétrica utilizada. A proposta deve possibilitar o ajuste automático da malha de controle, considerando todos os problemas apontados ao conectar o VSC com a rede elétrica, caracterizando então uma metodologia *Plug and Play*.

Capítulo 3

Fundamentação Teórica

Nesta seção será abordada a fundamentação teórica do trabalho, contendo os modelos de interação entre o VSC e a rede para filtros tipo RL e LCL, bem como análises para averiguar a estabilidade em malha fechada. Por questões didáticas, o atraso do VSC é primeiramente desconsiderado em cada análise, e em seguida passa a ser considerado com o intuito de mostrar sua relevância no modelo. Além disso, este capítulo considera os modelos de rede elétrica como equivalentes de Thévenin simplificados pela característica de curto-circuito, conforme amplamente utilizados na literatura. A consideração de sua impedância ao longo da frequência será empregada em modelos matemáticos no Capítulo 5.

3.1 Consideração de uma Planta RL

A aplicação deste caso, mostrada na Figura 3.1 através de um equivalente monofásico, se baseia em simplesmente filtrar a corrente de saída do conversor utilizando uma indutância L_1 . A rede elétrica, devido à presença de um transformador para a conexão, dos condutores e da própria característica pode apresentar uma indutância L_2 . As resistências envolvidas na filtragem são intrínsecas aos indutores, cabos e conexões.

3.1.1 Modelagem matemática para uma planta RL

Neste caso, tem-se a seguinte modelagem matemática para a interação entre conversor e rede:

$$v_{inv} - v_g = (R_1 + R_2)i_L + (L_1 + L_2)\frac{di_L}{dt}. \quad (3.1)$$

Interpretando a tensão de saída do conversor v_{inv} como entrada do sistema em análise, tendo como saída a corrente i_L e considerando a tensão da rede v_g como uma

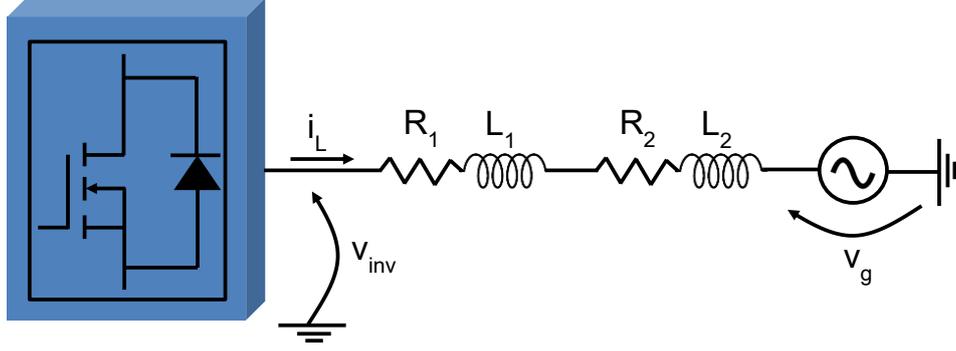


Figura 3.1: VSC conectado à rede elétrica através de uma planta tipo RL.

perturbação, pode-se escrever a seguinte função de transferência entre a corrente de saída e a tensão do inversor:

$$\frac{I_L(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{R_1 + R_2 + s(L_1 + L_2)}, \quad (3.2)$$

$$\frac{I_L(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1/(L_1 + L_2)}{s + (R_1 + R_2)/(L_1 + L_2)}. \quad (3.3)$$

Analisando-se (3.3), nota-se que como a interação entre conversor e rede neste caso é descrita por uma função de transferência de primeira ordem com um pólo já no semiplano esquerdo, a metodologia de projeto de controlador se torna mais simples.

Caso sejam utilizadas grandezas de eixo direto e de eixo em quadratura para o sistema em questão, partindo-se das grandezas nas fases a, b, e c, sendo desconsiderada a sequência zero, encontra-se a seguinte modelagem matemática:

$$v_{a,inv} - v_{a,g} = (R_1 + R_2)i_a + (L_1 + L_2)\frac{di_a}{dt}, \quad (3.4)$$

$$v_{b,inv} - v_{b,g} = (R_1 + R_2)i_b + (L_1 + L_2)\frac{di_b}{dt}, \quad (3.5)$$

$$v_{c,inv} - v_{c,g} = (R_1 + R_2)i_c + (L_1 + L_2)\frac{di_c}{dt}. \quad (3.6)$$

Em seguida, multiplicando-se (3.4) por e^{j0} , (3.5) por $e^{j\frac{2\pi}{3}}$, (3.6) por $e^{j\frac{-2\pi}{3}}$, e somando-se os resultados, encontra-se a seguinte equação escrita em notação de vetor espacial em referencial estacionário [58]:

$$\mathbf{V}_{abc,inv} - \mathbf{V}_{abc,g} = (R_1 + R_2)\mathbf{I}_{abc} + (L_1 + L_2)\frac{d\mathbf{I}_{abc}}{dt}.$$

Relembrando da relação entre o referencial trifásico abc e o referencial síncrono

dq através do uso da exponencial [58], sendo θ o ângulo entre os eixos do referencial estacionário e do referencial síncrono:

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{V}_{dq} e^{j\theta}, \quad (3.7)$$

tem-se que:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{dq,inv} e^{j\theta} - \mathbf{V}_{dq,g} e^{j\theta} &= (R_1 + R_2) \mathbf{I}_{dq} e^{j\theta} + (L_1 + L_2) \frac{d(\mathbf{I}_{dq} e^{j\theta})}{dt}, \\ \mathbf{V}_{dq,inv} e^{j\theta} - \mathbf{V}_{dq,g} e^{j\theta} &= (R_1 + R_2) \mathbf{I}_{dq} e^{j\theta} + (L_1 + L_2) \frac{d\mathbf{I}_{dq}}{dt} e^{j\theta} + j(L_1 + L_2) \frac{d\theta}{dt} \mathbf{I}_{dq} e^{j\theta}, \\ \mathbf{V}_{dq,inv} - \mathbf{V}_{dq,g} &= (R_1 + R_2) \mathbf{I}_{dq} + (L_1 + L_2) \frac{d\mathbf{I}_{dq}}{dt} + j\omega(L_1 + L_2) \mathbf{I}_{dq}. \end{aligned}$$

Separando-se em partes real e imaginária, encontram-se as seguintes equações, também mostradas em [27]:

$$v_{d,inv} - v_{d,g} = (R_1 + R_2) i_d + (L_1 + L_2) \frac{di_d}{dt} - \omega(L_1 + L_2) i_q, \quad (3.8)$$

$$v_{q,inv} - v_{q,g} = (R_1 + R_2) i_q + (L_1 + L_2) \frac{di_q}{dt} + \omega(L_1 + L_2) i_d. \quad (3.9)$$

Percebe-se que o modelo da planta, em termos de corrente de saída para tensão do inversor, será equivalente ao mostrado na (3.3), desde que o acoplamento existente entre (3.8) e (3.9), caracterizado pelos termos com coeficiente $\omega(L_1 + L_2)$, seja compensado através da técnica de desacoplamento [8, 27]. Dessa forma, será desconsiderado este acoplamento na análise de controle.

3.1.2 Análise do controlador de corrente considerando uma planta RL

Considerando o diagrama mostrado na Figura 3.2, onde foi utilizado o referencial síncrono, sendo adotado um controlador do tipo PI, a normalização do ganho do VSC, e seguido do modelo do filtro RL, além de desconsiderar o acoplamento de eixos como discutido anteriormente, uma vez que possui pouca influência na resposta do modelo matemático [59, 60], obtém-se um lugar das raízes como o mostrado na Figura 3.3 para os valores mostrados na Tabela 3.1. Pode-se notar que os polos de malha fechada podem ser alocados dependendo da posição do zero do PI e do ganho proporcional, possuindo ou não um comportamento amortecido. Uma solução simples de projeto é efetuar o cancelamento do polo estável da planta com o zero do PI, de tal forma que:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_1 + R_2}{L_1 + L_2}, \quad (3.10)$$

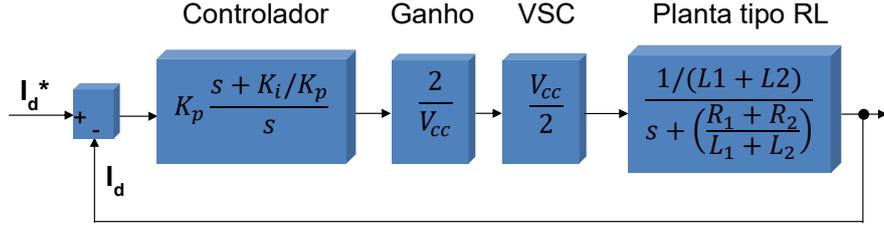


Figura 3.2: Diagrama de controle no referencial síncrono para uma planta tipo RL.

Tabela 3.1: Tabela com parâmetros utilizados para a obtenção do lugar das raízes no caso RL.

Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
R_1	$25 \text{ m}\Omega$
L_2	$0,1 \text{ mH}$
R_2	$25 \text{ m}\Omega$
K_i/K_p	200 s^{-1}
f_s	12 kHz

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{\frac{K_p}{s(L_1+L_2)}}{1 + \frac{K_p}{s(L_1+L_2)}},$$

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{1}{\frac{(L_1+L_2)}{K_p}s + 1}, \quad (3.11)$$

onde a constante de tempo $(L_1+L_2)/K_p$ pode ser escolhida de tal forma que o tempo de acomodação t_{ss} seja aproximadamente um período da rede elétrica [27]. Dada uma frequência da rede f_g , considerando o critério de 2% que relaciona a constante de tempo e o tempo de acomodação [61, 62], e utilizando a (3.10), são obtidos:

$$t_{ss} = 4 \frac{L_1 + L_2}{K_p} = \frac{1}{f_g},$$

$$K_p = 4f_g(L_1 + L_2), \quad (3.12)$$

$$K_i = 4f_g(R_1 + R_2). \quad (3.13)$$

Nesta situação, por se tratar de uma função de transferência de primeira ordem, a banda passante do sistema em malha fechada é encontrada pelo inverso da constante de tempo associada [62], ou seja:

$$\omega_B = \frac{K_p}{L_1 + L_2},$$

$$\omega_B = 4f_g. \quad (3.14)$$

Na condição de cancelamento do polo da planta, encontra-se o lugar das raízes mostrado na Figura 3.4, onde o polo do sistema em malha fechada varia sua localização de acordo com o ganho proporcional, alterando por sua vez o tempo de acomodação. Vale destacar que o zero do controlador PI K_i/K_p é mantido fixo, como indicado na Tabela 3.1.

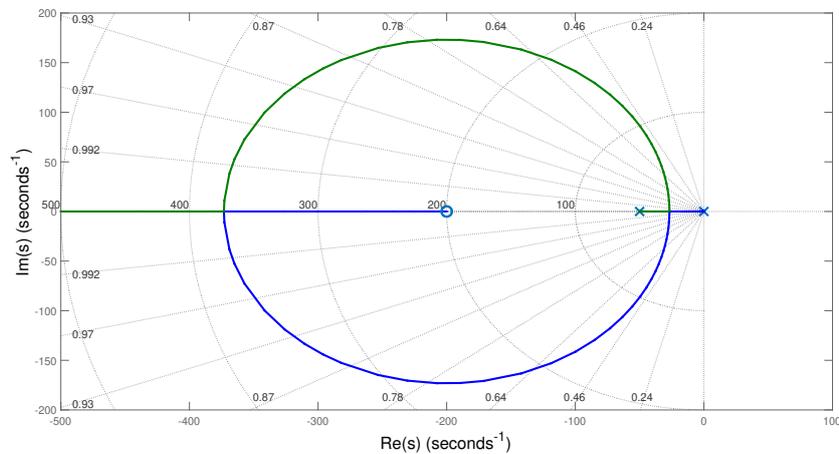


Figura 3.3: Lugar das raízes utilizando-se um controlador PI cujo zero está afastado do polo da planta RL.

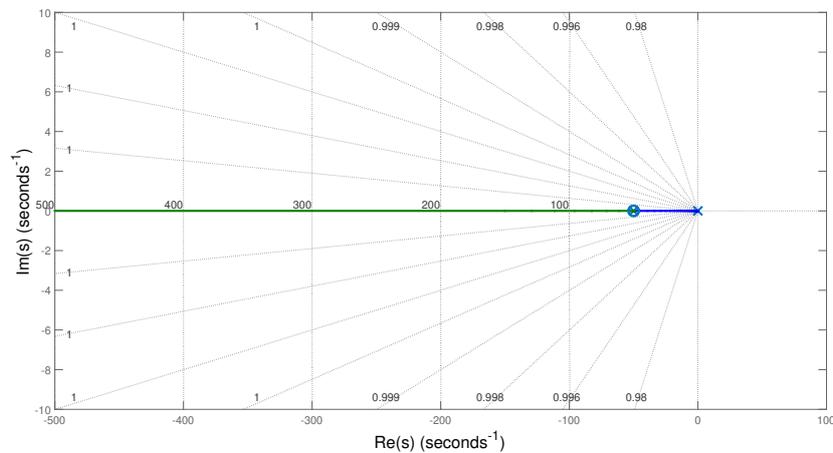


Figura 3.4: Lugar das raízes utilizando-se um controlador PI cujo zero cancela o polo da planta RL.

Representação indutiva da planta

Caso não se tenha acesso aos parâmetros resistivos do modelo de forma precisa ou possam ser desprezados frente aos indutivos, pode-se considerar uma representação simplesmente indutiva da planta. Nesta situação, a função de transferência de malha fechada é:

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{\frac{K_p(s+K_i/K_p)}{s^2(L_1+L_2)}}{1 + \frac{K_p(s+K_i/K_p)}{s^2(L_1+L_2)}}$$

resultando em:

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{\frac{K_p}{L_1+L_2}(s + K_i/K_p)}{s^2 + K_p/(L_1 + L_2)s + K_i/(L_1 + L_2)}, \quad (3.15)$$

E o projeto pode ser efetuado de acordo com parâmetros de desempenho transitório de uma função transferência de segunda ordem, de forma aproximada, como mostrado em [61]. Ou seja:

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.16)$$

Assim, comparando-se (3.15) e (3.16), e utilizando da relação entre o tempo de acomodação e a constante de tempo mostrada em [62], pode-se escrever:

$$2\xi\omega_n = \frac{K_p}{(L_1 + L_2)}, \quad (3.17)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_i}{(L_1 + L_2)}, \quad (3.18)$$

$$t_{ss} = \frac{4}{\xi\omega_n}. \quad (3.19)$$

Adotando o parâmetro ξ como 0,707 por questões de desempenho dinâmico, como sugerido em [61], e impondo um tempo de acomodação t_{ss} igual a um período fundamental da rede cuja frequência é f_g , têm-se:

$$\frac{4}{\xi\omega_n} = \frac{1}{f_g}, \quad (3.20)$$

$$K_p = 8f_g(L_1 + L_2), \quad (3.21)$$

$$K_i = 32f_g^2(L_1 + L_2). \quad (3.22)$$

Em termos de banda passante, considerando-se o modelo de função de transfe-

rência da (3.16), vêm:

$$G(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2},$$

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega\omega_n},$$

cujo módulo é calculado por:

$$|G(j\omega)| = \frac{\sqrt{4\xi^2\omega^2\omega_n^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{4\xi^2\omega^2\omega_n^2 + (\omega_n^2 - \omega^2)^2}}. \quad (3.23)$$

Quando o módulo cair ao valor de $1/\sqrt{2}$, a frequência desejada ω_B é calculada pelo equacionamento:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{4\xi^2\omega^2\omega_n^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{4\xi^2\omega^2\omega_n^2 + (\omega_n^2 - \omega^2)^2}},$$

gerando uma equação biquadrada ao elevar ambos os membros ao quadrado:

$$\omega_B^4 - (4\xi^2\omega_n^2 + 2\omega_n^2)\omega_B^2 - \omega_n^4 = 0, \quad (3.24)$$

cuja solução real e positiva é:

$$\omega_B = \omega_n \sqrt{1 + 2\xi^2 + \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}}. \quad (3.25)$$

Aplicando o coeficiente de amortecimento $\xi = 1/\sqrt{2}$ e utilizando as equações (3.17) e (3.21), têm-se:

$$\omega_n = 4\sqrt{2}f_g, \quad (3.26)$$

$$\omega_B = 4\sqrt{2}f_g \sqrt{2 + \sqrt{5}}, \quad (3.27)$$

sendo então a banda passante desejada. Percebe-se que para aumentá-la, basta modificar os parâmetros de desempenho transitório do sistema, colocados em função de f_g através da (3.20), o que é equivalente a aumentar K_p e K_i , dados por (3.21) e (3.22), de acordo.

Por fim, pode-se também obter a margem de fase do sistema, partindo-se da

função de transferência de malha aberta:

$$G_{MA}(s) = K_p \frac{(s + K_i/K_p)}{s} \frac{1}{s(L_1 + L_2)},$$

onde os ganhos são dados por (3.21) e (3.22):

$$G_{MA}(s) = 8f_g \frac{s + 4f_g}{s^2}. \quad (3.28)$$

Fazendo-se $s = j\omega$ e igualando o módulo a 1 para se obter a frequência de cruzamento de ganho ω_{gc} , pode-se escrever:

$$8f_g \frac{\sqrt{\omega_{gc}^2 + 16f_g^2}}{\omega_{gc}^2} = 1,$$

$$\omega_{gc}^4 - 64f_g^2\omega_{gc}^2 - 1024f_g^4 = 0.$$

Resolvendo a equação biquadrada, tem-se a seguinte solução positiva:

$$\omega_{gc} = 4\sqrt{2}f_g\sqrt{1 + \sqrt{2}}. \quad (3.29)$$

Aplicando-se $f_g = 60 \text{ Hz}$ e utilizando (3.28) e (3.29), a margem de fase é encontrada:

$$MF = 180^\circ + \angle GL_{MA}(j\omega_{gc}), \quad (3.30)$$

$$\omega_{gc} = 4\sqrt{2} \times 60 \times \sqrt{1 + \sqrt{2}} = 527,4 \text{ rad/s},$$

$$MF = 180^\circ + \left(\text{tg}^{-1} \frac{527,4}{4 \times 60} - 180^\circ \right) = 65,5^\circ.$$

Tal margem de fase é acima das encontradas na literatura para sistemas controlados em malha fechada [62], estando de acordo com as condições de projeto recomendadas.

3.1.3 Consideração do atraso existente no modelo do VSC

A modelagem matemática utilizada anteriormente desconsidera a influência do atraso na resposta do VSC, decorrente tanto do processamento do controle quanto do acionamento das chaves através da modulação PWM. Segundo [25, 26], o atraso T_d decorrente desses fenômenos pode ser expresso como:

$$T_d = T_s + 0,5T_s = 1,5T_s, \quad (3.31)$$

onde T_s representa o atraso devido ao processamento do microprocessador, que no pior caso seria um período completo de amostragem, e $0,5T_s$ modela o atraso do conversor com PWM. Com esta consideração, o modelo de atraso é comumente representado na literatura como uma exponencial¹ [25, 26]:

$$G_d(s) = e^{-sT_d} = e^{-1,5T_s s}, \quad (3.32)$$

ou então através de uma função de primeira ordem [8]:

$$G_d(s) = \frac{1}{sT_d + 1}. \quad (3.33)$$

Este atraso modifica tanto a dinâmica quanto a resposta em frequência do sistema, sendo tão mais relevante quanto maior for o valor de T_s . A Figura 3.5 mostra a malha de controle no referencial síncrono considerando a existência do atraso $G_d(s)$, que neste trabalho é modelado por (3.32) devido a sua maior utilização na literatura [25, 26], de onde pode-se estudar a influência no sistema verificando-se as respostas de módulo e fase:

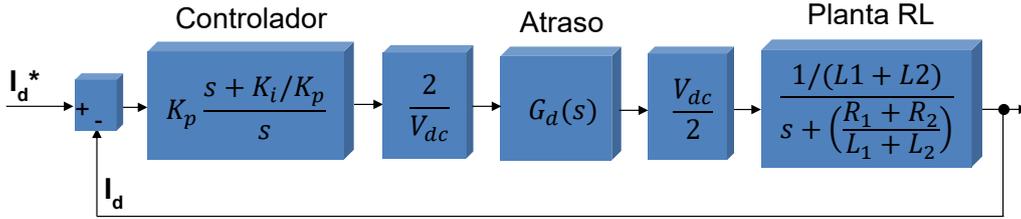


Figura 3.5: Malha de controle no referencial síncrono considerando o efeito do atraso do VSC em uma planta RL.

$$|G_d(j\omega)| = |e^{-j1,5\omega T_s}| = 1, \quad (3.34)$$

$$\angle G_d(j\omega) = \angle e^{-j1,5\omega T_s} = -1,5\omega T_s. \quad (3.35)$$

Desse modo, verifica-se que não há mudança na resposta de módulo do sistema em malha aberta, uma vez que o ganho do modelo de atraso em questão é unitário para qualquer frequência. Entretanto, como já era de se esperar, há um atraso na fase, o qual é diretamente proporcional à frequência. Assim, parâmetros como por exemplo a margem de fase calculada anteriormente por (3.30) sofrem uma modificação:

¹podendo também ser utilizada a aproximação de Padé na representação.

$$MF = MF_0 - 1,5\omega T_s, \quad (3.36)$$

Para a frequência de cruzamento de ganho $\omega_{gc} = 527,4 \text{ rad/s}$ (89,4 Hz) calculada anteriormente por (3.29), e considerando uma frequência de amostragem de 12 kHz , tem-se:

$$MF = 65,5^\circ - (1,5 \times 527,4/12000) \times 180^\circ/\pi,$$

$$MF \approx 61,7^\circ.$$

A Figura 3.6 mostra a resposta em frequência do sistema considerando o efeito do atraso, de onde pode-se observar que a modelagem matemática feita anteriormente está de acordo com o resultado obtido em termos das margens de estabilidade e das frequências de cruzamento. Considerando que o conversor é comumente controlado digitalmente, i.e., por um DSP, uma representação digital é mostrada na Figura 3.7, onde o modelo de atraso em questão pode ser dividido em duas partes, conforme utilizado em [9, 26], onde z^{-1} representa o atraso de um período devido ao processamento, e ZOH é o amostrador de ordem zero que representa o efeito do conversor com PWM aplicado à planta, cuja função é mostrada em detalhes no Apêndice B.2, gerando um atraso referente a $T_s/2$ [9]. Utiliza-se este modelo para a obtenção do lugar das raízes do sistema, por sua vez mostrado na Figura 3.8, de onde pode-se notar que agora há um ganho que causa instabilidade no sistema, fazendo com que os polos de malha fechada saiam do círculo de raio unitário. Tal resultado, em conjunto com a modelagem matemática mostrada anteriormente, mostram a importância da consideração do efeito do atraso do VSC na análise.

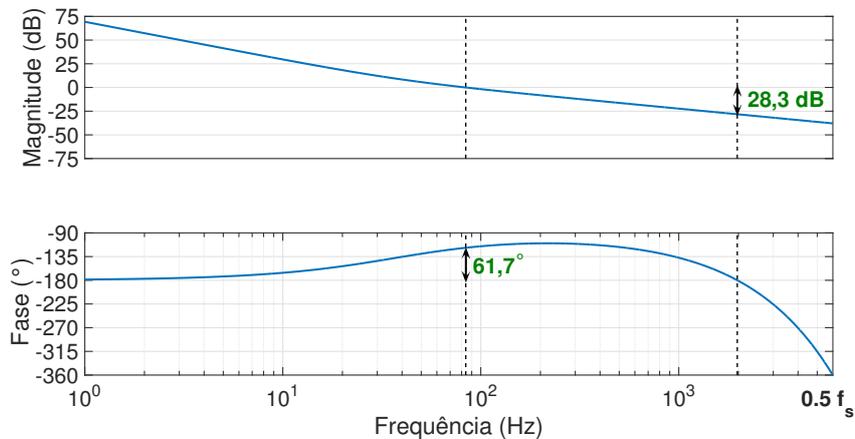


Figura 3.6: Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono considerando o efeito do atraso para uma planta RL.

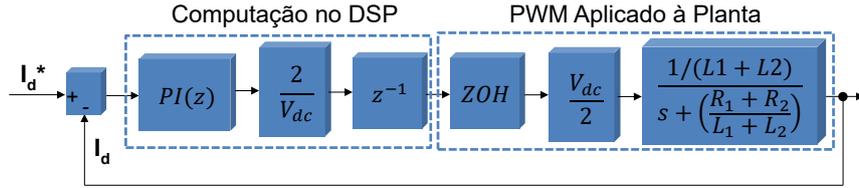


Figura 3.7: Representação digital do controle em malha fechada no referencial síncrono considerando o atraso do VSC para uma planta RL.

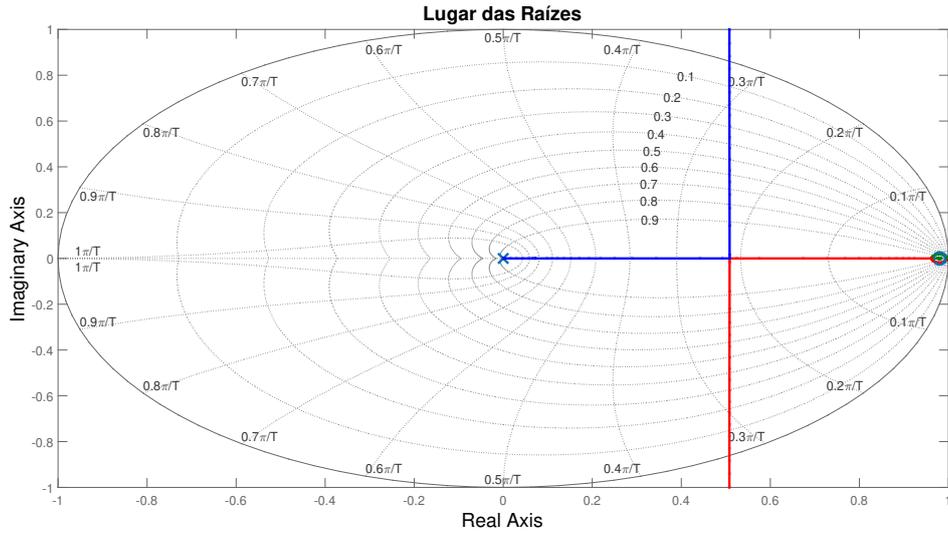


Figura 3.8: Lugar das raízes considerando o efeito do atraso do VSC para uma planta RL no referencial síncrono.

É importante também ressaltar que, além da influência da frequência de amostragem utilizada, que impacta diretamente no atraso existente nos modelos matemáticos apresentados anteriormente, a escolha da banda passante no projeto do controlador também é de grande importância para as análises de estabilidade. Utilizando (3.27), nota-se que a metodologia de projeto adotada acarreta em uma banda passante de aproximadamente 698,6 rad/s (111,2 Hz), possuindo as margens de estabilidade mostradas na Figura 3.6. Aumentando esta banda passante em 9 vezes, ou seja, sendo 6,29 krad/s (1,00 kHz), as margens de estabilidade são consideravelmente reduzidas, como mostrado na resposta em frequência da Figura 3.9.

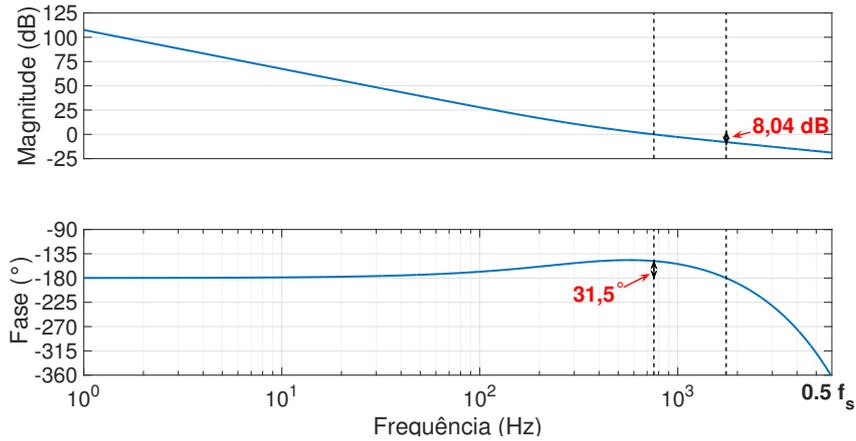


Figura 3.9: Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono projetado para uma banda passante elevada.

3.2 Consideração de uma Planta LCL

Neste caso de aplicação, além da filtragem de corrente através de uma indutância L_1 , se tem um estágio intermediário de filtragem de tensão com um capacitor C_1 , e por fim mais um efeito de filtragem de corrente devido à indutância L_2 . A segunda indutância pode ou não ser uma adição de projeto do próprio filtro, entretanto, deve-se ressaltar que há a contribuição do transformador utilizado e da própria rede elétrica.

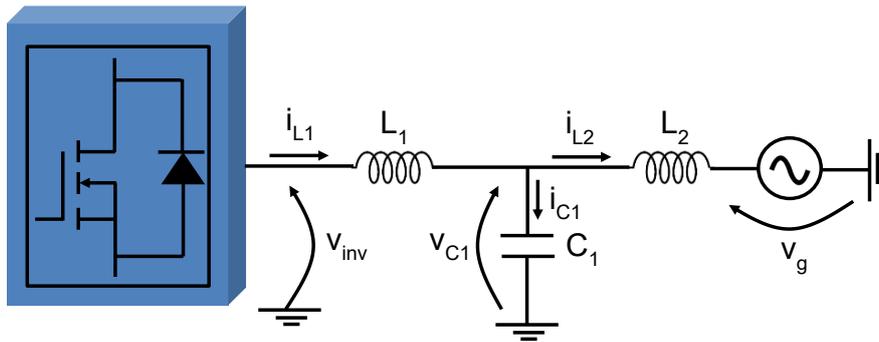


Figura 3.10: VSC conectado à rede com filtragem tipo LCL.

3.2.1 Modelagem matemática para uma planta LCL

Através da Figura 3.10, que representa um equivalente monofásico do caso em questão, podem ser escritas as seguintes equações de circuito:

$$v_{inv} - v_{C1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}, \quad (3.37)$$

$$v_{C1} - v_g = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (3.38)$$

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt}, \quad (3.39)$$

$$i_{L1} = i_{L2} + i_{C1}. \quad (3.40)$$

Tomando como variáveis de estado, respectivamente, a corrente de saída do conversor i_{L1} , a corrente de saída para a rede i_{L2} , e a tensão no capacitor v_{C1} , considerando que a entrada para o sistema é a tensão na saída do inversor v_{inv} , e que a tensão da rede v_g é uma perturbação, tem-se o seguinte modelo linear em espaço de estados:

$$\dot{i}_{L1} = \frac{v_{inv}}{L} - \frac{v_{C1}}{L}, \quad (3.41)$$

$$\dot{i}_{L2} = -\frac{v_g}{L_2} + \frac{v_{C1}}{L_2}, \quad (3.42)$$

$$\dot{v}_{C1} = \frac{i_{L1}}{C} - \frac{i_{L2}}{C}, \quad (3.43)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{inv} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} v_g, \quad (3.44)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{E}v. \quad (3.45)$$

Pode-se então obter as funções de transferência relacionando cada variável de estado com a entrada v_{inv} fazendo-se as saídas:

$$y_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix},$$

$$y_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix},$$

$$y_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \end{bmatrix},$$

$$y_k = \mathbf{C}_k \mathbf{x}, \quad (3.46)$$

e utilizando da expressão:

$$\frac{Y_k(s)}{U(s)} = C_k (sI - A)^{-1} B. \quad (3.47)$$

São então obtidas as seguintes funções de transferência:

$$\frac{I_{L1}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{sL_1} \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (3.48)$$

$$\frac{I_{L2}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{sL_1 L_2 C_1} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (3.49)$$

$$\frac{V_{C1}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 C_1} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (3.50)$$

e a função de transferência da corrente do capacitor para a tensão de saída do inversor pode ser encontrada utilizando-se (3.39) e (3.50):

$$\frac{I_{C1}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1} \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (3.51)$$

onde as frequências de ressonância, ω_{res} , e antirressonância, ω_r , representadas anteriormente, são expressas por:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}}, \quad (3.52)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}}. \quad (3.53)$$

Deve-se ressaltar que as funções de transferência obtidas estão de acordo com o mostrado na literatura [9]. Percebe-se que há a presença de polos ressonantes nas funções, os quais irão influenciar na dinâmica de controle, podendo também gerar instabilidade no sistema, caso o controlador não seja cuidadosamente projetado, fato este que ficará mais claro na seção seguinte. Apesar dos modelos terem sido derivados nesta seção no referencial estacionário, serão utilizados nas análises no referencial síncrono desprezando-se a influência do acoplamento existente entre os eixos “d” e “q”, uma vez que seu efeito apresenta pouca influência se comparado ao restante da planta, conforme demonstrado em [60].

3.2.2 Realimentação da corrente de saída do conversor

Seguindo o diagrama de controle mostrado na Figura 3.11, e utilizando-se os parâmetros mostrados na Tabela 3.2, tem-se um lugar das raízes conforme o exibido na Figura 3.12, representado pela curva azul e obtido de acordo com a função de transferência de malha aberta discretizada pelo método de amostrador de ordem zero a uma frequência de $f_s = 12 \text{ kHz}$. Ressalta-se aqui que esta escolha foi motivada por melhor representar uma implementação prática, além de também ser melhor para visualização do cenário de estabilidade quando comparada ao caso contínuo por questões de escala. É possível observar que todos os polos do sistema em malha fechada estão dentro do círculo de raio unitário, portanto, caracterizando um caso estável, mesmo dada uma variação do ganho proporcional. A mesma figura também mostra a diferença que passa a ocorrer com o aumento da indutância L_2 , onde a mesma passa a ser maior que L_1 , de forma que as frequências de ressonância e antirressonância mostradas em (3.52) e (3.53) se tornam mais afastadas. Tal fenômeno caracterizaria uma mudança no desempenho dinâmico em malha fechada.

Com o objetivo de corroborar o resultado mostrado, e adotando-se um valor de K_p obtido pela (3.21), a Figura 3.13 mostra a resposta em frequência de malha aberta do sistema. É possível observar que os efeitos de ressonância e antirressonância são contrários e podem ocorrer em frequências ω_r e ω_{res} próximas, caso decorrente de uma rede forte. Desta forma, o sistema é estável sem nenhuma modificação no controle, o que é mostrado na Figura 3.14 pela resposta ao degrau da malha fechada.

Tabela 3.2: Tabela com parâmetros práticos para obtenção do lugar das raízes.

Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
L_2	$0,1 \text{ mH}$
C_1	$15 \mu\text{F}$
ω_{res}	$27,1 \text{ krad/s} (4,31 \text{ kHz})$
ω_r	$25,8 \text{ krad/s} (4,11 \text{ kHz})$
K_p	$0,528$
K_i/K_p	240
f_s	12 kHz

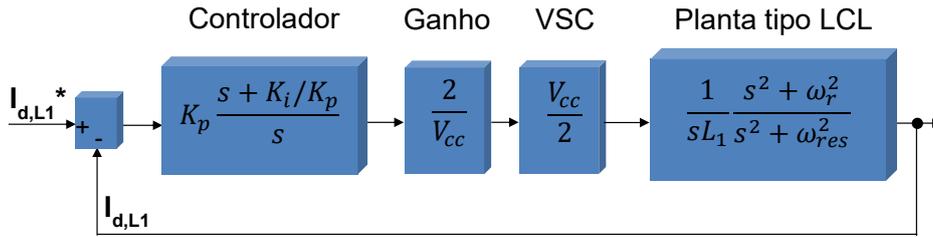


Figura 3.11: Diagrama de controle no referencial síncrono considerando a realimentação da corrente de saída do conversor.

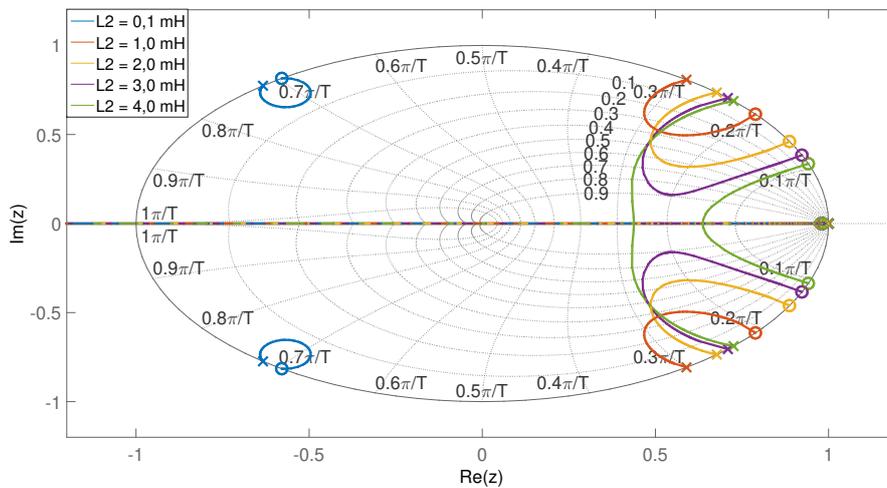


Figura 3.12: Lugar das raízes considerando a realimentação da corrente de saída do conversor para diferentes valores de L_2 .

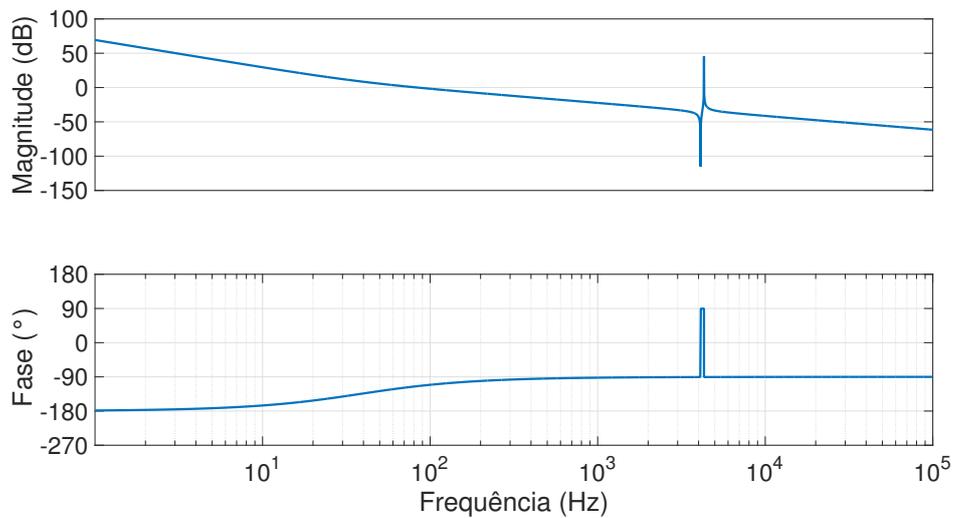


Figura 3.13: Resposta em frequência de malha aberta do sistema com a utilização de i_{L1} .

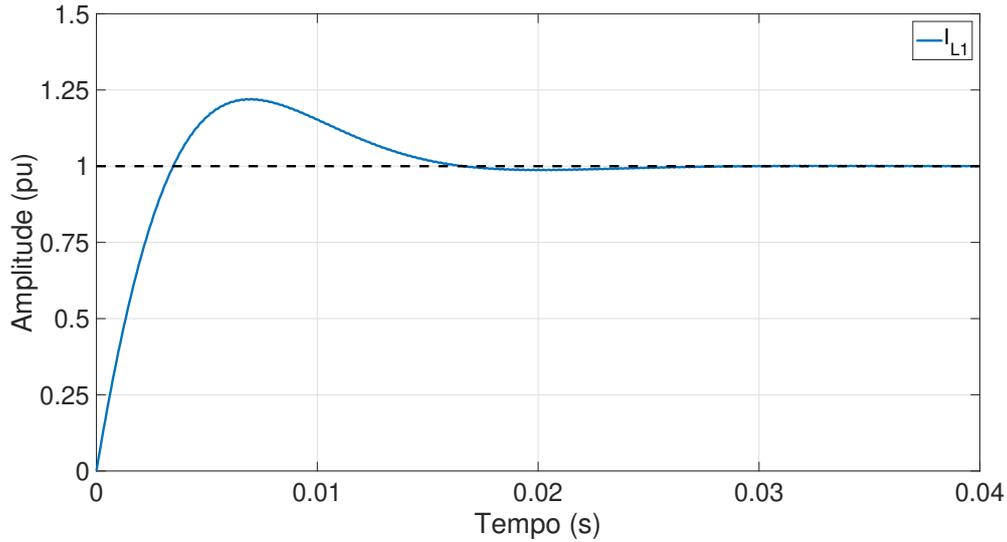


Figura 3.14: Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com a utilização de i_{L1} .

3.2.3 Realimentação da corrente de saída para a rede

Fazendo-se o mesmo procedimento da seção anterior, agora para o caso de realimentação da corrente de saída para a rede, tem-se o diagrama mostrado na Figura 3.15. O lugar das raízes obtido é mostrado na Figura 3.16, também indicando o efeito de variar a indutância L_2 , de onde pode-se notar que os dois polos ressonantes saem do círculo de raio unitário com o aumento do ganho proporcional, tornando o sistema instável em todos os casos. Tal característica indicaria que não seria possível, para fins práticos, ter um sistema em malha fechada estável apenas com um controlador PI, dada a realimentação de corrente de saída para a rede.

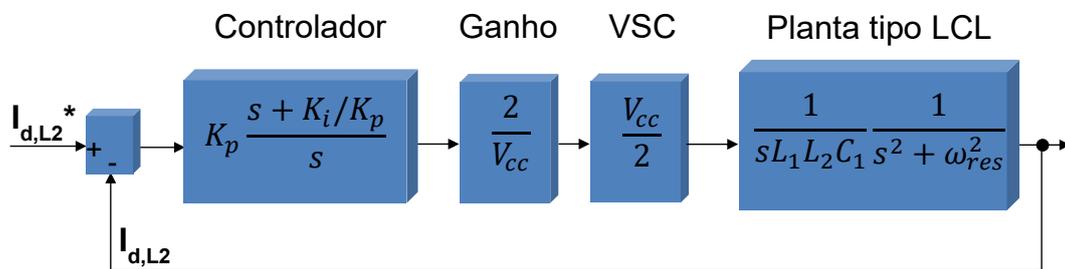


Figura 3.15: Diagrama de controle no referencial síncrono considerando a realimentação da corrente de saída para a rede.

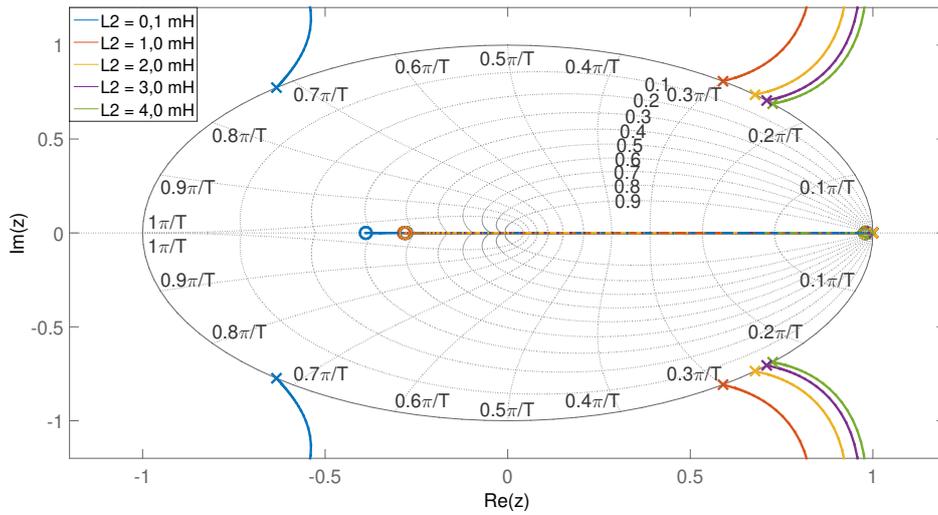


Figura 3.16: Lugar das raízes considerando a realimentação da corrente de saída para a rede para diferentes valores de L_2 .

Com o intuito de mostrar o problema detalhado anteriormente, e adotando-se um valor de K_p obtido pela (3.21), a Figura 3.17 mostra a resposta em frequência do sistema em malha aberta, de onde pode-se notar o efeito da ressonância na frequência ω_{res} , sem a existência da antirressonância do outro caso. Além disso, a Figura 3.18 mostra a resposta do sistema em malha fechada ao degrau, indicando o problema de instabilidade comentado anteriormente.

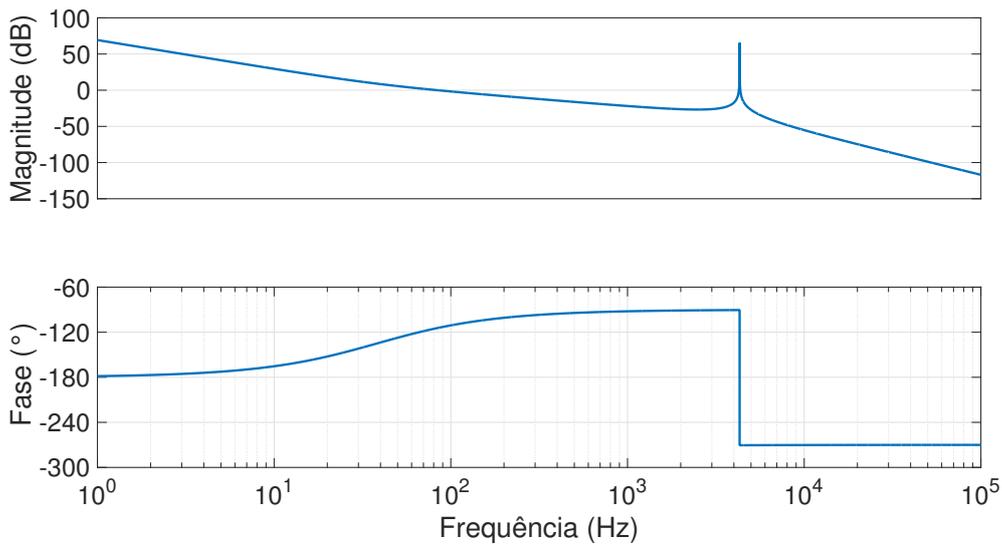


Figura 3.17: Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono com a utilização de i_{L2} .

