

Universidade Federal do Maranhão
Centro de Ciências Exatas e Tecnologia
Programa de Pós-graduação em Engenharia de Eletricidade

**Controle de Corrente Aplicado em
Inversores Monofásicos de Tensão**

Marcel Soares Lima

São Luís – Fevereiro/2015

Marcel Soares Lima

Controle de Corrente Aplicado em Inversores Monofásicos de Tensão

Dissertação de Mestrado submetida à coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Eletricidade.

Área de Concentração: Automação e Controle

DSc. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

Orientador

São Luís, Maranhão, Brasil.

Lima, Marcel Soares.

✱ Controle de corrente aplicado em inversores monofásicos de tensão/Marcel Soares Lima. – São Luís, 2015.

127 f.

Impresso por computador (fotocópia).

Orientador: Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Maranhão, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade, 2015.

1. Inversor monofásico de tensão. 2. Controle de corrente. 3. Controlador PI síncrono. 4. Controlador ressonante. I. Título.

Controle de Corrente Aplicado em Inversor Monofásico de Tensão

Marcel Soares Lima

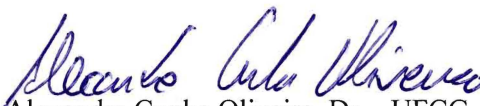
Dissertação de Mestrado apresentada em 20 de fevereiro de 2015.

Banca Examinadora



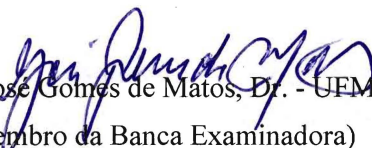
Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, DSc. - UFMA

(Orientador)



Prof. Alexandre Cunha Oliveira, Dr. - UFCG

(Membro da Banca Examinadora)



Prof. José Gomes de Matos, Dr. - UFMA

(Membro da Banca Examinadora)

São Luís, Maranhão, Brasil.

Fevereiro de 2015

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço a Deus pela graça, misericórdia e amor incondicional. Agradeço pelos momentos alegres e tristes. Agradeço pela saúde, pela força, pela sabedoria e pela honra de estar sempre ao Seu lado. Durante este trabalho, aprendi a confiar e descansar mais no Senhor, aprendi que todas as coisas cooperam para o bem daqueles que O amam.

Agradeço aos meus pais, João Carlos e Meira M. Soares, por todo empenho e dedicação na luta de oferecer uma melhor educação. Agradeço pelo amor, carinho, incentivo, encorajamento e por entenderem a minha ausência durante muitos momentos.

Agradeço a toda minha família em especial minha Vó, Helena Soares, por sempre estar orando, me aconselhando e encorajando a conquistar meus sonhos e por ser uma mãe nos momentos em que sempre precisei; meus tios Ana Amélia e Asdrubal César e primos Alexandre Lima, Carlos Henrique e André Luiz, que me acolheram e deram oportunidade de conquistar mais esse sonho, pelos conselhos e pela paciência que tiveram durante minha formação.

Aos meus Apóstolos José de Jesus Marreiros e Zilda Marreiros agradeço pelas orações, acompanhamento, conselhos, estímulos e motivação, os quais foram e continuam sendo essenciais na minha formação pessoal e profissional.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro por todas as oportunidades dadas à minha formação, pelos conselhos, pela paciência e principalmente pelos incentivos e estímulos que foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho e, principalmente, para progresso da minha aprendizagem.

Agradeço ainda a todos os meus amigos do IEE-UFMA (Instituto de Engenharia Elétrica) em especial: Ao Prof. Shigeaki, Prof. José Gomes, João Victor, Guilherme Farias, Felipe Simões e Wilson Pereira por todo apoio e companheirismo.

Aos meus familiares e amigos sou grato pelo constante incentivo e torcida que com certeza servem de estímulo para atingir meus objetivos.

*Sabemos que todas as coisas cooperam para
o bem daqueles que amam a Deus,
daqueles que são chamados
segundo o seu propósito.*

[Rm 8.28]

Resumo

Resumo da Dissertação apresentada ao PPGEE/UFMA como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M. Sc.)

Controle de Corrente Aplicado em Inversores Monofásicos de Tensão

Marcel Soares Lima

Fevereiro/2015

Orientador: Prof. DSc. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

Com o avanço da eletrônica de potência e a vasta gama de aplicações que envolvem os inversores monofásicos de tensão, os controladores de corrente têm ganhado grande destaque, pois controlam o fluxo de energia fornecida à rede elétrica ou a uma carga e compensam alguns problemas de qualidade de energia. Para isso, diversas técnicas de controladores de corrente têm sido estudadas com o intuito de atender as características de robustez, precisão e rapidez na resposta. Além disso, outra característica importante, e que tem sido rigorosamente adotada para determinar a escolha dos controladores de corrente, é a possibilidade de eliminar distúrbios em frequências específicas, como por exemplo, aqueles causados por harmônicas do sinal fundamental. Esta dissertação apresenta o estudo, análise e projeto do controlador ressonante. Uma vez que este controlador é equivalente à adição de dois controladores PI síncronos, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, implementados no referencial estacionário, serão investigados as possíveis estruturas dos controladores ressonantes equivalentes aos controladores PI síncronos, clássico e vetorial, bem como as vantagens e desvantagens de cada um.

As análises dos controladores ressonantes são realizadas no domínio contínuo e, posteriormente, os controladores são implementados no domínio discreto, levando em consideração o atraso computacional. Também é realizada a análise e projeto das estratégias de controladores ressonantes com e sem um compensador de atraso. Por fim, serão realizados ensaios experimentais para confirmar as análises realizadas no decorrer deste trabalho.

Palavras-Chave: Inversor monofásico de tensão, controle de corrente, controlador PI síncrono, controlador ressonante.

Abstract

Abstract of Dissertation presented to PPGEE/UFMA as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M. Sc.)

Current Control Applied in Single Phase Inverter Voltage

Marcel Soares Lima

February/2015

Advisor: Prof. DSc. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

With advancement of power electronics and the wide range of applications involving single-phase inverter voltage, current controllers has gained great prominence, because they control the flow of energy supplied to the grid or to a load and compensate some quality energy problems. For this, various techniques for controlling power has been studied in order to meet the robustness characteristics, accuracy and speed of response. In addition, another important characteristic, which has been adopted for accurately determining the choice of the current driver is the possibility of eliminating disturbances in specific frequency, such as those caused by harmonicas of the fundamental signal. This paper presents the study, analysis and resonant controller design. Since this controller is equivalent to adding two PI controllers synchronously, a positive sequence and negative sequence other, implemented in the stationary frame of reference, we will investigate the possible resonance structures of controlling synchronous equivalent to PI controllers, and vector classic and the advantages and disadvantages of each.

The analyses of resonant controllers are held in the continuous domain and then the drivers are implemented in discrete domain, taking into account the computational delay. It is also performed the analysis and design of strategies for controlling resonant with and without a delay compensator. Finally, experimental tests will be performed to confirm the analyzes in this paper.

Keywords: Single-phase inverter voltage, current control, synchronous PI controller, resonant controller.