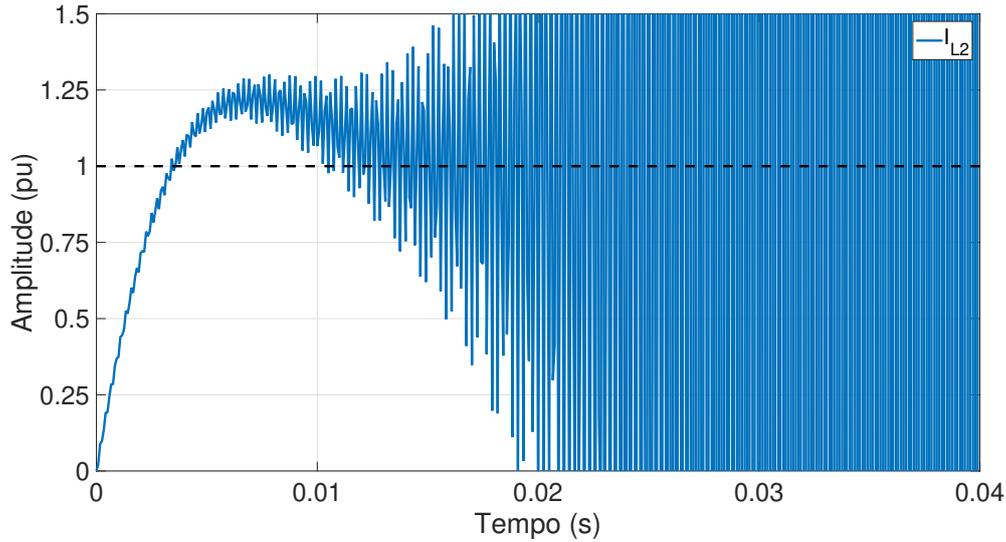


Figura 3.18: Resposta ao degrau do sistema no referencial síncrono em malha fechada com a utilização de i_{L2} .

3.2.4 Influência do atraso do VSC considerando a realimentação de corrente do conversor

Com a consideração do atraso detalhado na Seção 3.1.3, o diagrama de controle de corrente do lado do conversor é como o mostrado na Figura 3.19. Utilizando a discretização do controlador pelo método de Tustin devido à sua exatidão e estabilidade [63], e a discretização da planta pelo método de ZOH devido ao efeito do PWM, ambos detalhados no Apêndice B deste trabalho, o lugar das raízes obtido com os mesmos parâmetros da Tabela 3.2 e para variações da indutância L_2 é mostrado na Figura 3.20. Pode-se notar que os polos de malha fechada saem do círculo de raio unitário a partir de determinados valores de ganho proporcional, e comparando-se com o resultado mostrado na Figura 3.12, percebe-se nitidamente a mudança na estabilidade do sistema, enfatizando na importância de se considerar o efeito do atraso do VSC.

Além disso, o resultado mostra que é necessário solucionar o problema de instabilidade mesmo para o caso de realimentação da corrente do lado do conversor, em contraste com o que foi observado desconsiderando o efeito de atraso do VSC. Ressalta-se que os resultados mostrados nesta seção estão de acordo com o descrito na literatura, particularmente com os contidos em [25, 26], que apresentam este fenômeno de instabilidade devido ao atraso existente no modelo do conversor.

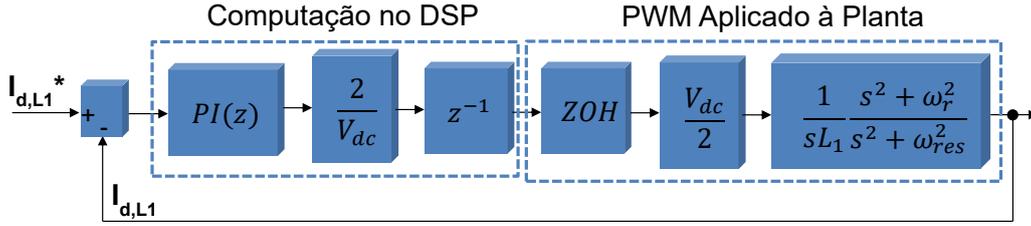


Figura 3.19: Controle realimentado de i_{L1} considerando o efeito do atraso.

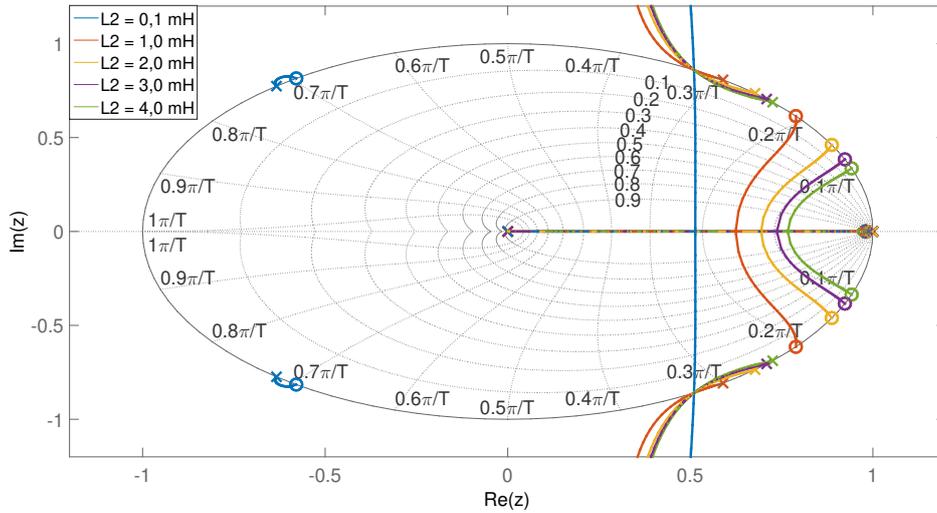


Figura 3.20: Lugar das raízes do sistema com realimentação da corrente do lado do conversor considerando o efeito do atraso para diferentes valores de L_2 .

3.2.5 Influência do atraso do VSC considerando a realimentação de corrente de saída para a rede

Fazendo-se o mesmo procedimento mostrado na seção anterior, porém agora para o caso de realimentação da corrente i_{L2} , a Figura 3.21 mostra o diagrama de controle considerando o efeito do atraso do conversor. O lugar das raízes exibido na Figura 3.22 mostra, através da curva azul, que o sistema em malha fechada agora se torna estável, comparado com o mostrado na Figura 3.16, onde não era considerado o efeito do atraso. Tal fenômeno é comentado em [26], onde é explicado que para determinadas frequências de ressonância, o atraso pode gerar um efeito estabilizante no controle de corrente do lado da rede. Entretanto, ao aumentar-se a indutância do lado da rede, o comportamento instável em malha fechada volta a acontecer, caracterizado pelos polos saindo do círculo de raio unitário.

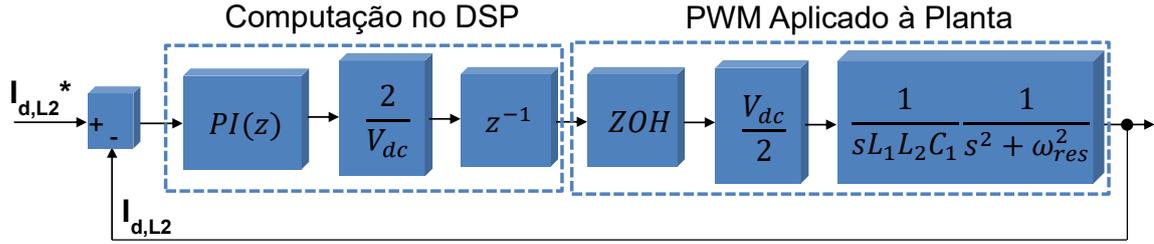


Figura 3.21: Controle realimentado de i_{L2} considerando o atraso no modelo do VSC.

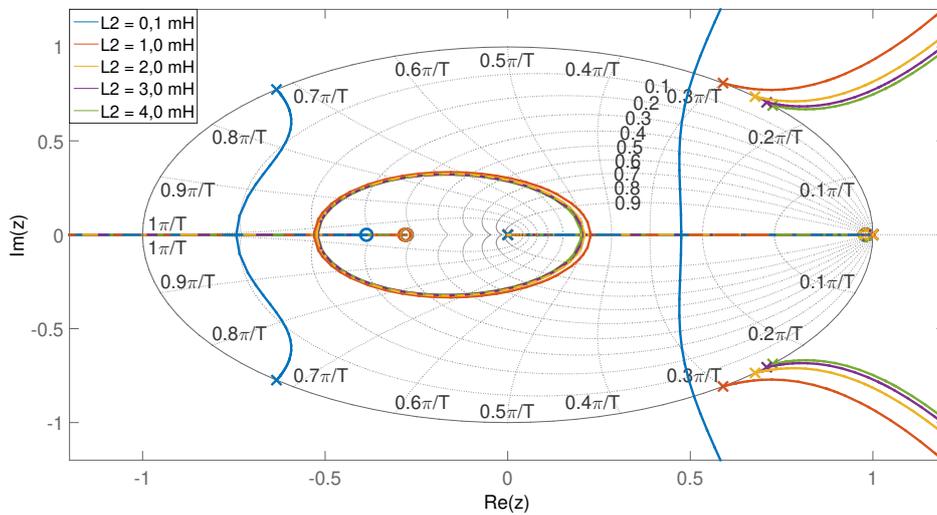


Figura 3.22: Lugar das raízes do sistema com realimentação da corrente de saída para a rede considerando o efeito do atraso para diferentes valores de L_2 .

3.3 Soluções com amortecimento ativo

Conforme foi mencionado na revisão bibliográfica, uma das técnicas clássicas para eliminação do problema em questão provém da utilização do amortecimento ativo, que nada mais é do que uma estratégia de controle capaz de modificar a função de transferência de malha aberta de forma que os polos ressonantes possuam amortecimento. Tradicionalmente, tal efeito é produzido através do cancelamento do par de polos ressonantes da planta com um par de zeros ressonantes no controlador [9, 10], porém como a realização de uma função apenas com zeros não é possível, são adicionados dois polos ressonantes amortecidos.

3.3.1 Utilização de filtro *Notch* em cascata

A função de transferência de um filtro *Notch* de ordem n pode ser escrita como [55]:

$$N_n(s) = \left(\frac{s^2 + 2\xi_z\omega_{nf}s + \omega_{nf}^2}{s^2 + 2\xi_p\omega_{nf}s + \omega_{nf}^2} \right)^n, \quad (3.54)$$

onde ω_{nf} é a frequência do *Notch*, ξ_z e ξ_p são os coeficientes de amortecimento para os zeros e polos complexos conjugados, respectivamente, e n é o número de seções. No caso de aplicação, utiliza-se apenas uma seção, e o parâmetro ξ_z é nulo, deixando zeros não amortecidos para cancelar os polos ressonantes não amortecidos da planta:

$$N(s) = \frac{s^2 + \omega_{nf}^2}{s^2 + 2\xi_p\omega_{nf}s + \omega_{nf}^2}. \quad (3.55)$$

Ressalta-se que caso a planta tenha amortecimento passivo, inerente às imperfeições dos componentes elétricos, a escolha continua sendo válida, uma vez que abrange o pior caso.

Dessa forma, a malha de controle com amortecimento ativo através de filtro *Notch* em cascata é mostrada na Figura 3.23, para o caso onde se utiliza a realimentação da corrente i_{L2} . Escolhendo a frequência ω_{nf} igual a ω_{res} , se tem o cancelamento dos polos ressonantes da planta, e a função de malha aberta é:

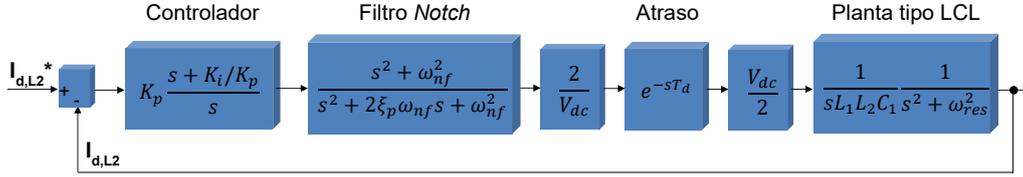


Figura 3.23: Controle no referencial síncrono com realimentação de i_{L2} utilizando filtro *Notch* em cascata.

$$G_{MA}(s) = K_p \left(\frac{s + K_i/K_p}{s} \right) \left(\frac{1}{s^2 + 2\xi_p\omega_{res}s + \omega_{res}^2} \right) \left(\frac{1}{sL_1L_2C_1} \right) e^{-sT_d},$$

que pode ser manipulada através da utilização da (3.52), resultando em:

$$G_{MA}(s) = K_p \left(\frac{s + K_i/K_p}{s} \right) \left(\frac{\omega_{res}^2}{s^2 + 2\xi_p\omega_{res}s + \omega_{res}^2} \right) \left(\frac{1}{s(L_1 + L_2)} \right) e^{-sT_d}. \quad (3.56)$$

$$G_{MA}(s) = K_p \left(\frac{s + K_i/K_p}{s} \right) G_{2a}(s) \left(\frac{1}{s(L_1 + L_2)} \right) e^{-sT_d}. \quad (3.57)$$

Pode-se perceber que, a menos do efeito gerado pela função de transferência de segunda ordem $G_{2a}(s)$ com polos amortecidos, a função de malha aberta é basicamente composta pelo modelo do controlador PI com o modelo de uma planta simplesmente indutiva. Caso o parâmetro ξ_p seja projetado de forma que a dinâmica exibida pela função de segunda ordem $G_{2a}(s)$ seja muito mais rápida que a dinâmica da planta indutiva, o controlador PI pode ser projetado seguindo a mesma metodologia mostrada na Seção 3.1 e representada por (3.21) e (3.22).

Considerando que os controladores de corrente foram projetados para se ter um tempo de acomodação da ordem de um período da rede elétrica, é então dimensionado o parâmetro ξ_p para que o tempo de acomodação referente à função de transferência de segunda ordem $G_{2a}(s)$ seja de pelo menos um décimo desse valor, caracterizando a dinâmica como muito mais rápida. Utilizando a (3.19) e fazendo esta imposição:

$$\frac{4}{\xi_p \omega_{res}} \leq \frac{1}{10f_g},$$

$$\xi_p \geq \frac{40f_g}{\omega_{res}}. \quad (3.58)$$

Outra imposição é fazer com que o módulo da resposta em frequência da (3.56) na frequência de ressonância seja menor ou igual a 1 [55]. Adotando-se um valor prático de 10^{-1} (-20 dB) nesta frequência e utilizando o PI projetado por (3.21) e (3.22), têm-se que:

$$|G_{MA}(j\omega_{res})| \leq 10^{-1}, \quad (3.59)$$

$$\left| 8f_g \frac{j\omega_{res} + 4f_g}{j\omega_{res}} \frac{1}{j^2 \xi_p} \frac{1}{j\omega_{res}} e^{-j\omega_{res}T_d} \right| \leq 10^{-1},$$

$$\xi_p \geq \frac{40f_g}{\omega_{res}^2} \sqrt{\omega_{res}^2 + 16f_g^2}. \quad (3.60)$$

É possível observar que a (3.60) é aproximadamente igual a (3.58), desde que $\omega_{res}^2 \gg 16f_g^2$. Como a frequência de ressonância é da ordem de kHz, e a frequência da rede na ordem de dezenas de Hz, essa condição é satisfeita e basta apenas usar a relação (3.58) para limitação inferior de ξ_p .

Com a limitação inferior efetuada, basta agora utilizar um critério que defina o limite superior do amortecimento. Tal condição pode ser encontrada através da limitação da variação da margem de fase do sistema. Para tanto, primeiramente deve ser verificada a influência de $G_{2a}(s)$ na resposta de módulo do sistema. Analisando-a separadamente, têm-se que:

$$|G_{2a}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(2\xi_p\omega/\omega_{res})^2 + (1 - (\omega/\omega_{res})^2)^2}},$$

de onde se nota que sua resposta de módulo para $\omega \ll \omega_{res}$ é aproximadamente unitária, de forma que a frequência de cruzamento de ganho deve permanecer aproximadamente na mesma posição do sistema anterior [55], calculada em (3.29). Basta então limitar o quanto de fase pode ser deslocada nesta frequência devido à influência da função de segunda ordem $G_{2a}(s)$:

$$\begin{aligned} \Delta MF &= \angle \frac{\omega_{res}^2}{(\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2) + j2\xi_p\omega_{res}\omega_{gc}}, \\ \Delta MF &= -tg^{-1} \left(\frac{2\xi_p\omega_{res}\omega_{gc}}{\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2} \right). \end{aligned} \quad (3.61)$$

Considerando-se uma variação admissível de margem de fase ΔMF_{max} , pode-se encontrar então a relação que limita o valor superior de amortecimento:

$$\begin{aligned} \left| -tg^{-1} \left(\frac{2\xi_p\omega_{res}\omega_{gc}}{\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2} \right) \right| &\leq |\Delta MF_{max}|, \\ \frac{2\xi_p\omega_{res}\omega_{gc}}{\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2} &\leq tg|\Delta MF_{max}|, \\ \xi_p &\leq tg|\Delta MF_{max}| \frac{\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2}{2\omega_{res}\omega_{gc}}. \end{aligned}$$

Como ΔMF_{max} deve possuir uma pequena magnitude, de forma que não haja influência significativa na margem de fase do sistema, $tg|\Delta MF_{max}| \approx |\Delta MF_{max}|$, e a inequação anterior pode ser escrita como:

$$\xi_p \leq |\Delta MF_{max}| \frac{\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2}{2\omega_{res}\omega_{gc}}, \quad (3.62)$$

sendo o limite superior para o amortecimento.

Com o objetivo de mostrar a eficácia da solução, são utilizados os parâmetros da Tabela 3.2 para representar o sistema da Figura 3.23. Nesta situação, considerando uma rede de frequência $f_g = 60 \text{ Hz}$, o valor $\omega_{gc} = 527,4 \text{ rad/s}$ já calculado na (3.29), e um decréscimo admissível $\Delta MF_{max} = -2^\circ$, o parâmetro ξ_p do filtro *Notch* é limitado por (3.58) e (3.62):

$$\xi_p \geq \frac{40 \times 60}{2 \times \pi \times 4310} = 0,089,$$

$$\xi_p \leq \left| -2^\circ \times \frac{\pi}{180^\circ} \right| \frac{(2 \times \pi \times 4310)^2 - 527,4^2}{2 \times (2 \times \pi \times 4310) \times 527,4} = 0,90.$$

É então adotado um valor $\xi_p = 0,70$, ressaltando-se aqui que em uma implementação digital, o método de discretização recomendado para o filtro é o de Tustin pré-distorcido (*prewarped*) [55, 64], devido à sua característica de manter o comportamento da função de transferência original nas proximidades da frequência de ressonância. O detalhamento deste método é feito no Apêndice B.1.2.

Adotando os parâmetros da Tabela 3.2 e fazendo-se uso da metodologia anterior, a resposta em frequência do sistema discretizado em malha aberta pode ser vista na Figura 3.24, onde o efeito da ressonância é amortecido quando comparado ao da Figura 3.17. Pode-se verificar também que a frequência de cruzamento de ganho se manteve de fato próxima de 527,4 rad/s (83,9 Hz) e que a margem de fase teve uma variação menor que a tolerância estipulada, comparando o valor atingido de 60,2° com o anterior de 61,7° obtido pela (3.36). Além disso, a margem de ganho atingiu um valor de 25,2 dB, satisfazendo a condição de (3.59) como consequência. Além disso, o lugar das raízes obtido neste caso e ao variar a indutância L_2 é mostrado na Figura 3.25, onde os polos de malha fechada permanecem dentro do círculo de raio unitário até um ganho proporcional de até 27 vezes o valor original para o caso de maior indutância, sendo uma margem satisfatória.

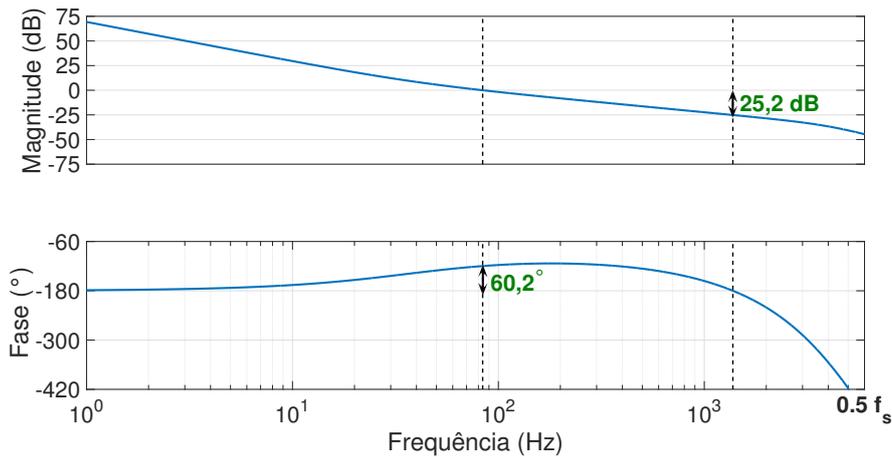


Figura 3.24: Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono realimentado com i_{L2} e filtro *Notch* em cascata.

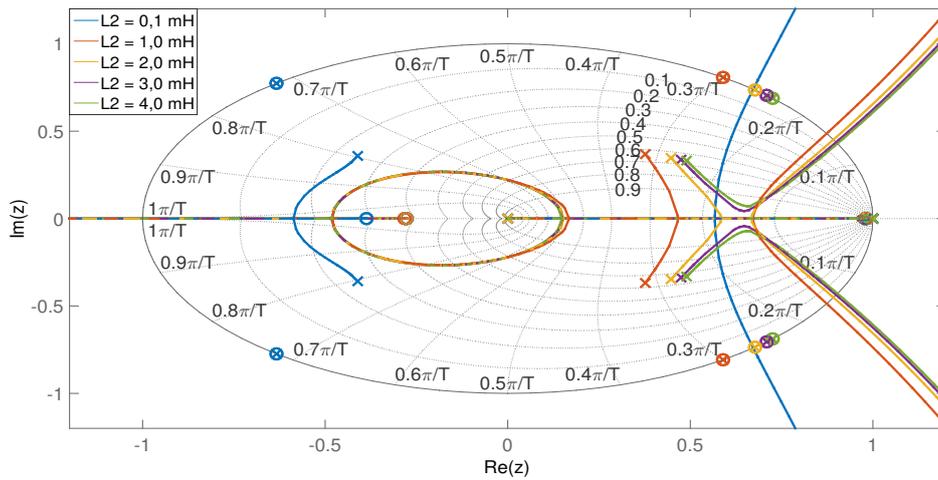


Figura 3.25: Lugar das raízes do sistema realimentado com i_{L_2} e filtro *Notch* em cascata para variações de L_2 .

Resta então saber se o desempenho dinâmico do sistema, através da resposta ao degrau, é satisfatório. A Figura 3.26 mostra esse resultado para o pior caso onde $L_2 = 4\text{ mH}$, indicando uma resposta transitória bastante próxima à mostrada na Figura 3.14, onde o tempo de assentamento permaneceu em torno de 16,67 ms, conforme projetado. Conclui-se então que o projeto do controlador PI pode ser mantido, desde que o filtro *Notch* seja projetado de forma adequada para o sistema, seguindo os requisitos mostrados em (3.58) e (3.62).

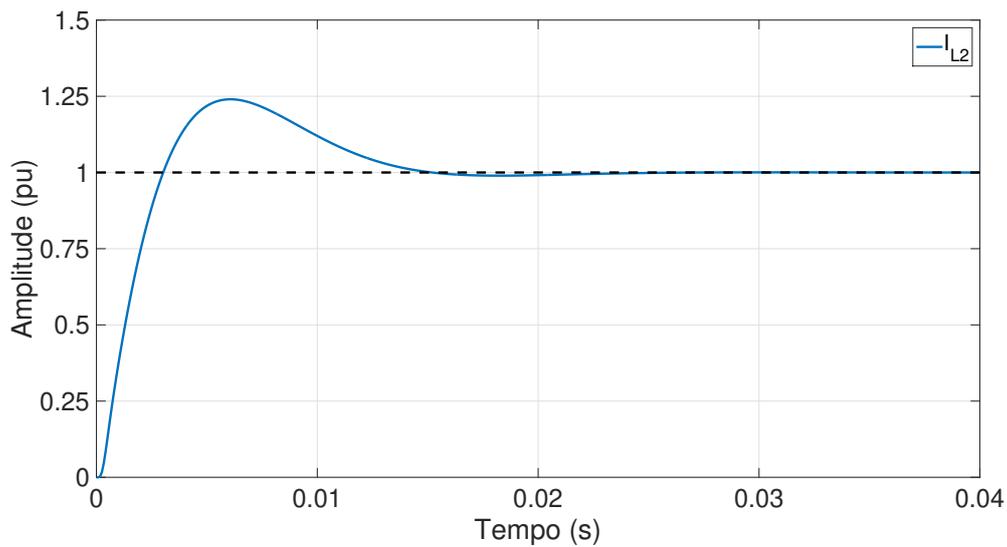


Figura 3.26: Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com a utilização de i_{L_2} e filtro *Notch* em cascata.

Objetivando-se verificar a sensibilidade do método sujeito a variações de parâmetros, considerando que a estimação dos mesmos é um dos pontos importantes deste trabalho, as Figuras 3.27 e 3.28 mostram o lugar das raízes para variações de 20%, para mais e para menos, respectivamente, no valor da indutância L_2 utilizado para ajuste do filtro *Notch*. Tal variação tem como consequência um desvio da frequência de ressonância do filtro, por sua vez modificando a posição dos polos ressonantes em comparação ao caso anterior.

É possível perceber que, de fato, os polos e zeros ressonantes não mais coincidem de forma exata, gerando ramos que tendem a tangenciar a borda do círculo de raio unitário. Quando este tangenciamento é feito na parte interna ao círculo, o sistema permanece estável, enquanto que, caso este comportamento ocorra externamente ao círculo, pode-se ter um comportamento instável. Ressalta-se, entretanto, que nenhum amortecimento passivo, inerente aos elementos de circuito utilizados, foi modelado na análise. A presença deste amortecimento tende a suavizar este efeito, sendo muitas vezes empregado de forma intencional no circuito, como será mencionado posteriormente.

A resposta em frequência de malha aberta para o caso onde a estimação da indutância L_2 é feita com 20% de erro a mais é mostrada na Figura 3.29, indicando que os fenômenos de ressonância e antirressonância ocorrem de forma próxima, porém não mais coincidente, gerando o comportamento mostrado através do lugar das raízes.

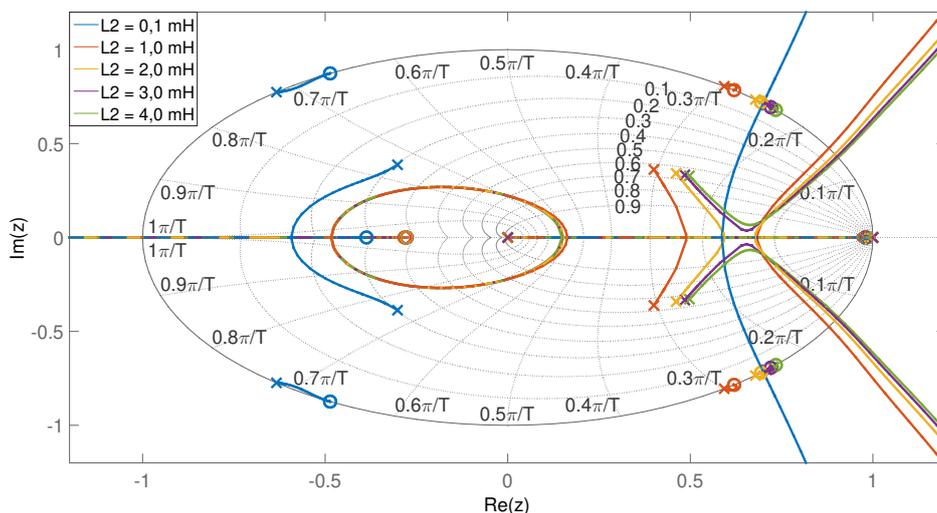


Figura 3.27: Lugar das raízes do sistema realimentado com i_{L_2} e filtro *Notch* em cascata considerando um erro de 20% a mais na estimação de L_2 .

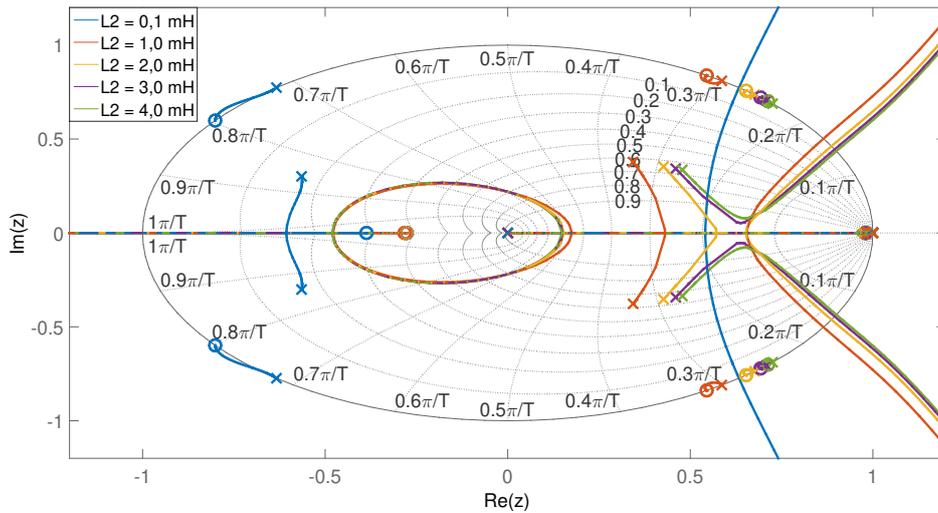


Figura 3.28: Lugar das raízes do sistema realimentado com i_{L_2} e filtro *Notch* em cascata considerando um erro de 20% a menos na estimação de L_2 .

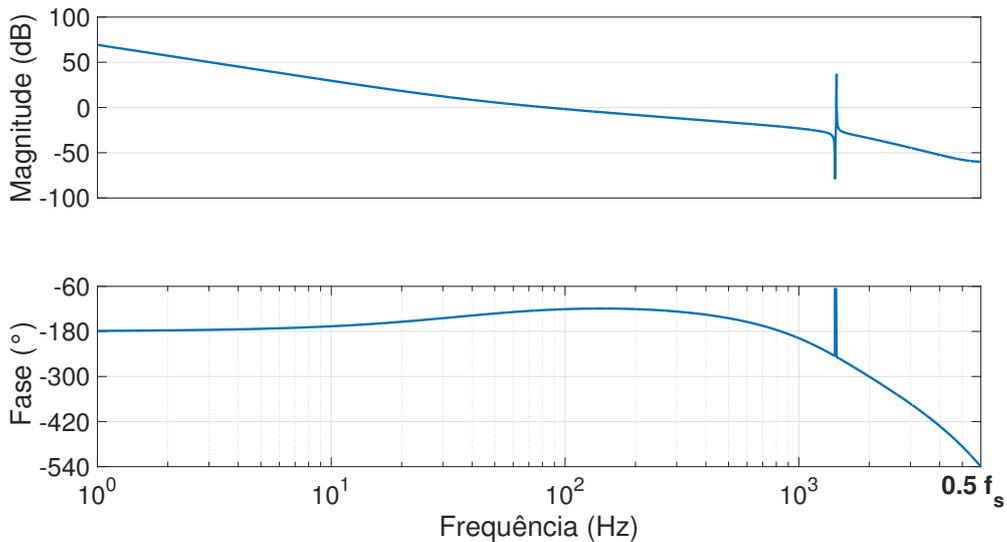


Figura 3.29: Resposta em frequência do sistema no referencial síncrono realimentado com i_{L_2} e filtro *Notch* em cascata considerando um erro de 20% a mais na estimação de L_2 .

Com o intuito de verificar a solução também para o sistema com realimentação da corrente i_{L_1} , as Figuras 3.30 e 3.31 mostram o lugar das raízes considerando a variação da indutância L_2 e a resposta ao degrau unitário para o caso onde $L_2 = 4 \text{ mH}$. Observa-se que mesmo nesta situação mais crítica, os polos do sistema em malha fechada permanecem dentro do círculo de raio unitário até um ganho proporcional

de 14, evitando a instabilidade detalhada anteriormente, onde o sistema já começava no limite da instabilidade, e que a resposta dinâmica do sistema não modifica de forma significativa, mostrando a eficácia da solução.

Para resumir os resultados obtidos de forma mais condensada, a Tabela 3.3 apresenta a condição de estabilidade do sistema de acordo com cada realimentação feita e para cada consideração adotada no modelo e no controle. Verifica-se que sem a consideração do atraso, o controle de corrente do lado do conversor seria estável, enquanto que o de corrente do lado da rede seria instável. Entretanto, como na prática sempre há este atraso no modelo do conversor, ambos os controles podem apresentar instabilidade caso não seja implementado o amortecimento ativo, dada a influência da característica da rede. Sendo assim, entende-se que o amortecimento ativo é uma necessidade para garantir uma operação adequada de VSC conectado à rede.

Uma vez que já é prevista uma solução com amortecimento ativo para garantir a estabilidade do sistema em malha fechada, é mais coerente utilizar a realimentação da corrente i_{L2} de saída para a rede, já que se teria a vantagem de controlar exatamente o quanto de potência ativa o conversor está injetando na mesma, ou o quanto de potência reativa estaria sendo compensada. No caso da realimentação da corrente i_{L1} , a corrente que vai para a rede é uma consequência, sendo uma desvantagem.

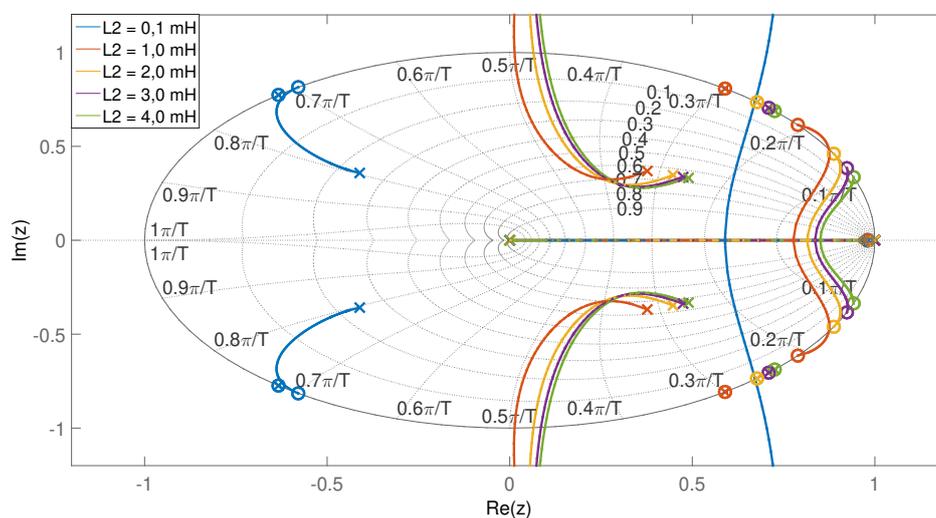


Figura 3.30: Lugar das raízes do sistema com a utilização de i_{L1} e filtro *Notch* em cascata para variações de L_2 .

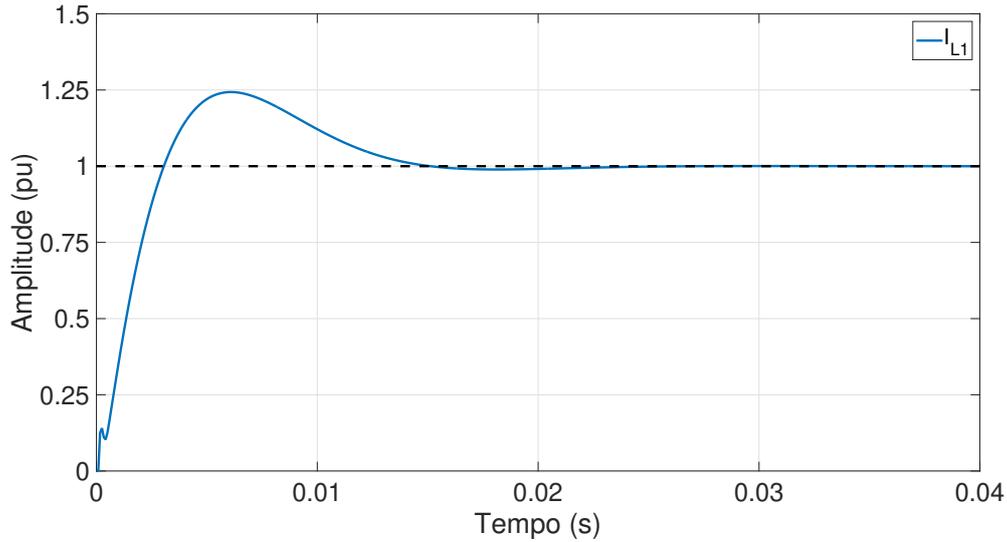


Figura 3.31: Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com a utilização de i_{L1} e filtro *Notch* em cascata, sendo considerado o atraso do conversor e uma rede fraca.

Tabela 3.3: Resumo da estabilidade dos controles em malha fechada para cada caso estudado.

Realimentação	S/ Atraso	C/ Atraso	C/ Atraso
	S/ Amortecimento	S/ Amortecimento	C/ Amortecimento
i_{L1}	Estável	Instável dependendo da rede	Estável
i_{L2}	Instável	Instável dependendo da rede	Estável

3.3.2 Amortecimento ativo utilizando a corrente do capacitor

Considerando a função de transferência da corrente do capacitor para a tensão de saída do conversor, exibida na (3.51), observa-se que os polos ressonantes estão contidos em seu modelo. Assim, pode-se realimentar esta corrente e utilizar uma função $H(s)$ que seja algebricamente conveniente para que resulte num efeito similar ao do filtro *Notch* em cascata, conforme mostrado na Figura 3.32. A função de transferência de malha fechada $V_{inv}(s)/U(s)$, desprezando o atraso, é:

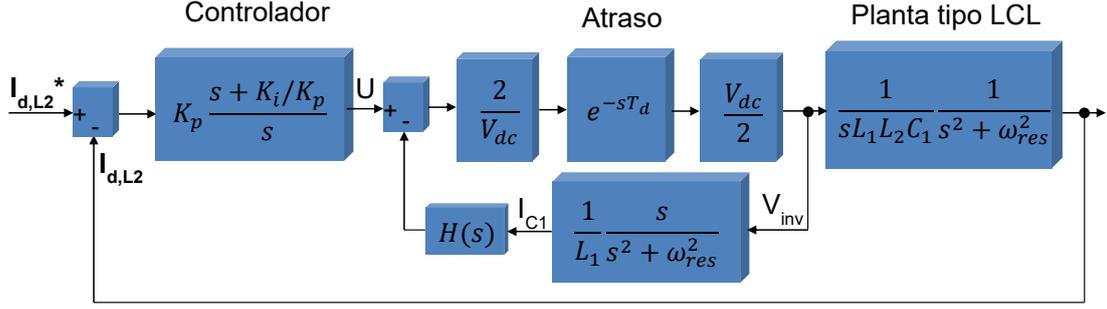


Figura 3.32: Controle de i_{L2} utilizando a corrente do capacitor para amortecimento ativo.

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{1}{1 + \frac{sH(s)}{L_1(s^2 + \omega_{res}^2)}},$$

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{s^2 + \omega_{res}^2}{s^2 + \frac{sH(s)}{L_1} + \omega_{res}^2},$$

que se comparada à função de transferência do filtro *Notch* utilizada na Figura 3.23, fornece:

$$H(s) = 2\xi_p\omega_{res}L_1. \quad (3.63)$$

Percebe-se que, sendo conhecidos os parâmetros do sistema ω_{res} e L_1 , a (3.63) é simplesmente um ganho, que influi diretamente no amortecimento ξ_p a ser implementado. Um ponto importante a se notar, entretanto, é que não foi necessário o conhecimento de ω_{res} para o cancelamento dos polos ressonantes, uma vez que isso já será feito naturalmente pela realimentação da grandeza escolhida, uma vez que já possui esta dinâmica em seu modelo. Apesar da frequência de ressonância aparecer em (3.63), um pequeno erro na atribuição de seu valor apenas irá influenciar, de forma igualmente pequena, no amortecimento ξ_p que será fornecido para o caso, sendo um método menos suscetível a variação dos parâmetros da planta que o do filtro *Notch*. A estratégia é comumente encontrada na literatura [65], porém possuindo a desvantagem de necessitar sensorialmente adicional para medir a corrente do capacitor.

Considerando o efeito do atraso na análise, a função de transferência de malha fechada $V_{inv}(s)/U(s)$ é:

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{e^{-1,5T_s s}}{1 + e^{-1,5T_s s} H(s) \frac{s}{L_1(s^2 + \omega_{res}^2)}}. \quad (3.64)$$

O denominador da 3.64 vai a zero quando:

$$\left| e^{-j1,5\omega T_s} H(j\omega) \frac{j\omega}{L_1(\omega_{res}^2 - \omega^2)} \right| = 1,$$

e

$$\angle e^{-j1,5\omega T_s} + \angle H(j\omega) + \angle \frac{j\omega}{L_1(\omega_{res}^2 - \omega^2)} = \pm\pi.$$

Analisando-se as fases de cada termo, vêm:

$$\angle e^{-j1,5\omega T_s} = -1,5\omega T_s,$$

sendo proporcional à frequência. Em seguida:

$$\angle H(j\omega) = 0,$$

por se tratar de um ganho positivo, como mostrado na (3.63). E por fim:

$$\angle \frac{j\omega}{L_1(\omega_{res}^2 - \omega^2)} = \pm\pi/2,$$

sendo positivo para $\omega < \omega_{res}$ e negativo para $\omega > \omega_{res}$. Considerando esta mudança no comportamento de fase próximo da frequência de ressonância, encontram-se os seguintes valores que geram instabilidade:

$$\begin{aligned} -1,5\omega_{res}T_s + 0 + \pi/2 &= -\pi, \\ \omega_{res}T_s &= \pi, \\ \omega_{res} &= \omega_s/2, \end{aligned}$$

que corresponde exatamente à frequência de Nyquist, e também:

$$\begin{aligned} -1,5\omega_{res}T_s + 0 - \pi/2 &= -\pi, \\ 1,5\omega_{res}T_s &= \pi/2, \\ \omega_{res} &= \omega_s/6, \end{aligned}$$

sendo o limite inferior do intervalo.

Dessa forma, é esperado que o sistema instabilize, dado o amortecimento ativo com a realimentação de corrente do capacitor, para o seguinte intervalo de frequências de ressonância:

$$\frac{\omega_s}{6} \leq \omega_{res} \leq \frac{\omega_s}{2}. \quad (3.65)$$

Tal fenômeno é discutido em [9, 26], e é solucionado em [25] através da implementação de um filtro biquadrático em $H(s)$, fornecendo um atraso de fase na frequência $\omega_s/6$ e um atraso nulo de fase em $\omega_s/2$.

3.3.3 Filtragem derivativa da tensão do capacitor

Dado o modelo da tensão do capacitor, representado pela (3.50), é possível observar a presença do mesmo par de polos ressonantes existentes no modelo da planta LCL com realimentação da corrente i_{L2} . Desse modo, pode-se pensar em utilizar a dinâmica dessa grandeza para, através de uma manipulação algébrica dentro da malha de controle, produzir um efeito similar ao de um filtro *Notch*. A Figura 3.33 mostra tal estratégia, comumente utilizada na literatura [10], principalmente pelo fato da tensão já ser usualmente medida caso coincida com o PAC. A função de transferência de malha fechada $V_{inv}(s)/U(s)$, desprezando o atraso, é:

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{1}{1 + \frac{H(s)}{L_1 C_1 (s^2 + \omega_{res}^2)}},$$

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{s^2 + \omega_{res}^2}{s^2 + \frac{H(s)}{L_1 C_1} + \omega_{res}^2}.$$

Fazendo-se o mesmo processo de comparação com a função do filtro Notch, pode-se então adotar:

$$H(s) = 2\xi_p \omega_{res} L_1 C_1 s. \quad (3.66)$$

Notando-se que $H(s)$ tem o aspecto de um derivador, sugerindo o nome da técnica, o efeito resultante no controle deve ser o mesmo do apresentado anteriormente com o filtro *Notch*. Entretanto, deve-se perceber que o cancelamento dos polos

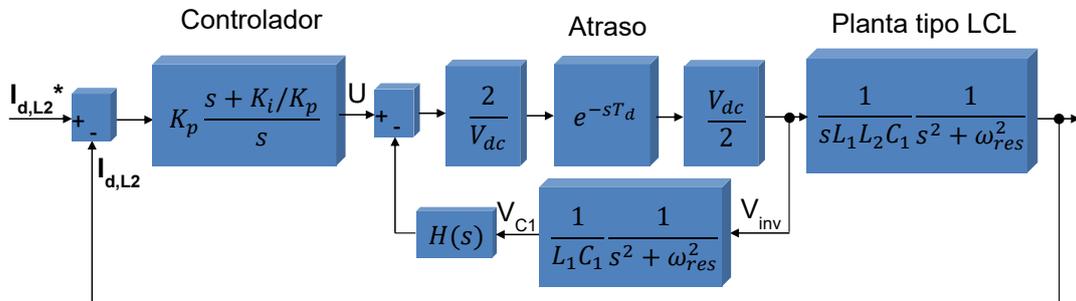


Figura 3.33: Controle de i_{L2} utilizando a filtragem da tensão do capacitor para amortecimento ativo.

ressonantes com zeros será feito sem a necessidade do conhecimento de ω_{res} , uma vez que foi utilizada a tensão do capacitor, a qual já possui intrinsecamente esta dinâmica. O conhecimento da frequência de ressonância faz-se necessário apenas para o projeto de $H(s)$ conforme (3.66), sendo que uma divergência em tal parâmetro apenas implicaria em uma modificação do amortecimento dado. Assim, este método é preferível em comparação ao anterior [11]. Ressalta-se que, assim como efetuado no caso de realimentação da corrente do capacitor, a consideração do efeito do atraso leva à obtenção do mesmo intervalo de instabilidade para as frequências de ressonância.

3.3.4 Amortecimento ativo através da filtragem da corrente de saída para a rede

Segundo [9], a utilização da tensão no capacitor pode levar a distorções na corrente de saída, uma vez que a tensão no capacitor pode conter harmônicos de baixa frequência da rede, que por sua vez levariam a informação ao controle mostrado anteriormente. Alguns estudos utilizam um sinal *feedforward* da tensão da rede através de uma filtragem para tentar mitigar tal efeito, sendo assim necessário um maior detalhamento para a implementação adequada da solução. Uma outra solução para amortecimento ativo, que não contém este problema, é utilizar a própria corrente de saída para a rede, conforme mostrado na Figura 3.34, uma vez que também possui em seu modelo a informação dos polos ressonantes da planta, com uma estratégia similar à mostrada no caso anterior. Analisando a função de transferência de malha fechada $V_{inv}(s)/U(s)$, desconsiderando o efeito do atraso, pode-se escrever:

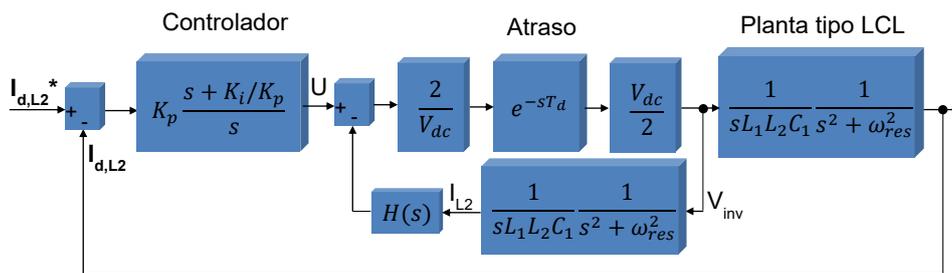


Figura 3.34: Controle de i_{L2} utilizando a dinâmica da própria grandeza para amortecimento ativo.

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{1}{1 + \frac{H(s)}{sL_1L_2C_1(s^2 + \omega_{res}^2)}},$$

$$\frac{V_{inv}(s)}{U(s)} = \frac{s^2 + \omega_{res}^2}{s^2 + \frac{H(s)}{sL_1L_2C_1} + \omega_{res}^2}.$$

Comparando-a com a função do filtro *Notch* utilizado na primeira solução:

$$H(s) = 2\xi_p\omega_{res}L_1L_2C_1s^2. \quad (3.67)$$

Desse modo, com a função $H(s)$ sendo implementada como derivador de segunda ordem, o amortecimento ativo deve funcionar de forma equivalente à de um filtro *Notch*. Ressalta-se, assim como no caso anterior, que não é necessário conhecer a frequência de ressonância para efetuar o cancelamento dos polos com zeros, uma vez que já estão intrinsecamente contidos na dinâmica da variável. Entretanto, um conhecimento adequado da planta LCL é importante para o projeto da função $H(s)$ através da (3.67), que influenciará diretamente no amortecimento dado. E Assim como feito no caso de realimentação da corrente do capacitor, a consideração do efeito do atraso leva à obtenção do mesmo intervalo de instabilidade para as frequências de ressonância.

Tanto na situação de realimentação da tensão do capacitor, quanto da corrente de saída para a rede, pode-se implementar a operação de derivação digitalmente² ou analogicamente. Em [25] é sugerida uma implementação do tipo filtro passa-alta:

$$G_{HP}(s) = \frac{s}{s + \omega_c}, \quad (3.68)$$

onde é colocada uma frequência $\omega_c \gg \omega_s/2$, por exemplo $\omega_c = 5\omega_s$, para que se obtenha uma boa precisão próxima da frequência de Nyquist. Tal função é realizável através de um circuito RC com medição da tensão no resistor, e, caso seja utilizada a realização digital, deve-se lembrar também de compensar o ganho nas frequências bem abaixo de ω_c , ou seja:

$$G_{d/dt}(s) = \omega_c \frac{s}{s + \omega_c}. \quad (3.69)$$

De acordo com o que foi mostrado anteriormente, e utilizando como base as observações feitas em [9], a Tabela 3.4 mostra um resumo da eficácia dos principais métodos de amortecimento ativo em conjunto com a necessidade de sensores adicionais na implementação, ou seja, sensores além dos já utilizados no controle de corrente do conversor. A robustez, utilizada para classificação na tabela, é considerada de acordo com a suscetibilidade do método a variações da frequência de ressonância ω_{res} de acordo com os parâmetros do sistema.

²a implementação de uma operação de derivador ideal é, entretanto, problemática na prática devido à alta susceptibilidade a ruídos em sistemas amostrados e chaveados.

Tabela 3.4: Resumo dos métodos utilizados para amortecimento ativo.

Estratégia	Nº de Sensores Adicionais	Observações
Filtro Notch	0	Baixa robustez devido a incertezas na rede
Realimentação de i_{C1}	1	Robusto, com $H(s)$ sendo um ganho
Filtragem de v_{C1}	1 (0, se for o PAC)	Robusto, com $H(s)$ sendo um derivador de 1ª ordem
Controle de i_{L1} com filtragem de i_{L2}	1	Robusto, porém i_{L2} é controlada indiretamente
Controle de i_{L2} com filtragem de i_{L2}	0	Robusto, com $H(s)$ sendo um derivador de 2ª ordem

3.4 Amortecimento Passivo

A estratégia de amortecimento passivo consiste em adicionar uma resistência R_d em série com o capacitor do filtro LCL, conforme mostrado na Figura 3.35, com o intuito de amortecer os polos ressonantes da planta. Tal influência pode ser verificada facilmente através do cálculo da impedância no domínio s vista da saída do conversor para a rede, sendo:

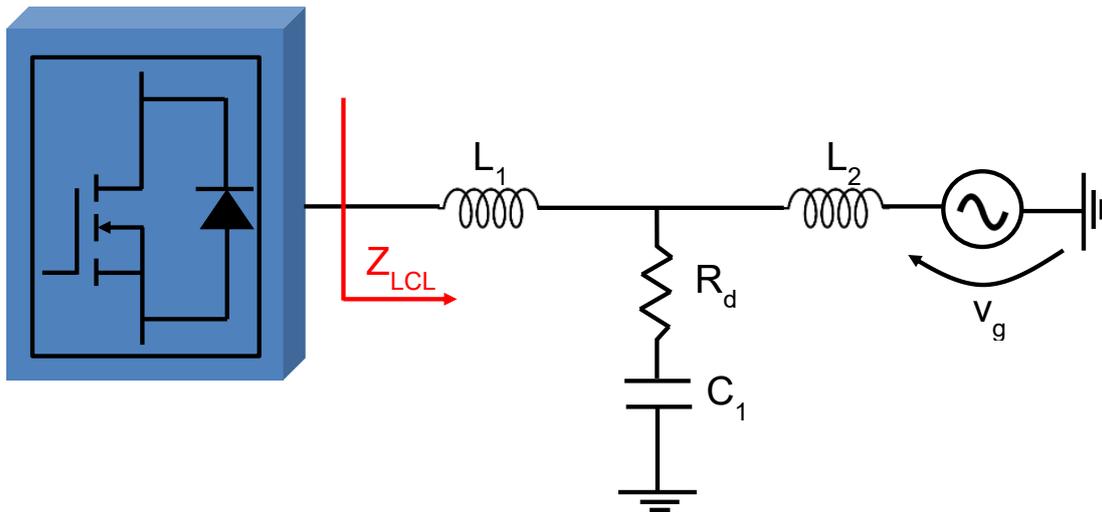


Figura 3.35: Filtro LCL com adição de amortecimento passivo.

$$\begin{aligned}
Z_{LCL}(s) &= sL_1 + \frac{(R_d + 1/sC_1)(sL_2)}{R_d + 1/sC_1 + sL_2}, \\
Z_{LCL}(s) &= sL_1 \frac{s^2 + sR_d C_1 \frac{L_1+L_2}{L_1 L_2 C_1} + \frac{L_1+L_2}{L_1 L_2 C_1}}{s^2 + sR_d/L_2 + 1/L_2 C_1}, \\
Z_{LCL}(s) &= sL_1 \frac{s^2 + 2\xi_d \omega_{res} s + \omega_{res}^2}{s^2 + 2\xi_L \omega_r s + \omega_r^2}, \tag{3.70}
\end{aligned}$$

estando de acordo com o mostrado em [66], onde ξ_d e ξ_L são os coeficiente de amortecimento associados, e as frequências ω_{res} e ω_r já haviam sido definidas anteriormente em (3.52) e (3.53). Pode-se então escrever:

$$\xi_d = \frac{R_d}{2} C_1 \omega_{res} = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C_1(L_1 + L_2)}{L_1 L_2}}, \tag{3.71}$$

$$\xi_L = \frac{R_d}{2} \frac{\omega_r}{L_2} = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_2}}. \tag{3.72}$$

Sendo assim possível gerar o efeito desejado de forma simples e bem determinada de acordo com (3.71) e (3.72), entretanto, possuindo desvantagens como o acréscimo de perdas no circuito de saída e limitação da capacidade de filtragem nas frequências elevadas [29]. Deve-se ressaltar também que os capacitores utilizados na prática possuem uma resistência série equivalente (ESR) que também contribui para o efeito de amortecimento passivo. Assim, mesmo que não seja adicionada uma resistência externa ao circuito, é possível observar este efeito parcialmente.

Um detalhe também interessante da topologia em questão é a impedância equivalente existente nas frequências próximas à frequência da rede elétrica ω_g :

$$Z_{LCL}(j\omega_g) = j\omega_g L_1 \frac{\omega_{res}^2 - \omega_g^2 + j2\xi_d \omega_{res} \omega_g}{\omega_r^2 - \omega_g^2 + j2\xi_L \omega_r \omega_g},$$

$$Z_{LCL}(j\omega_g) = j\omega_g L_1 \frac{\omega_{res}^2}{\omega_r^2} \sqrt{\frac{(1 - (\omega_g/\omega_{res})^2)^2 + (2\xi_d \omega_g/\omega_{res})^2}{(1 - (\omega_g/\omega_r)^2)^2 + (2\xi_L \omega_g/\omega_r)^2}} \angle \phi_d(\omega_g) - \phi_L(\omega_g), \tag{3.73}$$

onde:

$$\phi_d(\omega_g) = tg^{-1}(2\xi_d \omega_g/\omega_{res}), \tag{3.74}$$

$$\phi_L(\omega_g) = tg^{-1}(2\xi_L \omega_g/\omega_r). \tag{3.75}$$

Considerando valores práticos tais que $\omega_g \ll \omega_r$, $\omega_g \ll \omega_{res}$, $\xi_d < 1$ e $\xi_L < 1$:

$$Z_{LCL}(j\omega_g) \approx j\omega_g L_1 \frac{\omega_{res}^2}{\omega_r^2},$$

$$Z_{LCL}(j\omega_g) \approx j\omega_g L_1 \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1} L_2 C_1,$$

$$Z_{LCL}(j\omega_g) \approx j\omega_g (L_1 + L_2). \quad (3.76)$$

Ou seja, em frequências próximas da frequência operativa da rede elétrica, a impedância do filtro LCL é aproximadamente igual ao equivalente série das indutâncias L_1 e L_2 . Tal propriedade será utilizada posteriormente na estimação de parâmetros da rede.

3.5 Paralelismo de Controladores Ressonantes para Mitigação de Distorções

Assim como comentado na Seção 2.5, a literatura comumente adota o processo de paralelizar controladores com característica ressonante junto com um controlador principal, objetivando assim zerar o erro de regime permanente existente em determinadas frequências além da existente no sinal de referência da malha de controle.

No caso de aplicação deste trabalho, toma-se como motivação o fenômeno observado na Figura 2.13, onde as correntes de saída do VSC conectado ao ponto BT1 do sistema proposto em [12] apresentaram um aspecto distorcido. Considerando que os harmônicos de ordem cinco, sete, onze e treze são característicos em diversas cargas industriais, como fornos a arco, lâmpadas fluorescentes, circuitos retificadores e dispositivos eletrônicos em geral [13], é importante adicionar controladores ressonantes nessas frequências à malha de controle do VSC.

Além disso, sabendo que neste trabalho vem sendo utilizado o controle no referencial síncrono, ressalta-se que os harmônicos de ordem 5 e 7 no referencial abc convergem para o harmônico de ordem 6 no referencial dq, e que os harmônicos de ordem 11 e 13³ no referencial abc convergem para o harmônico de ordem 12 no referencial dq, sendo ainda uma vantagem pela redução no número de controladores necessários [24] (p. 460).

A malha de controle da Figura 3.36 apresenta esta estrutura, já levando em conta os controladores anteriormente discutidos.

³em abc, os harmônicos de ordem 5 e 11 são de sequência negativa, enquanto que os harmônicos de ordem 7 e 13 são de sequência positiva.

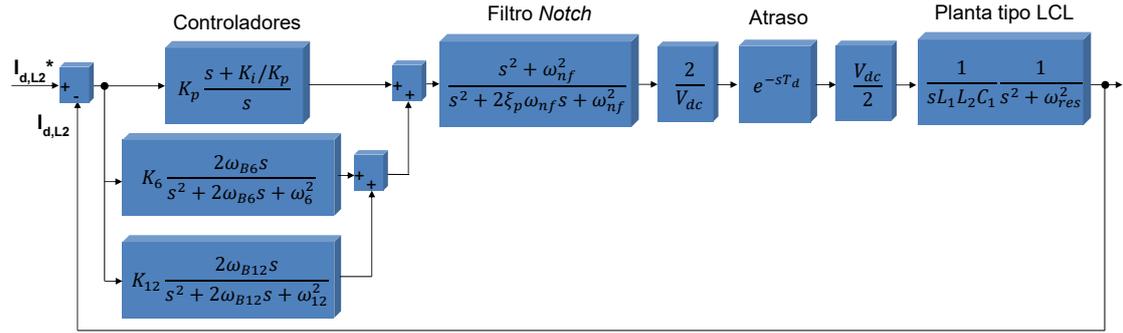


Figura 3.36: Malha de controle no referencial síncrono considerando a utilização de controladores ressonantes em paralelo para mitigação de distorções.

Uma dificuldade que pode ser observada é do ajuste dos parâmetros dos respectivos controladores, uma vez que o paralelismo resulta em uma função de transferência de ordem elevada, dificultando o projeto analítico. Dessa forma, pode ser adotada uma metodologia numérica similar à utilizada em [56], onde as ferramentas do MATLAB são utilizadas para o projeto, objetivando valores ideais de margem de fase e ganho. Como os controladores ressonantes atuam de forma mais significativa apenas em torno de suas frequências de ressonância, é interessante então tentar um ajuste que mantenha as margens de estabilidade nos valores próximos dos já mostrados na Figura 3.24, inclusive permanecendo com uma frequência de cruzamento de ganho similar.

A Figura 3.37 mostra a resposta em frequência de malha aberta do sistema parametrizado de acordo com a Tabela 3.2, com os ganhos $K_6 = 1,68$, $K_{12} = 2,40$ para os controladores ressonantes, e tomando as bandas passantes como 2,5% das respectivas frequências de ressonância, considerando por exemplo o sistema de 50 Hz mostrado na Figura 2.7, onde se mostrou anteriormente a necessidade da estratégia em questão. Pode-se observar que as margens de estabilidade estão ainda satisfatórias e, de fato, tem-se uma influência pequena na resposta em frequência de malha aberta para valores afastados das ressonâncias.

Além disso, a Figura 3.38 mostra a resposta em frequência de malha fechada, indicando que a magnitude próxima às frequências de ressonância dos controladores é de 0 dB, conforme seria esperado.

Conclui-se então que é possível garantir margens de estabilidade satisfatórias e um projeto adequado contemplando todas as soluções propostas, incluindo o amortecimento ativo para solução da instabilidade gerada pelo aspecto ressonante do filtro LCL associado à rede, e o paralelismo de controladores ressonantes para mitigação de distorções em regime permanente.

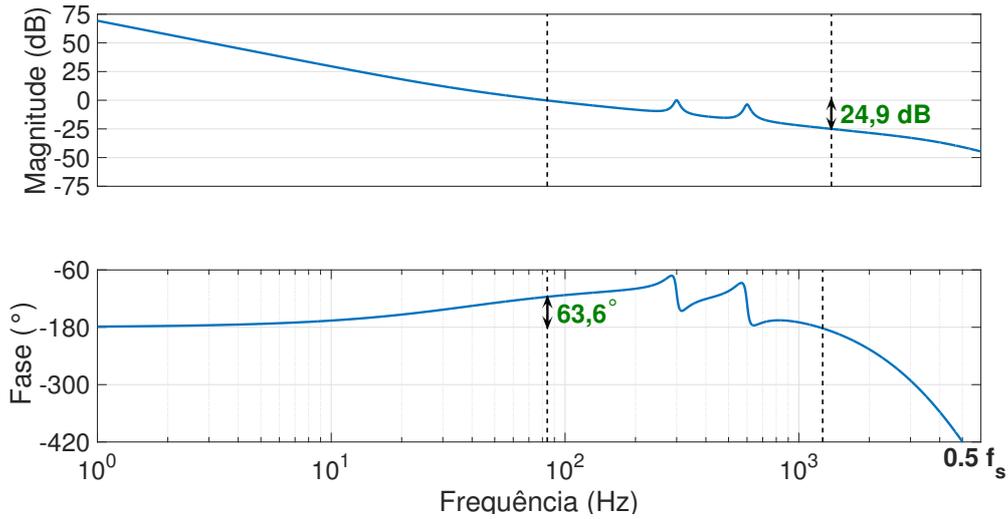


Figura 3.37: Resposta em frequência de malha aberta do sistema no referencial síncrono contendo controladores ressonantes sintonizados em harmônicos de ordem 6 e 12 na base de 50 Hz.

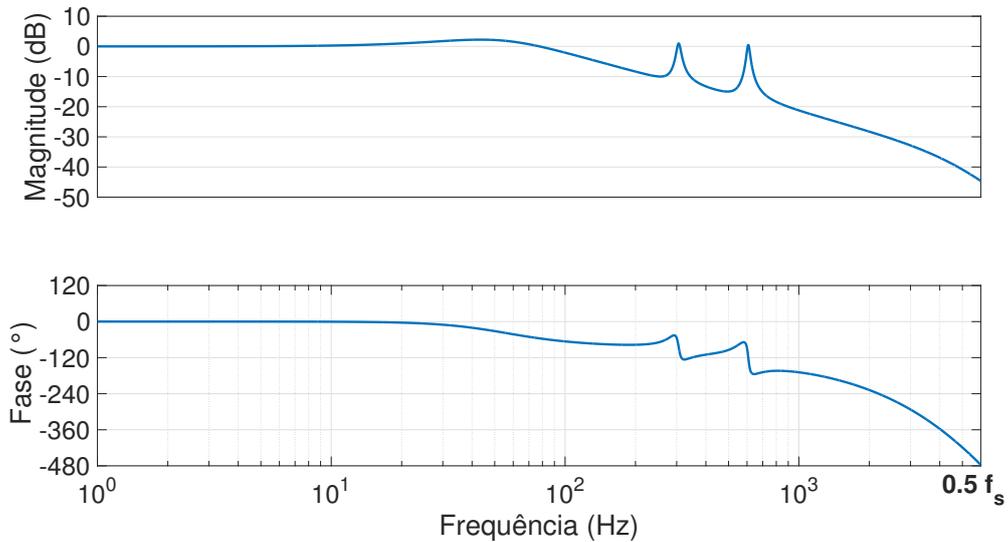


Figura 3.38: Resposta em frequência de malha fechada do sistema no referencial síncrono contendo controladores ressonantes sintonizados em harmônicos de ordem 6 e 12 na base de 50 Hz.

3.6 Conclusões do Capítulo

Este capítulo mostrou aspectos fundamentais na análise teórica da interação entre o VSC controlado e a rede através de diferentes plantas. Foi mostrado através de (3.21)

e (3.22) que os controladores de corrente principais podem ser projetados em função dos parâmetros série da planta, gerando margens de estabilidade satisfatórias. O efeito de atraso do VSC, para o caso de uma planta RL, apenas diminui a margem de fase obtida, como mostrado em (3.36), possuindo mais influência quanto menor for a frequência de amostragem e chaveamento utilizadas.

Para uma planta com característica ressonante, como mostrado no caso de filtros LCL, o fenômeno de atraso do VSC em conjunto com a característica ressonante da planta tende a gerar instabilidade para o controle, indicada nos modelos matemáticos e lugar das raízes. Assim, são necessárias estratégias de mitigação como amortecimento ativo e/ou passivo, que foram propriamente detalhadas.

Caso as estratégias sejam corretamente empregadas, a mesma metodologia adotada para o primeiro caso em termos do projeto dos controladores de corrente pode ser utilizada. É inclusive mostrado na Seção 3.3.1, de forma analítica e numérica, que as respostas em frequência deste sistema sofrem pouca alteração nas frequências baixas em relação ao caso da planta indutiva. Este fato faz com que a frequência de cruzamento de ganho e a margem de fase se mantenham próximas dos parâmetros originais, tendo apenas o ajuste mostrado na (3.61).

Foi também discutida a preferência sobre utilizar a corrente de saída para a rede em comparação com a corrente do lado do conversor para a realimentação. Considerando que ambas as malhas de controle precisam da mitigação de ressonância para garantir a estabilidade, faz sentido adotar a opção mencionada devido à vantagem de que a realimentação de i_{L2} controla diretamente as potências ativa e reativa trocadas com a rede, enquanto que a realimentação de i_{L1} as controla de forma indireta.

Por fim, foi feito o detalhamento teórico sobre a utilização de controladores ressonantes em paralelo com o controlador de corrente principal para a mitigação de distorções em regime permanente. Como neste trabalho é adotado o controle no referencial síncrono, tem-se como vantagem a diminuição do número de controladores ressonantes necessários em comparação com o caso do referencial estacionário, uma vez que as frequências de ordem 5 e 7 no referencial abc convergem para 6 no referencial dq, e que as frequências de ordem 11 e 13 no referencial abc convergem para a ordem 12 no referencial dq.

Capítulo 4

Metodologia Proposta de Auto-Ajuste do Controle do VSC

Neste capítulo serão detalhados os passos adotados para realização e validação da proposta de auto-ajuste das malhas de controle utilizadas em um VSC integrado à rede, objetivando ter desempenho transitório adequado, mitigação de ressonâncias que possam acarretar em instabilidade e distorções. Primeiramente, é mostrado o projeto e dimensionamento do circuito a ser utilizado no estudo, em seguida, é detalhada a proposta de auto-ajuste e sua implementação, contemplando cada um dos principais tópicos mencionados anteriormente.

4.1 Projeto e Dimensionamento do Circuito Estudado

A Figura 4.1 representa o modelo do circuito a ser estudado neste trabalho, contendo um VSC alimentado por uma fonte primária, que poderia representar um sistema de geração distribuída, por exemplo fotovoltaico, como também feito em [61], além de possuir em sua saída um filtro tipo LCL. Além disso, tanto a corrente i_{L1} quanto i_{L2} são medidas e utilizadas no controle, bem como a tensão v_{PAC} do PAC utilizada principalmente para a sincronização com a rede elétrica de tensão v_g com frequência fundamental f_g . O detalhamento do controle será feito em etapas ao longo das seções seguintes de forma didática, visando facilitar a compreensão do leitor.

Utilizando-se a modelagem matemática para o *ripple* de corrente de saída do conversor, conforme mostrado em [67], é possível dimensionar a indutância L_1 a partir da seguinte relação:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{cc}}{24L_1f_s}, \quad (4.1)$$

onde Δi_{L1} é o *ripple* de corrente de saída do conversor, V_{cc} é o valor médio da tensão

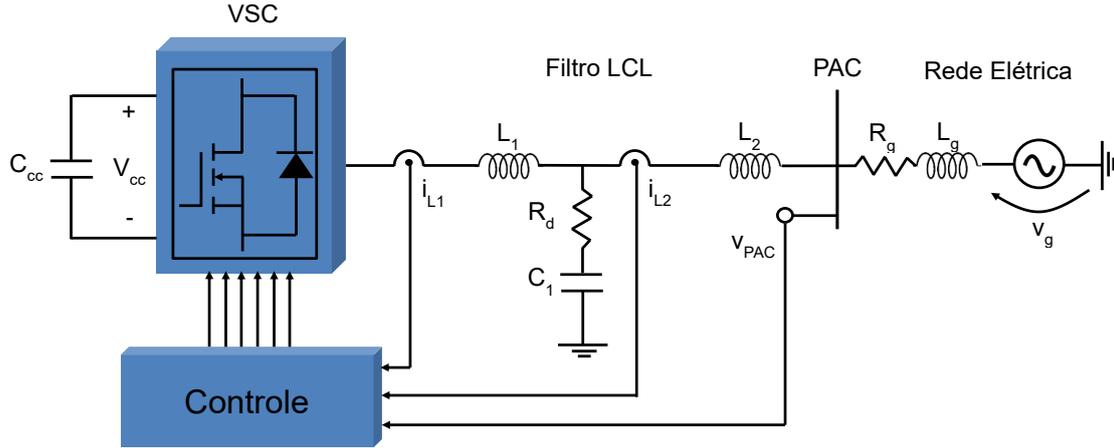


Figura 4.1: Sistema composto por VSC com filtro LCL conectado à rede elétrica.

do barramento CC, f_s é a frequência de chaveamento utilizada, L_1 é o valor de indutância a ser utilizado para obter tal parâmetro.

Considerando-se uma rede elétrica de 220 V e 60 Hz onde o conversor será integrado, uma frequência de chaveamento $f_s = 12 \text{ kHz}$, uma corrente de pico $i_p = 20 \text{ A}$, caracterizando uma potência nominal $S_{nom} = 5 \text{ kVA}$, uma tensão CC média $V_{cc} = 500 \text{ V}$, e finalmente um *ripple* admissível $\Delta i_{L1}(\%) < 10\%$, é utilizado o seguinte valor de indutância:

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

onde ressalta-se que sua reatância na frequência de 60 Hz é aproximadamente igual a 3,90% na base $Z_b = 220^2/5000 = 9,68 \Omega$, satisfazendo o critério de 5% recomendado em [66]. Resta então dimensionar os componentes L_2 e C_1 . Poderia ser escolhido adotar $L_2 = 0$ de tal forma que a impedância da rede fizesse este papel integralmente, entretanto, é coerente que se adicione uma indutância L_2 para que se tenha um comportamento projetado mesmo para o caso da rede ser forte ($Z_g \approx 0$). Segundo [66, 68], deve-se projetar o filtro LCL para que a frequência de ressonância dada por (3.52) seja menor que metade da frequência de chaveamento. Aplicando esta condição, vem:

$$f_{res} \leq \frac{f_s}{2},$$

$$\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \leq 2\pi \frac{f_s}{2},$$

onde $f_s = 12 \text{ kHz}$ e $L_1 = 1 \text{ mH}$. Adotando-se uma certa margem para que a

frequência de ressonância seja suficientemente distante da frequência de Nyquist, escolhem-se valores comerciais para L_2 e C_1 , sendo:

$$L_2 = 0,50 \text{ mH},$$

$$C_1 = 6,80 \mu\text{F},$$

$$f_{res} = 3,34 \text{ kHz}.$$

Considerando ainda que a impedância da rede influi nesta ressonância, uma vez que se teria $L_2 \rightarrow L_2 + L_g$ na (3.52), a Figura 4.2 mostra as respostas em frequência baseadas no modelo da (3.49), para diferentes condições de rede, começando por uma rede forte, onde $L_g = 0$, e indo até condições mais fracas, chegando a $L_g = 6 \text{ mH}$, representando uma RCC de aproximadamente 5 de acordo com o sistema a ser estudado, que é considerada fraca de acordo com [28]. É possível observar que a frequência de ressonância segue o projetado de acordo com as restrições anteriores e, além disso, ressalta-se que não será adicionada uma resistência externa para o amortecimento passivo, devido às desvantagens apresentadas em seções anteriores. Assim, o valor de R_d será apenas devido à ESR dos componentes utilizados na etapa experimental.

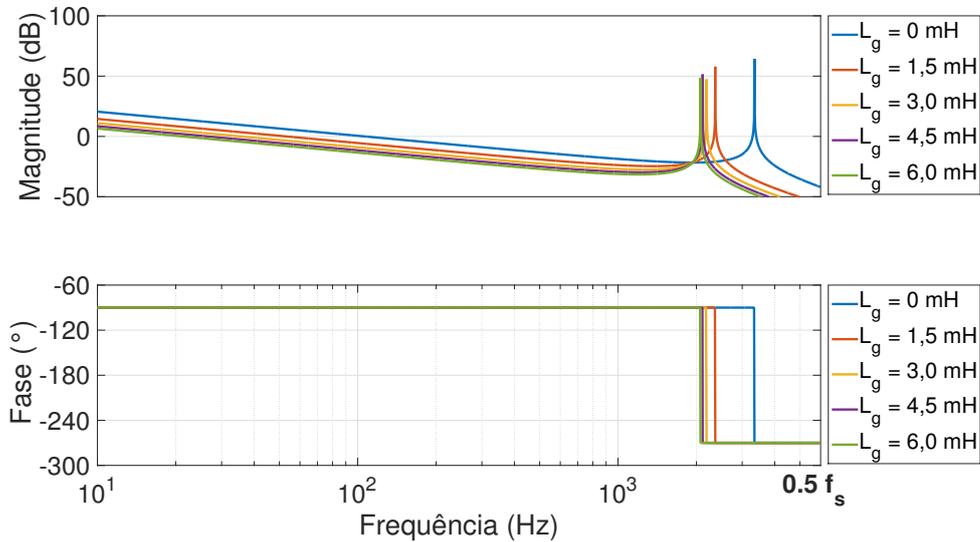


Figura 4.2: Resposta em frequência dos filtros LCL variando-se L_g .

O projeto para o capacitor C_{cc} utiliza do conceito de constante de inércia comentado em [69], sendo:

$$H_c = \frac{C_{cc} V_{cc}^2}{2S_{nom}}, \quad (4.2)$$

onde H_c é a constante de inércia em segundos em função dos demais parâmetros nominais do equipamento. A literatura comumente adota valores na faixa de até dezenas de milisegundos para H_c [69], entretanto, é adotado aqui um valor de 100 ms para a mesma com o intuito de reduzir ainda mais o *ripple* de tensão em condições harmônicas.

$$C_{cc} = 5 \text{ mF}.$$

4.2 Estimação dos Parâmetros da Rede Elétrica e Ajuste Automático do Controle

A metodologia proposta neste trabalho é ilustrada no fluxograma da Figura 4.3. A primeira etapa consiste na operação do VSC utilizando o Controlador de Corrente por Banda de Histerese (CCBH) amostrado [70], pois pode ser utilizado independente do conhecimento dos parâmetros da rede elétrica para que uma corrente de referência seja rastreada¹. Em seguida, é feita a injeção de correntes harmônicas no sistema, objetivando assim estimar seus parâmetros. Em seguida são ajustados os controladores de corrente e os filtros utilizados no amortecimento ativo, permitindo que o sistema opere de forma estável e com a dinâmica e margens de estabilidade desejadas. As etapas de injeção harmônica e estimação de parâmetros durante a operação do VSC com o CCBH amostrado estão publicadas em [16, 18], enquanto que a etapa de auto-ajuste após as etapas anteriores está publicada em [19]. Um ponto importante ainda a ser avaliado é a possibilidade de se ter atualizações do método de estimação e auto-ajuste ao longo da operação do VSC.

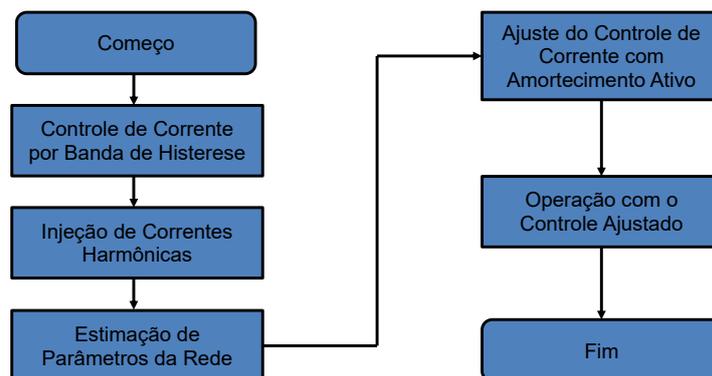


Figura 4.3: Fluxograma do método proposto para operação de VSC conectado a uma rede elétrica desconhecida.

¹ressalta-se, entretanto, que não é interessante sua utilização em regime permanente devido ao maior conteúdo harmônico da corrente de saída, bem como da frequência de chaveamento variável.

Com o sistema modelado conforme mostrado na Figura 4.1, pode-se então passar para a etapa de estimação de parâmetros da planta. Neste trabalho, utiliza-se uma adaptação do método proposto por Asiminoaei et al. [17] já descrito anteriormente na revisão bibliográfica feita na Seção 2.2. Tal escolha é justificada pela simplicidade de implementação prática da ferramenta se comparada aos métodos mostrados em [43, 44], bastando fazer a injeção de apenas uma componente harmônica próxima da frequência de operação ao invés da utilização de um sinal de ampla faixa de frequências, bem como da suficiente exatidão dos parâmetros estimados. Outra vantagem é a baixa duração do processo, da ordem de dezenas de milissegundos em um período de análise, o que diminui o tempo de perturbação da rede, e também da não necessidade de ajuste de parâmetros de forma heurística, como os métodos exemplificados em [46, 47] que utilizam do filtro de Kalman.

No método adotado, o VSC injeta correntes harmônicas no sistema, e utiliza-se a TDF, representada em diagrama na Figura 2.16, para se obter os valores de perturbação harmônica de tensão e corrente V_h e I_h , bem como os respectivos ângulos de fase θ_{V_h} e θ_{I_h} , e então aplicam-se as Equações (2.8) e (2.9) que fornecem os parâmetros resistivo e indutivo da rede. Ressalta-se que no trabalho original da literatura, a injeção da componente harmônica é feita através de uma adição em malha aberta na moduladora utilizada no PWM, de tal forma que as correntes de saída na frequência desejada são uma consequência e, portanto, não são reguladas diretamente. A utilização do CCBH amostrado neste trabalho, por outro lado, faz com que seja possível esta regulação mesmo sem o conhecimento prévio da planta, sendo considerada uma vantagem.

A primeira etapa da metodologia proposta é mostrada detalhadamente na Figura 4.4, destacando-se o CCBH amostrado [70] responsável pela injeção harmônica, e os cálculos mostrados em (2.9), (2.10), (2.11), (3.21) e (3.22) para obtenção dos parâmetros. É importante notar que as correntes controladas nesta etapa de injeção harmônica são do lado do conversor, já que o funcionamento do controlador por banda de histerese é associado diretamente às mesmas, e que os detalhes da implementação digital do CCBH podem ser vistos no Apêndice C. Além disso, a referência i_d^* é proveniente da saída do controlador de tensão do elo CC, necessário para manter o barramento carregado em aplicações conectadas à rede.

É também proposto que a frequência injetada seja um inter-harmônico da rede elétrica, onde tal decisão se dá pelo fato de que seria possível se ter harmônicos característicos de tensão no PAC, o que influenciaria no processo de estimação caso tal ordem harmônica tivesse sido escolhida no processo de injeção, conforme comentado em [17]. Além disso, considerando-se que a rede elétrica em questão é de frequência igual a 60 Hz, e que a exatidão da TDF se dá considerando um número inteiro de períodos fundamentais escolhidos, com o intuito de conter as frequências de interesse

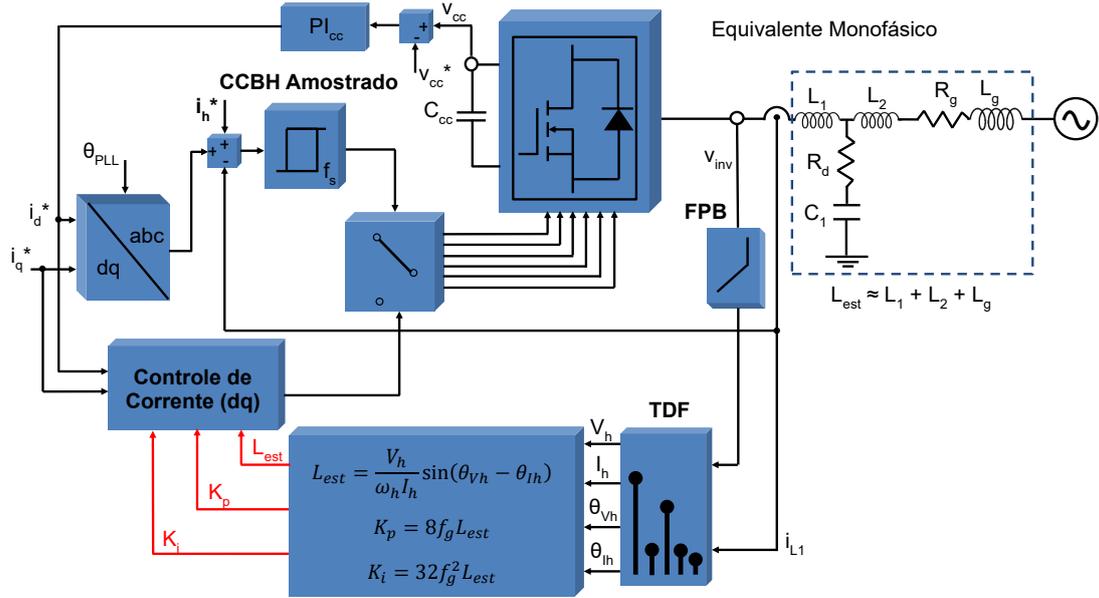


Figura 4.4: Metodologia proposta para a obtenção de parâmetros da rede elétrica e ajuste dos controladores de corrente.

bem definidas no intervalo, é escolhido um valor fundamental $f_1 = 30 \text{ Hz}$, onde a frequência da rede seria o segundo harmônico, e a frequência inter-harmônica injetada de 90 Hz seria o terceiro harmônico. As consequências de tal injeção harmônica em termos de potência oscilante e flutuação de tensão do elo CC podem ser vistas no Apêndice D. Utilizando-se a (2.14) para uma frequência de amostragem de 12 kHz , tem-se então um número de pontos igual a 400 para o cálculo da TDF.

Nota-se também que a tensão medida durante a etapa de estimação é a de fase após a saída do VSC, com o intuito de conseguir estimar todo o equivalente mostrado à direita do ponto de medição. Entretanto, considerando a utilização de sistemas a 3 fios onde não se teria a medição direta da tensão de fase, pode-se medir a respectiva tensão de linha, dividindo V_h por $\sqrt{3}$ e subtraindo 30° de θ_{Vh} para um resultado aproximado. É utilizado um Filtro Passa-Baixas (FPB) com frequência de corte de 345 Hz para eliminação dos harmônicos de chaveamento na tensão, sendo feita a compensação de fase e amplitude na respectiva frequência inter-harmônica injetada para manter a exatidão do cálculo. Ressalta-se aqui que, conforme mostrado na Seção 3.4 e resumido em (3.76), o comportamento do filtro LCL para baixas frequências tende para o equivalente série dos filtros indutivos, sendo então esperado que os parâmetros estimados do sistema sejam próximos a tal equivalente.

Após a obtenção dos parâmetros da rede elétrica, os ganhos dos controladores são ajustados de acordo com as técnicas analíticas de projeto mostradas na fundamentação teórica. Começando pela malha de controle de corrente no referencial

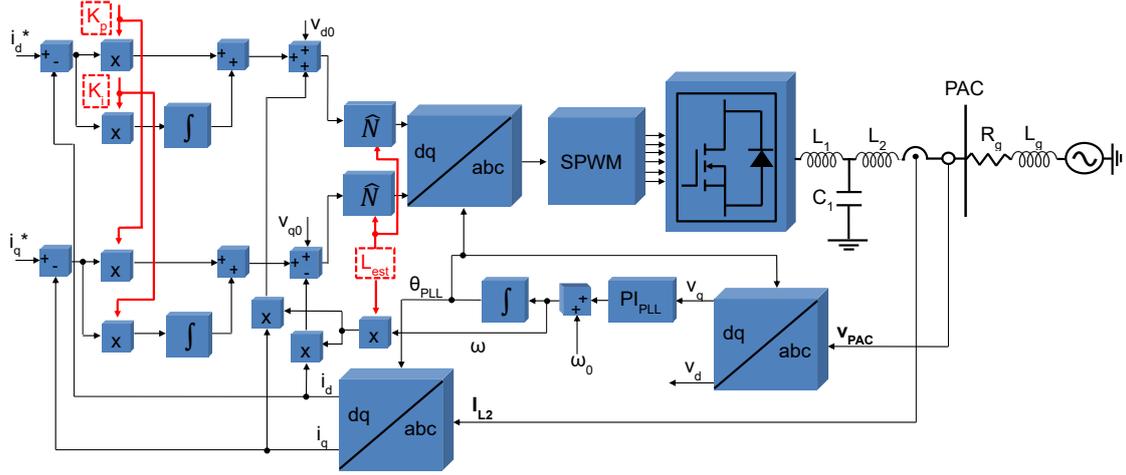


Figura 4.5: Controle no referencial síncrono utilizando os parâmetros estimados.

síncrono [8, 27], mostrada por sua vez na Figura 4.5, onde é recebido o valor de L_{est} da etapa anterior, e então calculados os ganhos K_p e K_i por (3.21) e (3.22), representados com destaque em vermelho na malha, fazendo com que as referências i_d^* e i_q^* sejam rastreadas. Nota-se aqui que as correntes realimentadas são do lado da rede, uma vez que se tem a vantagem de controlar diretamente as potências ativa e reativa trocadas com a mesma. Além disso, o diagrama também contém o amortecimento ativo representado pela função $\hat{N}(s)$, onde é utilizado o parâmetro L_{est} para se obter a indutância da rede elétrica L_g através de:

$$L_g = L_{est} - (L_1 + L_2), \quad (4.3)$$

possibilitando então a estimação da frequência de ressonância associada através de uma adaptação de (3.52):

$$\hat{\omega}_{res} = \sqrt{\frac{L_{est}}{L_1(L_2 + L_g)C_1}}, \quad (4.4)$$

que por sua vez é utilizada em conjunto das condições expressas em (3.58) e (3.62) para implementação do amortecimento ativo através de filtro *Notch* $\hat{N}(s)$ em cascata:

$$\hat{N}(s) = \frac{s^2 + \hat{\omega}_{res}^2}{s^2 + 2\xi_p \hat{\omega}_{res} s + \hat{\omega}_{res}^2}, \quad (4.5)$$

fazendo com que os polos complexos conjugados da planta sejam amortecidos e permitindo que o sistema opere em malha fechada de forma estável, possuindo uma margem de fase obtida por (3.36), já considerando o atraso do VSC, e corrigida considerando a implementação do filtro *Notch* por (3.61).

Ressalta-se aqui que os controladores PI_{PLL} e PI_{cc} utilizados, respectivamente,

para a sincronização com a rede e regulação de tensão do elo CC, não necessitam do conhecimento dos parâmetros da rede elétrica para seus ajustes. Neste trabalho, foram utilizados ganhos fixos para ambos, calculados através das metodologias descritas em [61] e [8], respectivamente. Os parâmetros são tabelados junto aos demais componentes nos Capítulos 5 e 6.

4.3 Análise de Estabilidade para o Sistema

Considerando o sistema sob estudo mostrado na Figura 4.1, por sua vez já dimensionado, e a metodologia proposta de ter os controladores ajustados de acordo com os parâmetros estimados do sistema, resta fazer a verificação de sua estabilidade em malha fechada sob condições de variação dos parâmetros da planta. A Tabela 4.1 mostra os parâmetros adotados, onde as resistências foram desconsideradas para representar o pior caso, uma vez que se teria menos amortecimento passivo, e a indutância da rede será variada durante a análise, afetando assim a frequência de ressonância e as margens de estabilidade. Tomando um valor base para L_g em torno de 1,0 mH, que corresponde a uma RCC de aproximadamente 25 para o sistema em estudo, o que indicaria uma rede forte, a variação proposta é feita até 6 mH, resultando em uma RCC em torno de 5, o que já indica uma rede fraca de acordo com a literatura [28].