Sumário

Agradecimentos	V
Resumo	VII
Abstract.....	VIII
Lista de Tabelas.....	XVII
Lista de Abreviaturas	XVIII

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Introdução	1
1.2 Motivações e Objetivos	6
1.3 Organização do Trabalho	7

CAPÍTULO 2 CONTROLADORES DE CORRENTE EM INVERSORES TIPO FONTE DE TENSÃO

2.1 Introdução	9
2.2 Sistemas de coordenadas Síncronas e Estacionárias	10
2.2.1 Modelo do Filtro L.....	14
2.2.1.1 Modelo no referencial estacionário	14
2.2.1.2 Modelo no referencial síncrono.....	15
2.3 Controlador PI no referencial síncrono	18
2.3.1 Controlador PI síncrono Clássico	19
2.3.2 Controlador PI síncrono com Desacoplamento do Acoplamento Cruzado	24
2.3.3 Controlador PI síncrono Complexo Vetorial	27
2.3.4 Variação paramétrica e variação da frequência síncrona de operação.....	29
2.4 Controlador PI síncrono no referencial estacionário	32
2.4.1 Controlador P-RES clássico	34
2.4.2 Controle Ressonante resultado do desacoplamento do acoplamento cruzado.....	41
2.4.3 Controle P-Ressonante Vetorial	43
2.4.4 Variação paramétrica	47
2.4.5 Ajuste dos ganhos dos controladores ressonantes.....	48

2.4.5.1	Sintonia do controlador PR clássico	49
2.4.5.2	Sintonia do controlador PR Vetorial	52
2.4.6	Compensação de Harmônicos	56
2.5	Conclusão	61

CAPÍTULO 3 PROJETO DOS CONTROLADORES RESSONANTES NO DOMÍNIO DISCRETO

3.1	Introdução	63
3.2	Controle Discreto	67
3.3	Modelo do filtro L no domínio discreto.....	68
3.4	Controladores ressonantes sem compensação do atraso.....	69
3.5	Controladores ressonantes com compensação do atraso.....	73
3.6	Conclusão	80

CAPÍTULO 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1	Inversor Monofásico de Tensão	82
4.2	Processador Digital de Sinais – DSP.....	84
4.3	Ambiente de programação gráfica.....	85
4.4	Placa de condicionamento de sinais	86
4.5	Ensaio experimentais	87
4.5.1	Primeiro ensaio: Teste de seletividade.....	88
4.5.2	Segundo ensaio: Compensação de harmônicos e desempenho.....	95
4.6	Conclusão	99

CAPÍTULO 5 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTA DE CONTINUIDADE

5.1	Conclusões Gerais.....	101
5.2	Propostas de continuidade	102

	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104
--	----------------------------------	-----

Lista de Figuras

Figura 2.1 –Relação entre os referenciais estacionário e síncrono, representando: a) transformada de Clark e b) transformada de Park.....	12
Figura 2.2 –Circuito equivalente do inversor trifásico com filtro L	14
Figura 2.3 –Circuito equivalente e diagrama de blocos do filtro L no referencial estacionário.	15
Figura 2.4 – Modelo da carga RL no referencial síncrono: a) notação complexa e b) notação escalar, mostrando o acoplamento cruzado entre os eixos dq	18
Figura 2.5 – a) Controle PI de corrente síncrono clássico com filtro L de saída e b) diagrama de blocos simplificado.	19
Figura 2.6 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador PI de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial estacionário: a) $f_e = 0 \text{ Hz}$ e $fbw = 200 \text{ Hz}$, b), $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $fbw = 200 \text{ Hz}$, c) $f_e = 180 \text{ Hz}$ e $fbw = 200 \text{ Hz}$; d) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $fbw = 1 \text{ Hz}$ até 400 Hz ...	22
Figura 2.7 – Resposta em frequência da carga RL com controlador PI de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial estacionário para $f_e = 0 \text{ Hz}, 60 \text{ Hz}$ e 180 Hz : a) $fbw = 200 \text{ Hz}$ e b) $fbw = 600 \text{ Hz}$,	23
Figura 2.8 - Controle PI de corrente síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado aplicado a uma carga RL apresentado no referencial síncrono.	24
Figura 2.9 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador PI de corrente síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado ($j\omega eL$), mostrado no referencial estacionário. a) $f_e = 0 \text{ Hz}$ e $fbw = 200 \text{ Hz}$; b) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $fbw = 200 \text{ Hz}$; c) $f_e = 180 \text{ Hz}$ e $fbw = 200 \text{ Hz}$; d) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $fbw = 1 \text{ Hz}$ até 400 Hz	25

Figura 2.10 – Resposta em frequência da carga RL com controlador PI de corrente síncrono clássico com desacoplamento, mostrado no referencial estacionário para $f_e = 0\text{Hz}$, $f_e = 60\text{Hz}$ e $f_e = 180\text{Hz}$: a) $fb\omega = 200\text{ Hz}$ e b) $fb\omega = 600\text{ Hz}$	26
Figura 2.11 - Controle PI de corrente síncrono vetorial aplicado a uma carga RL	27
Figura 2.12 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador PI de corrente síncrono vetorial, mostrado no referencial estacionário: a) $f_e = 0\text{ Hz}$ e $fb\omega = 200\text{ Hz}$; b) $f_e = 60\text{ Hz}$ e $fb\omega = 200\text{ Hz}$; c) $f_e = 180\text{ Hz}$ e $fb\omega = 200\text{ Hz}$; d) $f_e = 60\text{ Hz}$ e $fb\omega = 10\text{ Hz}$ até 400 Hz	28
Figura 2.13 – Resposta em frequência para variação de $\pm 20\%$ da indutância L da carga RL com controlador sintonizado para $fb\omega = 200\text{ Hz}$ e frequência síncrona de 60Hz , mostrado no referencial estacionário: a) PI clássico b) PI com desacoplamento do acoplamento cruzado e c) PI vetorial.....	30
Figura 2.14 – Resposta em frequência para variação de $\pm 20\%$ da indutância L da carga RL com controlador e frequência síncrona de 180Hz , mostrado no referencial estacionário: a) PI clássico b) PI com desacoplamento do acoplamento cruzado e c) PI vetorial.....	32
Figura 2.15 – Diagrama de blocos do controlador P-Ressonante: a) Controladores PI de sequência positiva e negativa, implementados no referencial estacionário; b) Controlador P-Ressonante equivalente.	34
Figura 2.16 – Resposta em frequência do controlador P-RES $GPR(s)$ para uma frequência $\omega_e = 2\pi 60\text{ rad/s}$	36
Figura 2.17 – Resposta em frequência do controlador P-RES $GPR'(s)$ não ideal, considerando $k_p = 1, k_i = 10, \omega_e = 2\pi 30\text{ rad/s}$ e $\omega_c = 0, 1, 5$ e 10	37
Figura 2.18 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador de corrente P-Ressonante clássico: a) $f_e = 0\text{ Hz}$ e $fb\omega = 200\text{ Hz}$; b) $f_e = 60\text{ Hz}$ e $fb\omega \cong 200\text{ Hz}$; c) $f_e = 180\text{ Hz}$ e $fb\omega = 200\text{ Hz}$; d) $f_e = 60\text{ Hz}$ e $fb\omega = 1\text{ Hz}$ até 400 Hz	38

Figura 2.19 – Resposta em frequência da carga RL com controlador P-Ressonante clássico para $f_e = 0 \text{ Hz}$, 60 Hz e 180 Hz : a) $fb\omega = 200 \text{ Hz}$; b) $fb\omega = 600 \text{ Hz}$	40
Figura 2.20 – Diagrama de blocos do controlador P-Ressonante: a) Controladores PI de sequência positiva e negativa com desacoplamento do acoplamento cruzado e b) Controlador PI resultante.	41
Figura 2.21 – Diagrama de blocos do controlador ressonante equivalente ao controlador PI síncrono com desacoplamento quando implementado no referencial estacionário: a) Controladores PI de sequência positiva e negativa; b) Controlador P-Ressonante equivalente.	42
Figura 2.22 – Diagrama de blocos do controlador P-Ressonante Vetorial: a) Controladores PI vetorial de sequência positiva e negativa e b) Controlador P-Ressonante Vetorial equivalente.	43
Figura 2.23 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador de corrente P-Ressonante vetorial: a) $f_e = 0 \text{ Hz}$ e $fb\omega = 200 \text{ Hz}$; b) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $fb\omega \cong 200 \text{ Hz}$; c) $f_e = 180 \text{ Hz}$ e $fb\omega = 200 \text{ Hz}$; d) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $fb\omega = 1 \text{ Hz}$ até 400 Hz	45
Figura 2.24 – Resposta em frequência da carga RL com controlador P-Ressonante vetorial para $f_e = 0 \text{ Hz}$, 60 Hz e 180 Hz : a) $fb\omega = 200 \text{ Hz}$; b) $fb\omega = 600 \text{ Hz}$,	46
Figura 2.25 – Resposta em frequência para variação de $\pm 20\%$ da indutância L da carga RL com controlador sintonizado para $fb\omega = 200 \text{ Hz}$ e frequência de ressonância de 60Hz : a) P-Ressonante Clássico e b) P-Ressonante Vetorial.	48
Figura 2.26 – Resposta em frequência em malha aberta do controlador PR clássico com carga RL : a) para $ki = 0, 150, 300$ e $kp = 1,25$; b) para $kp = 1,25, 3,5, 6,0$ e $ki = 150$	50
Figura 2.27 – Resposta em frequência em malha fechada do controlador PR clássico com carga RL para $kp = 1,25$ e $2,5$	52
Figura 2.28 – Resposta em frequência de um filtro passa-faixa genérico de segunda ordem...	53