Considerando a realimentação de corrente i_{L2} , conforme mostrada na Figura 3.23, é então utilizada a fundamentação teórica descrita no Capítulo 3 para se obter a margem de fase corrigida considerando o efeito do atraso do VSC e da influência do filtro *Notch*. Dado que os ganhos do controlador são ajustados por (3.21) e (3.22), e que a frequência de amostragem adotada ainda é $f_s = 12\text{ kHz}$, o resultado da (3.36) se mantém válido, sendo necessário apenas que a variação ΔMF dada por (3.61) devido ao *Notch* seja calculada, uma vez que a frequência de ressonância não é mais a mesma, ou seja:

$$MF = 61,7^\circ + \Delta MF,$$

$$MF = 61,7^\circ - tg^{-1} \left(\frac{2\xi_p \omega_{res} \omega_{gc}}{\omega_{res}^2 - \omega_{gc}^2} \right),$$

onde a frequência de ressonância ω_{res} varia em função da indutância L_g , como mostrado na Tabela 4.1, e como discutido na Seção 3.3.1, a frequência de cruzamento de ganho ω_{gc} deve se manter próxima ao valor 527,4 rad/s. Dessa forma, adotando $\xi_p = 0,7$, a Tabela 4.2 expressa as de margens de fase e ganho de acordo, obtidas de forma numérica, para o intervalo de L_g descrito anteriormente. Analisando os

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na etapa de projeto e análise de estabilidade do sistema.

Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
L_2	$0,5\text{ mH}$
C_1	$6,8\text{ }\mu\text{F}$
L_g	$0 - 6\text{ mH}$
f_{res}	$2,07 - 3,34\text{ kHz}$
f_s	12 kHz
f_g	60 Hz
K_p	$8f_g(L_1 + L_2 + L_g)$
K_i	$32f_g^2(L_1 + L_2 + L_g)$

valores, é possível perceber que, para o pior caso, a MF apresenta um valor de $58,5^\circ$, correspondendo a uma redução de $2,01\%$ em relação ao valor inicial, e a MG para este mesmo caso possui valor de $22,7\text{ dB}$, que equivale a uma variação de $6,97\%$ em relação ao valor inicial, sendo ambos aceitáveis do ponto de vista de projeto.

A Figura 4.6 mostra a resposta em frequência do sistema em malha aberta considerando a variação de L_g , onde são destacadas as margens de fase e de ganho para o caso de maior indutância. Observa-se que mesmo para o caso mais crítico, o comportamento do sistema é adequado em termos de estabilidade. Além disso, o lugar das raízes do sistema pode ser visto na Figura 4.7, também para diferentes valores de L_g . Analisando-o, pode-se notar que o sistema em malha fechada se mantém estável, com os polos dentro do círculo de raio unitário até um ganho proporcional de cerca de 21 vezes o valor inicial, sendo satisfatório.

Tabela 4.2: Tabela que mostra a variação da margem de fase do sistema de acordo com a indutância da rede elétrica.

$L_g\text{ (mH)}$	$f_{res}\text{ (kHz)}$	$MF\text{ (}^\circ\text{)}$	$MG\text{ (dB)}$
0	3,34	59,7	24,4
1,5	2,36	58,9	23,2
3,0	2,19	58,7	22,9
4,5	2,11	58,6	22,8
6,0	2,07	58,5	22,7

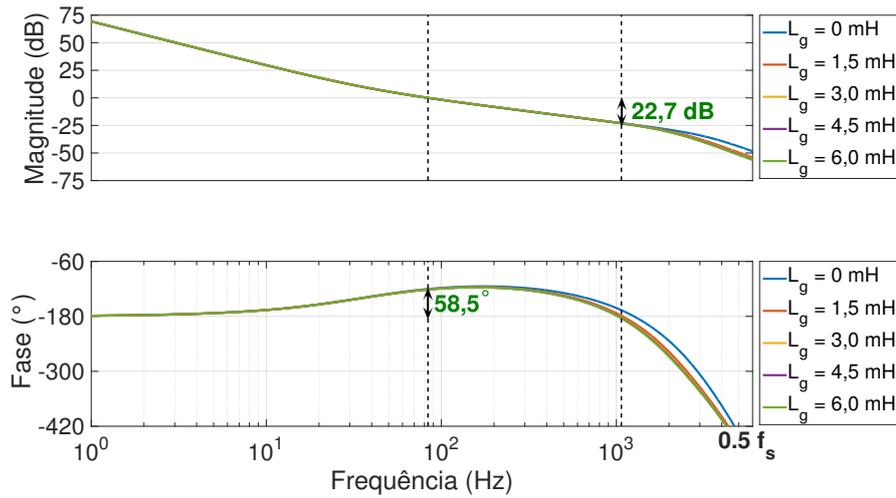


Figura 4.6: Resposta em frequência para o sistema estudado em malha aberta considerando a variação de L_g .

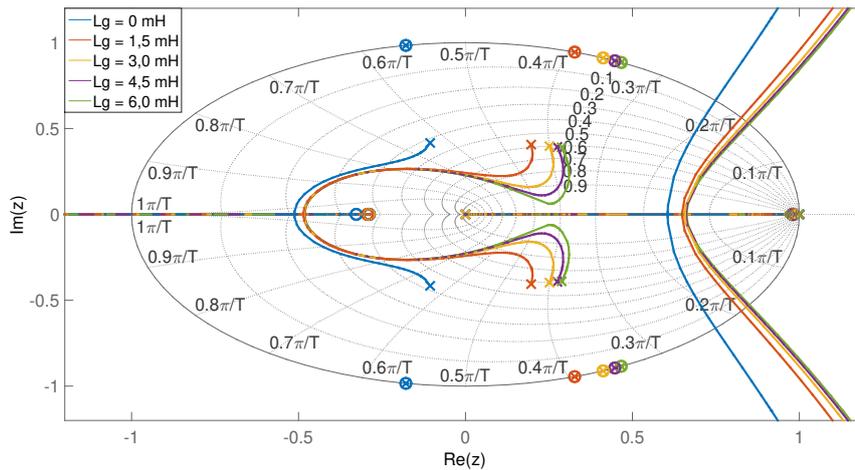


Figura 4.7: Lugar das raízes para o sistema estudado considerando a variação de L_g .

4.4 Influência dos Controladores Ressonantes na Estabilidade do Sistema

Conforme mostrado na Seção 2.5, redes reais podem possuir comportamentos não lineares, o que pode gerar distorções de regime permanente nas correntes de saída do conversor. Para mitigar esse problema, é feito o mesmo procedimento mostrado na Seção 3.5, onde são projetados controladores ressonantes que tendem a zerar o erro existente nas respectivas frequências. O projeto utiliza também as ferramentas

numéricas para que se garantam margens de estabilidade satisfatórias, além de fazer com que a resposta da malha fechada seja próxima de 0 dB para as respectivas frequências de ressonância, que no caso são referentes aos harmônicos de ordem 6 e 12 no referencial síncrono (5, 7, 11 e 13 no referencial abc), conforme discutido anteriormente no trabalho. Ressalta-se também que os controladores ressonantes obtidos são mantidos fixos ao longo da operação, e para isso, o projeto mostrado a seguir deve garantir margens de estabilidade satisfatórias mesmo com variações da planta.

As Figuras 4.8 e 4.9 mostram, respectivamente, a resposta de malha aberta e a resposta de malha fechada do sistema para $K_6 = 2,1$, $K_{12} = 2,7$, $\omega_{B6} = 47,1 \text{ rad/s}$ e $\omega_{B12} = 94,2 \text{ rad/s}$. Pode-se notar que a margem de fase e a margem de ganho, representadas em verde e com valores de $62,6^\circ$ e $23,1 \text{ dB}$, respectivamente, estão satisfatórias. Entretanto, deve-se atentar ao fato de que a modificação da resposta de malha aberta próxima às frequências de ressonância pode fazer com que se tenha uma nova frequência de cruzamento de ganho e uma nova frequência de cruzamento de fase, nos valores mostrados pela linha tracejada em magenta, o que daria origem a novas margens mínimas de estabilidade. O projeto foi feito tomando em consideração ainda esta possibilidade, de forma que caso ocorram mudanças nos parâmetros da planta, mesmo que eventualmente ocorra esta modificação, o sistema permaneça com margens de estabilidade ainda satisfatórias, possuindo valores em torno de $69,1^\circ$ e $11,9 \text{ dB}$ para a margem de fase e margem de ganho, respectivamente.

Considerando que a Figura 4.8 mostra a possibilidade da ocorrência de mais de uma passagem por zero na resposta de ganho, e mais de uma passagem por -180° na resposta de fase, acarretando em múltiplas margens de estabilidade, outra forma de fazer a análise é através do diagrama de Nyquist, mostrado por sua vez na Figura 4.10. Considerando que a função de transferência de malha aberta não possui polos no semiplano direito ($P = 0$), e que não há envoltimentos do ponto $-1 + j0$ ($N = 0$), o critério de Nyquist indica que $Z = N + P = 0$, ou seja, não há polos de malha fechada no semiplano direito. Assim, a estabilidade em malha fechada continuará garantida desde que o ponto $-1 + j0$ continue não sendo envolvido no diagrama. Apenas para fim de confirmação com relação às margens de estabilidade, é possível utilizar os dados do diagrama para encontrar também os valores de MF e MG como se segue:

$$MG = 20 \log \left(\frac{1}{0,0697} \right) = 23,1 \text{ dB},$$

$$MF = 180^\circ - 117,4^\circ = 62,6^\circ,$$

estando de acordo com os valores destacados em verde na Figura 4.8.

Para finalizar a análise do projeto, a Figura 4.11 mostra o lugar das raízes para verificar a mudança no posicionamento dos polos de malha fechada considerando diferentes parâmetros da rede. Nota-se que a trajetória dos polos permanece dentro do círculo de raio unitário até um valor proporcional de 13,5 para o pior caso, mantendo um aspecto muito semelhante ao já mostrado na Figura 4.7, com a diferença de possuir novos ramos referentes aos polos e zeros ressonantes introduzidos pelo paralelismo dos controladores. Ressalta-se que a implementação digital dos controladores ressonantes é feita através do método de Tustin com pré-distorção, detalhado no Apêndice B.1.2.

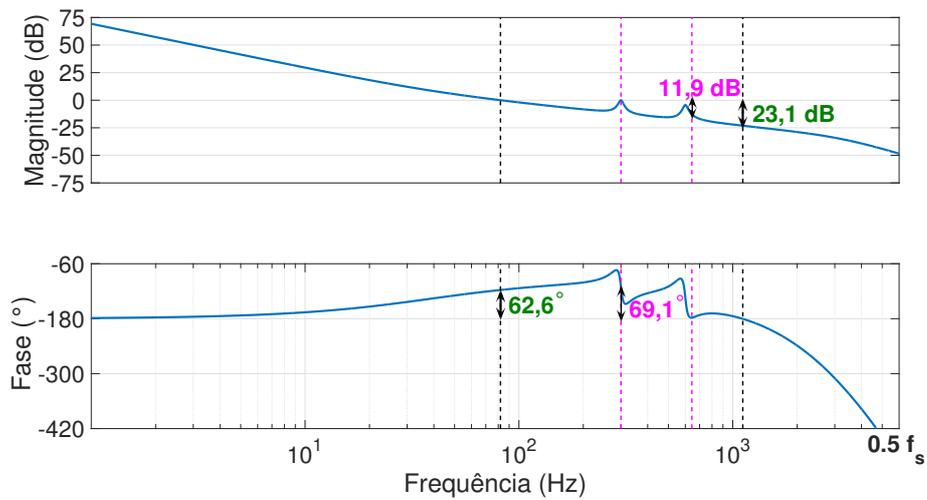


Figura 4.8: Resposta em frequência para o sistema projetado no referencial síncrono em malha aberta contendo os controladores ressonantes.

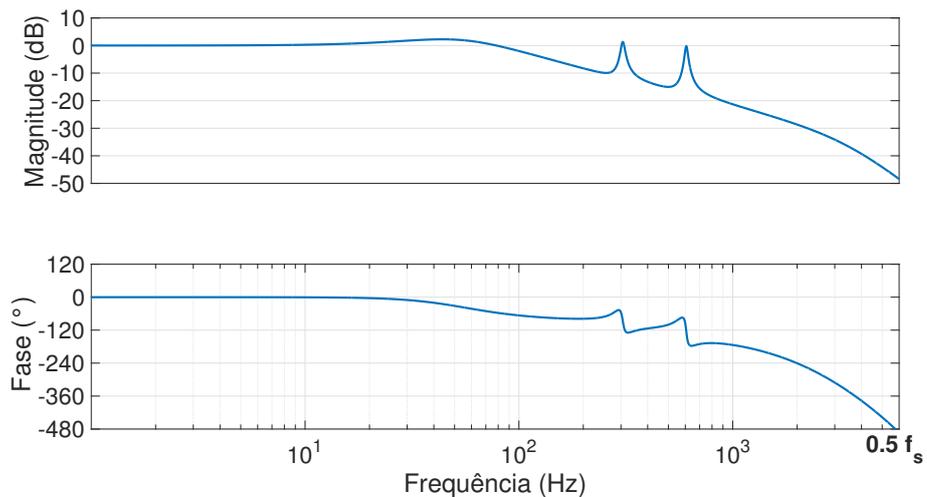


Figura 4.9: Resposta em frequência para o sistema projetado no referencial síncrono em malha fechada contendo os controladores ressonantes.

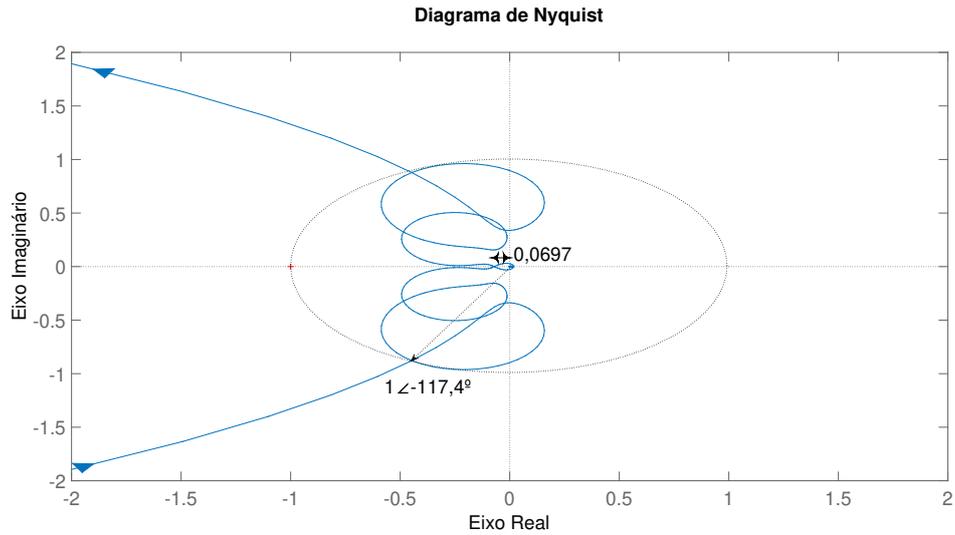


Figura 4.10: Diagrama de Nyquist para o sistema projetado no referencial síncrono contendo os controladores ressonantes.

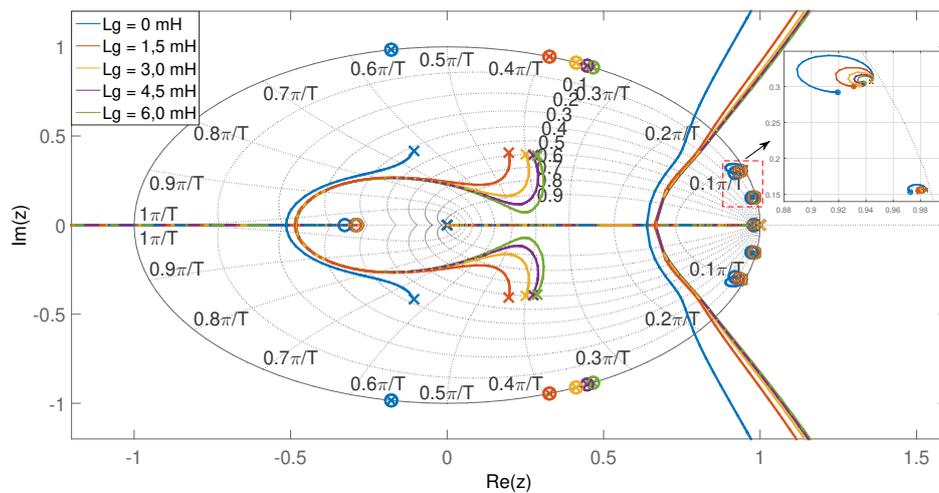


Figura 4.11: Lugar das raízes para o sistema contendo controladores ressonantes variando-se L_g .

4.5 Resumo do Capítulo

Este capítulo apresentou a metodologia de auto-ajuste para integração *plug-and-play* de um conversor com a rede. Primeiramente, foi mostrado o método de projeto para o circuito base utilizado, composto pelo VSC e o filtro LCL de saída, onde os componentes foram escolhidos de acordo com os métodos difundidos na literatura.

Em seguida, foi feito o detalhamento sobre a metodologia adotada para a estimação de parâmetros da rede elétrica através do controlador de corrente por banda de histerese, que é utilizado para injetar correntes inter-harmônicas na rede e então perturbar o sistema, permitindo a estimação dos parâmetros através da medição de tensão e corrente naquela frequência, como mostrado na Figura 4.4.

Foi então detalhada a malha de controle a ser ajustada após o processo de estimação, mostrada na Figura 4.5, possuindo os controladores de corrente principais e os filtros *Notch* para mitigação do fenômeno de ressonância. Ressalta-se que o PLL e o controle de tensão CC utilizados são ajustados anteriormente de acordo com os métodos existentes na literatura, uma vez que não necessitam do conhecimento dos parâmetros da rede para o ajuste.

As análises de estabilidade indicaram que o sistema auto-ajustado mantém margens de estabilidade satisfatórias para uma gama de variações da característica da rede elétrica, conforme mostrado nas Figuras 4.6 e 4.7. Além disso, foram adicionados controladores ressonantes em paralelo com o controlador de corrente principal com o intuito de mitigar distorções de corrente em regime permanente, sendo feito um projeto através de ferramentas numéricas para que as margens de estabilidade se mantenham satisfatórias. O próximo capítulo apresentará uma abordagem mais aprofundada com relação a este tópico em particular, sobre a compreensão, modelagem e mitigação de distorções harmônicas em regime permanente devido à influência da rede elétrica.

Capítulo 5

Proposta de Análise de Rejeição a Distúrbios e Consideração da Impedância da Rede no Domínio da Frequência

Este capítulo possui dois objetivos principais, sendo o primeiro associado à compreensão dos fenômenos de distorção harmônica de corrente na saída do VSC devido a perturbações de tensão da rede, feito através da análise de rejeição a distúrbios e associado à publicação [20], vinculada a esta tese, e o segundo associado à influência da impedância da rede elétrica ao longo da frequência nos modelos matemáticos utilizados para rastreamento assintótico e rejeição a distúrbios. Assim como mencionado na Seção 2.1.3, o comportamento da rede elétrica não pode ser aproximado pelo seu equivalente de curto-circuito para quaisquer frequências, uma vez que os efeitos capacitivos e até não linearidades são inerentes aos sistemas práticos, indicando que sua impedância $Z_g(s)$ deve ser levada em consideração de forma ampla nos modelos matemáticos caso o estudo exija tal detalhamento.

Primeiramente é utilizado um exemplo didático onde a rede elétrica é modelada com característica simplesmente indutiva. Em seguida, é considerado um modelo com característica ressonante associada a um filtro LCL, e por fim, será considerado o modelo do *Benchmark* da Figura 2.7, onde a impedância ao longo da frequência será incluída numericamente no modelo matemático.

5.1 Exemplo didático para uma rede modelada com característica indutiva e controlador PI

Dessa forma, tomando como base o sistema simplificado da Figura 5.1, onde a rede apresenta apenas um comportamento indutivo, e a indutância L já considera o equivalente série existente entre o conversor e a própria rede, o diagrama de blocos que mostra as dinâmicas do sistema é mostrado na mesma ilustração. Destaca-se tanto a referência dada para o controle I_{gq}^* , quanto o distúrbio através da tensão do equivalente de Thévenin da rede V_{gq} , sendo ambas as grandezas definidas no referencial síncrono para o controle. São consideradas as grandezas de eixo em quadratura aqui assumindo que o conversor opera trocando potência reativa com a rede, similar a um STATCOM. Analisando-se o diagrama, podem ser escritas as funções de transferência de rastreamento, $I_{gq}(s)/I_{gq}^*(s)$, e de distúrbio, $I_{gq}(s)/V_{gq}(s)$, como:

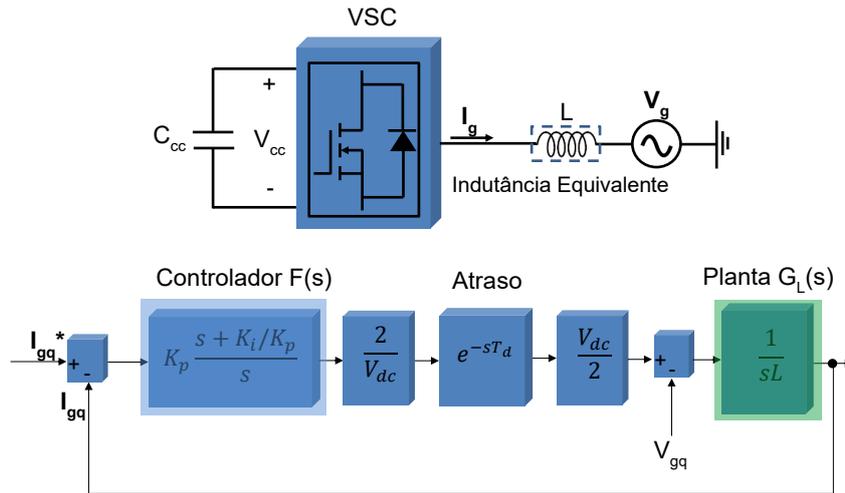


Figura 5.1: Exemplo didático contendo a rede com característica indutiva e o modelo matemático do sistema.

$$\frac{I_{gq}(s)}{I_{gq}^*(s)} = \frac{F(s)e^{-sT_d}G_L(s)}{1 + F(s)e^{-sT_d}G_L(s)}, \quad (5.1)$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{V_{gq}(s)} = -\frac{G_L(s)}{1 + F(s)e^{-sT_d}G_L(s)}. \quad (5.2)$$

Vale ressaltar que como o modelo de rejeição a distúrbios será comparado com resultados de simulação, e o sistema simulado possui todo o controle efetuado em grandezas no sistema por unidade, o ajuste mostrado no Apêndice E deve ser feito na análise para que haja coerência, sendo $G_L(s) \rightarrow G_L(s)Z_b$:

$$\frac{I_{gq}(s)}{I_{gq}^*(s)} = \frac{F(s)e^{-sT_d}G_L(s)Z_b}{1 + F(s)e^{-sT_d}G_L(s)Z_b},$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{I_{gq}^*(s)} = \frac{F(s)e^{-sT_d}Z_b}{sL + F(s)e^{-sT_d}Z_b}, \quad (5.3)$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{V_{gq}(s)} = -\frac{G_L(s)Z_b}{1 + F(s)e^{-sT_d}G_L(s)Z_b},$$

$$\frac{I_{gq}(s)}{V_{gq}(s)} = -\frac{1}{sL/Z_b + F(s)e^{-sT_d}}, \quad (5.4)$$

onde Z_b é a impedância base calculada através da razão entre a tensão e a corrente fundamentais de fase do sistema, adotadas como bases.

O diagrama de Bode para a (5.3) é mostrado na Figura 5.2, onde o controlador $F(s)$ é apenas composto por um PI, projetado de acordo com (3.21) e (3.22). A resposta de rastreamento em malha fechada já havia sido observada em outras etapas deste trabalho, onde para baixas frequências se tem uma atenuação unitária (0 dB), indicando que a corrente no referencial síncrono deve rastrear corretamente de graus de referência, possuindo a banda passante projetada.

Já a resposta em frequência ao distúrbio, modelada por (5.4), é mostrada na Figura 5.3, indicando que para baixas frequências se tem uma alta rejeição às perturbações, mostrando que para um equivalente de Thévenin da rede com tensão apenas na frequência de operação, vista no referencial síncrono como um valor CC, o controle rejeita as perturbações adequadamente. Entretanto, para distúrbios de tensão contidos em um determinado intervalo de frequências da ordem de centenas de Hz, por exemplo decorrentes de quinto e sétimo harmônicos, vistos no referencial síncrono como sexto, observa-se uma menor rejeição, podendo então causar distorções nas correntes de saída do conversor.

Ressalta-se aqui que uma rejeição elevada a distúrbio seria em torno de -20 dB na respectiva frequência, acarretando em uma influência de $10^{-20/20} = 10\%$ do distúrbio de tensão na corrente harmônica de saída do VSC. Entretanto, mais a frente serão discutidos valores práticos e formas de mitigar o problema através de ajustes na malha de controle.

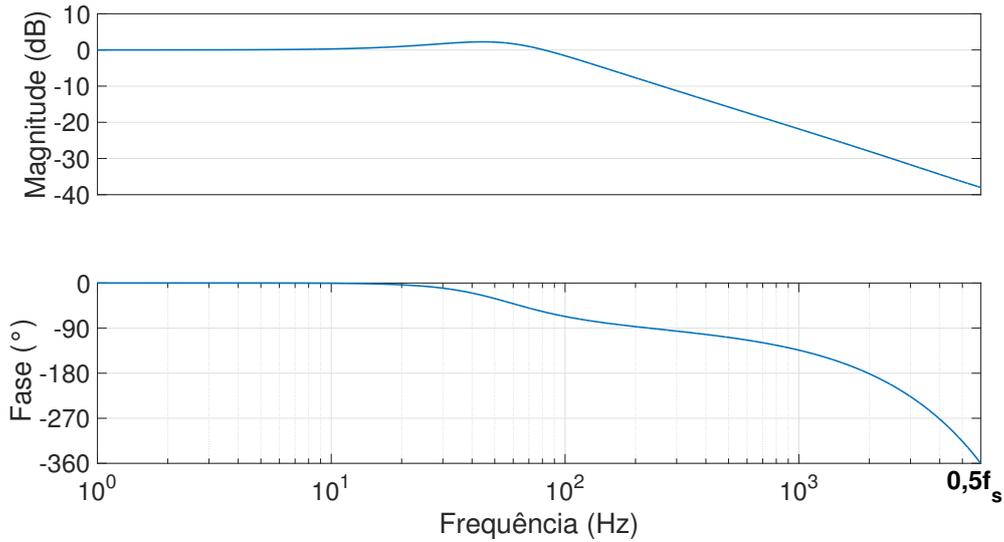


Figura 5.2: Resposta em frequência de rastreamento em malha fechada considerando uma rede indutiva.

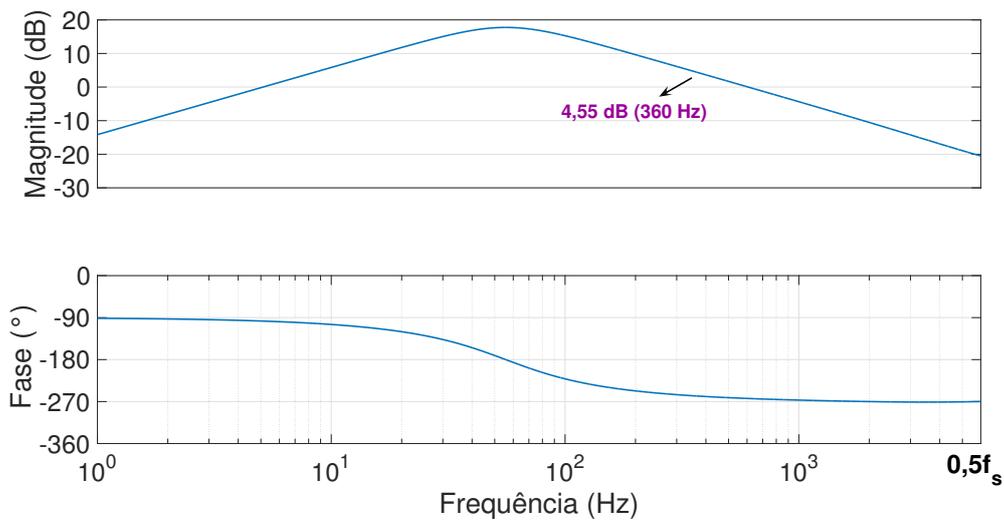


Figura 5.3: Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma rede indutiva.

Para mostrar o fenômeno de distúrbio ocorrendo, uma simulação é efetuada com os parâmetros indicados na Tabela 5.1, considerando um distúrbio de tensão de quinto harmônico com amplitude igual a 5% da tensão fundamental da rede. A Figura 5.4 mostra as formas de onda de corrente de saída do conversor para esta situação, e a Figura 5.5 mostra o espectro harmônico obtido, indicando a presença do quinto harmônico com amplitude igual a 8,33%.

Da resposta em frequência mostrada na Figura 5.3, tem-se um valor de 4,55 dB para uma frequência de 360 Hz, que representa o 6º harmônico em dq devido a um 5º harmônico em abc. Tal valor indica que para um distúrbio de 5% de tensão nesta frequência, teríamos idealmente um harmônico de corrente com amplitude de $0,05 \times 10^{4,55/20} = 8,44\%$, acarretando em um erro de 1,30% entre o modelo de rejeição a distúrbios e o resultado simulado contendo o conversor chaveado conectado à rede com todos os controles necessários para a operação, sendo um resultado satisfatório. A Figura 5.6 mostra os resultados obtidos através desta mesma metodologia de comparação para diferentes valores de distúrbio, onde foi obtido um erro mínimo de 0,30%, um erro máximo de 2,27% e um erro médio de 1,16%, compondo um conjunto de resultados consistentes para a análise de validação do modelo.

Tabela 5.1: Parâmetros simulados na demonstração de distúrbio harmônico.

Parâmetro	Valor
L	2,5 mH
f_s	12 kHz
f_g	60 Hz
V_g	$127\sqrt{2} V$ (pico/fase)
I_g	20 A (pico/fase)
Z_b	8,98 Ω
K_p	0,134
K_i	32,07
V_{cc}	500 V
Distúrbio (5º)	5%

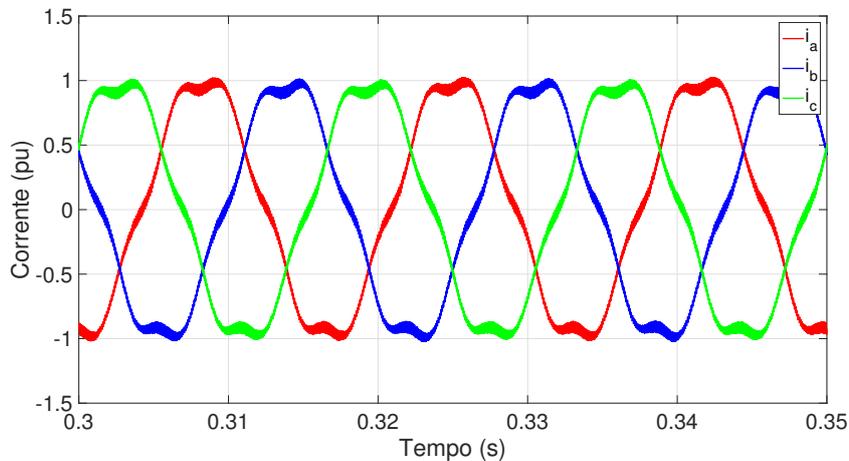


Figura 5.4: Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico.

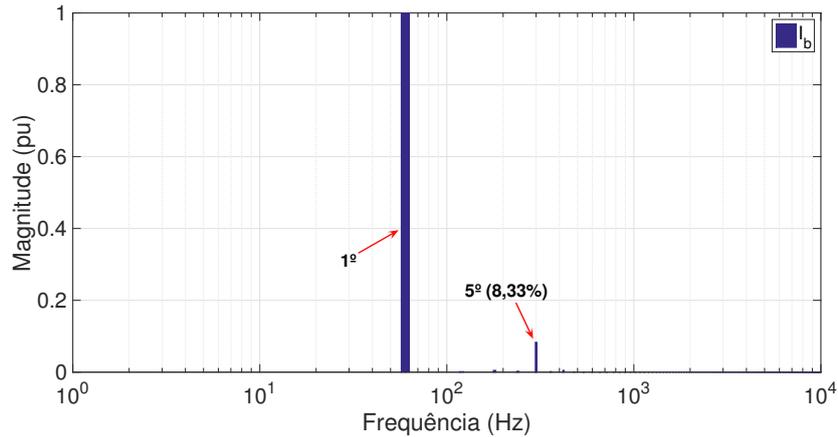


Figura 5.5: Espectro harmônico das correntes devido a um distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico.

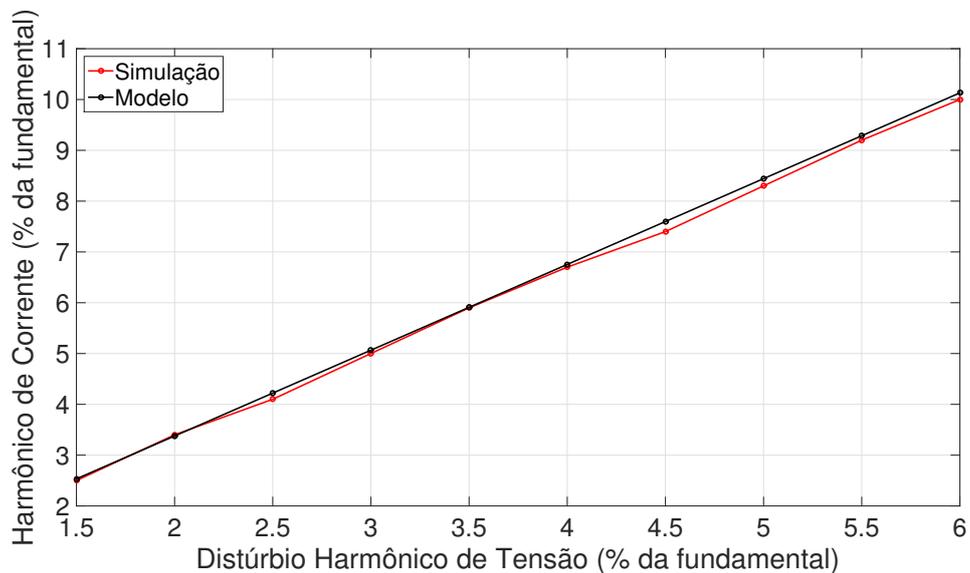


Figura 5.6: Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e a simulação do conversor conectado à rede controlado no referencial síncrono.

A função de transferência (5.4) também mostra que, caso os ganhos do controlador sejam aumentados, teriam-se harmônicos de corrente menores nesta frequência. Dessa forma, com o objetivo de exibir a ocorrência do fenômeno em uma menor intensidade, a Figura 5.7 mostra as correntes trifásicas para o caso de um PI com ganhos 10 vezes maiores, apresentando de fato um aspecto menos distorcido em comparação ao caso da Figura 5.4. O espectro harmônico das correntes nesta situação pode ser visto na Figura 5.8, indicando que o quinto harmônico apresenta amplitude igual a 3,25%.

Com esta observação, faria sentido pensar no aumento dos ganhos do controlador a partir de uma condição de projeto para que se tenha uma maior rejeição aos distúrbios, entretanto, essa ação pode fazer com que o sistema fique próximo da instabilidade, não sendo a solução mais indicada. Conforme já comentado na Seção 2.5, são utilizados os controladores ressonantes nas frequências características para que se tenha uma maior rejeição aos distúrbios causados nestas frequências, caracterizando também uma resposta de rastreamento maior que 1 (0 dB), uma vez que o erro existente nesta frequência para uma referência nula deve ser zerado.

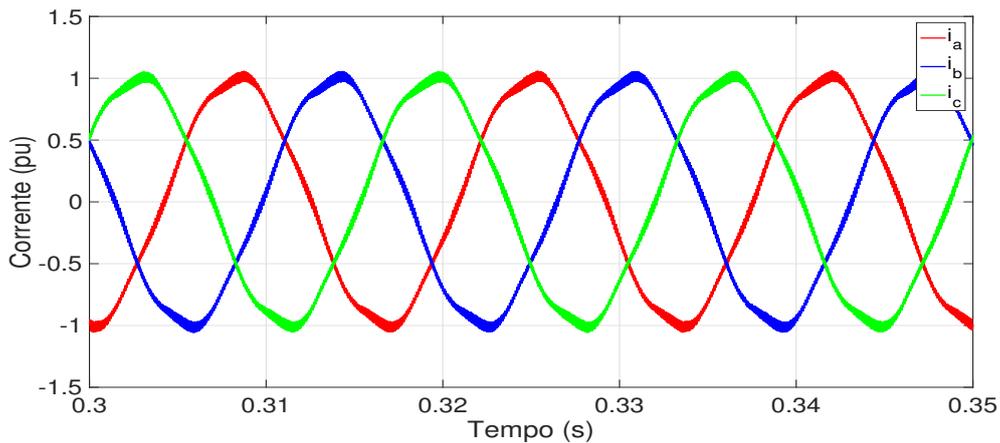


Figura 5.7: Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico para um controlador PI com ganhos aumentados.

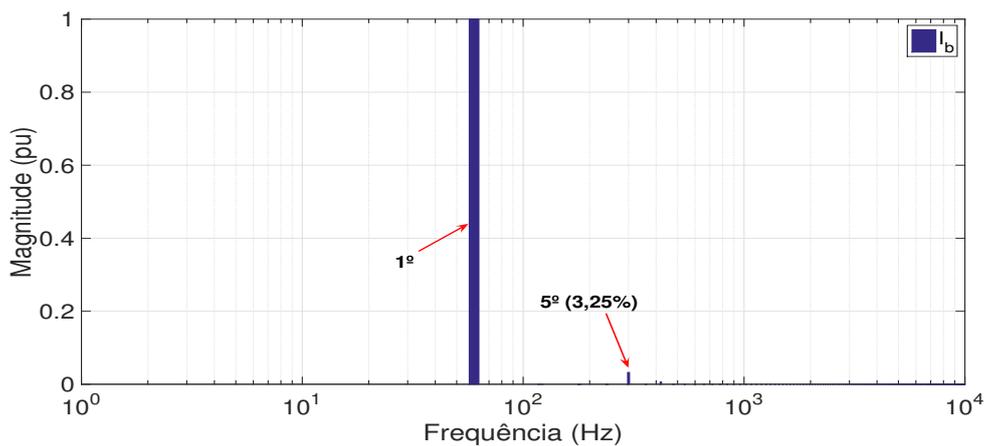


Figura 5.8: Espectro harmônico das correntes devido ao distúrbio de tensão de 5% no quinto harmônico para um controlador PI com ganhos aumentados.

5.1.1 Ajuste de Controlador Ressonante para Mitigação de Distorções

Considerando então a adição do controlador ressonante dado em (2.25), em paralelo ao PI da malha de controle mostrada na Figura 5.1, ou seja, $F(s) = K_p + K_i/s + K_h 2\omega_B s / (s^2 + 2\omega_B s + \omega_h^2)$, pode-se analisar a magnitude de (5.4) na frequência ω_h , ou seja:

$$|\underline{I}_{gq}(j\omega_h)| = \frac{|\underline{V}_{gq}(j\omega_h)|}{|j\omega_h L / Z_b + (K_p + K_h - jK_i/\omega_h)(\cos(1, 5\omega_h T_s) - j \sin(1, 5\omega_h T_s))|}, \quad (5.5)$$

que associa a corrente harmônica injetada na rede de acordo com o distúrbio de tensão. Definindo os respectivos valores em porcentagem, e após algumas manipulações, obtém-se:

$$I_h(\%) = 100\% \times |\underline{I}_{gq}(j\omega_h)|, \quad (5.6)$$

$$V_h(\%) = 100\% \times |\underline{V}_{gq}(j\omega_h)|, \quad (5.7)$$

$$\frac{V_h(\%)}{I_h(\%)} = \left[\left((K_p + K_h) \cos(1, 5\omega_h T_s) - \frac{K_i \sin(1, 5\omega_h T_s)}{\omega_h} \right)^2 + \left(\frac{\omega_h L}{Z_b} - \frac{K_i \cos(1, 5\omega_h T_s)}{\omega_h} - (K_p + K_h) \sin(1, 5\omega_h T_s) \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (5.8)$$

possibilitando encontrar a seguinte equação quadrática:

$$(K_p + K_h)^2 - 2\alpha_1(K_p + K_h) + \alpha_0 = 0, \quad (5.9)$$

onde:

$$\alpha_1 = \frac{\omega_h L \sin(1, 5\omega_h T_s)}{Z_b}, \quad (5.10)$$

$$\alpha_0 = \left(\frac{K_i}{\omega_h} \right)^2 + \left(\frac{\omega_h L}{Z_b} \right)^2 - \frac{2K_i L \cos(1, 5\omega_h T_s)}{Z_b} - \left(\frac{V_h(\%)}{I_h(\%)} \right)^2. \quad (5.11)$$

Resolvendo a (5.9) para K_h , são encontradas as seguintes soluções:

$$K_{h,1} = -K_p + \alpha_1 + \sqrt{\alpha_1^2 - \alpha_0}, \quad (5.12)$$

$$K_{h,2} = -K_p + \alpha_1 - \sqrt{\alpha_1^2 - \alpha_0}. \quad (5.13)$$

Considerando a revisão feita na Seção 3.5, ajusta-se a frequência de atuação do controlador ressonante na frequência de interesse, e a banda passante em aproximadamente 2,5% da mesma:

$$\omega_h = 2 \times \pi \times 360 = 2,26 \text{ krad/s},$$

$$\omega_B = 0,025 \times 2,26 = 56,5 \text{ rad/s},$$

resta então apenas obter o ganho K_h , que é feito então através da (5.12) escolhendo os limites de distorção $I_h(\%)$ e $V_h(\%)$. Considerando um limite de 2% de distorção de corrente para um distúrbio harmônico de tensão de 5%, encontra-se:

$$K_h = 2,5.$$

Implementando então o controlador $282,7s/(s^2 + 113,1s + 5,116 \times 10^6)$, as respostas em frequência de rastreamento e ao distúrbio são mostradas nas Figuras 5.9 e 5.10. É possível observar que, de fato, a implementação adequada do controlador tem como consequência um valor maior que 0 dB de rastreamento em malha fechada na respectiva frequência, e uma diminuição da magnitude em dB na resposta ao distúrbio na mesma frequência, auxiliando assim na mitigação das distorções harmônicas de corrente.

Nota-se que o modelo proposto permitiu projetar o controlador ressonante para satisfazer a atenuação desejada para um determinado distúrbio de tensão. Por exemplo, nesta situação, para um distúrbio trifásico de 5% em 300 Hz, visto em dq como 360 Hz, se teriam correntes com amplitude menor que $0,05 \times 10^{-8,28/20} = 1,92\%$ na respectiva frequência, como pode ser visto nos resultados de simulação das Figuras 5.11 e 5.12, estando de acordo com os limites de projeto. Ressalta-se que é possível obter maiores atenuações na resposta ao distúrbio caso o ganho do controlador ressonante seja aumentado, entretanto, existe uma limitação para manter o sistema estável, como mostrado de forma detalhada em [20].

Além disso, a solução dada por (5.13) também seria possível para fornecer a mesma rejeição ao distúrbio na frequência desejada, conforme é possível notar na Figura 5.13, entretanto, foi utilizada apenas a raiz positiva fornecida por (5.12) por questões de estabilidade. A caráter de exemplo, a Figura 5.14 mostra os diagramas de Nyquist a partir da malha aberta para os casos respectivos de, $K_h = 2,5$ e $K_h = -2,4$, encontrados a partir de (5.12) e (5.13), respectivamente. Percebe-se que as margens de ganho para os respectivos casos, na ordem mencionada, são de 27 dB e 3,3 dB, respectivamente, enquanto que as margens de fase são de $7,4^\circ$ e

-14,8°, respectivamente. Sendo assim, recomenda-se o ganho $K_h = 2, 5$.

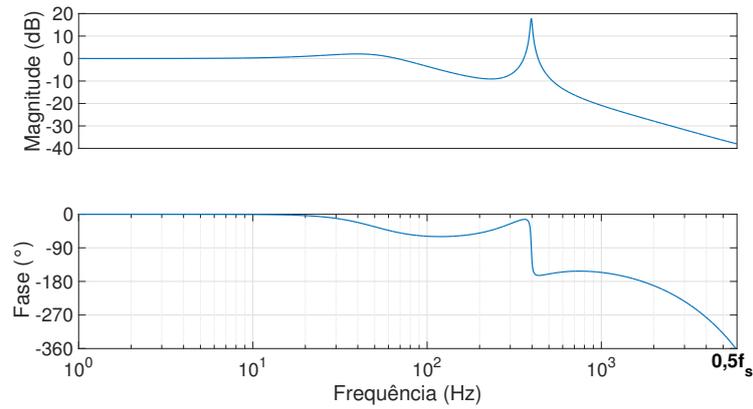


Figura 5.9: Resposta em frequência de rastreamento em malha fechada considerando uma rede indutiva e adição de controlador ressonante.