Figura 2.29 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador de PR Vetorial e carga RL para $k_p = 0,2$ e $k_p = 1,0$	55
Figura 2.30 – Diagrama de blocos das estruturas de controle de corrente com compensação de harmônicos: a) PI síncrono; b) P-Ressonante Clássico; c) P-Ressonante Vetorial.....	56
Figura 2.31 – Resposta em frequência do controlador ressonante clássico e carga RL de malha fechada, com três compensadores de harmônicas $h = 1,3,5$, para três valores do ganho proporcional.....	58
Figura 2.32 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador de PR clássico com carga RL e com compensação dos harmônicos $h = 1,3,5,7,9$ e 11 sintonizados para dois valores de k_p	59
Figura 2.33 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador de PR Vetorial e carga RL. Em azul com compensadores de harmônicos $h = 1,3,5$ e 7 e em verde para $h = 1,3,5,7,9$ e 11	60
Figura 3.1 – Efeito de atraso segurador de ordem zero ZOH	65
Figura 3.2 – Instante de amostragem das variáveis a serem controladas.....	66
Figura 3.3 – Resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes com carga RL nos domínios contínuo e discreto sem atraso e com atraso computacional: a) PR clássico; b) PR vetorial.....	71
Figura 3.4 – Resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes discretos com compensação de harmônicas e com carga RL sem atraso e com atraso computacional: a) PR clássico; b) PR vetorial.	73
Figura 3.5 – Controlador PI clássico no referencial síncrono: (a) transformada de Park aplicada na função de transferência do controlador PI; (b) transformada de Park apenas no integrador do controlador PI incluindo o ângulo de compensação do atraso θ_d	74

Figura 3.6 – Controlador PI vetorial no referencial síncrono: (a) transformada de Park aplicada na função de transferência do controlador PI; (b) transformada de Park apenas no integrador do controlador PI incluindo o ângulo de compensação do atraso θd	76
Figura 3.7 – Resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes sem e com compensação do atraso com $N = 1$. a) PR clássico (b) PR vetorial.....	79
Figura 3.8 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador PR clássico com compensador de atraso com carga RL para $N = 2$	80
Figura 4.1 - Inversor Ponte Completa.	82
Figura 4.1 – Foto do inversor utilizado nos experimentos [18].	83
Figura 4.2 – Esquema do inversor <i>Semikron</i>	83
Figura 4.1 – Microcontrolador TMS320F28335 e Placa de desenvolvimento <i>control card</i> com DSP.....	85
Figura 4.2 – Interface gráfica de desenvolvimento VisSim.....	86
Figura 4.3 – Fonte de alimentação <i>B554</i> da Tecnotrafo.....	87
Figura 4.4 – (a) Sensor de tensão LV 25-P; (b) Sensor de corrente LA 100-P.	87
Figura 4.8 – Corrente de referência para o primeiro ensaio.	89
Figura 4.9 – Corrente de saída para os controladores ressonantes sintonizados nas frequências, fundamental, $60Hz$, 5° harmônica e 11° harmônica para a corrente de referência vista na Figura 4.8.....	92
Figura 4.10 – 5° harmônica de corrente (verde) e corrente de saída (azul): (a) Controlador $GPR(z)$; (b) Controlador $GPRd(z)$; (c) Controlador $GPRV(z)$	94

Figura 4.11 – Corrente de saída para os controladores ressonantes sintonizados na 5ª harmônica para a corrente de referência vista na Figura 4.8 com ganhos k_p e k_i reduzidos em $1/3$	95
Figura 4.12 – Corrente de referência para o segundo ensaio.....	96
Figura 4.13 – Corrente de saída e de referência para os controladores ressonantes sintonizados com compensadores da componente fundamental $60Hz$ e das harmônicas $h = 3, 5, 7, 9$ e 11 . 97	97
Figura 4.14 – Partida do sistema quando é aplicada uma corrente de referência de $10A$	99

Lista de Tabelas

Tabela 2-1 - Parâmetros utilizados na simulação.....	21
Tabela 2-2 - Valor dos parâmetros da Figura 2.29.	55
Tabela 4-1 – Especificações do inversor utilizado.	84
Tabela 4-2 - Parâmetros utilizados no ensaio experimental.....	88

Lista de Abreviaturas

ADC	Conversor analógico-digital (<i>Analog Digital Converter</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAC	Conversor digital-analógico (<i>Digital Analog Converter</i>)
DPWM	Modulação por Largura de Pulso Digital (<i>Digital Pulse Width Modulation</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
FAP	Filtros Ativos de Potência
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FRF	Função de resposta em frequência (<i>Frequency-Response Function</i>)
MPP	Máxima Produção de Potência
OSG	Sistema de Geração Ortogonal (<i>Orthogonal System Generation</i>)
OSG-SOGI	OSG - Integrador Generalizado de Segunda Ordem (<i>OSG - Second Order Generalized Integrator</i>)
PI	Proporcional-Integral
PI-MRI	PI com Múltiplos Integradores Rotacionais (<i>PI with Multiple Rotating Integrators</i>)
PISDAC	PI Síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado (<i>PI synchronous with Cross-Coupling Decoupling</i>)
PI-SRF	PI no referencial síncrono (<i>PI synchronous reference frame</i>)
PIV	PI vetorial
PMI	Princípio do Modelo Interno
PR	Proporcional Ressonante
P-RES	Proporcional Ressonante
PRV	Proporcional Ressonante Vetorial
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)

RSE	Resistência série do indutor
SFRC	Sistema Fotovoltaico Conectado a Rede
SPWM	Modulação por Largura de Pulso (Senoidal <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
SRF	Referencial Síncrono (<i>Synchronous Reference Frame</i>)
STATCOM	Compensador Estático (Static Synchronous Compensator)
TDH	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UFMA	Universidade Federal do Maranhão
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)
VSI	Inversor Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
ZOH	Segurador de Ordem Zero (<i>Zero Order Hold</i>)

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Introdução

Com a evolução dos semicondutores de potência e o conseqüente avanço da eletrônica de potência, o uso dos conversores estáticos tornou-se cada vez mais frequente nas indústrias, nos equipamentos eletroeletrônicos domésticos e comerciais, e nos sistemas de geração de energia. De uma maneira geral, estes conversores permitem o processamento da energia para adequá-la às necessidades do usuário.

Para obter um bom desempenho desses conversores é necessária a utilização de controladores de corrente e tensão. O controle de corrente em inversores tipo fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter – VSI*), tem sido amplamente utilizado em aplicações como: controle de máquinas elétricas, sistemas de energia ininterrupta (UPS), filtros ativos de potência (FAP), compensadores estáticos (STATCOM), fontes de energia renováveis (sistema fotovoltaico e turbinas eólicas) e minirredes.