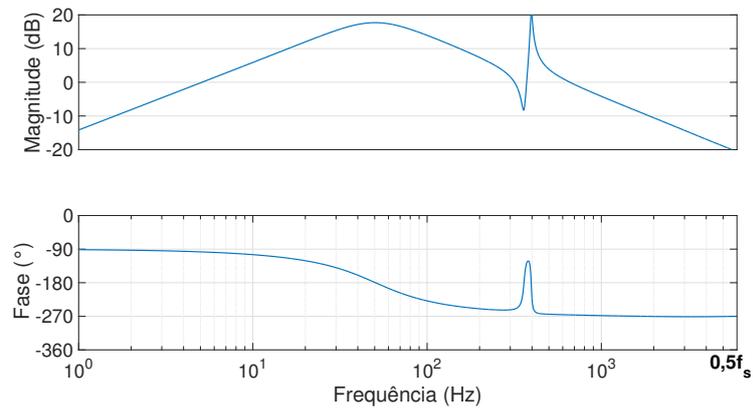


Figura 5.10: Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma rede indutiva e adição de controlador ressonante.

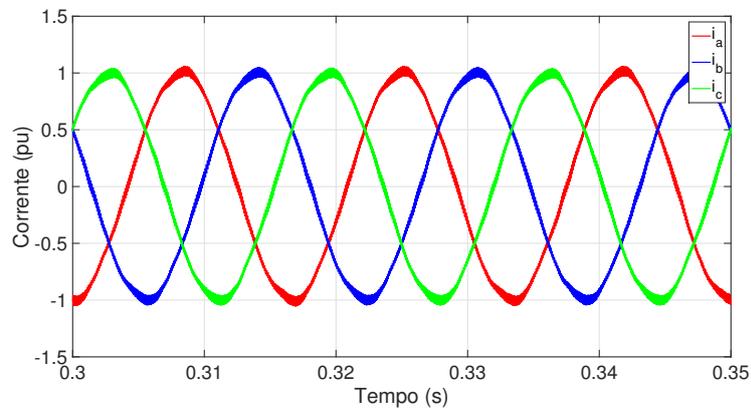


Figura 5.11: Correntes trifásicas devido a um distúrbio de tensão de 5% tendo um controlador ressonante ajustado.

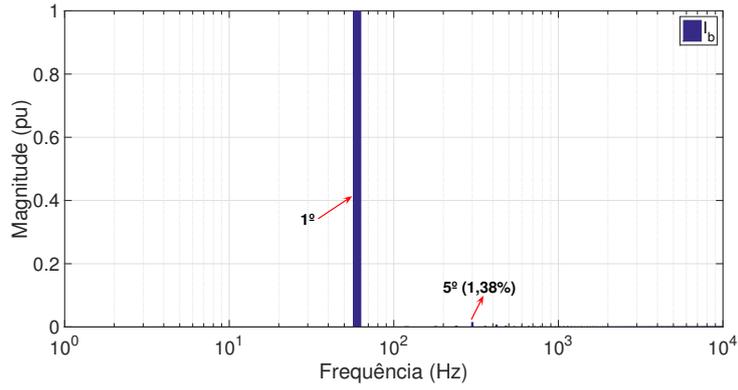


Figura 5.12: Espectro harmônico das correntes devido a um distúrbio de tensão de 5% com tendo um controlador ressonante ajustado.

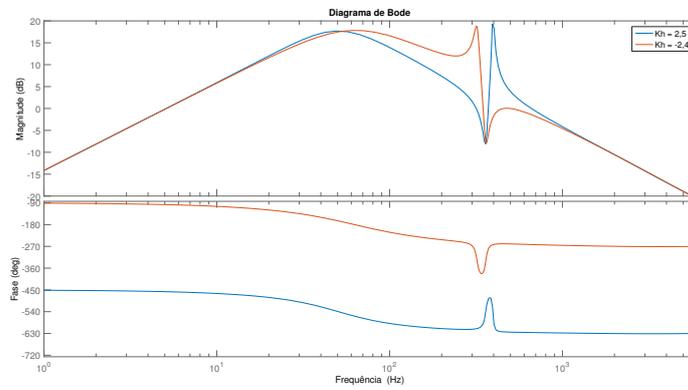


Figura 5.13: Respostas em frequência ao distúrbio para $K_h = 2,5$ e $K_h = -2,4$.

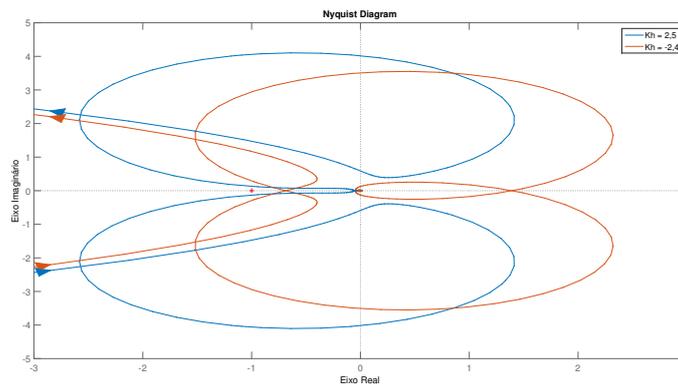


Figura 5.14: Diagramas de Nyquist a partir da malha aberta para $K_h = 2,5$ e $K_h = -2,4$.

5.2 Modelo considerando um filtro LCL com uma rede indutiva

Levando em conta o sistema mostrado na Figura 5.15, pode ser escrito o seguinte equacionamento:

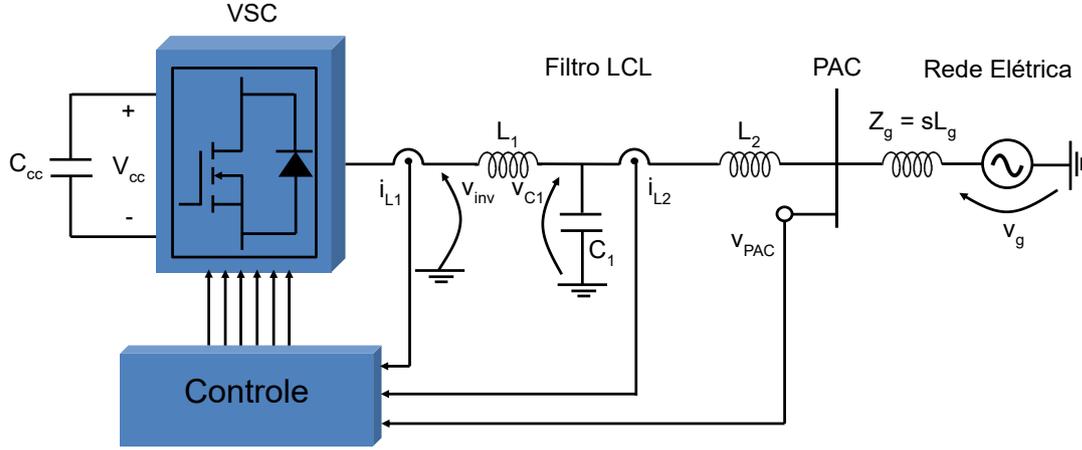


Figura 5.15: Modelo considerando o filtro LCL de saída e a impedância indutiva da rede.

$$V_{inv}(s) - V_{C1}(s) = sL_1 I_{L1}, \quad (5.14)$$

$$V_{C1}(s) - V_g(s) = sL_2 I_{L2}(s) + Z_g I_{L2}(s), \quad (5.15)$$

$$I_{C1}(s) = sC_1 V_{C1}(s), \quad (5.16)$$

$$I_{L1}(s) = I_{C1}(s) + I_{L2}(s). \quad (5.17)$$

Substituindo-se (5.17) em (5.16):

$$I_{L1}(s) = I_{L2}(s) + sC_1 V_{C1}(s). \quad (5.18)$$

Utilizando (5.18) em (5.14):

$$V_{C1}(s) = \frac{V_{inv}(s) - sL_1 I_{L2}(s)}{1 + s^2 L_1 C_1}. \quad (5.19)$$

Finalmente, substituindo-se (5.19) em (5.15):

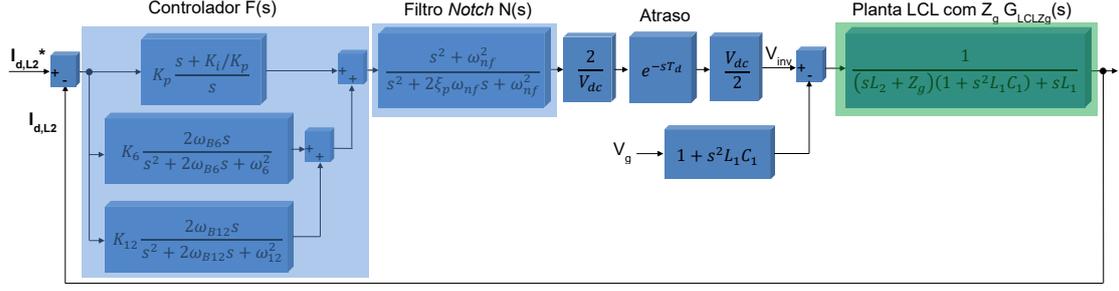


Figura 5.16: Diagrama de blocos para as análises de rastreamento e distúrbio considerando uma implementação com filtro LCL e impedância da rede.

$$I_{L2}(s) = \frac{1}{(sL_2 + Z_g)(1 + s^2L_1C_1) + sL_1}(V_{inv}(s) - V_g(s)(1 + s^2L_1C_1)), \quad (5.20)$$

$$G_{LCLZg}(s) = \frac{1}{(sL_2 + Z_g)(1 + s^2L_1C_1) + sL_1}. \quad (5.21)$$

Nota-se que ao fazer $Z_g = sL_g$ em (5.21), obtém-se:

$$G_{LCLZg}(s, Z_g = sL_g) = \frac{1}{s(L_2 + L_g)(1 + s^2L_1C_1) + sL_1},$$

$$G_{LCLZg}(s, Z_g = sL_g) = \frac{1}{s(L_1 + L_2 + L_g) + s^3L_1(L_2 + L_g)C_1},$$

$$G_{LCLZg}(s, Z_g = sL_g) = \frac{1}{sL_1(L_2 + L_g)C_1} \frac{1}{s^2 + \frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C_1}} \quad (5.22)$$

que é exatamente o modelo já utilizado anteriormente em (3.49) e (3.52) com o fato de que $L_2 \rightarrow L_2 + L_g$, mostrando consistência nos desenvolvimentos matemáticos efetuados.

Utilizando então a (5.21), é possível estabelecer o comportamento da planta composta pelo filtro de saída do conversor em conjunto com a impedância Z_g da rede. A Figura 5.16 mostra o diagrama de blocos considerando o controlador de corrente $F(s)$, que é composto pelo PI em paralelo com os controladores ressonantes, o filtro Notch $N(s)$ para amortecimento ativo, e o modelo de atraso do VSC. As funções de transferência de rastreamento, $I_{d,L2}(s)/I_{d,L2}^*(s)$, e de distúrbio, $I_{d,L2}(s)/V_g(s)$, podem escritas como:

$$\frac{I_{q,L2}(s)}{I_{q,L2}^*(s)} = \frac{F(s)N(s)e^{-sT_d}G_{LCLZg}(s)}{1 + F(s)N(s)e^{-sT_d}G_{LCLZg}(s)}, \quad (5.23)$$

Tabela 5.2: Parâmetros utilizados na simulação para demonstração de distúrbio harmônico em uma planta LCL com rede indutiva.

Parâmetro	Valor
L_1	1,0 mH
L_2	0,5 mH
L_g	1,0 mH
C_1	6,8 μF
f_r	1930 Hz
f_{res}	2492 Hz
f_s	12 kHz
f_g	50 Hz
V_g	127 $\sqrt{2}$ V (pico/fase)
K_p	1,2
K_i	288
V_{cc}	500 V
S_{nom}	5 kVA
Distúrbio (5 ^o)	3%

$$\frac{I_{q,L2}(s)}{V_{gq}(s)} = -\frac{(1 + s^2 L_1 C_1) G_{LCLZg}(s)}{1 + F(s)N(s)e^{-sT_d} G_{LCLZg}(s)}. \quad (5.24)$$

Seguindo a mesma metodologia feita na seção anterior, ao representar o modelo da planta em por unidade:

$$\frac{I_{q,L2}(s)}{I_{q,L2}^*(s)} = \frac{F(s)N(s)e^{-sT_d} G_{LCLZg}(s) Z_b}{1 + F(s)N(s)e^{-sT_d} G_{LCLZg}(s) Z_b}, \quad (5.25)$$

$$\frac{I_{q,L2}(s)}{V_{gq}(s)} = -\frac{(1 + s^2 L_1 C_1) G_{LCLZg}(s) Z_b}{1 + F(s)N(s)e^{-sT_d} G_{LCLZg}(s) Z_b}. \quad (5.26)$$

Dessa forma, (5.25) e (5.26) permitem as análises da malha fechada de rastreamento e de rejeição a distúrbios considerando a característica da rede ao longo da frequência.

Considerando uma rede com característica de impedância $Z_g(s) = sL_g$, para fins de validação inicial, o diagrama da Figura 5.16 é utilizado para o modelo de rejeição a distúrbios, sem os controladores ressonantes, com o intuito de mostrar a influência dos distúrbios de tensão nas correntes de saída do conversor. Os dados contidos na Tabela 5.2 foram utilizados para o modelo.

A resposta ao distúrbio dada por (5.26) fornece o resultado mostrado na Figura 5.17 para este caso, indicando que para um distúrbio de tensão em abc de 3% em 250 Hz (quinto harmônico), que é visto em dq como 300 Hz (sexto harmônico), se teria uma corrente de $0,03 \times 10^{-0,472/20} = 0,0284 pu$ nesta frequência. O resultado

de simulação para este distúrbio pode ser visto na Figura 5.18, onde as correntes apresentaram uma componente de 0,0288 pu, destacada no espectro harmônico da Figura 5.19, estando de acordo com o modelo. Foi feito este mesmo procedimento para várias amplitudes de distúrbio de tensão, sendo os resultados resumidos na Figura 5.20, onde foi observado um erro mínimo de 0,25%, erro máximo de 4,82% e um erro média de aproximadamente 2,28%, mostrando a consistência do modelo.

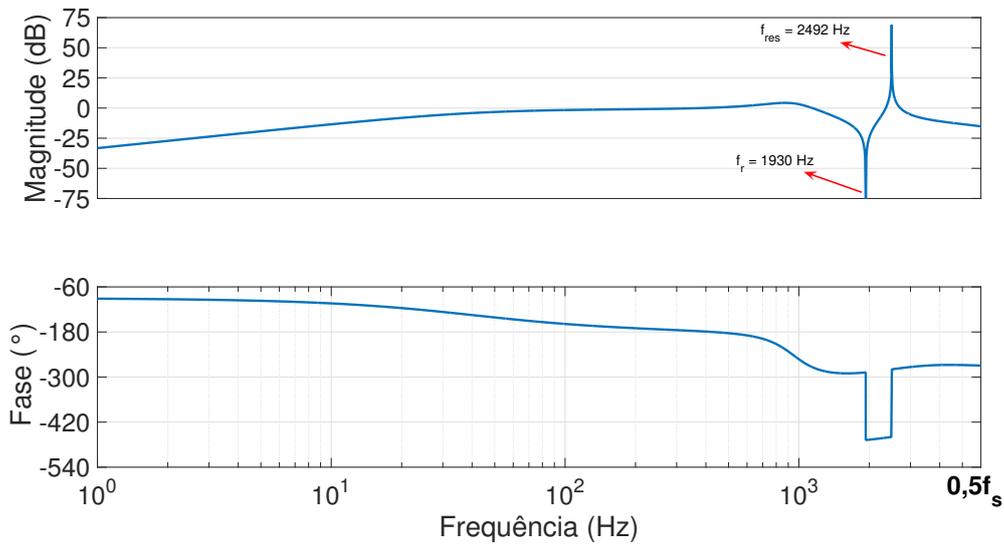


Figura 5.17: Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma planta LCL com rede indutiva.

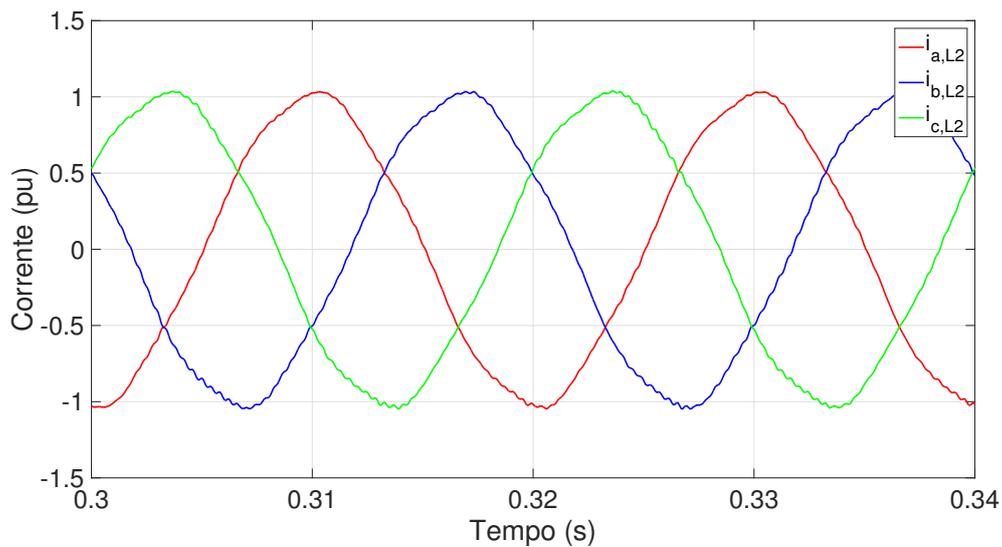


Figura 5.18: Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva.

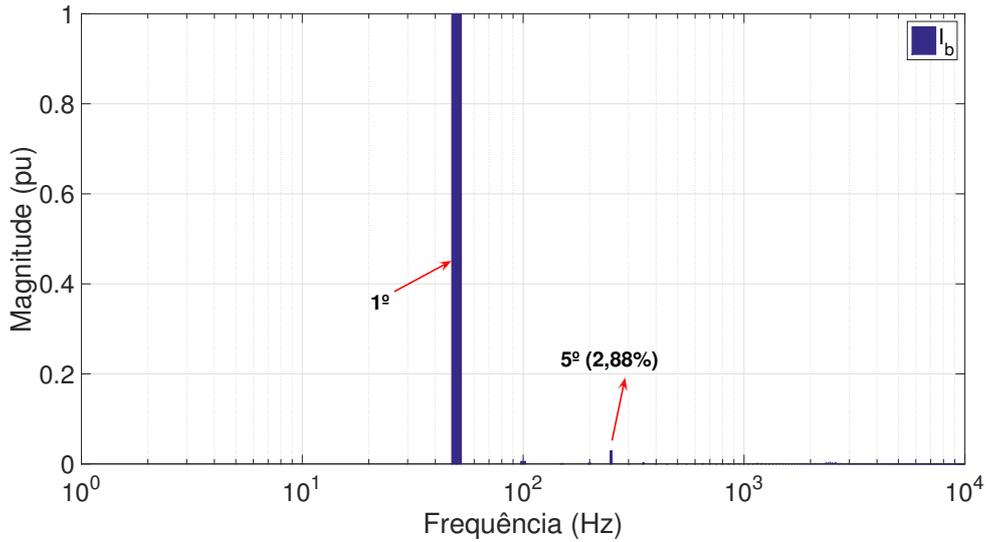


Figura 5.19: Espectro harmônico das correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva.

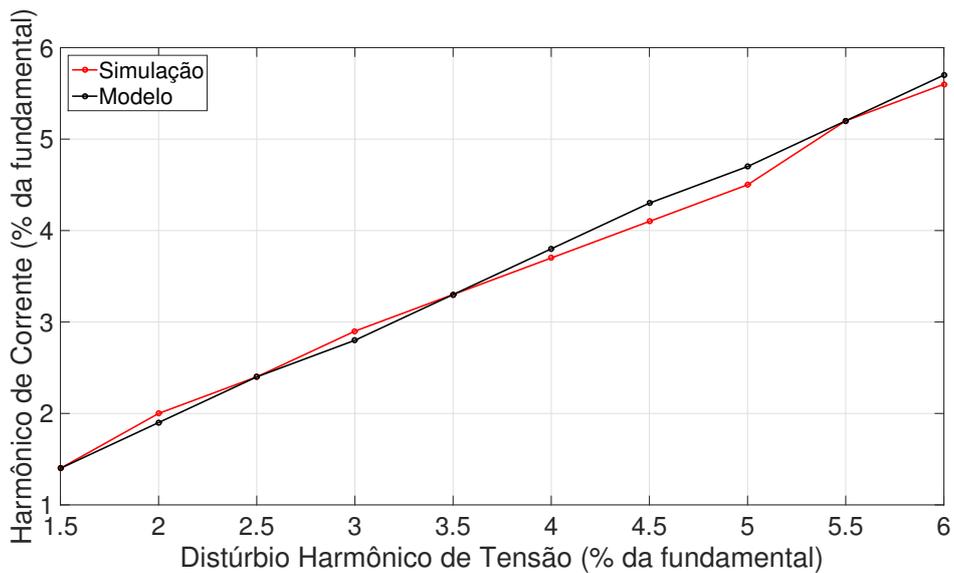


Figura 5.20: Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e a simulação do conversor conectado à rede controlado no referencial síncrono para o caso LCL.

5.2.1 Ajuste de Controlador Ressonante para Mitigação de Distorções no caso LCL

Seguindo a mesma metodologia mostrada na seção anterior, o modelo de rejeição a distúrbios em pu da (5.26) pode ser utilizado para ajustar o controlador ressonante

tal que garanta uma condição harmônica de corrente na frequência do distúrbio harmônico. Ou seja:

$$|I_{q,L2}(j\omega_h)| = \frac{|V_{gq}(j\omega_h)|(1 - \omega_h^2 L_1 C_1) Z_b G_{LCL}(j\omega_h)|}{|1 + (K_p + K_h - jK_i/\omega_h)(\cos(1, 5\omega_h T_s) - j \sin(1, 5\omega_h T_s)) N(j\omega_h) Z_b G_{LCL}(j\omega_h)|}, \quad (5.27)$$

onde $|I_{q,L2}(j\omega_h)|$ é a corrente harmônica que aparece devido ao distúrbio harmônico de tensão $|V_{gq}(j\omega_h)|$. A substituição de (5.6) e (5.7) em (5.27) fornece:

$$\frac{I_h(\%)}{V_h(\%)} = \frac{1 - \omega_h^2 L_1 C_1}{|\frac{1}{Z_b G_{LCL}(j\omega_h)} + (K_p + K_h - jK_i/\omega_h)(\cos(1, 5\omega_h T_s) - j \sin(1, 5\omega_h T_s)) N(j\omega_h)|}, \quad (5.28)$$

que pode ser manipulada após a substituição do modelo do *Notch* e da planta por (4.5) e (5.22), respectivamente, expressando também o valor absoluto do denominador, fornecendo:

$$\frac{I_h(\%)}{V_h(\%)} = \frac{1 - \omega_h^2 L_1 C_1}{[((K_p + K_h)\gamma_1 + K_i\gamma_2/\omega_h)^2 + (\frac{(\omega_{res}^2 - \omega_h^2)\omega_h}{Z_b \omega_{res}^2} (L_1 + L_2 + L_g) - \frac{K_i\gamma_1}{\omega_h} + (K_p + K_h)\gamma_2)^2]^{1/2}}, \quad (5.29)$$

onde:

$$\gamma_1 = a \cos(1, 5\omega_h T_s) + b \sin(1, 5\omega_h T_s), \quad (5.30)$$

$$\gamma_2 = b \cos(1, 5\omega_h T_s) - a \sin(1, 5\omega_h T_s), \quad (5.31)$$

$$a = \Re\{N(j\omega_h)\} = \frac{(\omega_{res}^2 - \omega_h^2)^2}{(\omega_{res}^2 - \omega_h^2)^2 + (2\xi\omega_{res}\omega_h)^2}, \quad (5.32)$$

$$b = \Im\{N(j\omega_h)\} = \frac{-2\xi\omega_{res}\omega_h(\omega_{res}^2 - \omega_h^2)}{(\omega_{res}^2 - \omega_h^2)^2 + (2\xi\omega_{res}\omega_h)^2}, \quad (5.33)$$

resultando na seguinte equação quadrática:

$$(K_p + K_h)^2 - 2\beta_1(K_p + K_h) + \beta_0 = 0, \quad (5.34)$$

possuindo as seguintes soluções para K_h :

$$K_{h,1} = -K_p + \beta_1 + \sqrt{\beta_1^2 - \beta_0}, \quad (5.35)$$

$$K_{h,2} = -K_p + \beta_1 - \sqrt{\beta_1^2 - \beta_0}, \quad (5.36)$$

onde os parâmetros β_1 e β_0 são:

$$\beta_1 = \frac{\omega_{res}^2 - \omega_h^2}{\omega_{res}^2} \frac{\omega_h(L_1 + L_2 + L_g)}{Z_b(a^2 + b^2)} (a \sin(1, 5\omega_h T_s) - b \cos(1, 5\omega_h T_s)), \quad (5.37)$$

$$\begin{aligned} \beta_0 = & \left(\frac{K_i}{\omega_h} \right)^2 + \left(\frac{\omega_{res}^2 - \omega_h^2}{\omega_{res}^2} \frac{\omega_h(L_1 + L_2 + L_g)}{Z_b \sqrt{a^2 + b^2}} \right)^2 \\ & - 2 \frac{\omega_{res}^2 - \omega_h^2}{\omega_{res}^2} \frac{K_i(L_1 + L_2 + L_g)}{Z_b(a^2 + b^2)} (a \cos(1, 5\omega_h T_s) + b \sin(1, 5\omega_h T_s)) \\ & - \left(\frac{V_h(\%)}{I_h(\%)} \frac{1 - \omega_h^2 L_1 C_1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \right)^2, \quad (5.38) \end{aligned}$$

Tratando de uma rede de 50 Hz^1 , e um distúrbio de quinto harmônico, visto no referencial síncrono como sexto harmônico, os seguintes parâmetros são adotados para o ressonante:

$$\omega_h = 2 \times \pi \times 300 = 1,88 \text{ krad/s},$$

$$\omega_B = 0,025 \times 1,88 = 47,12 \text{ rad/s}$$

Considerando um limite de 1% de corrente harmônica para um distúrbio de tensão de 3%, e utilizando os parâmetros da Tabela 5.2, o ganho K_h para esta condição de projeto é encontrado pela (5.35):

$$K_h = 2.0.$$

Fazendo a implementação do controlador $188,48s/(s^2 + 94,24s + 3,55 \times 10^6)$, a resposta em frequência ao distúrbio é mostrada na Figura 5.21, indicando o decréscimo da magnitude em torno de 300 Hz . O resultado de simulação do conversor conectado à rede nas condições indicadas é mostrado nas Figuras 5.22 e 5.23, onde para um distúrbio de tensão de 3%, as correntes de saída do VSC apresentam uma componente de aproximadamente 1,05% na respectiva frequência, estando de acordo com a condição de projeto para o controlador ressonante, validando a análise.

¹Foi adotado a partir daqui uma rede de 50 Hz pois irão ser feitos estudos adiante com o *benchmark* de [12], sendo uma rede com esta frequência.

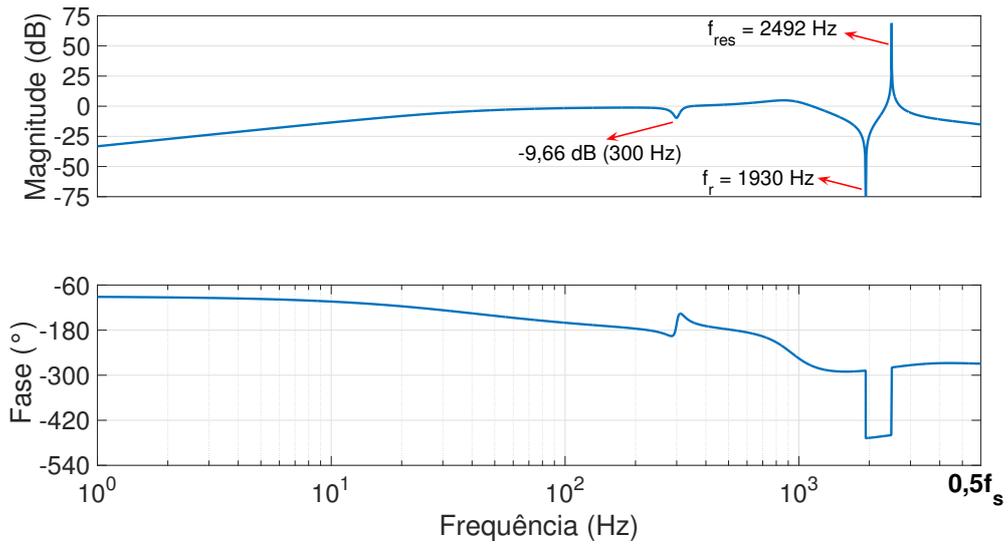


Figura 5.21: Resposta em frequência ao distúrbio em malha fechada considerando uma planta LCL com rede indutiva e implementação de controlador ressonante.

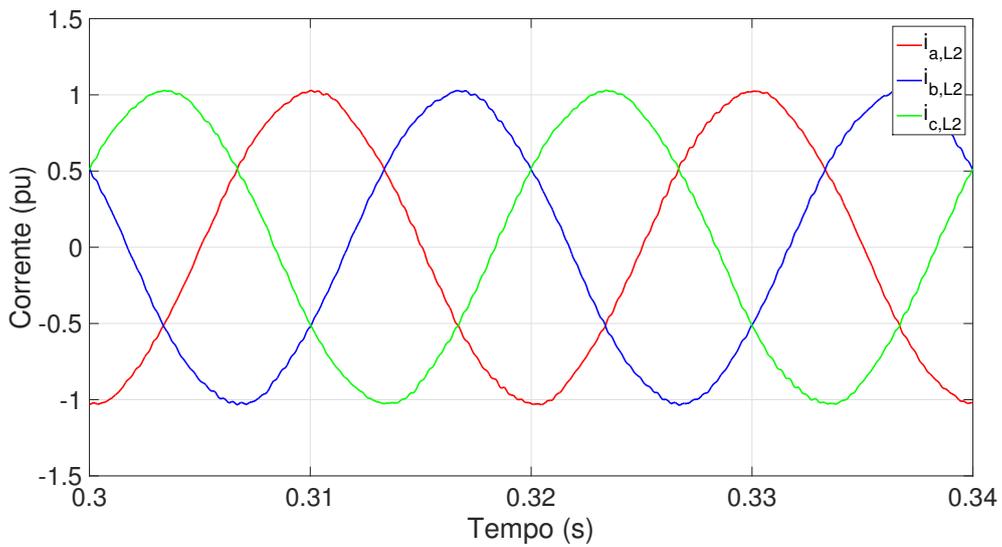


Figura 5.22: Correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva e implementação de controlador ressonante.

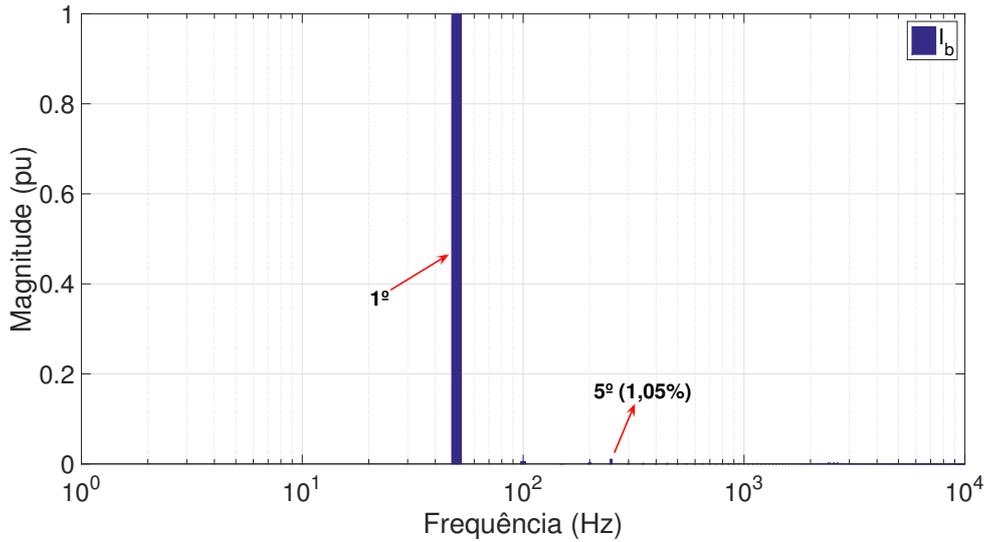


Figura 5.23: Espectro harmônico das correntes distorcidas devido ao distúrbio de tensão de 3% em uma planta LCL com rede indutiva e controlador ressonante implementado.

5.2.2 Susceptibilidade a harmônicos de ordem elevada

Além do mencionado anteriormente, a resposta ao distúrbio da (5.17) também mostra que para a frequência de antirressonância f_r se teria uma grande atenuação, entretanto, para a frequência de ressonância f_{res} , é possível observar que o efeito do distúrbio seria amplificado. Este fenômeno ocorre pela presença do filtro *Notch*, uma vez que ele é colocado para satisfazer o cancelamento de polos na malha direta de rastreamento da (5.25), ocorrendo tanto no numerador quanto no denominador, porém possui esta consequência para distúrbios uma vez que o cancelamento é feito apenas no denominador da (5.26).

Tal fenômeno pode ser visto através dos resultados de simulação mostrados nas Figuras 5.24 e 5.25, onde foi aplicado um distúrbio de tensão de 3% nesta frequência, e as correntes de regime permanente possuem componentes da ordem de 7%, o que é indesejado. Tais distúrbios de tensão podem ocorrer em sistemas reais, por exemplo, devido à presença de VSCs que operem nesta faixa de frequência de chaveamento, como os utilizados em geração eólica [71].

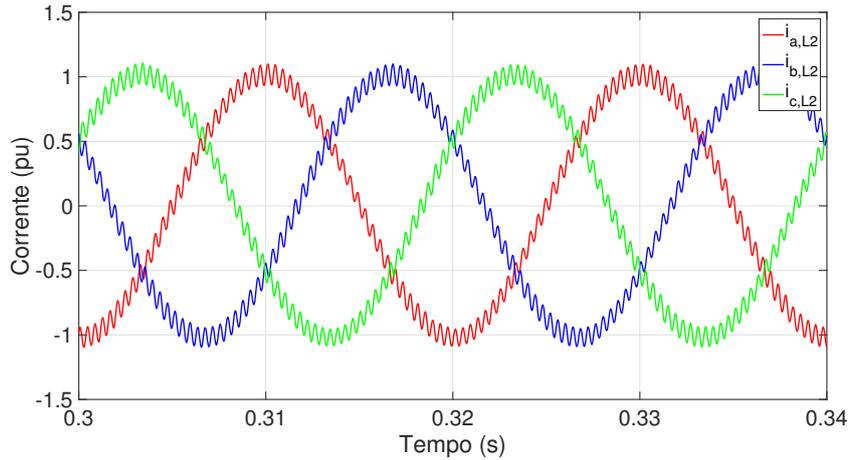


Figura 5.24: Correntes distorcidas devido a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL.

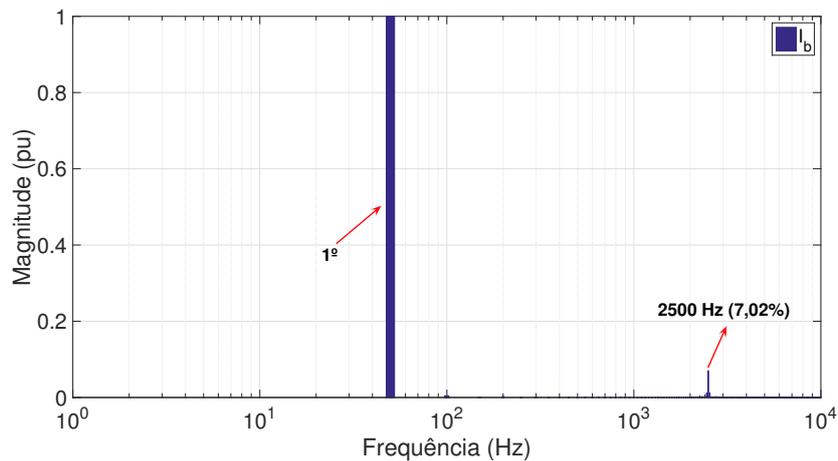


Figura 5.25: Espectro harmônico das correntes distorcidas devido a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL.

A mitigação deste fenômeno pode ser feita através da adição de um controlador ressonante na respectiva frequência, como já mostrado anteriormente para os outros distúrbios típicos. As Figuras 5.26 e 5.27 mostram através de resultados de simulação que o problema de fato pode ser mitigado, onde as componentes harmônicas de corrente na frequência de ressonância caem de 7,02% para 2,5% com um controlador ressonante do tipo 1, $57 \times 10^4 s / (s^2 + 785,4s + 2,47 \times 10^8)$. Entretanto, tal estratégia não é usual na literatura para mitigar este problema, sendo comumente empregados métodos de adição de resistência virtual à malha de controle [51], que também são soluções para o amortecimento ativo.

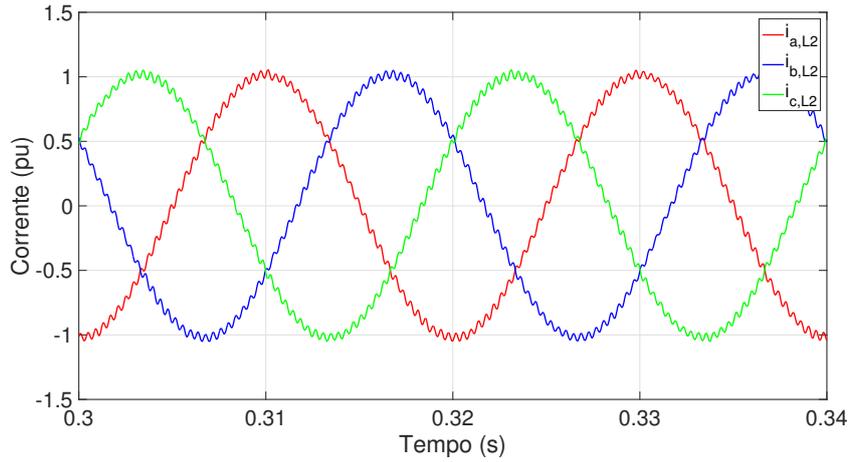


Figura 5.26: Correntes sujeitas a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL com controlador ressonante.

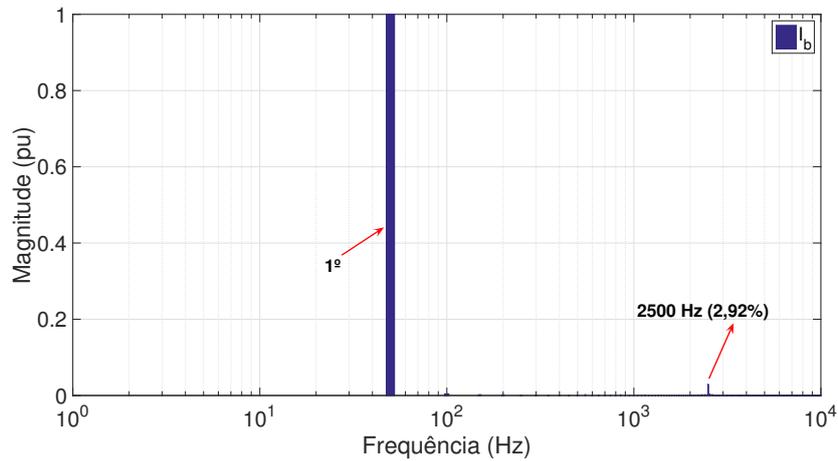


Figura 5.27: Espectro harmônico das correntes sujeitas a um distúrbio de tensão de 3% na frequência de ressonância do filtro LCL com controlador ressonante.

5.3 Análise considerando um filtro LCL com a resposta em frequência da rede

Na seção anterior, foi feita a investigação inicial para o caso de $Z_g = sL_g$, sendo validado o modelo de rejeição a distúrbios, a aplicação e ajuste de controladores ressonantes. Nesta seção, o modelo da (5.21) será adotado para uma rede genérica cuja impedância ao longo da frequência é conhecida para verificar a influência nas respostas do VSC. A Figura 5.28 exemplifica o sistema para este caso.

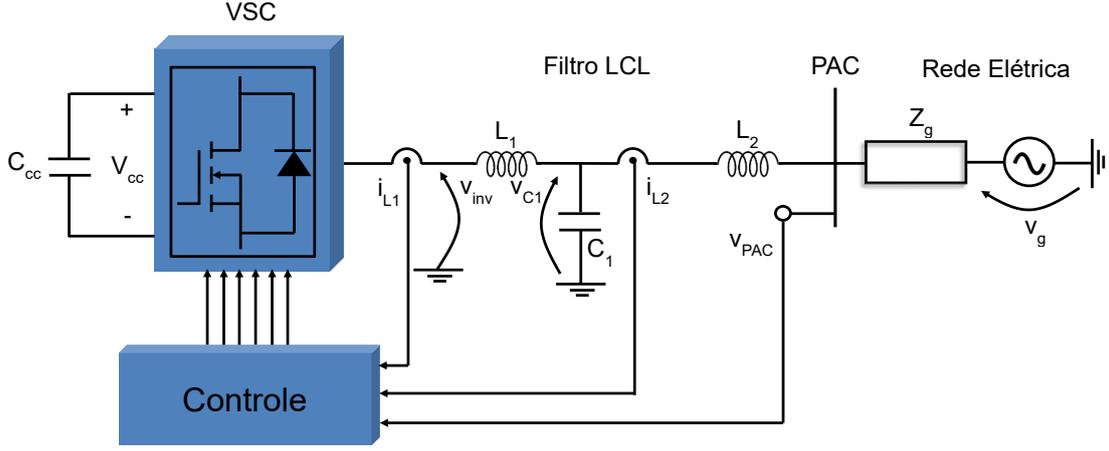


Figura 5.28: Modelo considerando o filtro LCL de saída e a impedância da rede.

Os modelos de rastreamento e distúrbio considerando uma impedância $Z_g(s)$ para a rede já foram obtidos em (5.25) e (5.26). Considerando, entretanto, que a função analítica da impedância não é conhecida, porém são obtidos seu módulo e fase através de uma varredura, é possível obter numericamente os diagramas de Bode em ambos os casos através de:

$$\left| \frac{I_{q,L2}(j\omega)}{I_{q,L2}^*(j\omega)} \right| = \left| \frac{F(j\omega)N(j\omega)e^{-j\omega T_d}G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b}{1 + F(j\omega)N(j\omega)e^{-j\omega T_d}G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b} \right|, \quad (5.39)$$

$$\angle \frac{I_{q,L2}(j\omega)}{I_{q,L2}^*(j\omega)} = \angle \frac{F(j\omega)N(j\omega)e^{-j\omega T_d}G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b}{1 + F(j\omega)N(j\omega)e^{-j\omega T_d}G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b}, \quad (5.40)$$

$$\left| \frac{I_{q,L2}(j\omega)}{V_{gq}(j\omega)} \right| = \left| \frac{-(1 - \omega^2 L_1 C_1)G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b}{1 + F(j\omega)N(j\omega)e^{-j\omega T_d}G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b} \right|, \quad (5.41)$$

$$\angle \frac{I_{q,L2}(j\omega)}{V_{gq}(j\omega)} = \angle \frac{-(1 - \omega^2 L_1 C_1)G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b}{1 + F(j\omega)N(j\omega)e^{-j\omega T_d}G_{LCLZ_g}(j\omega)Z_b}, \quad (5.42)$$

onde cada função contida nos numeradores e denominadores pode ser expressa em função de seus módulos e fases como, por exemplo, $F(j\omega) = |F(j\omega)|e^{j\angle F(j\omega)}$, para cada frequência. Ao fazer isso para cada função, inclusive para o modelo da planta $G_{LCLZ_g}(j\omega)$ da (5.21) em função de $Z_g(j\omega) = |Z_g(j\omega)|e^{j\angle Z_g(j\omega)}$, os diagramas de Bode podem ser obtidos.

Utilizando o sistema de testes da Figura 2.7 e considerando o ponto de conexão BT1, cuja impedância já foi obtida numericamente e mostrada na Figura 2.8, tanto em termos de módulo quanto de fase, é empregada a metodologia descrita no parágrafo anterior. Ressalta-se aqui que o vetor de frequências utilizado para o cálculo numérico de cada função do sistema foi o mesmo da varredura CA que possibilitou a

obtenção da impedância $Z_g(\omega)$. Após esta etapa, foram então efetuados os cálculos descritos em (5.39), (5.40), (5.41) e (5.42) para a obtenção numérica das respostas de rastreamento e rejeição a distúrbio, tanto de módulo quanto de fase.

Considerando que a integração de um VSC no determinado ponto da rede é dada por um transformador adicional de relação de transformação $1 : N_T$, tem-se que a impedância da rede vista pelo VSC será:

$$Z_g = Z_{BT1} N_T^2, \quad (5.43)$$

sendo utilizados diferentes valores de relação de transformação N_T para mostrar a influência no sistema.

Adotando os parâmetros da Tabela 5.3, onde foi aproveitado o projeto de conversor utilizado nas seções anteriores para uma conexão em 220 V, as Figuras 5.29 e 5.30 mostram as respostas em frequência para o rastreamento em malha aberta e em malha fechada, respectivamente, de acordo com diferentes valores de N_T . Pode-se observar que para níveis de tensão mais baixa, onde a impedância vista é menor, a influência da impedância da rede é pequena, exemplificado pelos pontos em azul bastante próximos da curva de referência em preto, por sua vez obtida para o caso ideal onde $Z_g = 0$. Conforme a influência da rede é aumentada, vista por sua vez através de maiores níveis de tensão e representadas pelos pontos em verde e vermelho, a resposta em frequência passa a se modificar visualmente, especialmente no intervalo contido entre 300 Hz e 1 kHz, ou mesmo próximo da frequência de ressonância do filtro LCL, que agora conta com a influência da rede. Isto é justificado uma vez que a impedância Z_g se torna mais significativa em comparação com a impedância sL_2 em (5.21), sendo esperado.

Já as respostas em frequência para a influência de distúrbios podem ser vistas na Figura 5.31, de onde nota-se que as respostas são bastante próximas do caso idealizado com $Z_g = 0$ para relações de transformação baixas, como mostrado pelos pontos em azul. Para níveis de tensão mais altos, como mostrado pelos pontos em vermelho, nota-se uma maior diferença na resposta em frequência, especialmente entre 300 Hz e 1 kHz devido à impedância da rede elétrica.

Ressalta-se que nesta análise não foram colocados os controladores ressonantes para mitigação de correntes harmônicas com o simples intuito de melhor destacar a diferença entre as respostas em frequência nos pontos próximos à característica de ressonância da impedância da rede elétrica, deixando assim um maior foco no problema em questão.

Tabela 5.3: Parâmetros do VSC de 5 kVA para a conexão no ponto BT1 da Figura 2.7.

Parâmetro	Valor
L_1	$1,0\text{ mH}$
L_2	$0,5\text{ mH}$
C_1	$6,8\text{ }\mu\text{F}$
f_r	$2729,5\text{ Hz}$
f_{res}	$3342,9\text{ Hz}$
f_s	12 kHz
K_p	$0,72$
K_i	$172,8$
V_{cc}	500 V
S_{nom}	5 kVA
Z_b	$8,98\text{ }\Omega$

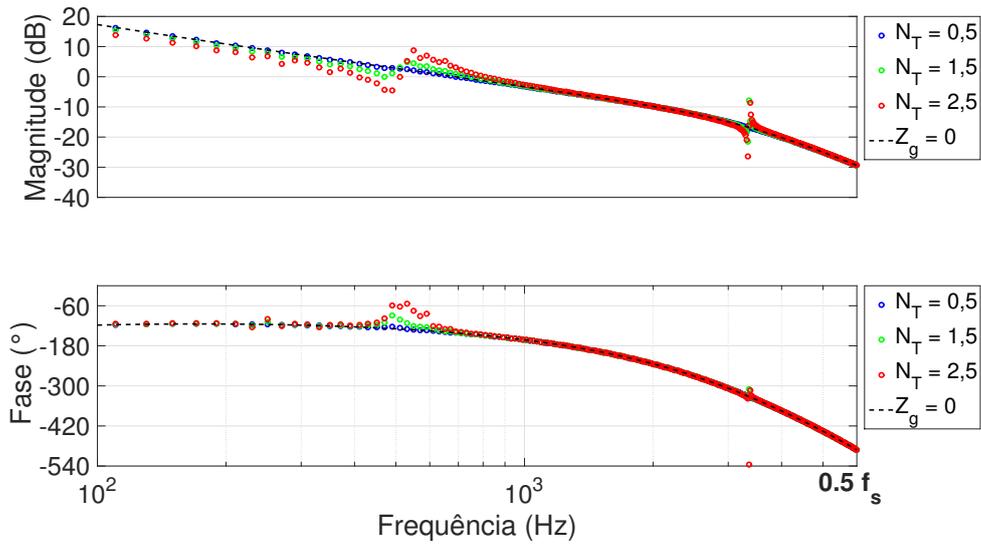


Figura 5.29: Respostas em frequência de rastreamento em malha aberta considerando a impedância da rede para diferentes casos de relação de transformação.

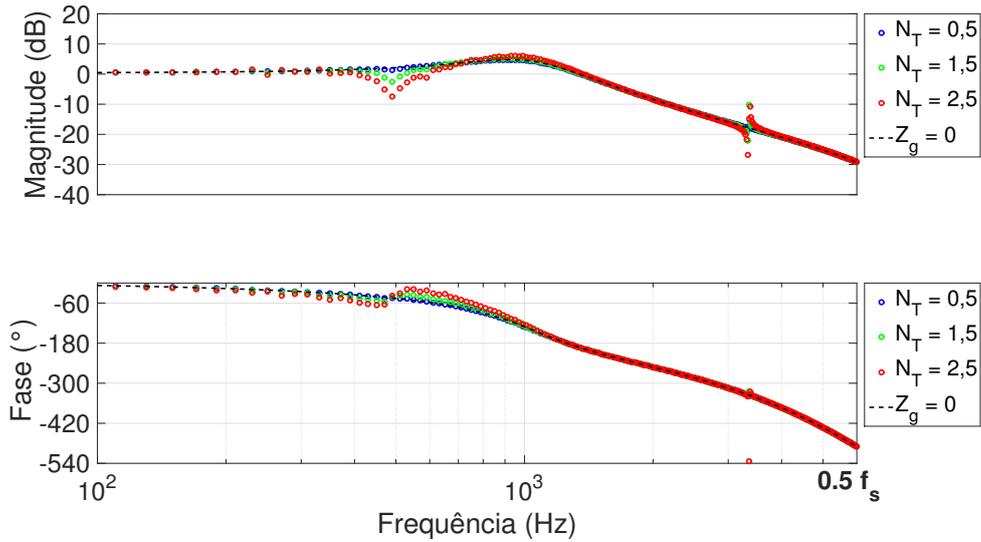


Figura 5.30: Respostas em frequência de rastreamento em malha fechada considerando a impedância da rede para diferentes casos de relação de transformação.

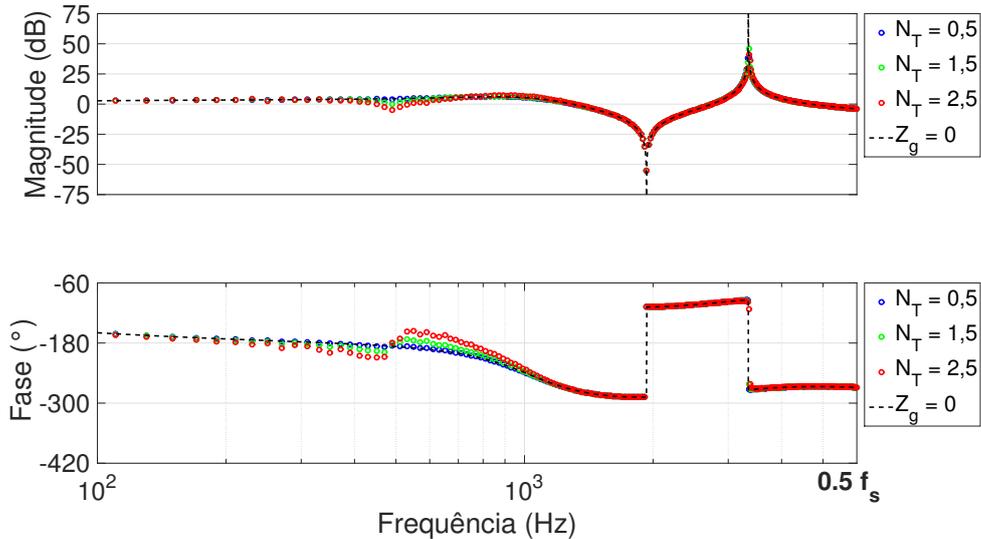


Figura 5.31: Respostas em frequência de distúrbio considerando a impedância da rede para diferentes casos de relação de transformação.

5.3.1 Investigação para um VSC de Maior Potência

Considerando que a rede adotada anteriormente possui uma potência de curto-circuito de aproximadamente 9,26 MVA no ponto de conexão BT1 da Figura 2.7, e que o transformador de conexão com a média tensão possui potência nominal de 0,4

MVA, projetou-se um novo conversor de potência mais alta com o intuito de caracterizar uma RCC menor, tornando o sistema mais fraco para o conversor em estudo. O transformador utilizado para o ponto BT1 foi primeiramente modificado para uma potência nominal de 1 MVA, que é a potência dos transformadores contidos nas demais interfaces entre média e baixa tensão da rede.

Feito isto, foi então projetado um conversor de potência nominal 1000 kW baseado no modelo PVS800-57 da ABB, sendo conectado diretamente nos terminais de baixa tensão de 420 V da barra BT1. Desta forma, a SCR do ponto BT1 passa a ser de 9,26, sendo menor que 10, o que pode ser considerada como fraca de acordo com [28]. Utilizando uma metodologia de projeto similar à mostrada na Seção 4.1, os parâmetros do modelo podem ser vistos na Tabela 5.4, onde os ganhos do controlador de corrente foram recalculados de tal forma a manter a mesma banda passante dos casos anteriores.

Tabela 5.4: Parâmetros do VSC de 1 MVA projetado para a conexão no ponto BT1 da Figura 2.7.

Parâmetro	Valor
L_1	0,1 mH
L_2	0,05 mH
C_1	68 μF
f_r	2729,5 Hz
f_{res}	3342,9 Hz
f_s	12 kHz
K_p	3,665
K_i	879,7
V_{cc}	800 V
S_{nom}	1 MVA
Z_b	0,176 Ω

As respostas em frequência de rastreamento em malha aberta considerando uma rede ideal e a própria rede do sistema de testes, cuja impedância ao longo da frequência é conhecida numericamente, podem ser vistas na Figura 5.32. Verifica-se no gráfico a diferença entre as respostas principalmente próximas ao ponto de ressonância da rede em 490,5 Hz, com uma diferença de -10,4 dB e 75,9°. A Figura 5.33 destaca a diferença das respostas de rastreamento em malha aberta no intervalo onde ocorrem as frequências de cruzamento de ganho associadas às menores margens de fase de ambos os sistemas. Percebe-se que a consideração da impedância da rede faz com que a mínima margem de fase reduza de 39,1° para 29,5°. Assim, fica mais

evidente a importância de se considerar a resposta em frequência da rede elétrica no modelo.

A Figura 5.34, por sua vez, mostra a diferença das respostas de rastreamento em malha fechada com e sem a consideração do modelo da rede elétrica ao longo da frequência, apresentando também uma divergência entre os resultados para frequências próximas à frequência de ressonância da rede, conforme discutido no parágrafo anterior. Tal diferença também pode ser percebida na resposta ao distúrbio do sistema, destacada na Figura 5.35, com uma diferença de -11,8 dB na frequência de 490,5 Hz.

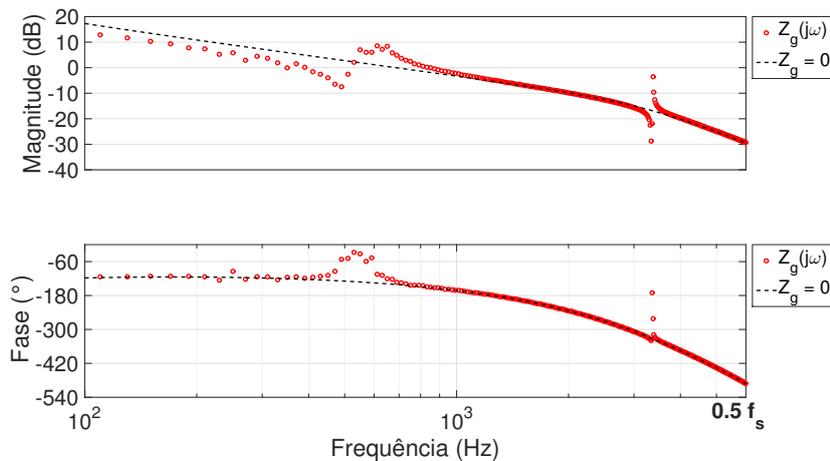


Figura 5.32: Respostas em frequência de malha aberta para o VSC de 1 MVA conectado à rede de testes com e sem a influência da impedância ao longo da frequência.

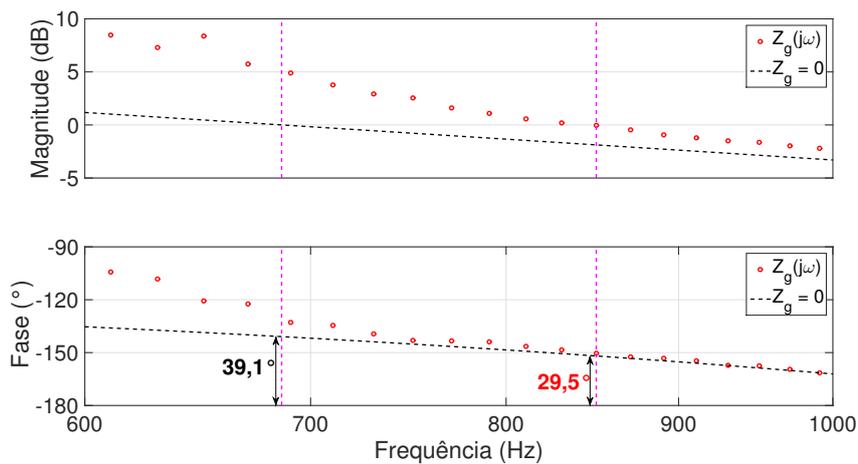


Figura 5.33: Diferença entre as mínimas margens de fase dos sistemas considerando e desconsiderando a impedância da rede ao longo da frequência.

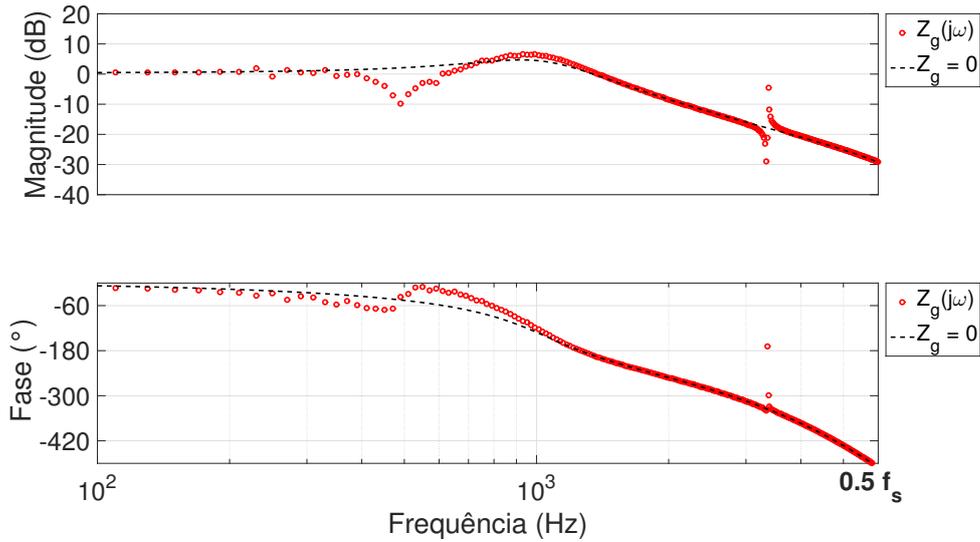


Figura 5.34: Respostas em frequência de malha fechada para o VSC de 1 MVA conectado à rede de testes com e sem a influência da impedância ao longo da frequência.

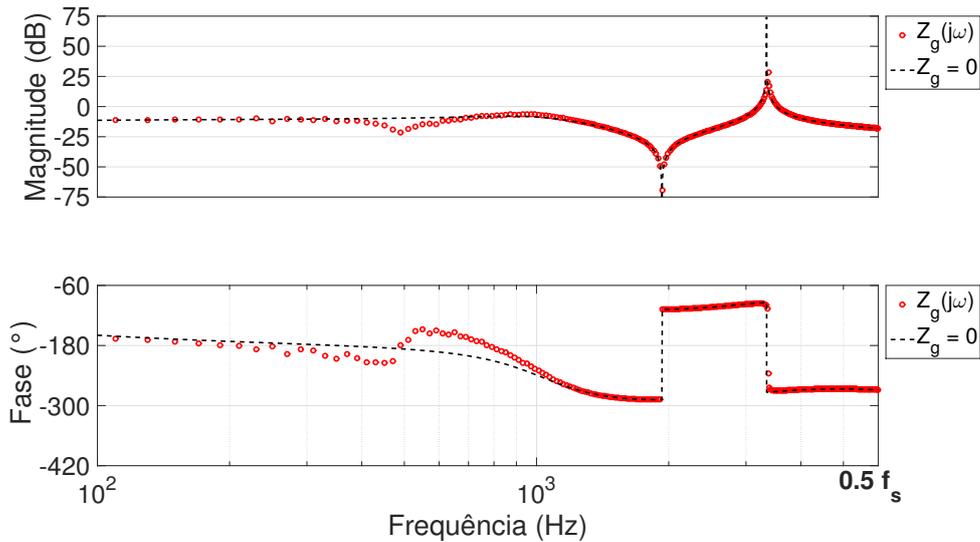


Figura 5.35: Respostas em frequência de distúrbio para o VSC de 1 MVA conectado à rede de testes com e sem a influência da impedância ao longo da frequência.

É possível que em determinadas aplicações práticas, pontos de ressonância apareçam próximas de frequências que causem uma modificação significativa na resposta ao distúrbio ou ao rastreamento, alterando o comportamento do conversor, seja em termos de conteúdo harmônico, ou mesmo de estabilidade. Entretanto, só foi possível identificar estas diferenças em casos onde o ponto de conexão é fraco em relação à potência do conversor conectado.

Um outro ponto interessante de se notar ao se comparar as respostas para o caso do VSC de 5 kVA e o VSC de 1 MVA é que, apesar do controlador PI ter sido projetado para garantir a mesma banda passante em ambos os casos, o que pode ser confirmado através das respostas de rastreamento em malha fechada mostradas nas Figuras 5.30 e 5.34, respectivamente, a resposta ao distúrbio é diferente, possuindo menos atenuação no caso de 5 kVA e mais atenuação no caso de 1 MVA, como pode ser visto através das Figuras 5.31 e 5.35, respectivamente. A explicação pode ser dada diretamente através da análise da (5.41), já que apesar do denominador ser mantido o mesmo, uma vez que o controlador $F(s)$ é parametrizado em função do filtro de saída e de Z_b , o numerador ainda será diferente já que o termo do controlador $F(s)$ não está contido no mesmo, fazendo com que o filtro e o parâmetro Z_b , que são diferentes para os sistemas de 5 kVA e 1 MVA, contribuam nesta diferença entre as respostas.

Resumindo, como o VSC de 5 kVA está associado a uma impedância base cerca de 51 vezes maior do que o VSC de 1 MVA, apesar de seu filtro série ser 10 vezes maior, faz sentido que possua resposta ao distúrbio de maior magnitude ao longo da frequência, ou seja, com menos atenuação em comparação com o VSC de 1 MVA projetado para a mesma banda passante. Considerando que a rede de testes utilizada possui distúrbios harmônicos de tensão no ponto BT1, como mostrado previamente na Figura 2.10, a diferença entre os comportamentos dos VSCs de 5 kVA e 1 MVA pode ser vista através dos resultados de simulação mostrados nas Figuras 5.36 e 5.37, respectivamente. As correntes de saída apresentam uma Distorção Harmônica Total (DHT) de 6,59% no caso de menor de potência, e de 1,23% no caso de maior potência, confirmando o ponto mencionado no parágrafo anterior.

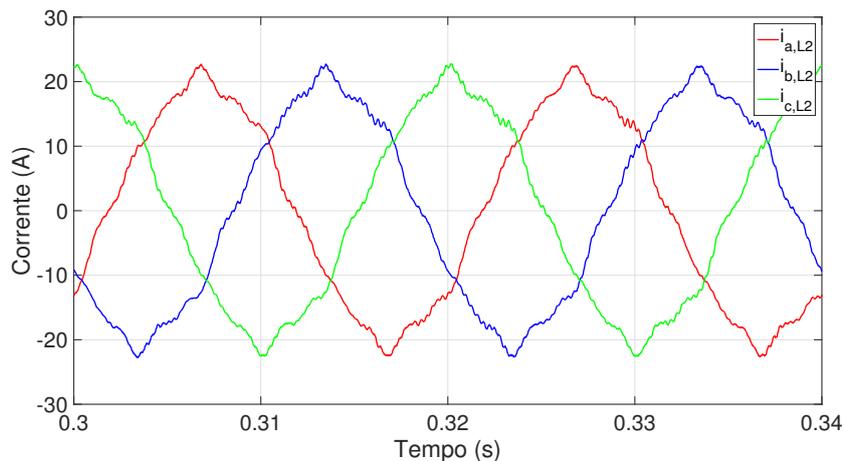


Figura 5.36: Correntes de saída do VSC de 5 kVA conectado à rede do sistema de testes indicando menos rejeição a distúrbios harmônicos característicos.

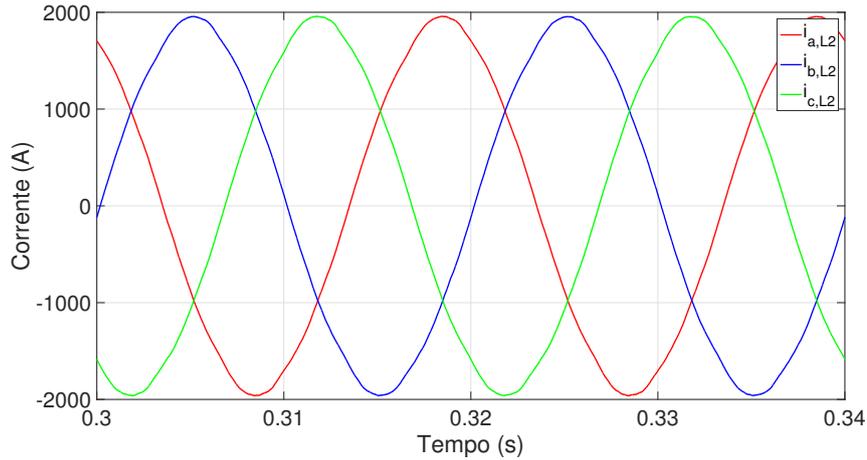


Figura 5.37: Correntes de saída do VSC de 1 MVA conectadas à rede do sistema de testes indicando mais rejeição a distúrbios harmônicos característicos.

5.4 Resumo do Capítulo

Neste capítulo foram analisados modelos matemáticos de rejeição a distúrbios com o intuito de compreender a influência de harmônicos de tensão da rede nas correntes de saída do VSC. Inicialmente foi feito um exemplo didático onde a planta possuía característica unicamente indutiva, sendo de fácil compreensão e mostrando, principalmente, que um distúrbio harmônico de tensão gera correntes distorcidas de saída pelo VSC, como indicado pelos resultados de simulação contidos nas Figuras 5.4, 5.5, estando de acordo com a previsão do modelo matemático proposto, como pode ser visto na comparação mostrada na Figura 5.6. Tal caracterização indica, de forma mais clara, a necessidade de controladores ressonantes para a mitigação do problema, objetivando ter uma resposta de rejeição ao distúrbio com mais atenuação na frequência em questão. Foi ainda proposta uma metodologia analítica de ajuste para o controlador ressonante utilizado na mitigação, sendo considerado o nível de distorção admissível de corrente na frequência do distúrbio harmônico. O controlador projetado pela metodologia permitiu que as correntes de saída do VSC estivessem com amplitude harmônica menor do que a estipulada por projeto, sendo um resultado satisfatório. O mesmo processo foi repetido para o caso de um VSC conectado à rede através de filtro LCL e resultados similares foram obtidos.

Em seguida, foi proposto um modelo matemático através da análise de rejeição a distúrbios que considera a impedância da rede elétrica, incluindo sua resposta em frequência no caso onde se utiliza também um filtro LCL na integração do conversor com a rede. O modelo mostrou que a impedância Z_g possui pouca influência considerando o *Benchmark* proposto em [12] para um VSC de baixa potência, uma vez que o termo sL_2 se apresentou muito mais significativo que a impedância Z_g ao

longo da frequência. Entretanto, foi analisado em seguida o caso de um VSC de maior potência conectado à mesma rede para que o ponto de conexão fosse considerado mais fraco. Os resultados mostraram que houve mudança nas respostas em frequência do sistema quando comparadas às do caso onde a rede era ideal, principalmente próximo ao ponto da ressonância existente na impedância da rede elétrica. Foi observado inclusive uma diminuição na mínima margem de fase do sistema ao considerar a impedância da rede ao longo da frequência no modelo. Sugere-se que este tópico seja ainda mais investigado em trabalhos futuros através da avaliação de diferentes redes elétricas e da identificação de casos patológicos em campo.

Por fim, percebeu-se também a mudança na resposta a distúrbios de VSCs de diferentes potências mesmo quando o controlador principal de corrente é projetado para a mesma banda passante. Ou seja, as respostas em frequência de rastreamento para ambos os sistemas são similares, porém ocorre uma divergência nas respostas a distúrbios harmônicos. A justificativa foi encontrada ao se analisar a (5.41), indicando que apesar do controlador ser projetado de forma normalizada para que as respostas de rastreamento sejam as mesmas, o numerador da função de transferência de distúrbios sofrerá alterações devido ao filtro e à impedância base de cada sistema, uma vez que a função de transferência do controlador está contida apenas no denominador.

Capítulo 6

Resultados de Simulação

Este capítulo apresenta a validação da metodologia proposta através de simulações em PSIM. A implementação digital dos controladores foi feita seguindo o mostrado no Apêndice B.1, onde foi adotada a Regra de Tustin para as funções de transferência de primeira ordem, e a versão com pré-distorção para as de segunda ordem. Primeiramente, é efetuada a validação do método de estimação da impedância da rede e ajuste automático dos ganhos do controlador de corrente para uma planta tipo RL. Em seguida, é feita a validação em um sistema mais completo, contendo um filtro tipo LCL e possuindo então controle adicional de amortecimento ativo, ajustado por sua vez após a estimação de impedância da rede elétrica. Por fim, são também adicionados os controladores ressonantes para mitigação de distorções harmônicas de regime permanente.

6.1 Validação Inicial para uma Planta RL

O sistema modelado no simulador é como o mostrado na Figura 6.1, cujos parâmetros elétricos e de controle estão contidos na Tabela 6.1, dado que a rede elétrica é de 220 V e 60 Hz. No barramento CC, se tem uma geração modelada através da corrente I_{FV} , que poderia representar um sistema fotovoltaico, além de uma capacitância C_{cc} para estabilização de tensão. Ressalta-se que o ajuste do PLL e do controle de tensão do barramento CC, contidos na Figura 4.5, é feito de acordo com o mostrado na literatura [8, 27], e o controle de corrente é ajustado após a estimação dos parâmetros da rede através de (3.12) e (3.13). Como esta validação inicial apenas tem o intuito de verificar o método de estimação e ajuste de controle de corrente, não há amortecimento ativo devido à ausência de característica ressonante da planta.

O primeiro resultado é mostrado na Figura 6.2, com $I_{FV} = 0$, onde as correntes de saída do conversor são controladas inicialmente pelo CCBH, possuindo inicialmente componentes de baixa frequência próximas a zero, e após o instante

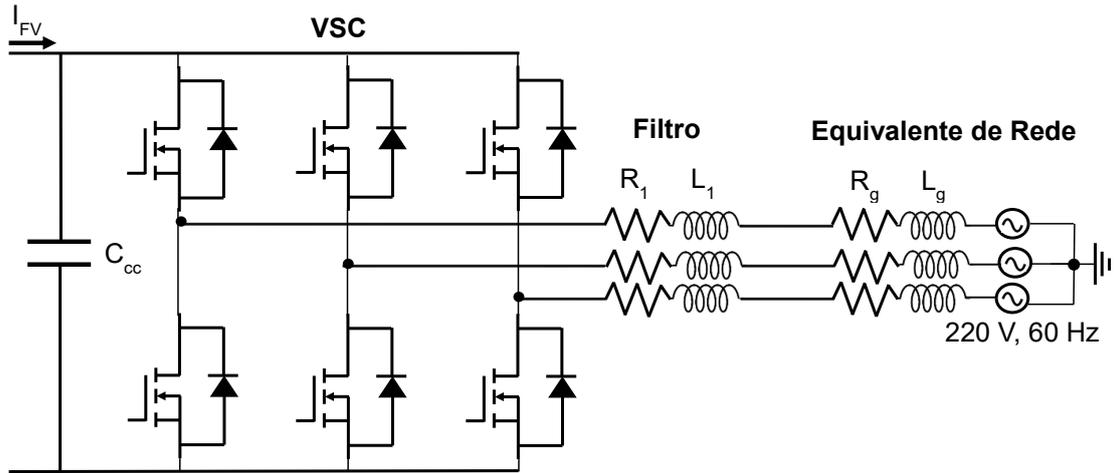


Figura 6.1: Sistema modelado em simulação para uma planta RL.

0,2 s, são injetadas as correntes inter-harmônicas de 90 Hz com amplitude igual a 0,25 pu, sendo então efetuada a estimação de parâmetros da rede elétrica até o instante 0,233 s. Ressalta-se que a perturbação de tensão no ponto de conexão com a rede é de aproximadamente 1,97% em 90 Hz, com duração de aproximadamente 33,3 ms, sendo um intervalo suficiente para a estimação dos parâmetros e evitando que a perturbação seja prolongada desnecessariamente. Por fim, os controladores são ajustados através de (3.12) e (3.13) e o sistema passa a operar injetando correntes nominais na frequência da rede, com $I_q^* = 1 pu$, caracterizando uma troca de potência reativa. Os valores estimados estão de acordo com o esperado, obtidos com um erro relativo mínimo e máximo de, respectivamente, 0,48% e 4,75%, garantindo a estabilidade e dinâmica projetadas para o controle após o auto-ajuste.

O segundo resultado é mostrado na Figura 6.3, com $I_{FV} = 1 pu$, onde as correntes de saída do conversor possuem inicialmente amplitude nominal e são controladas pelo CCBH. Após o instante 0,2 s, é feita a injeção da componente inter-harmônica de 90 Hz com amplitude igual a 25% do valor nominal, possibilitando a estimação de parâmetros e ajuste dos controladores. Assim como no caso anterior, é possível observar que o procedimento ocorre de acordo com o esperado, sendo os parâmetros estimados com um erro relativo mínimo e máximo de, respectivamente, 2,22% e 2,40%. O controle é ajustado automaticamente no instante 0,233 s, possibilitando a operação com injeção de potência nominal na rede. É importante ressaltar que o DHT das correntes durante a operação com o controle por banda de histerese é cerca de 7 vezes maior quando comparado à operação com controle ajustado, sendo um dos motivos pelos quais apenas é utilizado durante a etapa de estimação de parâmetros. Outra desvantagem do CCBH é não fixar uma frequência de chaveamento, uma vez que o

Tabela 6.1: Parâmetros utilizados em simulação para o caso de planta RL.

Parâmetro	Valor
R_1	$0,25 \Omega$
L_1	$1,0 mH$
R_g	$0,25 \Omega$
L_g	$1,0 mH$
C_{cc}	$5 mF$
f_s	$12 kHz$
V_{cc}	$500 V$
S_{nom}	$5 kVA$
$PI_{cc}(s)$	$10 + 600/s$
$PI_{PLL}(s)$	$480 + 115.200/s$

evento passa a ser consequência do erro instantâneo de corrente, como mostrado no Apêndice C.

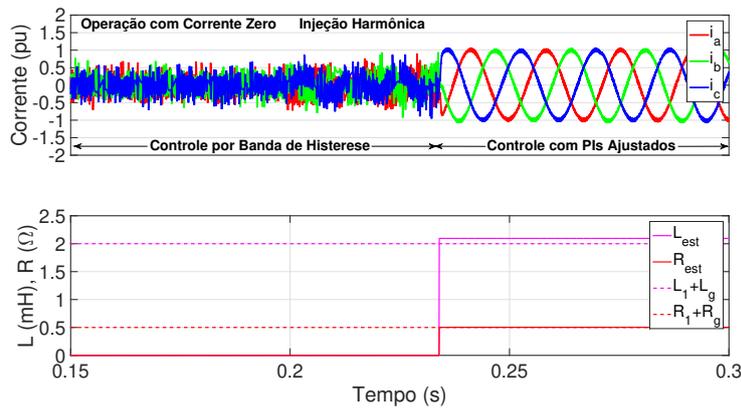


Figura 6.2: Metodologia proposta considerando correntes iniciais nulas para uma planta RL.

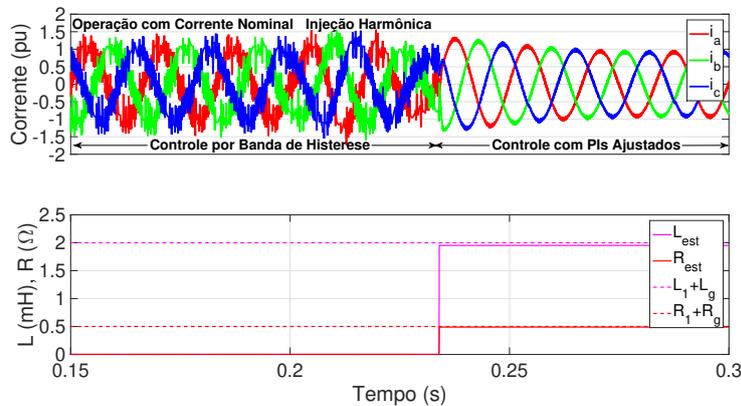


Figura 6.3: Metodologia proposta considerando correntes iniciais nominais para uma planta RL.

Com o intuito de mostrar o potencial de estimação do método utilizado, a Figura 6.4 mostra um resultado onde os parâmetros da rede variaram em degraus de $0,25\ \Omega$ para R_g e de $1\ mH$ para L_g nos instantes $0,233\ s$ e $0,267\ s$. O erro médio relativo entre as grandezas estimadas e utilizadas na simulação foi em torno de $4,20\%$, considerando todas as estimações feitas nesta etapa, sendo aceitável. Ressalta-se que o erro relativo do método depende da frequência de amostragem utilizada, atingindo valores ainda menores em publicações associadas a esta tese [16, 19], onde foi utilizada uma frequência de amostragem de $60\ kHz$. Optou-se pela utilização de $12\ kHz$ nesta etapa do trabalho com o intuito de não restringir as aplicações do método.

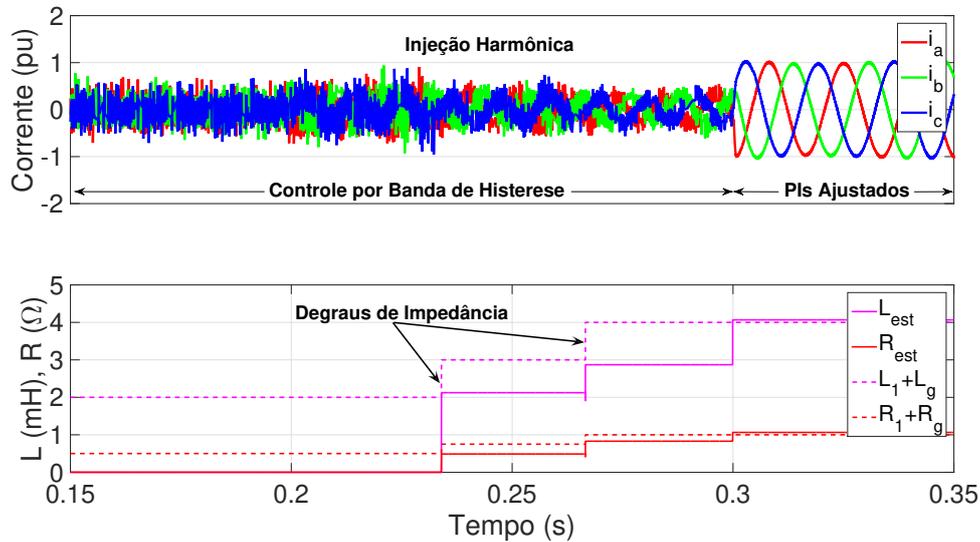


Figura 6.4: Processo de estimação considerando variações de impedância da rede elétrica.

6.2 Validação Considerando uma Planta com Característica Ressonante

O sistema nesta etapa é modelado como mostrado na Figura 6.5, onde agora tem-se a presença de uma planta tipo LCL, possuindo uma característica ressonante a ser amortecida para que o controle em malha fechada seja estável, conforme já discutido anteriormente. O controle implementado é como mostrado na Figura 4.5, onde o PLL e controle de tensão do barramento CC são ajustados pela metodologia clássica [8, 27], e o controlador de corrente e o amortecimento ativo via filtro *Notch* são ajustados após o método de estimação utilizado através de (3.21), (3.22), (4.4) e (4.5). Os parâmetros utilizados para esta simulação podem ser vistos na Tabela 6.2,

considerando a rede elétrica de 220 V e 60 Hz.

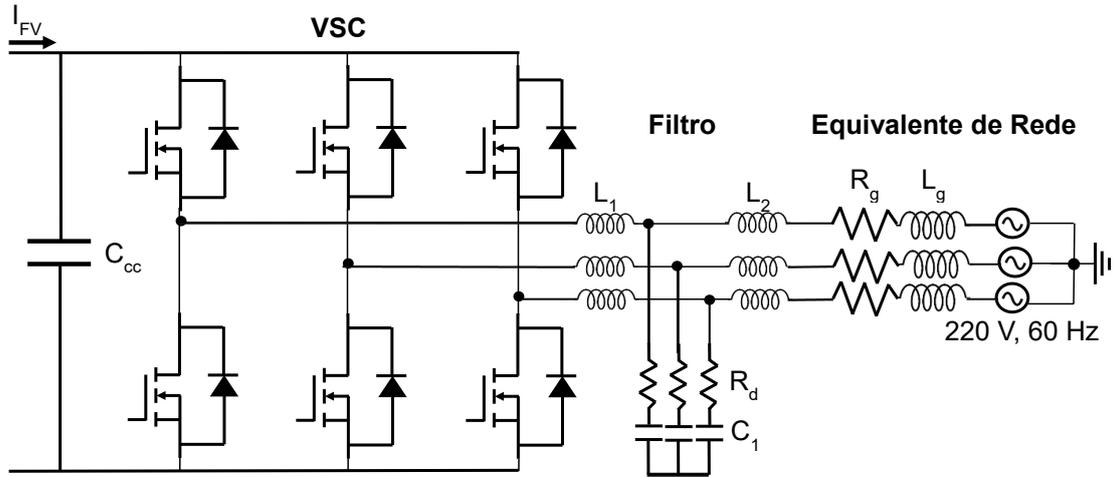


Figura 6.5: Sistema modelado em simulação para uma planta com característica ressonante.

Tabela 6.2: Parâmetros utilizados em simulação para o caso de uma planta com característica ressonante.

Parâmetro	Valor
L_1	$1,0\text{ mH}$
L_2	$0,5\text{ mH}$
R_g	$0\ \Omega$
L_g	$1,0\text{ mH}$
R_d	$0,480\ \Omega$
C_1	$6,80\ \mu\text{F}$
C_{cc}	5 mF
f_s	12 kHz
V_{cc}	500 V
S_{nom}	5 kVA
$PI_{cc}(s)$	$10 + 600/s$
$PI_{PLL}(s)$	$480 + 115.200/s$

Primeiramente, com o intuito de mostrar o problema de ressonância e instabilidade através da simulação, o amortecimento ativo não é considerado, sendo apenas utilizado o controlador PI ajustado após o processo de estimação. A Figura 6.6

apresenta as correntes de saída do conversor e de saída para a rede para esta situação, além da indutância estimada do sistema, onde o processo de estimação começa no instante 0,100 s e termina no instante 0,133 s. Observa-se que a indutância é estimada corretamente, apresentando um erro médio relativo de 3,84% em relação ao valor esperado, porém o sistema rapidamente apresenta instabilidade ao passar do controle por banda de histerese para o controle com PIs ajustados, onde as formas de onda de corrente exibem claramente um comportamento ressonante, que por sua vez pode ser detalhado através do espectro harmônico de corrente de saída para a rede, como mostrado na Figura 6.7. Nota-se que se tem o fenômeno de ressonância ocorrendo entre 2400 e 2500 Hz, estando de acordo com o valor de 2492 Hz calculado por (4.4) para o sistema simulado.

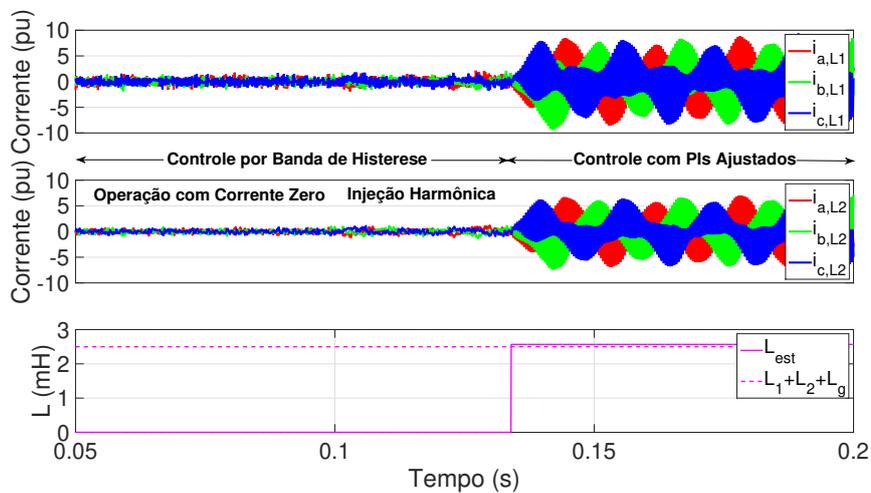


Figura 6.6: Correntes do lado do conversor e de saída para a rede para uma planta ressonante sem amortecimento ativo.

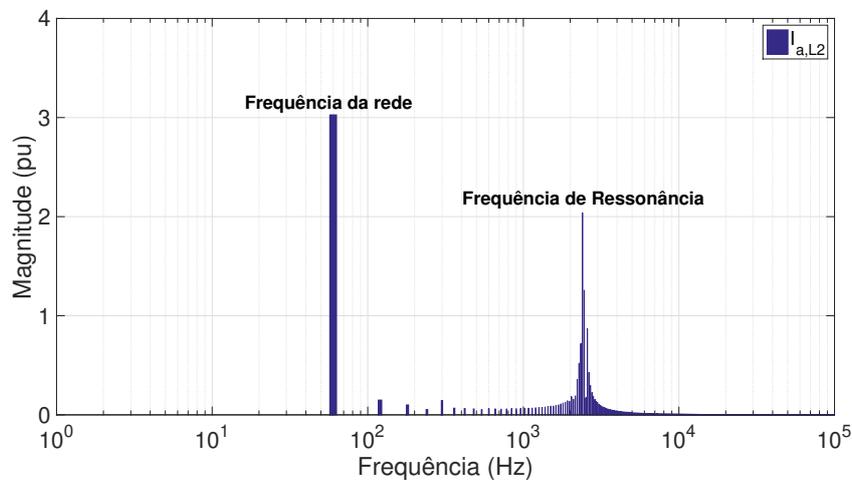


Figura 6.7: Espectro harmônico com o detalhe do fenômeno de ressonância.

É então repetido o mesmo procedimento, porém agora utilizando a técnica de amortecimento ativo através de filtro *Notch*, projetado conforme (4.4) e (4.5) após a estimação da indutância da rede. O respectivo resultado pode ser visto na Figura 6.8, onde observa-se que a ressonância contida nas formas de onda de corrente é rapidamente amortecida, permitindo que o sistema opere de forma estável, com as margens de estabilidade da Tabela 4.2, e com a dinâmica projetada, validando a metodologia proposta.

Analisando os resultados apresentados nesta seção, pode-se observar que a metodologia proposta permite que um VSC consiga operar conectado a uma rede desconhecida com a dinâmica desejada e altas margens de estabilidade. Ou seja, não há a necessidade do operador ajustar quaisquer parâmetros do ponto de vista de controle em malha fechada, uma vez que é feito o ajuste automático após o processo de estimação. Os resultados mostram que a metodologia funciona tanto para o caso de um sistema simplificado, com modelagem RL, quanto para um sistema mais complexo, com característica ressonante.

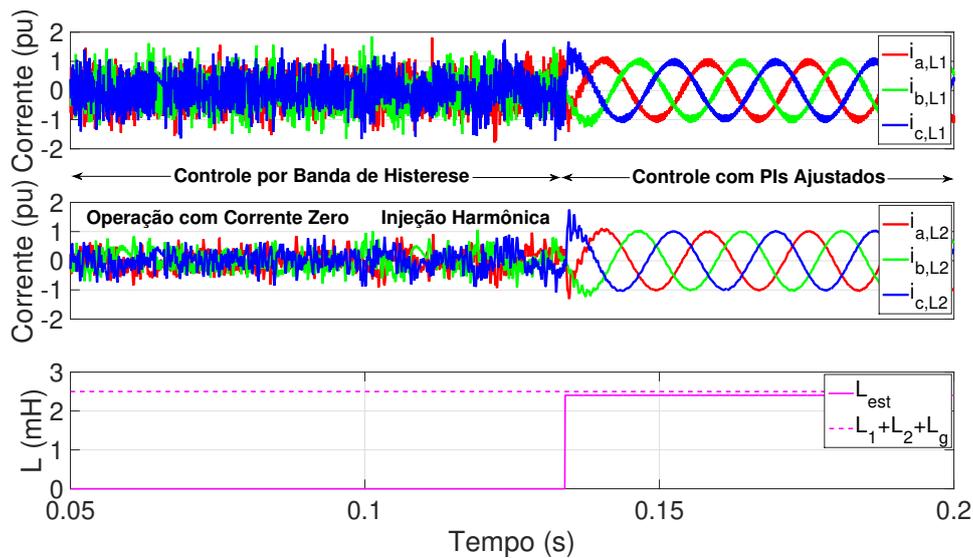


Figura 6.8: Correntes do lado do conversor e de saída para a rede para uma planta ressonante com amortecimento ativo.