Atualmente, com a forte introdução do uso de fontes renováveis nos sistemas elétricos e com o avanço nas pesquisas de microrredes, nos últimos anos, diversos estudos de técnicas de controladores de corrente e tensão têm sido desenvolvidos, aumentando o número de pesquisas e publicações nessas áreas.

Nesse contexto, os controladores de corrente têm ganhado grande destaque, pois controlam o fluxo de energia fornecida à rede elétrica ou a uma carga e compensam alguns problemas de qualidade de energia. Nas aplicações mencionadas acima, existem fundamentalmente, uma malha interna de corrente que regula a corrente injetada na rede ou o fluxo de energia fornecida a uma carga, uma malha que controla a tensão de saída do inversor e outra responsável pelo controle do barramento CC. A malha de corrente é responsável pelas tarefas associadas à qualidade de energia e proteção de corrente. Dessa

forma, as técnicas de controle de corrente devem possuir características de robustez, precisão e rapidez na resposta. Além disso, outra característica importante, e que tem sido rigorosamente adotada para determinar a escolha dos controladores de corrente, é a possibilidade de eliminar distúrbios em frequências específicas, como por exemplo, aqueles causados por harmônicas do sinal fundamental.

Na literatura, podem ser encontrados basicamente quatro tipos de controladores de corrente em inversores fonte de tensão: Controlador Proporcional-Integral (PI), Proporcional Ressonante (PR), Controlador por Histerese e o controlador “*deadbeat*”. Além desses, há também os controladores baseados no Princípio do Modelo Interno (PMI), que tem conquistado bastante espaço em algumas das aplicações na eletrônica de potência, principalmente aplicações em UPS [1-4].

Os controladores podem ainda ser classificados quanto ao referencial em que são implementados: referencial de coordenadas síncronas (dq), referencial de coordenadas estacionário ($\alpha\beta$) e referencial de coordenadas naturais (abc). No controle em referencial dq , as variáveis abc são transformadas para um referencial dq que gira em sincronismo com a frequência fundamental do sinal a ser controlado. Como consequência, as variáveis de controle alternadas tornam-se grandezas contínuas. No referencial estacionário, é utilizada a transformação $abc - \alpha\beta$, para converter os sinais de controle para um referencial estacionário com dois eixos em quadratura. No controle em coordenadas abc , apenas duas variáveis de corrente em um sistema trifásico a três fios, por exemplo, precisam ser controladas de forma independente, sendo a terceira obtida a partir da soma das outras duas, de acordo com a lei de Kirchhoff. Assim, apenas dois controladores seriam necessários nessa situação [1, 2].

Dentre os controladores citados acima, o controlador PI é um dos mais estudados na literatura e mais utilizado nas aplicações industriais, pela sua simplicidade e facilidade de projeto e implementação. Esse controlador apresenta como principal vantagem o perfeito rastreamento e alta rejeição a perturbação quando opera com sinais contínuos, 0 Hz , exibindo ganho infinito no sistema de malha aberta para essa frequência. Normalmente, na maioria das aplicações em eletrônica de potência, não é comum o uso da parcela derivativa do controlador

PID em função da amplificação das componentes de alta frequência presentes nos sinais de medição, como ruídos por exemplo.

A principal desvantagem do controlador PI se encontra na incapacidade de garantir erro nulo em sinais com frequência diferente de zero, existindo erros de regime permanente, tanto em amplitude como fase. Algumas estratégias de controle, propostas em [4-7], são realizadas a fim de melhorar o desempenho de rastreamento da corrente e/ou tensão, independente das variações de parâmetros do processo e as imperfeições existentes no modelamento da planta real, e a rigidez dinâmica frente às variações de carga.

Uma das soluções, que é bastante utilizada em sistemas trifásicos, é implementar o controlador PI no referencial síncrono (PI-SRF), o que garante perfeito rastreamento do sinal de referência e uma boa resposta dinâmica. Entretanto, o uso desse controlador implementado nesse referencial em sistemas monofásicos se torna inviável, pois para utilizá-lo, é necessária a criação de uma componente virtual em quadratura, uma vez que se tem a informação de apenas uma variável e não de três, como no sistema trifásico. Essa componente virtual pode interferir na dinâmica do sistema de malha fechada, comprometendo o desempenho do mesmo [3, 8].

Outra técnica que também é utilizada em inversores é o controlador *deadbeat*. O controle *deadbeat* é um caso particular, pois só pode ser implementado em sistemas discretos. Isso acontece porque esse controlador tem como característica forçar os erros de corrente ou tensão a anularem-se após um número pré-determinado de períodos de amostragem, T_s , garantindo assim rápida reposta transitória [9]. A principal desvantagem dessa técnica de controle é a sensibilidade a variações nos parâmetros da planta, sensibilidade a ruídos de medição e a incapacidade de não anular o erro de regime permanente para sinais com frequência diferente de zero (0 Hz). Além disso, para obtenção da dinâmica rápida, é necessário elevado esforço de controle que pode levar o sistema a apresentar oscilações. Dessa forma, em aplicações onde não é possível fornecer energia suficiente durante um pequeno intervalo de tempo para atender as ações do controlador, os ganhos que levam à reposta *deadbeat* devem ser evitados, pois levarão o controlador à saturação. Diversos trabalhos têm sido propostos para melhorar essas questões. A maioria apresenta métodos que incluem

observadores ou estimadores de estados para melhorar a robustez e a rejeição a perturbação. Outros trabalhos propõem a adição de controladores em paralelo com o controle *deadbeat* [3, 4, 9-12].

O controle por histerese, também conhecido como controle *bang-bang*, é uma das estratégias mais simples de implementação e geralmente é aplicado no controle de corrente. Dentre as principais vantagens desse controlador estão a simplicidade e ótimo desempenho dinâmico, além de dispensar o ajuste de ganhos de controladores. Entretanto, o controlador por histerese apresenta algumas desvantagens. A principal é que a frequência de chaveamento do conversor é variável (o que resulta no comportamento não linear) e depende dos valores da carga e do sinal de referência. A variação da frequência de chaveamento do conversor implica em correntes de saída com um espectro harmônico indefinido, o que dificulta o projeto dos filtros de saída para atingir a THD exigida pelas normas. Além disso, são geradas maiores perdas nos semicondutores e elementos magnéticos quando a frequência de comutação é elevada e o risco de frequências de ressonância das cargas serem excitadas é maior [3, 13]. Muitos trabalhos têm sido desenvolvidos de forma a manter a frequência de chaveamento constante, para reduzir os problemas da frequência de chaveamento variável. Alguns autores propõem trabalhar com a banda de histerese variável e frequência de chaveamento limitada [14-16]. Contudo, a principal característica dos controladores por histerese, que é a simplicidade de implementação, é perdida nesse tipo de controlador com frequência de chaveamento constante, uma vez que sua implementação é muito mais complexa do que a de frequência variável.

Além destas técnicas, também há o controle repetitivo que pode ser uma solução para o seguimento de sinais de referência senoidais. Os controladores repetitivos são baseados no Princípio do Modelo Interno (PMI) [17]. Este controlador insere infinitos polos sobre o eixo imaginário em frequências múltiplas da frequência da fundamental, cancelando tanto o erro de regime permanente quanto as componentes harmônicas de tensão ou corrente. Por esse motivo, é bastante utilizado em aplicações de UPS, cuja finalidade é a eliminação das componentes harmônicas da tensão de saída ocasionadas pela presença de cargas não lineares [18-20]. A principal desvantagem desse controlador é a lentidão na resposta dinâmica na

presença de distúrbios não periódicos. Outro fator, é que a estabilidade do sistema é sensível à presença de dinâmicas não modeladas, uma vez que os polos do controlador estão posicionados sobre o eixo imaginário, para sistemas contínuos e sobre círculo unitário em sistemas discretos [21, 22]. Para melhorar o desempenho dinâmico um controlador clássico é associado com o controlador repetitivo, aumentando a velocidade de resposta durante os transitórios [3, 22, 26]. Outra característica desse controlador é a complexidade no projeto dos seus ganhos, e na maioria dos casos, é baseado em heurística.

Os controladores ressonantes também são baseados no Princípio do Modelo Interno, entretanto, sua estrutura é bastante difundida na eletrônica de potência, como um controlador equivalente da adição de dois controladores PI no referencial síncrono, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, implementados no referencial estacionário. Dessa forma, esse controlador consegue o rastreamento de referências com frequência variável, erro de regime permanente nulo e apresenta o mesmo desempenho transitório que os controladores *PI* no referencial síncrono.

Apesar de não serem recentes, os controladores ressonantes tem conquistado ampla popularidade nos últimos anos em aplicações de controle de corrente, em virtude do seu bom desempenho e poder ser utilizado em ambos os sistemas, trifásico e monofásico, sem a necessidade de transformadas matemáticas ou criação de componentes virtuais em quadratura.

Dentre os controladores mencionados acima, somente os controlador PI no referencial síncrono, repetitivo e o ressonante atendem a característica de poder eliminar distúrbios em frequências específicas além da fundamental. No caso dos controladores PI-SRF, a desvantagem é a necessidade de aplicar transformadas matemáticas para cada harmônica a ser compensada o que aumenta o esforço computacional e a complexidade de projeto quando comparado aos controladores repetitivos e ressonantes. Já a implementação dos compensadores de harmônicos para o controlador ressonante é realizada apenas adicionando blocos em paralelo sintonizados na frequência harmônica que se deseja compensar, enquanto que para o controlador repetitivo é necessário à utilização de filtros passa baixa para atenuar o impacto dos picos de ressonância nas frequências harmônicas elevadas, além de outro

controlador para melhorar a dinâmica. Alguns trabalhos implementam o controlador repetitivo para compensar apenas as harmônicas ímpares, o que é viável em aplicações onde a presença desses harmônicos é mais acentuada, mas o projeto se torna mais complexo [23, 24]. Além disso, os controladores ressonantes possuem a vantagem de permitir o ajuste da largura de banda em torno das frequências de ressonância, por meio do ajuste do ganho ressonante para cada uma das frequências harmônicas, enquanto que isso não é possível nos controladores repetitivos.

Portanto, nesse trabalho será realizado um estudo e projeto do controlador ressonante. Uma vez que são equivalentes aos controladores síncronos implementados no referencial estacionário, é possível fazer uma análise comparativa do desempenho deste com os controladores PI no referencial síncrono. Na literatura, são conhecidas e analisadas três estruturas clássicas do controlador PI implementado no referencial síncrono, as quais são bastante aplicadas no controle e acionamento de máquinas elétricas. Dessa forma, pode-se projetar e analisar o controlador ressonante equivalente a cada uma das três estruturas do controlador PI síncrono. Entre as vantagens do controlador ressonante com relação aos controladores PI-SRF, a principal é a eliminação das transformadas matemáticas o que possibilita usar esse controlador no sistema de coordenadas estacionárias, tanto nos sistemas monofásicos como nos trifásicos. Uma análise mais detalhada será realizada nos Capítulos 02 e 03 deste trabalho.

1.2 **Motivações e Objetivos**

Pelo exposto acima, o desenvolvimento desta dissertação tem como maior motivação o enorme campo de aplicação de controladores de corrente em inversores monofásicos de tensão. Atualmente, diversos trabalhos sobre controle de corrente têm sido desenvolvidos, os quais objetivam desenvolver sistemas com elevado desempenho dinâmico, quando submetidos a variações de carga, erro de regime permanente nulo, baixos níveis de distorção harmônica frente a distúrbios periódicos e alta robustez devido às incertezas nos parâmetros do modelo da planta a ser controlada.

Além disso, a pesquisa de novos métodos para o controle de corrente tem se deslocado para o desenvolvimento de técnicas que possam ser implementadas digitalmente. No entanto, o projeto no domínio discreto é mais complexo e, por isso, dentre os diversos métodos de controle de corrente disponíveis na literatura, poucos detalham e aprofundam as análises do desempenho dos controladores quando realizados no domínio discreto [25].

Nesse âmbito, o principal objetivo desta dissertação é o estudo, análise e projeto do controlador Ressonante no domínio contínuo e discreto. No entanto, o atraso computacional será analisado somente no domínio discreto, pois são poucos os trabalhos que fazem esta análise no domínio discreto. Tendo em vista que esses controladores são originados de controladores PI síncronos implementados no referencial estacionário, será realizada uma análise comparativa das estruturas do controlador PI síncrono, clássica e vetorial, e dos respectivos controladores ressonantes equivalentes no referencial estacionário. As análises serão realizadas no domínio contínuo e, posteriormente, os controladores serão implementados no domínio discreto, levando em consideração o atraso computacional. Também será feita análise e projeto dos controladores ressonantes com e sem um compensador de atraso.

Por fim são apresentados resultados experimentais para validar as análises desta dissertação.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado em 5 capítulos:

Capítulo 01 – Apresenta uma breve introdução do contexto de alguns dos controladores de corrente, bem como as motivações que levaram ao desenvolvimento deste trabalho e os objetivos que se pretende alcançar.

Capítulo 02 – Neste capítulo são abordadas as implicações do modelo do filtro L no referencial síncrono que levaram ao desenvolvimento das três estruturas dos controladores PI neste referencial: controlador PI clássico, controlador PI com desacoplamento do acoplamento

cruzado e controlador PI vetorial. Dessa forma, será realizada uma comparação destas estruturas apresentando as vantagens e desvantagens de cada uma.

Também é apresentada uma comparação das estruturas dos controladores ressonantes equivalentes aos três controladores PI síncronos quando implementados no referencial estacionário. Por último, é realizada uma análise da influência de cada um dos ganhos proporcional e integral na resposta do sistema quando projetados para a componente fundamental e posteriormente quando são adicionados compensadores de harmônicos.

Capítulo 03 – Neste capítulo apresenta-se o projeto do controlador ressonante no domínio discreto. É analisada a influência do atraso computacional no desempenho do sistema de malha fechada para a componente fundamental e depois quando compensadores de harmônicos são adicionados. Por fim, é mostrada uma metodologia de projeto dos controladores ressonantes com compensadores de atraso para melhorar o desempenho destes controladores quando utilizados para compensar frequências harmônicas de ordem elevada.

Capítulo 4 – Neste capítulo são apresentados resultados de dois ensaios experimentais para validar o estudo desta dissertação.

Capítulo 5 – São apresentadas as conclusões gerais e as propostas de continuidade.

Capítulo 2

Controladores de corrente em inversores tipo fonte de tensão

2.1 Introdução

Na introdução deste trabalho foi apresentada uma breve revisão das estratégias de controle de corrente mais encontradas nos trabalhos atualmente. No presente capítulo será estudada em detalhes a estratégia de controle PI síncrono e P-Ressonante. Como mencionado, o controle PI síncrono pode ser dividido de acordo com os métodos utilizados para melhorar o desempenho do sistema, eliminando o efeito do acoplamento cruzado, derivado da transformada de Park aplicada ao modelo do filtro L. Estes métodos resultam nos controladores normalmente chamados na literatura de: controle PI síncrono clássico, controle PI síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado (PISDAC) e controle PI síncrono Vetorial (PIV). Estes controladores são aplicados normalmente em sistemas trifásicos, no controle de máquinas elétricas e em sistemas de conversão de energia. Tendo em vista a versatilidade de controladores de corrente em sistemas monofásicos, buscou-se estudar técnicas de controle com desempenho igual ou superior ao método citado acima. Nesse sentido, foi realizado um estudo em detalhes do controlador Ressonante. Sabe-se que essa técnica de controle é derivada da soma de dois controladores PI síncrono, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, implementados no referencial estacionário. Nessa esfera foi possível analisar, em detalhes, os possíveis controladores ressonantes derivados dos controladores PI síncronos acima citados.