6.3 Validação em um Modelo de Rede Proposto na Literatura

Apesar dos resultados anteriores serem satisfatórios, a validação foi feita considerando um modelo de rede simplificado através de seu equivalente de Thévenin, composto por uma impedância linear e uma fonte de tensão. Considerando o exposto

na Seção 2.1.3, onde a literatura recente vem incentivando a utilização de modelos mais representativos de rede elétrica, serão mostrados nesta seção os resultados obtidos considerando o sistema de testes proposto em [12] e mostrado na Figura 2.7, onde a conexão com a rede é feita através de um transformador trifásico de relação $420(\Delta) : 220(Y)$ conectado à barra BT1, conforme mostrado na Figura 6.9.

Deve-se ressaltar que a impedância desta rede, vista a partir de BT1, apresenta comportamentos não lineares que acarretam também em harmônicos de tensão no PAC, exibidos nas Figuras 2.8, 2.10 e 2.11. Desta forma, a validação e análise de resultados para este caso terão um impacto mais expressivo. Além disso, as Figuras 2.13 e 2.15 já demonstraram o problema de regime permanente que existe ao se integrar um VSC com uma rede com as características mencionadas, onde as correntes de saída do conversor se distorcem nas frequências onde existem os harmônicos de tensão. É exigido, assim, não só o controle proposto na Figura 4.5, mas também o paralelismo de controladores ressonantes descrito nas Seções 3.5 e 4.4, cujos ganhos foram calculados de forma a garantir a estabilidade da malha de controle, e a satisfazer correntes harmônicas menores que 1,8% e 1,5%, respectivamente, para harmônicos de tensão de 5% nas frequências de 300 Hz e 600 Hz, respectivamente, no referencial síncrono, de acordo com o cálculo analítico proposto e resumido na (5.35). Os parâmetros elétricos e de controle utilizados na simulação são mostrados na Tabela 6.3.

Com o intuito de mostrar, primeiramente, as consequências de se empregar o controle proposto no sistema em questão sem a utilização dos controladores ressonantes, a Figura 6.10 mostra as correntes de saída do VSC nesta situação, onde é possível notar um aspecto distorcido em regime permanente similar ao já mostrado anteriormente na Figura 2.13, caracterizando um DHT de 5,36%. A Figura 6.11 mostra o espectro harmônico das correntes de saída para a rede nesta situação, mostrando a infração com relação aos limites propostos na IEEE 519-2014 [14], como no DHT acima de 5% e na componente de ordem 11 com amplitude acima de 2%. Tais resultados mostram que a proposta deste trabalho, sem considerar a mitigação de distorções de regime permanente, não seria suficiente para integrar adequadamente conversores a redes com comportamentos mais realísticos.

Com a consideração dos controladores ressonantes, os quais foram inicialmente ajustados de acordo com a metodologia proposta em (5.35) para uma imposição de 3,5% de tensão harmônica $V_h(\%)$ para 1% de corrente harmônica $I_h(\%)$, a Figura 6.12 mostra os resultados obtidos. Comparando-se as correntes trifásicas com as mostradas na Figura 6.10, nota-se que a distorção de regime permanente é devidamente mitigada, obtendo-se um DHT de 2,62% para as correntes de saída para a rede, sendo aproximadamente metade do valor encontrado no caso sem mitigação. A Figura 6.13 também mostra, através do espectro harmônico das correntes, que o

resultado encontrado está de acordo com o estabelecido na IEEE 519-2014, onde as componentes harmônicas estão dentro dos limites técnicos.

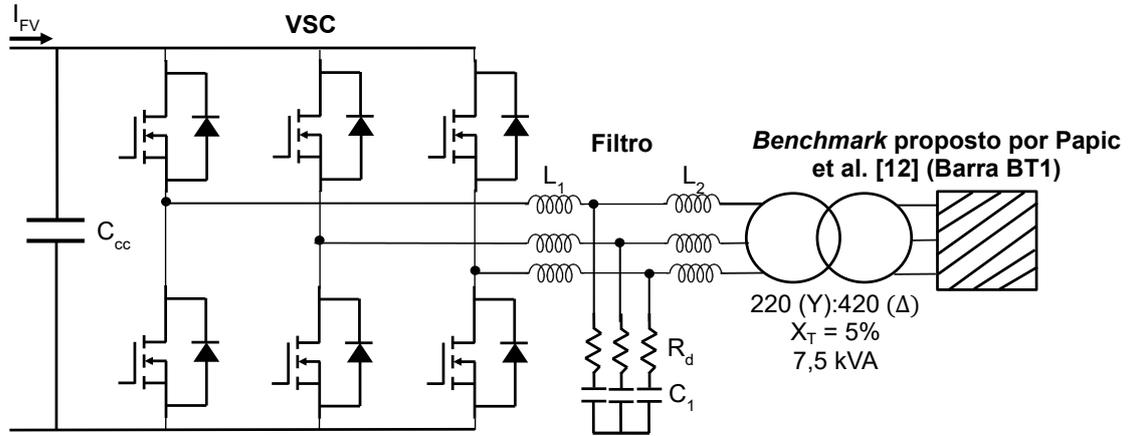


Figura 6.9: Diagrama de simulação considerando a rede como o *Benchmark* proposto por Paptic et al.

Tabela 6.3: Parâmetros simulados na integração do VSC com o *Benchmark*.

Parâmetro	Valor
L_1	$1,0\text{ mH}$
L_2	$0,5\text{ mH}$
L_T	$1,0\text{ mH}$
R_d	$0,480\ \Omega$
C_1	$6,80\ \mu\text{F}$
C_{cc}	5 mF
f_s	12 kHz
V_{cc}	500 V
S_{nom}	5 kVA
$PI_{cc}(s)$	$10 + 600/s$
$PI_{PLL}(s)$	$480 + 115.200/s$
$G_6(s)$	$197,9s/(s^2 + 94,25s + 3,55 \times 10^6)$
$G_{12}(s)$	$508,9s/(s^2 + 188,5s + 1,42 \times 10^7)$

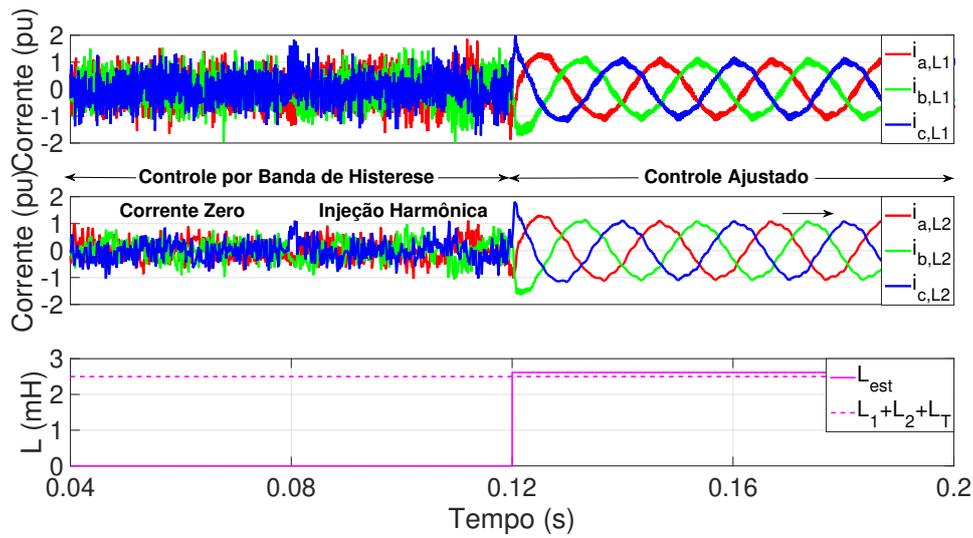


Figura 6.10: Correntes de saída do VSC sem a utilização dos controladores ressonantes no método proposto, considerando a integração com o *Benchmark* proposto por Papic et al.

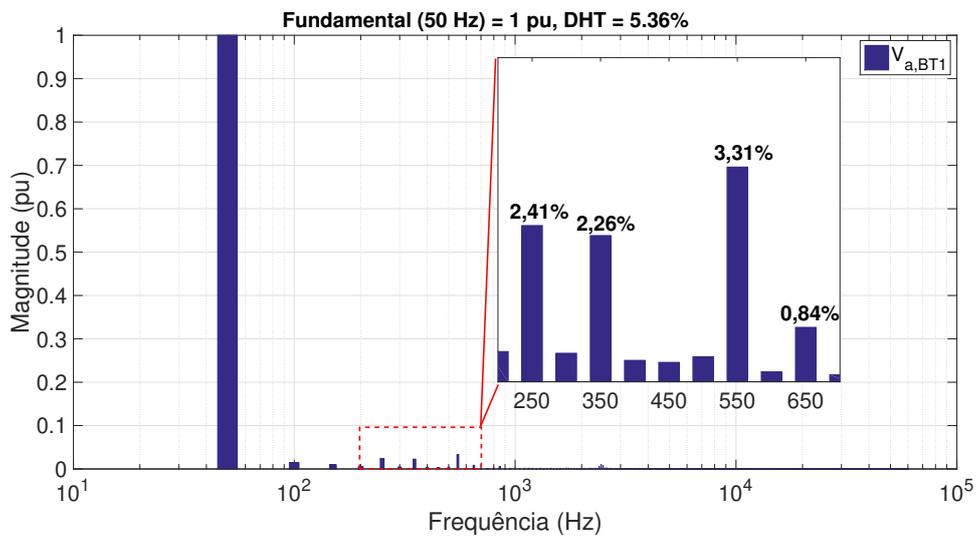


Figura 6.11: Espectro harmônico das correntes de saída para a rede infringindo o estabelecido na IEEE 519-2014.

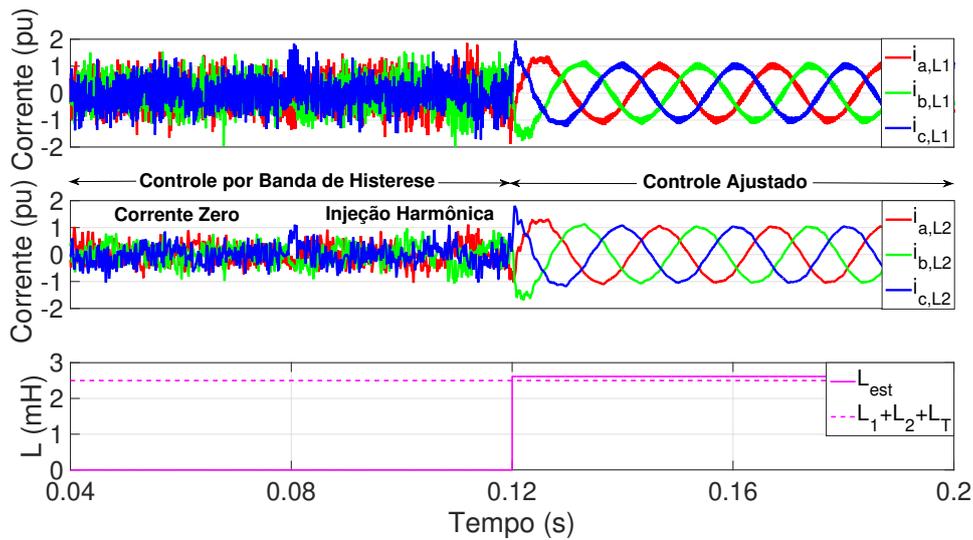


Figura 6.12: Correntes de saída do VSC com o controle proposto, considerando a integração com o *Benchmark* proposto por Papic et al.

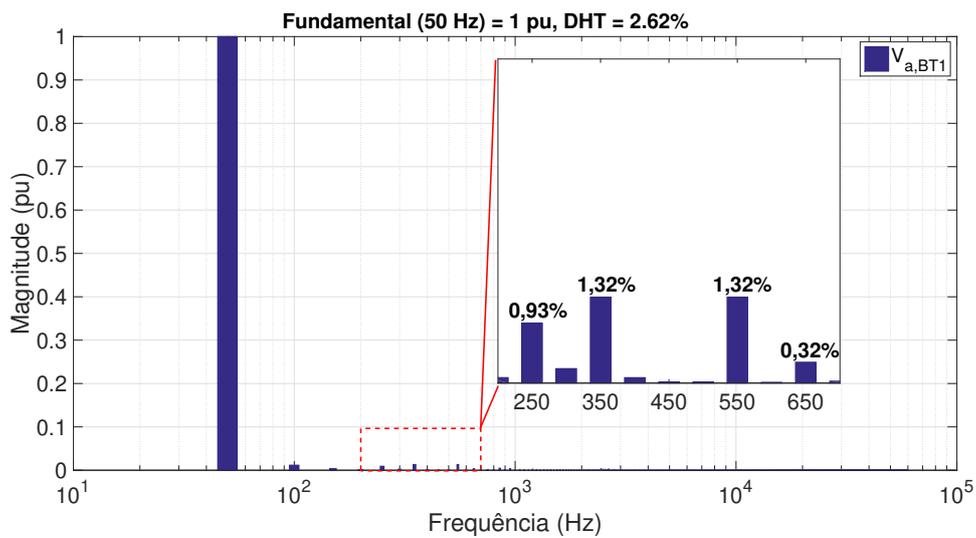


Figura 6.13: Espectro harmônico das correntes de saída para a rede obedecendo o estabelecido na IEEE 519-2014.

6.4 Conclusões do Capítulo

Este capítulo permitiu a validação da proposta através de diversos resultados de simulação. Primeiramente, a proposta de estimação de parâmetros para ajuste dos controladores em uma planta RL foi validada, como mostrado nas Figuras 6.2, 6.3 e 6.4. Os parâmetros foram estimados com um erro médio de 4,20%, sendo satisfa-

tório, podendo ser ainda menor em aplicações com frequências de amostragem mais elevadas.

Em seguida, foi feita a validação em um sistema contendo característica ressonante, composto por um filtro LCL e uma rede modelada por um equivalente de Thévenin. As Figuras 6.6 e 6.7 mostraram que a ausência de amortecimento gera instabilidade para o controle em malha fechada, sendo solucionada através da adição de amortecimento ativo de forma digital no controle, como indicado pelos resultados mostrados na Figura 6.8.

Por fim, a proposta deste trabalho foi validada em uma planta composta pela combinação de um filtro LCL com o modelo de rede proposto por Papic et al. [12]. Além dos problemas mencionados nas etapas anteriores, foi mostrado através das Figuras 6.10 e 6.11 que as correntes de saída do VSC se distorcem em regime permanente devido aos distúrbios harmônicos de tensão existentes, os quais são consequência da própria rede elétrica com a presença de cargas não lineares.

Os controladores ressonantes adicionados em paralelo e ajustados nas frequências características da rede foram capazes de mitigar o problema, como mostrado nas Figuras 6.12 e 6.13, onde o DHT das correntes reduziu de 5,36% para 2,62%, fazendo com que as diretrizes da IEEE 519-2014 fossem satisfeitas.

Assim, foi possível validar a metodologia de auto-ajuste proposta neste trabalho através de simulações, abordando e solucionando em conjunto todos os problemas anteriormente mencionados, sendo eles: rastreamento assintótico de referências com desempenho adequado, mitigação de instabilidade e ressonâncias, e rejeição de distorções harmônicas em regime permanente. As validações através de resultados experimentais serão mostradas no próximo capítulo.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

Este capítulo apresenta os experimentos realizados ao longo do trabalho com o intuito de validar partes da metodologia proposta. Primeiramente, foi feita a validação da proposta de auto-ajuste após estimação dos parâmetros da rede elétrica, utilizando um protótipo em escala reduzida. Em seguida, foi feita a validação da análise de rejeição a distúrbio harmônico e da metodologia de ajuste de controlador ressonante para mitigação de distorção, utilizando um simulador em tempo real.

7.1 Validação da Metodologia de auto-ajuste com Protótipo em Escala Reduzida

Para tanto, foi utilizado um protótipo em escala reduzida produzido em um trabalho anterior [58], mostrado na Figura 7.1 e composto por um inversor estático de baixa potência, modelo BOOSTXL-DRV8305EVM, um DSP de modelo TMSF28377S, ambos produzidos pela *Texas Instruments*, com sensoriamento interno de tensão nas saídas da ponte inversora através de filtros analógicos tipo passa-baixa, sensoriamento externo de tensão para sincronismo, e sensoriamento externo de corrente para realimentação. Foi utilizado um filtro indutivo de saída e então feita a integração do protótipo com a rede elétrica local através de um transformador de relação $15(\Delta) : 220(Y)$, sendo então possível fazer a troca de potência ativa e reativa com a mesma em níveis adequados de tensão e corrente. A alimentação do conversor no elo CC foi feita através de uma fonte de tensão regulada, que poderia representar, por exemplo, um sistema de geração fotovoltaico durante um período de geração fixa. A Tabela 7.1 apresenta todos os parâmetros elétricos e de controle utilizados nesta etapa.

Assim como feito no capítulo anterior através das simulações, é primeiramente feita a validação experimental da proposta para uma planta tipo RL, onde o conversor inicialmente opera com um controlador de corrente por banda de histerese,

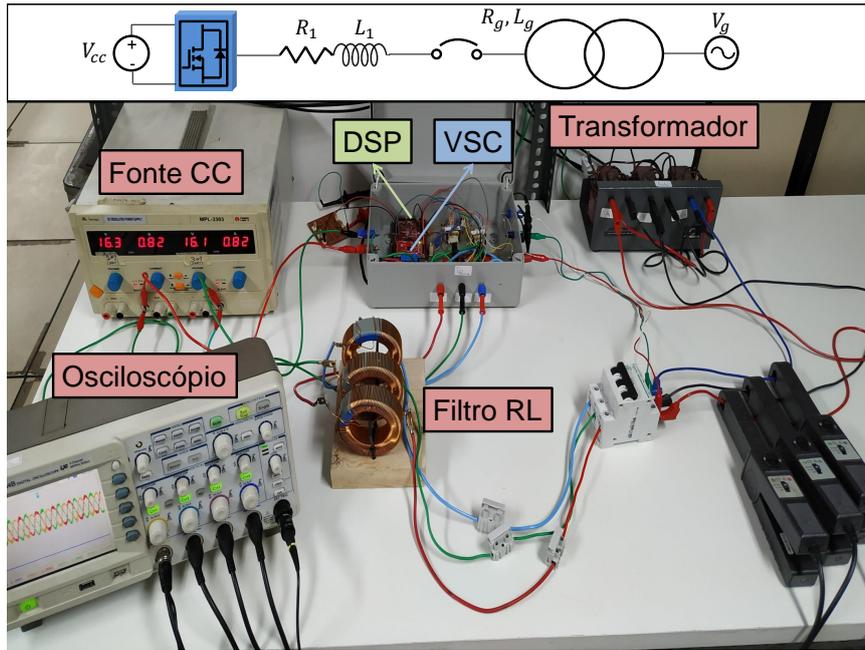


Figura 7.1: Protótipo em escala reduzida utilizado para validação experimental.

Tabela 7.1: Parâmetros utilizados na montagem em bancada.

Parâmetro	Valor
V_{cc}	36 V
I_{nom}	3 A
L_1	1,0 mH
R_1	0,5 Ω
f_s	60 kHz
V_g	220 V
f_g	60 Hz
L_g	1,0 mH
R_g	0,5 Ω
$PI_{PLL}(s)$	480 + 115.200/s

capaz de injetar correntes harmônicas na rede, e então permitir que seus parâmetros sejam estimados para ajuste automático do controlador de corrente. As Figuras 7.2 e 7.3 apresentam os resultados obtidos, onde a primeira mostra um caso onde as correntes iniciais são controladas em torno de um valor nulo, representando um comissionamento do inversor com a ausência de uma geração no elo CC, e a segunda mostra o caso onde as correntes já são inicialmente controladas em torno de um valor próximo ao nominal. Em ambos os casos, as correntes harmônicas de 90 Hz são injetadas na rede, e após 33,33 ms, são obtidos os parâmetros do sistema e então ajustados os controladores, permitindo que o controle ajustado possa operar a partir desse instante.

Com os resultados apresentados até o momento, conclui-se que a metodologia

proposta é funcional e apresenta potencial de aplicação, restando ainda se fazer a validação para o caso de um sistema contendo característica ressonante, mais próximo do que se poderia encontrar na prática. Nesta nova validação, será feita a implementação do amortecimento ativo durante a etapa de ajuste automático de controladores, após a estimação, que deve evitar os fenômenos de ressonância e garantir estabilidade do sistema em malha fechada.

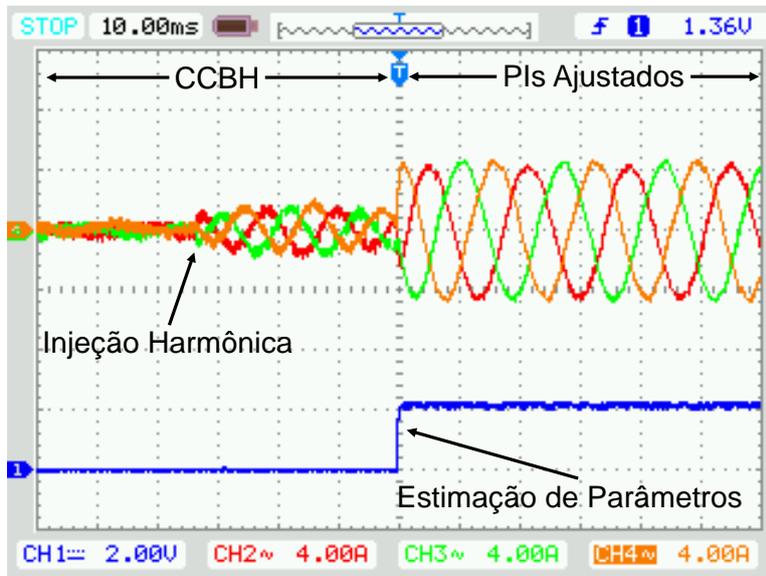


Figura 7.2: Resultado experimental da estimação de parâmetros e auto-ajuste de controladores considerando correntes iniciais nulas.

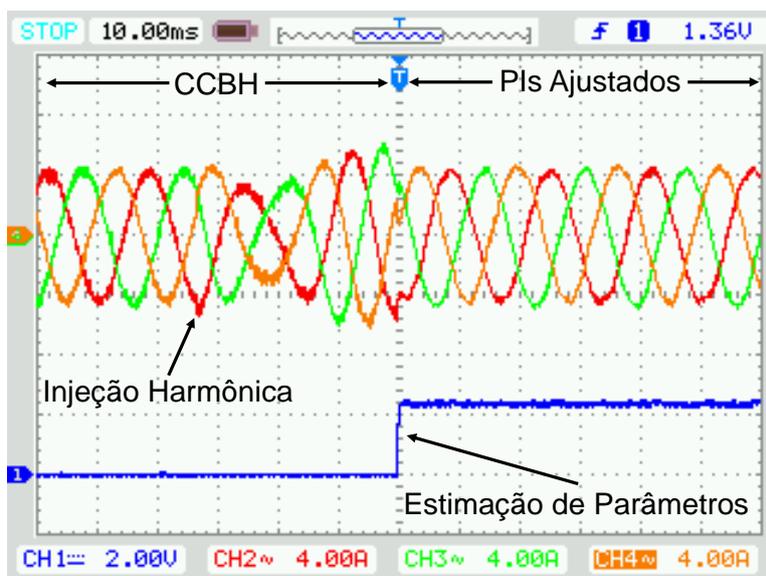


Figura 7.3: Resultado experimental da estimação de parâmetros e auto-ajuste de controladores considerando correntes iniciais nominais.

7.2 Validação da Análise de Rejeição a Distúrbio com Utilização de Simulador em Tempo Real

Com o intuito de validar a análise proposta de rejeição a distúrbios harmônicos e a metodologia proposta de ajuste de controladores ressonantes, destacadas na Seção 5.2.1, foi utilizado o simulador de tempo real Typhoon HIL402, onde o sistema mostrado na Figura 7.4 foi modelado, possibilitando a aplicação de harmônicos de tensão durante a operação do conversor, e também adotado o processador de sinal digital (DSP) baseado no *launchpad* TMDSDOCK28379D, onde todo o algoritmo de controle da Figura 5.16 foi implementado, incluindo os PIs, ressonantes e filtro *Notch*. O experimento pode ser observado na Figura 7.5 em operação, contendo as unidades descritas anteriormente, bem como o osciloscópio RIGOL DS1064B para observação e gravação das grandezas medidas. A Tabela 7.2 destaca os parâmetros adotados durante o experimento.

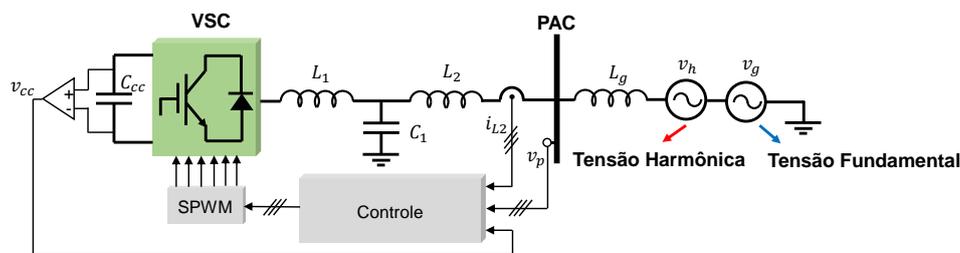


Figura 7.4: Sistema modelado no simulador em tempo real para validação da análise de distúrbio harmônico.

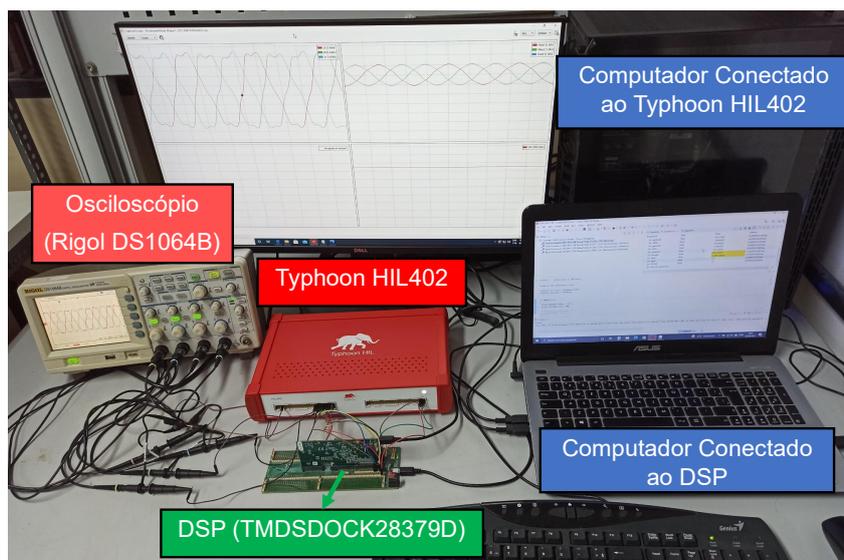


Figura 7.5: Experimento executado em laboratório com simulador em tempo real.

Tabela 7.2: Parâmetros utilizados no experimento para análise de distúrbio harmônico.

Parameter	Value
L_1	1.0 mH
L_2	0.5 mH
L_g	1.0 mH
C_1	$6.8\text{ }\mu\text{F}$
f_s	10 kHz
$K(s) = K_p + K_i/s$	$0.1336 + 32.06/s$
$N(s)$	$(s^2 + 2.5 \times 10^8)/(s^2 + 22100s + 2.5 \times 10^8)$
f_g	60 Hz
V_g	$127\sqrt{2}\text{ V (pico/fase)}$
I_{L2}	20 A (pico/fase)
Z_b	$8.98\text{ }\Omega$
V_{cc}	500 V
$PI_{cc}(s)$	$10(1 + 60/s)$
$PI_{PLL}(s)$	$480 + 115.200/s$

Em termos de procedimento, foi primeiramente feita a variação da amplitude do quinto harmônico de tensão da rede elétrica de 1,5% até 6% e verificada a amplitude do mesmo harmônico nas correntes de saída do conversor para a rede. Tais resultados foram comparados com os obtidos através do modelo de rejeição a distúrbio da (5.27) para $K_h = 0$, resultando no gráfico da Figura 7.6. Pode-se observar que houve uma boa aderência entre o modelo e os resultados obtidos no experimento, caracterizada por um erro mínimo de 1,21%, erro médio de 2,47% e erro máximo de 4,80%.

Como exemplo, a Figura 7.7 destaca o caso onde a rede apresentava um quinto harmônico de amplitude igual a 5%, acarretando em correntes de saída do conversor com 8,6% de quinto harmônico. Foi então feita a implementação de um controlador ressonante com $K_h = 1,15$, encontrado por sua vez através da (5.35) para uma condição imposta de 4,5% de quinto harmônico de corrente para 5% de quinto harmônico de tensão. O resultado obtido no experimento para este caso pode ser visto na Figura 7.8, onde as correntes de saída do conversor apresentam 4,18% de quinto harmônico para um distúrbio harmônico de 5%, estando de acordo com as condições utilizadas para o projeto do controlador ressonante, validando a metodologia.

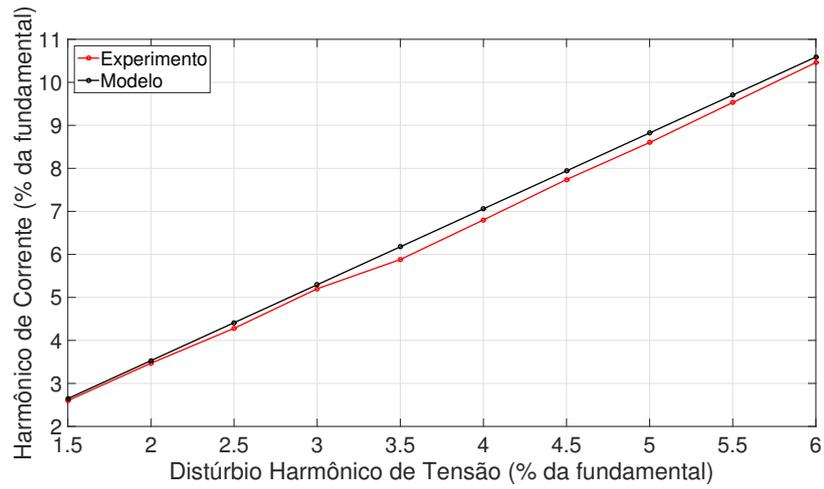


Figura 7.6: Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e o experimento.

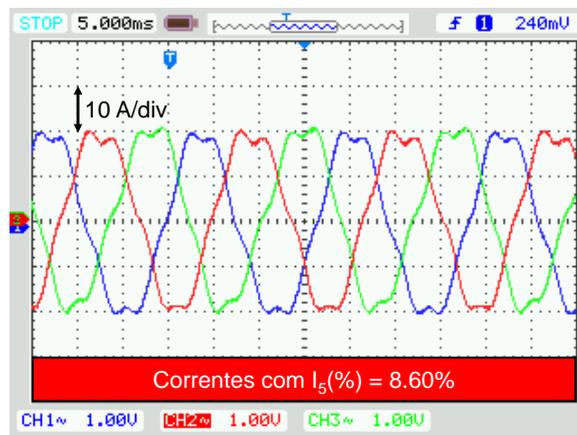


Figura 7.7: Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 5º harmônico de tensão de 5%.

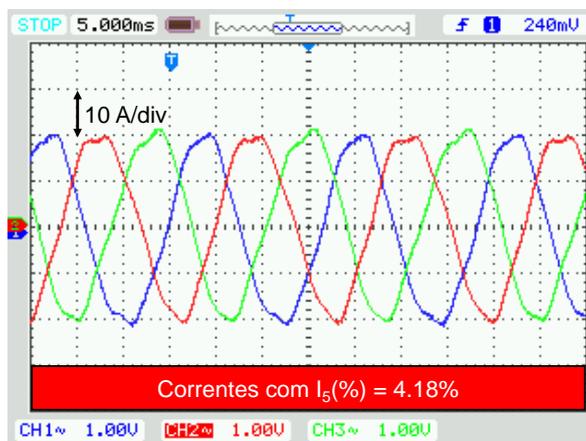


Figura 7.8: Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 5º harmônico de tensão de 5% e implementação de controlador ressonante.

Além disso, a análise de rejeição a distúrbio foi também validada para outros harmônicos característicos como o 7º, 11º e 13º, além do 5º que já havia sido destacado anteriormente. A Figura 7.9 compara as respostas obtidas ao longo dos experimentos com as respectivas respostas da (5.27) para $K_h = 0$, levando em conta que o quinto harmônico de sequência negativa e o sétimo harmônico de sequência positiva convergem para o sexto harmônico no referencial síncrono, assim como o décimo-primeiro harmônico de sequência negativa e o décimo-terceiro harmônico de sequência positiva convergem para o décimo-segundo harmônico no referencial síncrono. Os erros médios obtidos nas comparações foram de 2,47%, 3,47%, 2,77% e 3,10% para os casos de 300 Hz, 420 Hz, 660 Hz e 780 Hz, respectivamente. Como exemplo, as Figuras 7.10, 7.11 e 7.12 mostram as correntes de saída para a rede considerando um distúrbio harmônico de tensão de 5% nas frequências referentes ao 7º, 11º e 13º harmônicos.

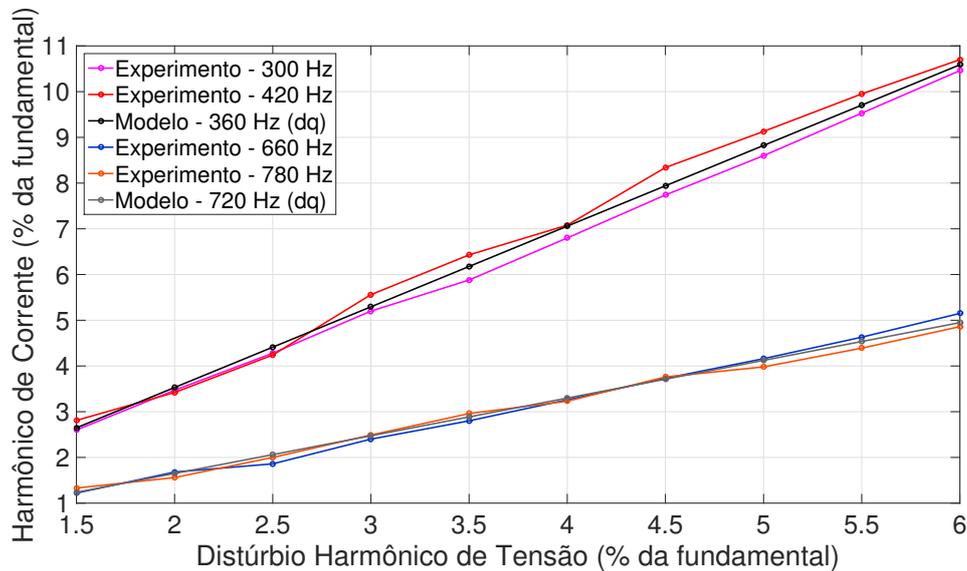


Figura 7.9: Comparação entre o modelo de rejeição a distúrbios e o experimento realizado para diferentes harmônicos característicos.

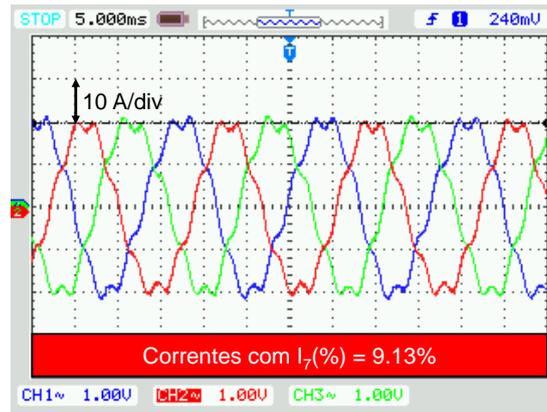


Figura 7.10: Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 7^o harmônico de tensão de 5%.

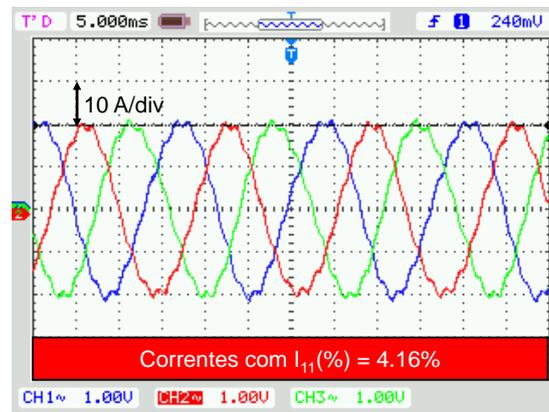


Figura 7.11: Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 11^o harmônico de tensão de 5%.

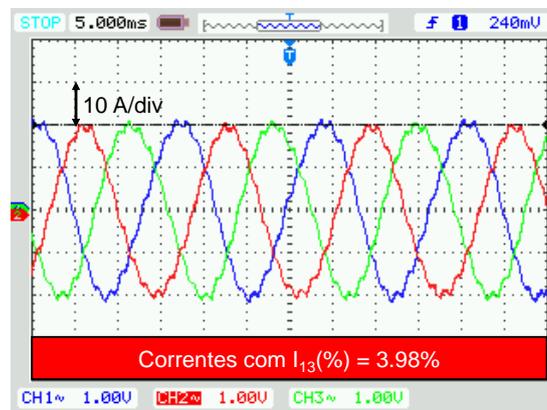


Figura 7.12: Correntes de saída para a rede considerando um distúrbio de 13^o harmônico de tensão de 5%.

7.3 Conclusões do Capítulo

O protótipo em escala reduzida utilizado foi suficiente para validar experimentalmente a primeira parte da proposta descrita neste trabalho, sendo testada uma planta de característica RL, onde foi possível fazer a estimação de parâmetros através de um controlador por banda de histerese, e em seguida ajustar os ganhos dos controladores de corrente de forma automática para a operação convencional, conforme mostrado nas Figuras 7.2 e 7.3. Ou seja, foi possível auto-ajustar a malha de controle de rastreamento sem a necessidade do conhecimento prévio da planta.

Com relação ao modelo de rejeição a distúrbios harmônicos de tensão e a proposta de ajuste de controlador ressonante baseando-se em um critério de qualidade de energia, o experimento utilizando o simulador em tempo real com programação dos controles em DSP foi suficiente para a validação. Os baixos erros obtidos entre as medições e o modelo de rejeição proposto indicaram consistência para diversos harmônicos aplicados. Como estudo futuro, seria interessante a avaliação considerando a aplicação simultânea de múltiplos harmônicos de tensão no sistema e verificar a funcionalidade do modelo e da proposta de ajuste de controlador ressonante.

Capítulo 8

Conclusões e Propostas de Trabalhos Futuros

Este capítulo destaca as principais conclusões obtidas ao longo deste trabalho, indicando também as contribuições desta tese para a comunidade científica. Em seguida, são mencionadas algumas das propostas de trabalhos futuros possíveis a partir dos pontos atingidos na pesquisa.

8.1 Conclusões e Contribuições da Tese

Com o intuito de efetuar o auto-ajuste da malha de controle de rastreamento dos conversores conectados à rede, o método adotado para a estimação de parâmetros do sistema utilizando-se um controlador por banda de histerese foi validado através de simulações e experimentos, garantindo a operação do VSC de acordo com as condições analíticas de projeto sem necessitar do conhecimento prévio da planta. Apesar da metodologia de injeção de correntes interharmônicas para estimação de parâmetros já existir na literatura, este trabalho fez uma adaptação de forma a garantir o controle da corrente interharmônica durante esta etapa, ao invés de uma operação em malha aberta. Além de possibilitar este processo sem nenhum conhecimento prévio da planta, foi também feito o detalhamento técnico das consequências de se efetuar o procedimento de estimação através de correntes interharmônicas. Como produtos destas etapas e contribuições da pesquisa, os estudos [16, 18] foram publicados.

A etapa de auto-ajuste em si contemplou tanto o controlador principal da malha de controle de corrente quanto o filtro *Notch* responsável pelo amortecimento de ressonâncias que pudessem gerar instabilidade para o sistema. Os resultados obtidos, tanto de simulação quanto experimentais, validaram a proposta em diferentes casos onde o modelo da rede era desconhecido, sendo a malha de controle de corrente

auto-ajustada de acordo com a impedância estimada. Como produto da pesquisa vinculada à primeira parte desta contribuição, foi publicado o estudo [19].

Em seguida, foi proposta uma análise de rejeição a distúrbios com o intuito de possibilitar a previsão das correntes harmônicas de saída do conversor de acordo com os harmônicos de tensão provenientes da rede, sendo também validada através de simulações e experimentos. Tal análise permitiu o desenvolvimento de um ajuste analítico para controladores ressonantes responsáveis por mitigar as correntes harmônicas de saída do VSC. Os resultados indicaram consistência entre a metodologia proposta e as medidas obtidas, sendo atingido o objetivo desta etapa. O artigo produzido e associado a esta contribuição foi aceito para a publicação no final de Julho de 2022, e se encontra atualmente na etapa de produção editorial.

Por fim, foram analisados os modelos matemáticos considerando a influência da impedância da rede elétrica ao longo da frequência, os quais se mostraram relevantes em comparação aos modelos ideais principalmente para condições de conexão fracas. Foi observado que a consideração da impedância da rede ao longo da frequência pode causar modificações nas respostas em frequência do sistema, alterando o grau de rejeição a distúrbios harmônicos e também as margens de estabilidade. Tal contribuição ainda não foi publicada.

8.2 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, podem ser citados os seguintes pontos a partir do final da pesquisa realizada:

- Desenvolvimento de metodologias consistentes para a obtenção da resposta em frequência da rede elétrica em tempo real, além da representação próxima da frequência fundamental. Apesar de alguns estudos já terem realizado a varredura ao longo da frequência, é interessante ter um processo automatizado e consistente para que seja possível fazê-lo de acordo com a necessidade. Justifica-se esta proposta para que seja possível efetuar o rastreamento adequado em malha fechada e a rejeição a distúrbios harmônicos de forma mais exata.
- Analisar procedimentos e propostas para a realização de uma nova etapa de estimação de parâmetros e auto-ajuste da malha de controle após a operação inicial, considerando que a rede elétrica pode se modificar ao longo dos períodos operativos.
- Estudar a influência de múltiplos distúrbios harmônicos de tensão e em como adaptar a metodologia proposta nesta tese para ajuste analítico dos controla-

dores ressonantes operando em paralelo, objetivando garantir tanto as respostas aos distúrbios de acordo com o projeto, quanto as margens de estabilidade. Com a evolução futura desta etapa, os controladores responsáveis pela mitigação de distorções harmônicas de regime permanente também poderão ser auto-ajutados, assim como feito com os controladores principais da malha de controle de corrente.

- Prosseguir com as análises considerando modelos de rastreamento e rejeição a distúrbios considerando a influência da impedância da rede ao longo da frequência, uma vez que esta tese mostrou que podem haver mudanças significativas nas respostas do sistema, principalmente devido a pontos de ressonância. Assim, é proposto que sejam avaliados outros modelos de redes elétricas, além de se buscar casos encontrados em campo cujos fenômenos se assemelhem aos destacados nesta pesquisa.

Referências Bibliográficas

- [1] MAZA-ORTEGA, J., ACHA, E., GARCÍA, S., et al. “Overview of power electronics technology and applications in power generation transmission and distribution”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, v. 5, n. 4, pp. 499–514, 2017.
- [2] ALVES, A. G. P., DA SILVA DIAS, R. F., ROLIM, L. G. B. “Smooth synchronization method for the reconnection of islanded microgrids”. In: *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*, pp. 1–6, May 2018.
- [3] JIANG, D., LI, T., HU, Z., et al. “Novel Topologies of Power Electronics Converter as Active Magnetic Bearing Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 2, pp. 950–959, Feb 2020. ISSN: 1557-9948.
- [4] ZOU, C., RAO, H., XU, S., et al. “Analysis of Resonance Between a VSC-HVDC Converter and the AC Grid”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 12, pp. 10157–10168, Dec 2018. ISSN: 1941-0107.
- [5] MERAI, M., NAOUAR, M. W., SLAMA-BELKHODJA, I., et al. “An Adaptive PI Controller Design for DC-Link Voltage Control of Single-Phase Grid-Connected Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 8, pp. 6241–6249, Aug 2019. ISSN: 1557-9948.
- [6] LUHTALA, R., MESSO, T., ROINILA, T., et al. “Identification of Three-Phase Grid Impedance in the Presence of Parallel Converters”, *Energies*, v. 12, n. 14, pp. 2674, 2019.
- [7] HAN, Y., CHEN, H., LI, Z., et al. “Stability Analysis for the Grid-Connected Single-Phase Asymmetrical Cascaded Multilevel Inverter With SRF-PI Current Control Under Weak Grid Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 3, pp. 2052–2069, 2019.
- [8] TEODORESCU, R., LISERRE, M., RODRIGUEZ, P. *GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS*. 1 ed. , John Wiley & Sons, 2011.

- [9] JINMING, X., SHAOJUN, X. “LCL-resonance damping strategies for grid-connected inverters with LCL filters: a comprehensive review”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, v. 6, n. 2, pp. 292–305, 2018.
- [10] SALEEM, M., CHOI, K.-Y., KIM, R.-Y. “Resonance damping for an LCL filter type grid-connected inverter with active disturbance rejection control under grid impedance uncertainty”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 109, pp. 444 – 454, 2019. ISSN: 0142-0615. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061518332794>>.
- [11] RODRIGUEZ-DIAZ, E., FREIJEDO, F. D., VASQUEZ, J. C., et al. “Analysis and Comparison of Notch Filter and Capacitor Voltage Feedforward Active Damping Techniques for LCL Grid-Connected Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 4, pp. 3958–3972, April 2019. ISSN: 1941-0107.
- [12] PAPIČ, I., MATVOZ, D., ŠPELKO, A., et al. “A Benchmark Test System to Evaluate Methods of Harmonic Contribution Determination”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 34, n. 1, pp. 23–31, 2019.
- [13] ESCUDERO, M. V., ET AL. *Network modelling for harmonic studies*. In: Report 766, CIGRE, 2019.
- [14] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, 2014.
- [15] “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)*, pp. 1–138, 2018.
- [16] ALVES, A. G., ROLIM, L. G., DIAS, R. F., et al. “Detecção de Impedância Online para Conversores Fonte de Tensão através da Transformada Discreta de Fourier”, *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos-SBSE*, v. 1, n. 1, 2020. doi: <https://doi.org/10.48011/sbse.v1i1.2374>.
- [17] ASIMINOAEI, L., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., et al. “Implementation and test of an online embedded grid impedance estimation technique for PV inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 4, pp. 1136–1144, Aug 2005. ISSN: 1557-9948.