O uso de controlador Proporcional-Integral (PI) é bem conhecido e difundido em aplicações que envolvem controle, rastreamento de sinais e realimentação, tanto em sistemas trifásicos como monofásicos. Nas aplicações de controle de corrente, seu desempenho é avaliado pela capacidade de controlar tanto a amplitude quanto a fase das correntes.

Em aplicações trifásicas, esse controlador pode ser implementado no sistema de coordenada natural ou coordenada abc , onde utiliza-se um controlador PI de corrente em cada fase; em sistemas de coordenadas estacionárias, onde faz-se o uso da transformada de Clark para transformar o sistemas de três variáveis abc em apenas duas $\alpha\beta 0$, uma vez que considera-se nula a componente de sequência zero. No entanto, como nesses referenciais os sinais continuam senoidais os controladores PI não conseguem seguir os sinais e geram erros de regime permanente e baixa rejeição a perturbações. Para solucionar esse problema, o controlador PI é implementado no referencial síncrono (SRF – *Synchronous Reference Frame*). Nesse referencial, as grandezas alternadas são transformadas em grandezas contínuas através das transformadas de Clark e Park. Dessa forma, o controlador PI permite a obtenção de erro nulo em regime permanente e dinâmica rápida, com elevada rejeição a perturbação.

Em sistemas monofásicos, onde se tem a informação de apenas uma fase, é necessária a criação de uma componente virtual em quadratura, permitindo o uso direto da transformada de Park. Contudo, a fim de trabalhar com controladores diretamente no referencial estacionário, evitando utilizar às transformadas matemáticas ou modelos de geração de componentes virtuais, muitos trabalhos têm sido publicados sobre os controladores PI síncronos de corrente implementado no referencial estacionário. Neste capítulo, será analisada a estrutura dos controladores PI síncronos aplicados em sistemas trifásicos, visando estabelecer um comparativo em termos de desempenho. Esses controladores também serão analisados quando implementados no referencial estacionário, conhecidos como controladores ressonantes, comumente aplicados em sistemas monofásicos.

2.2 Sistemas de coordenadas Síncronas e Estacionárias

Para transformar grandezas CA em grandezas CC, normalmente utilizam-se duas transformadas fundamentais: as transformadas de Clark e Park. A primeira reduz um sistema com três variáveis para um sistema com apenas duas variáveis, cujas componentes permanecem no mesmo referencial de coordenadas estacionário sem qualquer perda de

informação. A segunda converte um sistema com duas variáveis alternadas em um sistema com duas variáveis contínuas, definindo um novo referencial chamado de referencial síncrono ou girante.

Dessa forma, aplicando a transformada de Clark (2.1), um sistema trifásico equilibrado e simétrico, com sinais de tensão e corrente representados pelas variáveis f_a , f_b e f_c , é convertido em um sistema bifásico com variáveis definidas por f_α e f_β , os quais permanecem no referencial de coordenadas estacionárias. Isso acontece porque as componentes f_α e f_β resultam da projeção de um vetor $f_{\alpha\beta}$ no mesmo referencial estacionário, cuja velocidade angular de rotação é igual a frequência angular dos três sinais (tensão ou corrente) do sistema trifásico. Nessa transformação a constante $2/3$ é usada para preservar a amplitude das variáveis originais. A interpretação geométrica pode ser vista na Figura 2.1 [3, 26].

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Aplicando a transformada de Park sobre as componentes bifásicas f_α e f_β , obtêm-se duas componentes contínuas f_d e f_q . Isso é possível porque no referencial dq o vetor $f_{\alpha\beta}$ não se move em relação às projeções f_d e f_q , pois a velocidade angular de rotação desse vetor é igual à velocidade angular de rotação das projeções f_d e f_q . Ou seja, a velocidade angular (ω_e) da transformada de Park deve ser igual à frequência fundamental do sistema trifásico. A interpretação geométrica pode ser vista na Figura 2.1 (b).

As Figura 2.1 (a) e (b) ilustram a relação entre os referenciais estacionário ($\alpha\beta$) e síncrono (dq). O referencial dq gira na mesma velocidade angular do vetor $f_{\alpha\beta}$.

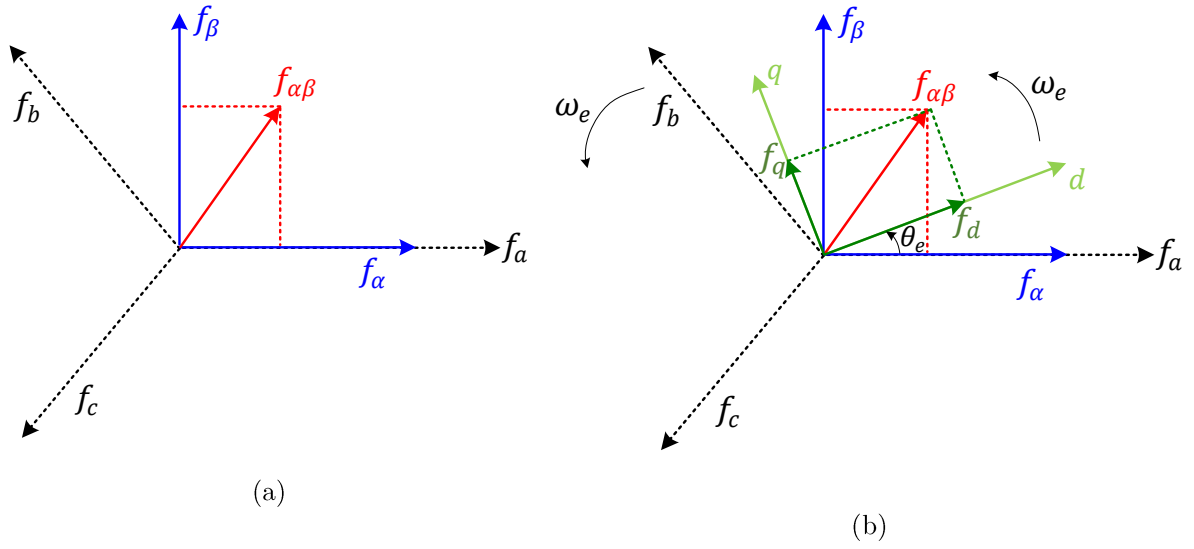


Figura 2.1 –Relação entre os referenciais estacionário e síncrono, representando: a) transformada de Clark e b) transformada de Park.

Considerando a Figura 2.1, pode-se demonstrar que a relação matemática da transformada de Park é dada pela matriz apresentada em (2.2).

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Definindo as variáveis $\alpha\beta$ e dq em termos de vetores complexos em (2.3) e (2.4).

$$f_{\alpha\beta} = f_\alpha + jf_\beta \quad (2.3)$$

$$f_{dq} = f_d + jf_q \quad (2.4)$$

Pode-se mostrar que,

$$f_{dq} = f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)(\cos\theta_e - j \text{sen}\theta_e) = f_{\alpha\beta}e^{-j\theta_e}$$

Sendo,

$$e^{-j\theta_e} = (\cos\theta_e - j\text{sen}\theta_e)$$

O mesmo pode ser demonstrado para o vetor $f_{\alpha\beta}$, simplesmente fazendo a inversa da matriz (2.2) e considerando os vetores complexos de (2.3) e (2.4). Logo, observa-se que o

termo $e^{-j\theta_e}$ leva o sistema do referencial estacionário para o referencial síncrono, enquanto o termo $e^{+j\theta_e}$ realiza a operação inversa.