- [18] ALVES, A. G., ROLIM, L. G., DIAS, R. F., et al. “Online Impedance Estimation for Voltage Source Converters through the Discrete Fourier Transform”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 32, n. 5, pp. 1279–1288, 2021. doi: <https://doi.org/10.1007/s40313-021-00769-y>.
- [19] ALVES, A. G., ROLIM, L. G., DIAS, R. F., et al. “VSC plug-and-play operation using online grid parameter estimation for PI self-tuning”, *IET Power Electronics*, v. 13, n. 18, pp. 4359–4367, 2020. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pe1.2020.0776>.
- [20] ALVES, A. G. P., ROLIM, L. G. B., DIAS, R. F. S., et al. “Analysis of Grid-Connected VSCs Subject to Voltage Harmonic Disturbances: Prediction and Design Tool of Resonant Controllers”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1–11, 2022. doi: 10.1109/TEC.2022.3196244.
- [21] JESSEN, L., FUCHS, F. W. “Modeling of inverter output impedance for stability analysis in combination with measured grid impedances”. In: *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–7, 2015.
- [22] KNOP, A., FUCHS, F. W. “High frequency grid impedance analysis with three-phase converter and FPGA based tolerance band controller”. In: *2009 Compatibility and Power Electronics*, pp. 286–291, 2009.
- [23] SHAH, S., PARSA, L. “Impedance-Based Prediction of Distortions Generated by Resonance in Grid-Connected Converters”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 34, n. 3, pp. 1264–1275, 2019.
- [24] HARNEFORS, L., ZHANG, L., BONGIORNO, M. “Frequency-domain passivity-based current controller design”, *IET Power Electronics*, v. 1, n. 4, pp. 455–465, 2008.
- [25] HARNEFORS, L., YEPES, A. G., VIDAL, A., et al. “Passivity-Based Controller Design of Grid-Connected VSCs for Prevention of Electrical Resonance Instability”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 2, pp. 702–710, Feb 2015. ISSN: 1557-9948.
- [26] WANG, X., BLAABJERG, F., LOH, P. C. “Passivity-Based Stability Analysis and Damping Injection for Multiparalleled VSCs with LCL Filters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 11, pp. 8922–8935, Nov 2017. ISSN: 1941-0107.

- [27] YAZDANI, A., IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, And Applications*. 1 ed. , John Wiley & Sons, 2010.
- [28] LORENZEN, S. L., NIELSEN, A. B., BEDE, L. “Control of a grid connected converter during weak grid conditions”. In: *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–6, 2016.
- [29] BLAABJERG, F. *Control of Power Electronic Converters and Systems*. 2 ed. , Elsevier, 2018.
- [30] LU, M., AL-DURRA, A., MUYEEN, S. M., et al. “Benchmarking of Stability and Robustness Against Grid Impedance Variation for LCL -Filtered Grid-Interfacing Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, pp. 9033–9046, 2018.
- [31] WANG, G., DU, X., WANG, H., et al. “A Theory for Resonance-Generated Harmonics of Grid-Connected Converters”. In: *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–6, 2018.
- [32] SUN, J., WANG, G., DU, X., et al. “A Theory for Harmonics Created by Resonance in Converter-Grid Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 4, pp. 3025–3029, 2019.
- [33] SEIDI KHORRAMABADI, S., BAKHSHAI, A. “Critic-Based Self-Tuning PI Structure for Active and Reactive Power Control of VSCs in Microgrid Systems”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 6, n. 1, pp. 92–103, 2015.
- [34] ELNADY, A., ADAM, A. “Accurate self-adaptive PI controller of direct power and voltage control for distributed generation systems”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 28, n. 10, pp. e2611, 2018.
- [35] XU, Y., LI, F. “Adaptive PI Control of STATCOM for Voltage Regulation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 3, pp. 1002–1011, June 2014. ISSN: 1937-4208.
- [36] GOMIS-BELLMUNT, O., SONG, J., CHEAH-MANE, M., et al. “Steady-state impedance mapping in grids with power electronics: What is grid strength in modern power systems?” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 136, pp. 107635, 2022. ISSN: 0142-0615. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107635>. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S014206152100867X>>.

- [37] ROBERT, A., DEFLANDRE, T. *GUIDE FOR ASSESSING THE NETWORK HARMONIC IMPEDANCE*. In: Report ELT_167_6, CIGRE, 1996.
- [38] SOLTANI, H., DAVARI, P., ZARE, F., et al. “Characterization of Input Current Interharmonics in Adjustable Speed Drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 11, pp. 8632–8643, 2017.
- [39] SOLTANI, H., DAVARI, P., ZARE, F., et al. “Effects of Modulation Techniques on the Input Current Interharmonics of Adjustable Speed Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 1, pp. 167–178, 2018.
- [40] DE BITENCOURT, I. A. B., FIGUEIRA, H. H., MICHELS, L. *Análise do Desempenho de Inversores Fotovoltaicos Conectados à Rede Segundo ABNT NBR 16149 em Diferentes Cenários de Impedância de Rede*. In: Report ELT_167_6, CIGRE, 1996.
- [41] CIOBOTARU, M., TEODORESCU, R., RODRIGUEZ, P., et al. “Online grid impedance estimation for single-phase grid-connected systems using PQ variations”. In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2306–2312, June 2007.
- [42] ROINILA, T., VILKKO, M., SUN, J. “Broadband methods for online grid impedance measurement”. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3003–3010, Sep. 2013.
- [43] DA SILVA, N. M. *Método de Estimação de Parâmetros para Conversores VSC Conectados à Rede*. M.Sc. dissertation, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2019.
- [44] ROINILA, T., MESSO, T. “Online Grid-Impedance Measurement Using Ternary-Sequence Injection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, pp. 5097–5103, Sep. 2018. ISSN: 1939-9367.
- [45] ARIF, B., TARISCIOTTI, L., ZANCHETTA, P., et al. “Grid Parameter Estimation Using Model Predictive Direct Power Control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 6, pp. 4614–4622, Nov 2015. ISSN: 1939-9367.
- [46] HOFFMANN, N., FUCHS, F. W. “Minimal Invasive Equivalent Grid Impedance Estimation in Inductive–Resistive Power Networks Using Extended Kalman Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, pp. 631–641, 2014.

- [47] FANG, J., YU, J., ZHANG, Y., et al. “An Estimation-Based Solution to Weak-Grid-Induced Small-Signal Stability Problems of Power Converters”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [48] ESPARZA, M., SEGUNDO, J., GURROLA-CORRAL, C., et al. “Parameter Estimation of a Grid-Connected VSC Using the Extended Harmonic Domain”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 8, pp. 6044–6054, Aug 2019. ISSN: 1557-9948.
- [49] MENDES, J., OSÓRIO, L., ARAÚJO, R. “Self-tuning PID controllers in pursuit of plug and play capacity”, *Control Engineering Practice*, v. 69, pp. 73 – 84, 2017. ISSN: 0967-0661. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066117302095>>.
- [50] MOHAMMED, N., KEREKES, T., CIOBOTARU, M. “Communication-free Equivalent Grid Impedance Estimation Technique for Multi-inverter Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2022. doi: 10.1109/TIE.2022.3159921.
- [51] MISKOVIC, V., BLASKO, V., JAHNS, T. M., et al. “Observer-Based Active Damping of *LCL* Resonance in Grid-Connected Voltage Source Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 6, pp. 3977–3985, Nov 2014. ISSN: 1939-9367.
- [52] LU, M., WANG, X., LOH, P. C., et al. “Resonance Interaction of Multiparallel Grid-Connected Inverters With *LCL* Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 2, pp. 894–899, 2017.
- [53] YU, C., ZHANG, X., LIU, F., et al. “Modeling and Resonance Analysis of Multiparallel Inverters System Under Asynchronous Carriers Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, pp. 3192–3205, 2017.
- [54] AKHAVAN, A., MOHAMMADI, H. R., VASQUEZ, J. C., et al. “Passivity-Based Design of Plug-and-Play Current-Controlled Grid-Connected Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 2, pp. 2135–2150, 2020.
- [55] PEÑA-ALZOLA, R., LISERRE, M., BLAABJERG, F., 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, pp. 6754–6761, Dec 2014. ISSN: 1941-0107.

- [56] ZAMMIT, D., SPITERI STAINES, C., APAP, M., et al. “Design of PR current control with selective harmonic compensators using Matlab”, *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, v. 4, n. 3, pp. 347 – 358, 2017. ISSN: 2314-7172. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2314717217300053>>.
- [57] BUSARELLO, T. D. C., POMILIO, J. A., SIMOES, M. G. “Design Procedure for a Digital Proportional-Resonant Current Controller in a Grid Connected Inverter”. In: *2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–8, 2018.
- [58] ALVES, A. G. P. *Protótipo, Controle e Ressincronização de uma Microrrede Ilhada*. M.Sc. dissertation, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2018.
- [59] HUANG, J., YUAN, X. “Impact of the voltage feed-forward and current decoupling on VSC current control stability in weak grid based on complex variables”. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6845–6852, 2015.
- [60] WEN, B., BURGOS, R., BOROYEVICH, D., et al. “AC Stability Analysis and dq Frame Impedance Specifications in Power-Electronics-Based Distributed Power Systems”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 4, pp. 1455–1465, 2017.
- [61] ALVES, A. G. P., DIAS, R. F. S., ROLIM, L. G. B. “A Smooth Synchronization Methodology for the Reconnection of Autonomous Microgrids”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Feb 2020. ISSN: 2195-3899. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s40313-020-00576-x>>.
- [62] OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5 ed. , Pearson, 2009.
- [63] FADALI, M. S. *DIGITAL CONTROL ENGINEERING - ANALYSIS AND DESIGN*. 1 ed. , Elsevier, 2009.
- [64] HARNEFORS, L. “Implementation of Resonant Controllers and Filters in Fixed-Point Arithmetic”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 4, pp. 1273–1281, 2009.
- [65] CHEN, C., XIONG, J., WAN, Z., et al. “A Time Delay Compensation Method Based on Area Equivalence For Active Damping of an LCL -Type Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, pp. 762–772, 2017.

- [66] LISERRE, M., BLAABJERG, F., HANSEN, S. “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [67] BERES, R. N., WANG, X., BLAABJERG, F., et al. “Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 3, pp. 2083–2098, 2016.
- [68] GURROLA-CORRAL, C., SEGUNDO, J., ESPARZA, M., et al. “Optimal LCL-filter design method for grid-connected renewable energy sources”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 120, pp. 105998, 2020. ISSN: 0142-0615.
- [69] NASCIMENTO, C. F., WATANABE, E. H., DIENE, O., et al. “Analysis of Noncharacteristic Harmonics Generated by Voltage-Source Converters Operating Under Unbalanced Voltage”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 32, n. 2, pp. 951–961, 2017.
- [70] DURNA, E. “Effect of sampling frequency and execution time on hysteresis current controlled three-phase three-wire HAPF converters”. In: *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 817–824, 2016.
- [71] GIVAKI, K., CHEN, D., XU, L. “Current Error Based Compensations for VSC Current Control in Weak Grids for Wind Farm Applications”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 10, n. 1, pp. 26–35, 2019.
- [72] PAN, D., RUAN, X., BAO, C., et al. “Capacitor-Current-Feedback Active Damping With Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL-Type Grid-Connected Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 7, pp. 3414–3427, 2014.
- [73] NASCIMENTO, C. F., WATANABE, E. H., DIENE, O., et al. “Analysis of Noncharacteristic Harmonics Generated by Voltage-Source Converters Operating Under Unbalanced Voltage”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 32, n. 2, pp. 951–961, 2017. doi: 10.1109/TPWRD.2016.2593684.

Apêndice A

Estimação de Impedância por Varredura CA

O processo efetuado de estimação de impedância por varredura CA seguiu o mostrado na Figura A.1, onde correntes trifásicas balanceadas são injetadas em um determinado ponto de conexão da rede elétrica sob estudo. Para tanto, uma fonte de tensão configurada para a varredura CA é utilizada como referência, e é então utilizada a estratégia mostrada para se obter o ângulo θ_h correspondente ao argumento da função senoidal da fonte, baseada por sua vez na relação:

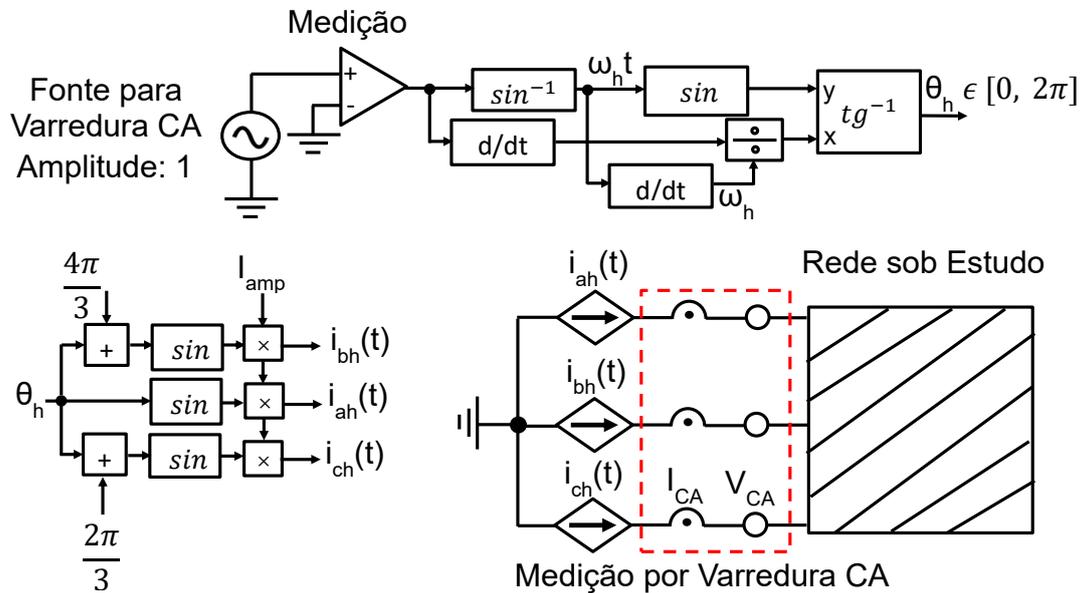


Figura A.1: Medição da impedância da rede através da varredura CA.

$$\cos(\omega_h t) = \frac{1}{\omega_h} \frac{d(\sin(\omega_h t))}{dt}. \quad (A.1)$$

Com o ângulo θ_h obtido, são gerados os argumentos defasados de $2\pi/3$ para a injeção das correntes simétricas com amplitude I_{amp} . Por fim, são utilizados os medidores por varredura CA para corrente I_{CA} e tensão V_{CA} , permitindo a obtenção da magnitude da impedância:

$$|Z|_{dB} = |V_{CA}|_{dB} - |I_{CA}|_{dB}, \quad (\text{A.2})$$

$$Z(\Omega) = 10^{|Z|_{dB}/20}. \quad (\text{A.3})$$

A fase da impedância, por sua vez, é obtida fazendo-se:

$$\angle Z = \angle V_{CA} - \angle I_{CA}. \quad (\text{A.4})$$

Apêndice B

Demonstrações e Formulações Matemáticas

Neste capítulo são colocadas algumas demonstrações e formulações utilizadas ao longo do estudo, porém não descritas em detalhe no corpo do texto.

B.1 Regra de Tustin Aplicada a um Filtro *Notch*

A função de transferência de um filtro *Notch* de uma seção é como mostrada abaixo:

$$N(s) = \frac{s^2 + 2\xi_z\omega_{nf}s + \omega_{nf}^2}{s^2 + 2\xi_p\omega_{nf}s + \omega_{nf}^2}, \quad (\text{B.1})$$

onde ω_{nf} é a frequência do *Notch*, ξ_z e ξ_p são os coeficientes de amortecimento para os zeros e polos complexos conjugados, respectivamente.

A regra de Tustin, ou transformação bilinear, é aplicada fazendo-se [64]:

$$s = K_T \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (\text{B.2})$$

onde K_T é um ganho que depende se é utilizado o método convencional ou o método prédistorcido, conforme será comentado em seguida. Aplicando (B.2) em (B.1):

$$\begin{aligned} N(z) &= \frac{K_T^2(z-1)^2 + 2\xi_z\omega_{nf}K_T(z-1)(z+1) + \omega_{nf}^2(z+1)^2}{K_T^2(z-1)^2 + 2\xi_p\omega_{nf}K_T(z-1)(z+1) + \omega_{nf}^2(z+1)^2}, \\ N(z) &= \frac{K_T^2(z^2 - 2z + 1) + 2\xi_z\omega_{nf}K_T(z^2 - 1) + \omega_{nf}^2(z^2 + 2z + 1)}{K_T^2(z^2 - 2z + 1) + 2\xi_p\omega_{nf}K_T(z^2 - 1) + \omega_{nf}^2(z^2 + 2z + 1)}, \\ N(z) &= \frac{z^2(K_T^2 + 2\xi_z\omega_{nf}K_T + \omega_{nf}^2) + z(2\omega_{nf}^2 - 2K_T^2) + (K_T^2 - 2\xi_z\omega_{nf}K_T + \omega_{nf}^2)}{z^2(K_T^2 + 2\xi_p\omega_{nf}K_T + \omega_{nf}^2) + z(2\omega_{nf}^2 - 2K_T^2) + (K_T^2 - 2\xi_p\omega_{nf}K_T + \omega_{nf}^2)}, \end{aligned}$$

$$N(z) = \frac{(K_T^2 - 2\xi_z \omega_{nf} K_T + \omega_{nf}^2)z^{-2} + (2\omega_{nf}^2 - 2K_T^2)z^{-1} + (K_T^2 + 2\xi_z \omega_{nf} K_T + \omega_{nf}^2)}{(K_T^2 - 2\xi_p \omega_{nf} K_T + \omega_{nf}^2)z^{-2} + (2\omega_{nf}^2 - 2K_T^2)z^{-1} + (K_T^2 + 2\xi_p \omega_{nf} K_T + \omega_{nf}^2)}. \quad (\text{B.3})$$

A (B.3) mostra a função de transferência discretizada pelo método de Tustin na forma:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + a_0}, \quad (\text{B.4})$$

onde $Y(z)$ representa a saída, e $X(z)$ representa a entrada. Fazendo-se a multiplicação cruzada e aplicando a transformada Z inversa, têm-se então a implementação da função de transferência discreta por sua equação a diferenças:

$$y(k) = \frac{b_2 x(k-2) + b_1 x(k-1) + b_0 x(k) - a_2 y(k-2) - a_1 y(k-1)}{a_0}. \quad (\text{B.5})$$

B.1.1 Regra de Tustin pelo método convencional

No caso de aplicação clássico, têm-se que:

$$K_T = \frac{2}{T_s},$$

onde T_s é o intervalo de amostragem utilizado.

Tal método possui as vantagens de ser estável devido ao mapeamento dentro de todo o círculo de raio unitário e de apresentar uma maior exatidão se comparado ao método de Euler. Porém, de acordo com o descrito em [63], a resposta em frequência da função discretizada é distorcida em comparação com sua versão analógica. Com esta motivação, é feita uma variação do método de Tustin para que não haja esta modificação na resposta em frequência para uma determinada frequência de interesse, como mostrado na seção seguinte.

B.1.2 Regra de Tustin com pré-distorção - *prewarp*

Este método é particularmente utilizado para se preservar a característica da função de transferência original perto de uma determinada frequência de interesse, como é o caso dos modelos contínuos envolvendo ressonâncias. Considerando a frequência de interesse sendo $\omega = \omega_{res}$, aplicando $s = j\omega$ na (B.2), e utilizando a definição $z = e^{sT_s}$:

$$\begin{aligned}
j\omega_{res} &= K_T \frac{e^{j\omega_{res}T_s} - 1}{e^{j\omega_{res}T_s} + 1}, \\
j\omega_{res} &= K_T \frac{e^{j\omega_{res}T_s/2}(e^{j\omega_{res}T_s/2} - e^{-j\omega_{res}T_s/2})}{e^{j\omega_{res}T_s/2}(e^{j\omega_{res}T_s/2} + e^{-j\omega_{res}T_s/2})}, \\
j\omega_{res} &= K_T j \frac{\sin(\omega_{res}T_s/2)}{\cos(\omega_{res}T_s/2)}. \\
K_T &= \frac{\omega_{res}}{\tan(\omega_{res}T_s/2)}, \tag{B.6}
\end{aligned}$$

que é o ganho a ser utilizado caso seja necessária a pré-distorção.

B.2 Modelagem e Discretização do Amostrador de Ordem Zero

O amostrador de ordem zero (ZOH) é o modelo mais tilizado para representar a conversão digital para analógica (DAC) [63], onde assume-se que:

- A saída do DAC é exatamente igual a entrada em magnitude;
- O DAC produz uma saída analógica instantaneamente;
- A saída do DAC é constante ao longo de cada período de amostragem;

B.2.1 Função de Transferência de um ZOH

Considerando que o ZOH recebe a entrada $u(k)$ e a mantém constante em sua saída ao longo de um período de amostragem, isto forma um pequeno pulso, como mostrado na Figura B.1. Tal pulso pode ser interpretado como um degrau positivo subtraído de um degrau negativo com atraso exatamente igual ao período de amostragem T_s , e assim:

$$\begin{aligned}
G_{ZOH}(s) &= \mathcal{L}\{\mathbf{1}(t)\} - \mathcal{L}\{\mathbf{1}(t - T_s)\}, \\
G_{ZOH}(s) &= 1/s - e^{-sT_s}/s,
\end{aligned}$$

onde foi utilizado $\mathbf{1}(t)$ para denotar o degrau unitário no tempo. Desta forma, a função de transferência do ZOH pode ser escrita como [63, 72]:

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s}. \tag{B.7}$$

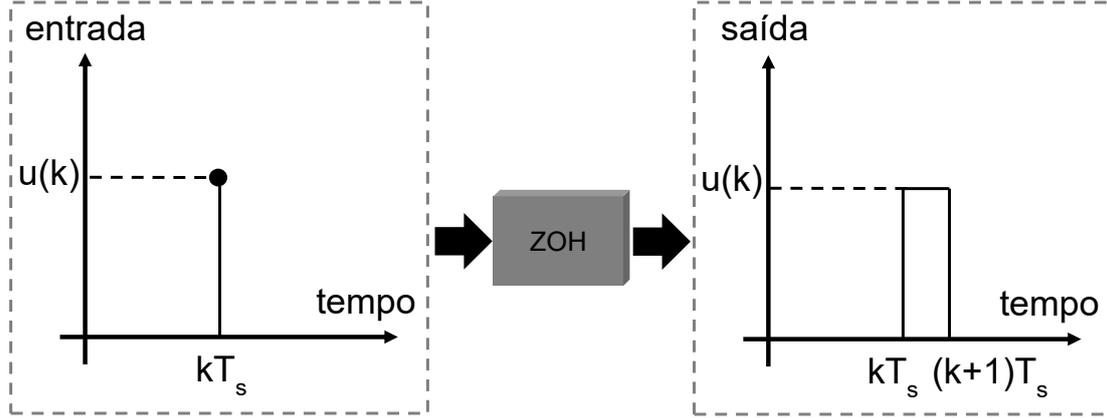


Figura B.1: Representação da atuação de um ZOH.

Através da (B.7), é possível também obter a resposta em frequência do ZOH fazendo-se $s = j\omega$:

$$G_{ZOH}(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T_s}}{j\omega},$$

$$G_{ZOH}(j\omega) = \frac{e^{-j\omega T_s/2} e^{j\omega T_s/2} - e^{-j\omega T_s/2}}{\omega j},$$

$$G_{ZOH}(j\omega) = e^{-j\omega T_s/2} \frac{2 \sin(\omega T_s/2)}{\omega},$$

$$G_{ZOH}(j\omega) = e^{-j\omega T_s/2} T_s \frac{\sin(\omega T_s/2)}{\omega T_s/2},$$

onde pode-se utilizar a função *sinc* para uma forma mais condensada:

$$G_{ZOH}(j\omega) = T_s e^{-j\omega T_s/2} \text{sinc}(\omega T_s/2). \quad (\text{B.8})$$

As respostas de módulo e fase do ZOH podem ser então expressas como:

$$|G_{ZOH}(j\omega)| = T_s |\text{sinc}(\omega T_s/2)|, \quad (\text{B.9})$$

$$\angle G_{ZOH}(j\omega) = -\omega T_s/2, \quad (\text{B.10})$$

de onde se percebe que a fase decresce linearmente com a frequência, enquanto que a magnitude é proporcional ao módulo da função sinc. É importante ressaltar que em determinadas análises é comum adotar a (B.9) dividida por T_s para se ter ganho unitário nas frequências baixas [9], sendo sua resposta em frequência como mostrada na Figura B.2.

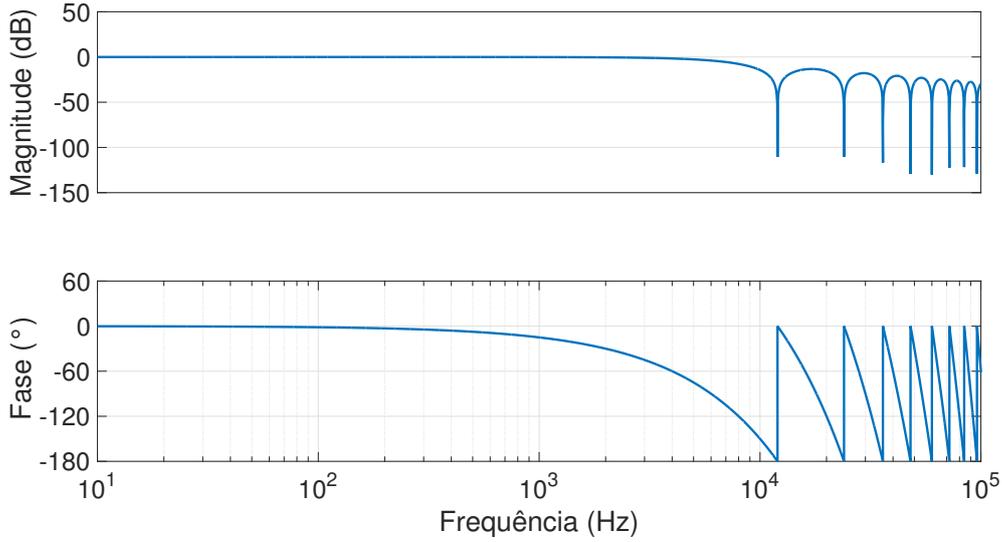


Figura B.2: Resposta em freqüência do modelo obtido para o ZOH, com normalização.

B.2.2 Representação discreta de um sistema contínuo amostrado com ZOH

A (B.7) mostra a função de transferência de um amostrador de ordem zero. Entretanto, em casos práticos têm-se a aplicação do DAC sobre um determinado sistema real, representado por $G_{sis}(s)$, sendo então uma composição em cascata que possui a função $G_{cas}(s)$ como resultante [63]:

$$G_{cas}(s) = G_{ZOH}(s)G_{sis}(s),$$

$$G_{cas}(s) = (1 - e^{-sT_s}) \frac{G_{sis}(s)}{s}. \quad (B.11)$$

Lembrando que o atraso e^{-sT_s} é visto no domínio z como z^{-1} , pode-se então verificar que a representação discreta do equivalente em cascata é [63]:

$$G_{cas}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{sis}(s)}{s} \right] \right\}. \quad (B.12)$$

Em aplicações práticas, quando se deseja efetuar a discretização de um sistema contínuo pelo método de ZOH para análise, deve-se primeiro obter a transformada Z de $G_{sis}(s)/s$, que pode ser facilmente efetuado com uso de uma tabela para funções racionais, e então aplicar a (B.12).

Apêndice C

Implementação Digital do Controlador por Banda de Histerese Amostrado

A Figura C.1 representa, de forma simplificada, uma fase de um VSC de dois níveis conectado à rede onde se deseja controlar a corrente i_{L1} de saída do mesmo através de um controlador por banda de histerese amostrado [70]. Primeiramente, deve-se observar o modelo da corrente através da indutância:

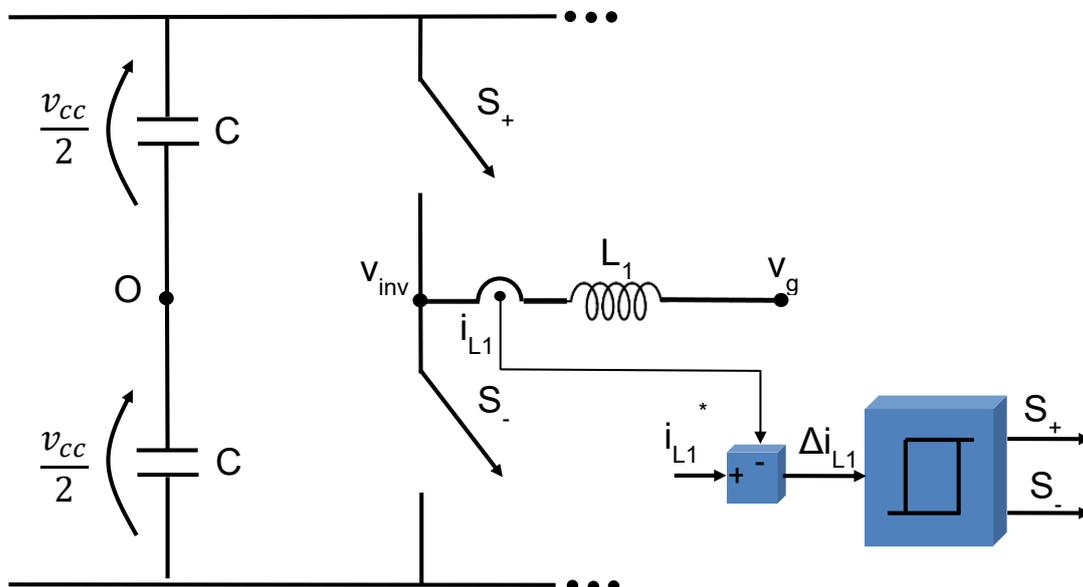


Figura C.1: Planta simplificada para aplicação do controlador por banda de histerese amostrado.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(v_{inv} - v_g),$$

onde a tensão v_{inv} , segundo o modelo simétrico de análise mostrado em [27], é expressa como:

$$v_{inv} = \begin{cases} v_{cc}/2, & \text{se } S_+ \text{ ligada e } S_- \text{ desligada} \\ -v_{cc}/2, & \text{se } S_+ \text{ desligada e } S_- \text{ ligada,} \end{cases}$$

sendo a tensão v_{cc} projetada para que seu valor médio seja suficientemente maior que o pico de tensão da rede elétrica e seja, portanto, capaz de sintetizar as correntes desejadas. Desse modo, conclui-se que:

$$\frac{di_{L1}}{dt} \begin{cases} > 0, & \text{se } S_+ \text{ ligada e } S_- \text{ desligada} \\ < 0, & \text{se } S_+ \text{ desligada e } S_- \text{ ligada.} \end{cases}$$

Considerando o erro de corrente $\Delta i_{L1} = i_{L1}^* - i_{L1}$, e que o controlador deve fornecer os sinais de acionamento para as chaves S_+ e S_- de acordo com a comparação feita com uma tolerância δ , que está associada por sua vez com a banda de histerese adotada, a lógica do CCBH amostrado é representada no fluxograma da Figura C.2.

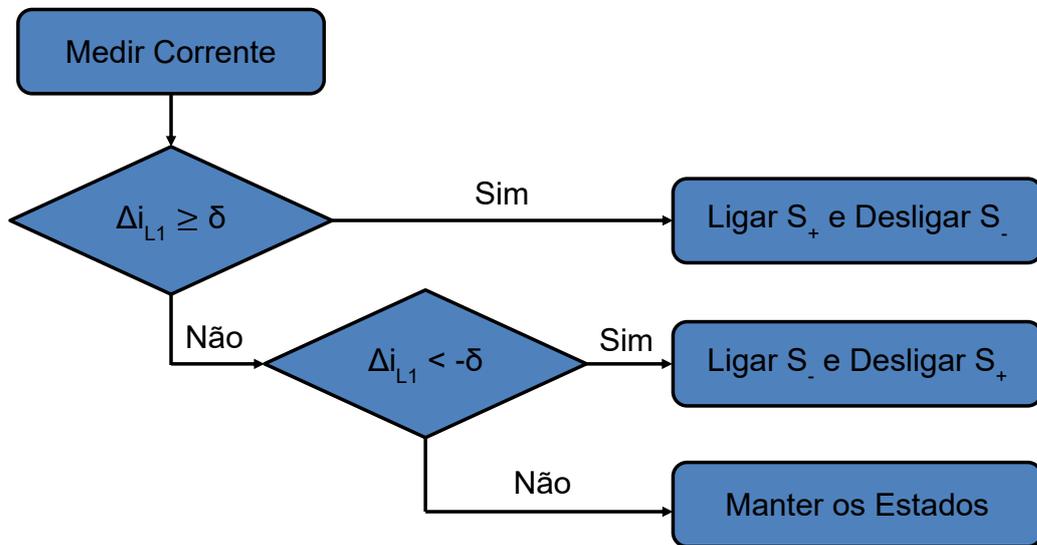


Figura C.2: Implementação digital de um controlador por banda de histerese.

Apêndice D

Consequências da Injeção Interharmônica

Considerando a proposta de se injetar correntes com frequência interharmônica de 90 Hz em uma rede cuja frequência de operação é de 60 Hz, se teria a seguinte análise para fins da potência transmitida na fase “a”, considerando que o equivalente de Thévenin da rede possui apenas tensão na frequência operativa:

$$p_a(t) = V_{60} \sin(\omega_{60}t) [I_{60} \sin(\omega_{60}t - \phi) + I_{90} \sin(\omega_{90}t - \phi_h)], \quad (\text{D.1})$$

onde V_{60} é a amplitude de tensão em 60 Hz, I_{60} e I_{90} são as amplitudes de corrente em 60 Hz e 90 Hz, respectivamente, ϕ e ϕ_h são as fases das correntes de 60 Hz e 90 Hz, respectivamente, referenciadas à tensão de 60 Hz. Então:

$$p_a(t) = V_{60} I_{60} \sin(\omega_{60}t) \sin(\omega_{60}t - \phi) + V_{60} I_{90} \sin(\omega_{60}t) \sin(\omega_{90}t - \phi_h), \quad (\text{D.2})$$

que pode ser expandida através da relação $\sin(a)\sin(b) = 1/2[\cos(a-b) - \cos(a+b)]$ de forma a encontrar as componentes média e oscilante:

$$p_a(t) = \frac{1}{2} \{ V_{60} I_{60} [\cos(\phi) - \cos(\omega_{120}t - \phi)] + V_{60} I_{90} [\cos(-\omega_{30}t + \phi_h) - \cos(\omega_{150}t - \phi_h)] \}. \quad (\text{D.3})$$

Fazendo o mesmo procedimento para as fases “b” e “c”, considerando as defasagens de $-2\pi/3$ e $2\pi/3$, respectivamente, é possível escrever:

$$p_b(t) = \frac{1}{2} \{ V_{60} I_{60} [\cos(\phi) - \cos(\omega_{120}t - \phi + 2\pi/3)] + V_{60} I_{90} [\cos(-\omega_{30}t + \phi_h) - \cos(\omega_{150}t - \phi_h + 2\pi/3)] \}, \quad (D.4)$$

$$p_c(t) = \frac{1}{2} \{ V_{60} I_{60} [\cos(\phi) - \cos(\omega_{120}t - \phi - 2\pi/3)] + V_{60} I_{90} [\cos(-\omega_{30}t + \phi_h) - \cos(\omega_{150}t - \phi_h - 2\pi/3)] \}. \quad (D.5)$$

Fazendo-se então a adição de (D.3), (D.4) e (D.5), as componentes oscilantes de 120 Hz e 150 Hz são canceladas, e sabendo-se que $\cos(-\omega_{30}t + \phi_h) = \cos(\omega_{30}t - \phi_h)$, a potência instantânea trifásica $p_{3\Phi}(t)$ pode ser expressa como:

$$p_{3\Phi}(t) = \frac{3}{2} V_{60} I_{60} \cos(\phi) + \frac{3}{2} V_{60} I_{90} \cos(\omega_{30}t - \phi_h), \quad (D.6)$$

$$p_{3\Phi}(t) = P_{3\Phi} + \tilde{p}_{3\Phi}(t), \quad (D.7)$$

onde $P_{3\Phi}$ representa a potência ativa sendo transferida do VSC para a rede, enquanto que $\tilde{p}_{3\Phi}(t)$ representa a potência oscilante entre o elo CC do conversor e a rede. Considerando que esta potência oscila em 30 Hz, a tensão CC do conversor também apresentará esta oscilação, mostrado de forma análoga em [73] através do balanço de potência entre o elo CC e o lado CA:

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{cc}(t) &= \tilde{p}_{ca}(t), \\ -\frac{dE_c(t)}{dt} &= \tilde{p}_{3\Phi}(t), \\ -\frac{1}{2} C_{cc} \frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} &= \frac{3}{2} V_{60} I_{90} \cos(\omega_{30}t - \phi_h), \\ \frac{1}{2} C_{cc} \frac{d(V_{cc}^2 + 2V_{cc}\tilde{v}_{cc}(t) + \tilde{v}_{cc}^2(t))}{dt} &= -\frac{3}{2} V_{60} I_{90} \cos(\omega_{30}t - \phi_h), \end{aligned}$$

onde a tensão média V_{cc} é muito maior do que a oscilação $\tilde{v}_{cc}(t)$ durante a operação típica do conversor, e assim, têm-se $V_{cc}^2 + 2V_{cc}\tilde{v}_{cc}(t) \gg \tilde{v}_{cc}^2(t)$, gerando:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{v}_{cc}(t)}{dt} &= -\frac{3V_{60}I_{90}}{2V_{cc}C_{cc}} \cos(\omega_{30}t - \phi_h), \\ \tilde{v}_{cc}(t) &= \frac{3V_{60}I_{90}}{2V_{cc}C_{cc}\omega_{30}} \sin(\omega_{30}t - \phi_h + \pi). \end{aligned} \quad (D.8)$$

Esta oscilação em 30 Hz se refletirá para a referência de corrente i_d^* devido à topologia de controle em cascata utilizada na Figura 4.4. Desta forma, as referências trifásicas obtidas após a transformada inversa de Park, por sua vez calculada com um ângulo proveniente da frequência 60 Hz, terão componentes de 30 Hz e 90 Hz como consequência. Assim, as correntes de saída do conversor também apresentarão estas componentes.

É importante ressaltar, entretanto, que a metodologia proposta neste trabalho utiliza uma frequência fundamental de 30 Hz para a TDF, fazendo com que esta frequência seja o primeiro harmônico, a frequência da rede, em 60 Hz, seja o segundo harmônico, e a frequência de 90 Hz utilizada para o processo de estimação seja o terceiro harmônico. Tal consideração garante uma independência entre as contribuições dos harmônicos mencionados, evitando assim efeitos de superposição.

Apêndice E

Modelo Matemático Considerando Grandezas em pu

Dado que o sistema por unidade é frequentemente utilizado nos sistemas estudados nesta tese, principalmente nas malhas de controle, é importante mostrar o que acontece com o modelo da planta ao se trabalhar neste sistema. A Figura E.1 mostra um conversor conectado à rede através de uma planta indutiva, onde a modelagem matemática de interação no referencial síncrono já foi mostrada em (3.8) e (3.9) para um caso similar. Considerando o modelo para o eixo direto:

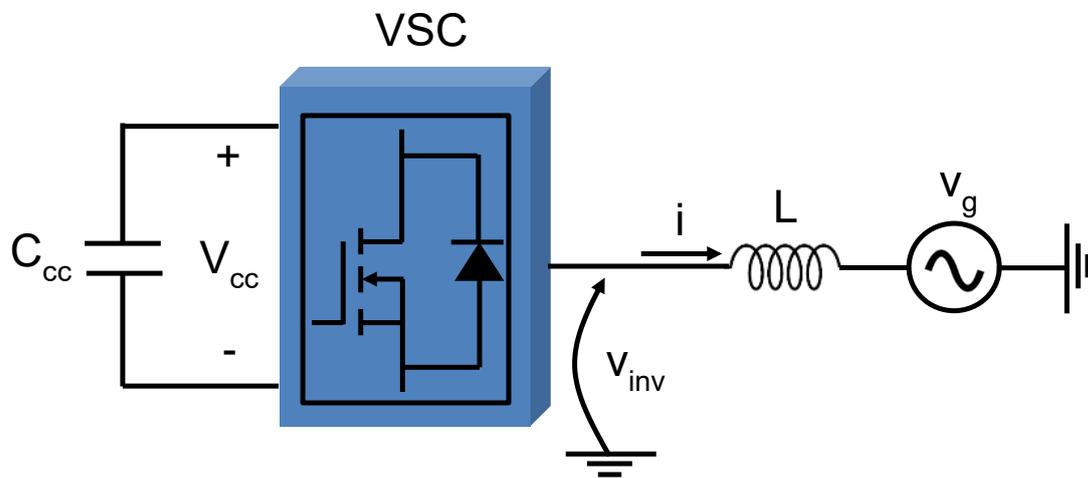


Figura E.1: Conversor conectado à rede em uma planta indutiva para análise.

$$v_{d,inv} - v_{d,g} + \omega L i_q = L \frac{di_d}{dt},$$

e objetivando-se trabalhar em pu, ambos os membros são divididos pela tensão base, comumente adotada como o pico da tensão fase-neutro da rede para estas análises [27] (p.427).

$$\frac{v_{d,inv}}{v_{base}} - \frac{v_{d,g}}{v_{base}} + \frac{\omega L i_q}{v_{base}} = \frac{L}{v_{base}} \frac{di_d}{dt}.$$

Considerando a definição do sistema por unidade, e que $v_{base} = Z_{base} i_{base}$, onde i_{base} é comumente adotada como o pico da corrente de linha em condições nominais [27] (p.427), e que $L_{base} = Z_{base}/\omega_{base}$, pode ser encontrado o seguinte modelo em dq:

$$\underline{v_{d,inv}} - \underline{v_{d,g}} + \underline{\omega L i_q} = \frac{L}{Z_{base}} \frac{di_d}{dt} = \frac{\underline{L}}{\omega_{base}} \frac{di_d}{dt}, \quad (E.1)$$

$$\underline{v_{q,inv}} - \underline{v_{q,g}} - \underline{\omega L i_d} = \frac{L}{Z_{base}} \frac{di_q}{dt} = \frac{\underline{L}}{\omega_{base}} \frac{di_q}{dt}. \quad (E.2)$$

Note que caso o sistema por unidade seja adotado para a implementação do controle em simulação ou experimento, a planta será vista conforme o diagrama de blocos mostrado na Figura E.2. Dessa forma, pode ser necessária a correção dos ganhos projetados para os controladores de acordo com o fator Z_{base} , de tal forma que a análise feita da forma clássica seja compatível com a implementação. A adaptação para o caso de plantas LCL ou quaisquer outras topologias é análoga, notando que a função de transferência principal da planta se torna adimensional.

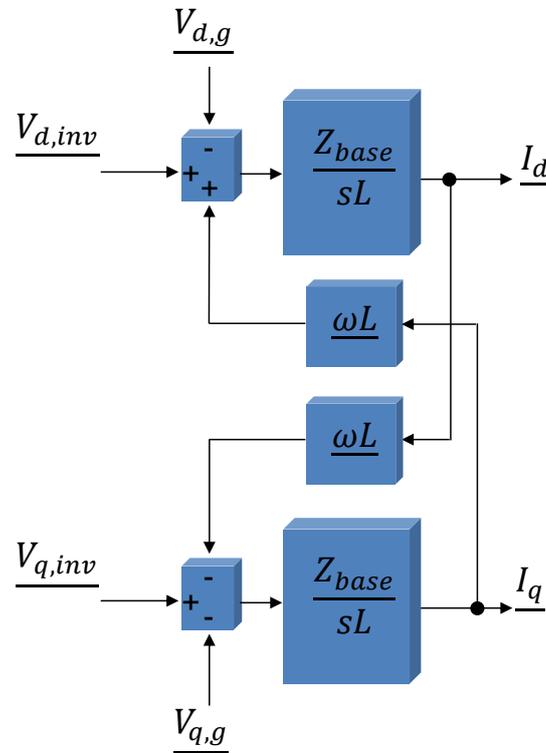


Figura E.2: Modelo matemático para uma planta indutiva no referencial dq em pu.

Como consequência, caso a implementação de um controle em malha fechada seja

feita utilizando o sistema por unidade, os ganhos dos controladores devem levar em consideração o fator Z_{base} para que as condições de projeto se mantenham válidas. Por exemplo, os cálculos através das relações (3.21) e (3.22) são atualizados como se segue:

$$K_p = 8f_g \frac{L}{Z_{base}}, \quad (\text{E.3})$$

$$K_i = 32f_g^2 \frac{L}{Z_{base}}. \quad (\text{E.4})$$