Portanto, as transformações dos vetores complexos genéricos, $f_{\alpha\beta}$ e f_{dq} , entre os referenciais estacionário e síncrono, podem ser determinadas por meio das seguintes relações:

$$f_{\alpha\beta} = f_{dq} e^{+j\theta_e} \quad (2.5)$$

$$f_{dq} = f_{\alpha\beta} e^{-j\theta_e} \quad (2.6)$$

Sendo,

$$\theta_e = \omega_e t$$

Essas transformações serão utilizadas para modelar o filtro L e o controlador PI nos referenciais estacionário e síncrono.

Outra possibilidade de realizar as mudanças do referencial síncrono para o estacionário e vice-versa, pode ser feita considerando a propriedade da transformada de Laplace mostrada em (2.7) [3, 27], onde \mathcal{L} representa o operador de Laplace.

$$\left[\mathcal{L} \left(e^{\lambda t} f(t) \right) \right] (s) = [\mathcal{L}(f)](s - \lambda) \quad (2.7)$$

Essa propriedade implica que a transformada de Laplace de uma função no domínio do tempo multiplicada pela exponencial $e^{\lambda t}$, pode ser representada no domínio s substituindo o termo $s \rightarrow s - \lambda$ na função $f(s)$. Assim, comparando as transformações de (2.5) e (2.6) com o primeiro termo de (2.7), pode se concluir que, para transformar uma função $f(s)$ do referencial síncrono para o estacionário (quando $\lambda = +\omega_e$), substitui-se o termo $s \rightarrow s - j\omega_e$ na função de transferência $f(s)$, e para transformar do referencial estacionário para o referencial síncrono, quando ($\lambda = -\omega_e$), substitui-se $s \rightarrow s + j\omega_e$ em $f(s)$. Essa propriedade equivale para as componentes de sequência positiva e negativa [28].

2.2.1 Modelo do Filtro L

Nas aplicações em que são empregados controladores de corrente, como controle de velocidade de máquinas elétricas, filtros ativos ou retificadores ativos, se faz uso de basicamente dois tipos de filtros de saída, o filtro L e o filtro LCL . Pela simplicidade e por trabalhar em baixa potência, neste trabalho será utilizado o filtro L . A Figura 2.2 mostra o circuito equivalente do inversor trifásico com o filtro de saída, sendo: v_{cc} a tensão do barramento, v_{ia} , v_{ib} e v_{ic} as tensões de fase de saída do inversor, L e R_L representam a indutância e a resistência em série equivalente (RSE) do indutor, respectivamente, e v_{oab} e v_{obc} representam as tensões de linha numa carga qualquer conectada na saída do filtro L , que pode ser, por exemplo, a tensão da rede, em aplicações com inversores conectados à rede CA ou filtros ativos de potência (FAP).

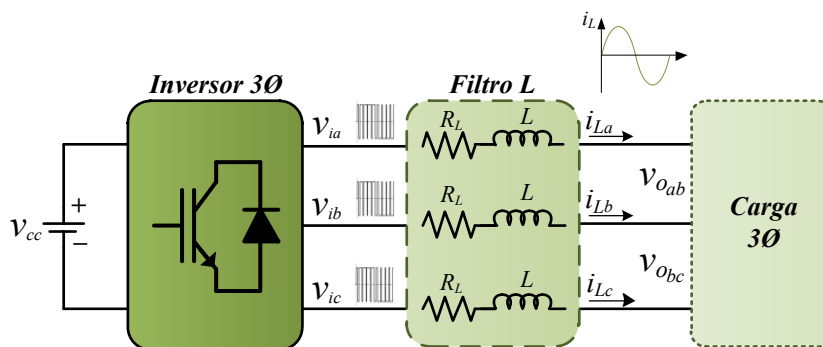


Figura 2.2 –Circuito equivalente do inversor trifásico com filtro L .

2.2.1.1 Modelo no referencial estacionário

O circuito equivalente e o diagrama de blocos do modelo da carga RL no referencial estacionário são mostrados nas Figura 2.3 (a) e (b), onde a corrente no indutor é representada por $i_{L\alpha\beta}$.

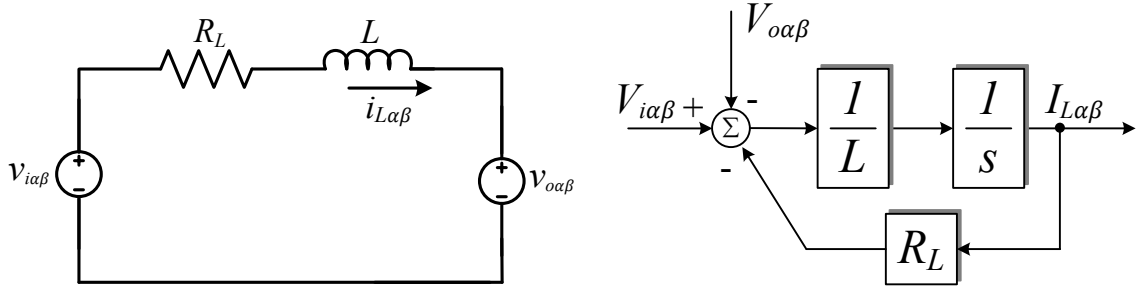


Figura 2.3 –Circuito equivalente e diagrama de blocos do filtro L no referencial estacionário.

Aplicando a lei das Malhas de Kirchoff ao circuito da Figura 2.3, tem-se (2.8)

$$L \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} = -R_L i_{L\alpha\beta} + v_{i\alpha\beta} - v_{o\alpha\beta} \quad (2.8)$$

Uma vez que a carga conectada na saída do filtro L é desconhecida, então a tensão $v_{o\alpha\beta}$ não será incluída nos cálculos dos compensadores sendo, portanto, considerada como uma perturbação no sistema. Assim, a expressão que corresponde ao modelo do filtro L no referencial estacionário pode ser escrita em (2.9).

$$L \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} = -R_L i_{L\alpha\beta} + v_{i\alpha\beta} \quad (2.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.9) obtém-se a função de transferência do filtro L no referencial estacionário (2.10).

$$G_P(s) = \frac{I_{L\alpha\beta}(s)}{V_{i\alpha\beta}(s)} = \frac{1}{sL + R_L} \quad (2.10)$$

2.2.1.2 Modelo no referencial síncrono

O modelo do filtro L no referencial síncrono pode ser analisado através das representações complexa e escalar. Ambas as representações possuem o mesmo resultado. No entanto, a notação complexa simplifica o modelo de um sistema de múltiplas entradas e saídas em um modelo com apenas uma entrada e saída. Dessa forma, é mais simples e adequado usar a notação complexa do modelo para analisar o desempenho através do lugar

das raízes e da função de resposta em frequência (FRF), pois em apenas um gráfico é possível ver toda a dinâmica do sistema, enquanto que seriam necessários quatro gráficos diferentes usando a notação escalar [29, 30].

Para obter o modelo do filtro L no referencial síncrono basta multiplicar (2.9) pelo termo $e^{-j\theta_e}$, como mostrado em (2.6), ou substituir o termo $s \rightarrow s + j\omega_e$ em (2.10), como mostrado em (2.7). Considerando o primeiro caso, tem-se:

$$Le^{-j\theta_e} \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} = -R_L i_{L\alpha\beta} e^{-j\theta_e} + v_{i\alpha\beta} e^{-j\theta_e} \quad (2.11)$$

Considerando a propriedade da derivada em (2.12) e sabendo-se que $\theta_e = \omega_e t$, obtém-se (2.13):

$$\frac{d(i_{L\alpha\beta} e^{-j\theta_e})}{dt} = e^{-j\theta_e} \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} + i_{L\alpha\beta} \frac{de^{-j\theta_e}}{dt} \quad (2.12)$$

$$e^{-j\theta_e} \frac{di_{L\alpha\beta}}{dt} = \frac{d(i_{L\alpha\beta} e^{-j\theta_e})}{dt} + j\omega_e i_{L\alpha\beta} e^{-j\theta_e} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.13) em (2.11) e usando a relação de (2.6), o modelo do filtro L em termos das componentes dq , representado em notação complexa, é mostrado em (2.14).

$$L \frac{di_{Ldq}}{dt} + j\omega_e L i_{Ldq} = -R_L i_{Ldq} + v_{i_{dq}} \quad (2.14)$$

A presença do termo complexo $j\omega_e L i_{Ldq}$ representa o acoplamento cruzado entre os eixos d e q e é resultante apenas da transformação para o referencial síncrono.

Considerando a representação em termos dos vetores complexos dada em (2.4), as equações de eixo d e eixo q são determinadas através de (2.15).

$$L \frac{d(i_{Ld} + j i_{Lq})}{dt} + j\omega_e L (i_{Ld} + j i_{Lq}) = -R_L (i_{Ld} + j i_{Lq}) + (v_{i_d} + j v_{i_q}) \quad (2.15)$$

Resolvendo (2.15) e isolando os termos relativos às partes real e imaginária, obtém-se as expressões (2.16) e (2.17) que representam a notação escalar do modelo do filtro L no referencial síncrono.

$$L \frac{di_{Ld}}{dt} = -R_L i_{Ld} + v_{id} + \omega_e L i_{Lq} \quad (2.16)$$

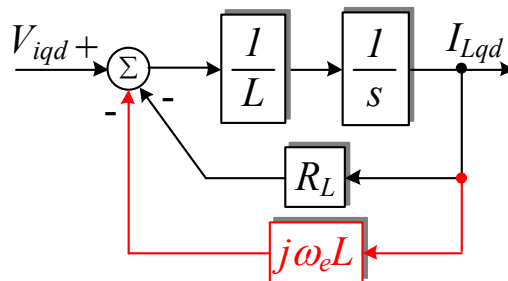
$$L \frac{di_{Lq}}{dt} = -R_L i_{Lq} + v_{iq} - \omega_e L i_{Ld} \quad (2.17)$$

A função de transferência obtida a partir de (2.14) pode ser vista em (2.18).

$$G'_p(s) = \frac{I_{Ldq}(s)}{V_{idq}(s)} = \frac{1}{sL + R_L + j\omega_e L} \quad (2.18)$$

Como comentado anteriormente, em (2.14) percebe-se que na forma complexa, o sistema é de apenas uma entrada e uma saída, enquanto que na forma escalar possui duas entradas e duas saídas, conforme (2.16) e (2.17).

As Figura 2.4 (a) e (b) ilustram o diagrama de blocos do modelo do filtro L no domínio da frequência para cada uma dessas situações, respectivamente. Assim, em virtude das vantagens, a notação complexa, conforme (2.14) e ilustrada na Figura 2.4 (a), será utilizada para representar o modelo do filtro L no referencial síncrono.



(a)

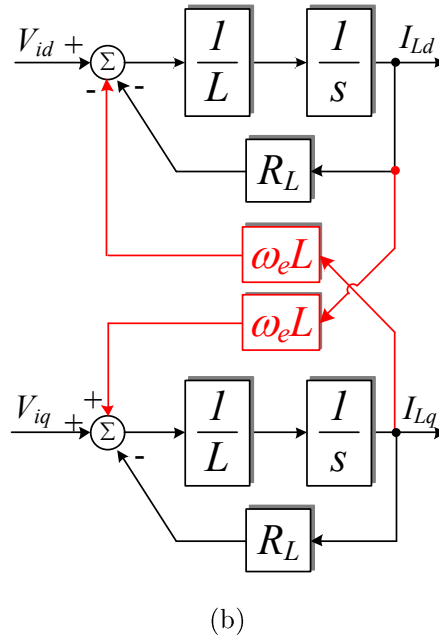


Figura 2.4 – Modelo da carga RL no referencial síncrono: a) notação complexa e b) notação escalar, mostrando o acoplamento cruzado entre os eixos dq .

2.3 Controlador PI no referencial síncrono

Como comentado anteriormente, a implementação de controladores PI em sistemas trifásicos pode ser feita tanto no sistema de coordenadas naturais abc como no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$. No entanto, para solucionar os problemas desse controlador em seguir uma referência com sinais de frequência diferente de zero, aplica-se o controlador PI num sistema de coordenadas síncronas.

Os controladores PI síncronos são amplamente utilizados em sistemas trifásicos. Neste projeto, as medições das correntes envolvidas no controle, são transformadas em duas grandezas senoidais em quadratura, $I_{L\alpha}$ e $I_{L\beta}$, através da transformada de Clark. Essas grandezas são então transformadas em grandezas contínuas, I_{Ld} e I_{Lq} , através da transformada de Park, como explicado na seção 2.2. Cada uma dessas grandezas é controlada de forma independente, cujas correntes de referência são, I_{Ld}^* e I_{Lq}^* . Vale ressaltar que essa explicação é válida para o sistema em regime permanente, pois durante transitórios as correntes podem ser não senoidais e muito menos podem estar defasadas de 90° no referencial estacionário.

Devido à presença do termo complexo, $j\omega_e L I_{Ldq}$, como pode ser visto em (2.18) e na Figura 2.4, os controladores PI no referencial síncrono são projetados de forma a reduzir ou eliminar o efeito desse termo no desempenho do sistema de malha fechada. Assim, três estratégias de controle de corrente PI síncrono são bastante estudadas: PI síncrono clássico, PI síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado e PI síncrono vetorial [28, 30-33].

2.3.1 Controlador PI síncrono Clássico

O controlador PI convencional é definido pela função de transferência dada em (2.19).

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.19)$$

Sendo k_p e k_i os ganhos proporcional e integral, respectivamente. Para cada eixo (d e q) é usado um controlador para alcançar erro zero em regime permanente.

As Figura 2.5 (a) e (b) representam a estrutura vetorial complexa de uma planta RL com controlador PI de corrente síncrono clássico. Estas figuras mostram a implementação no referencial síncrono, sendo ω_e a frequência síncrona e I_{Ldq}^* a corrente de referência.

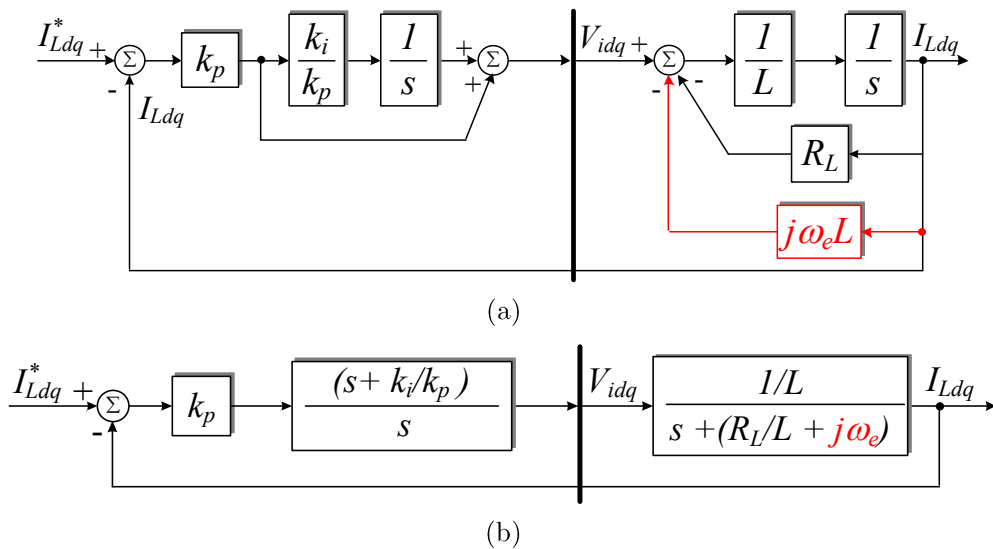


Figura 2.5 – a) Controle PI de corrente síncrono clássico com filtro L de saída e b) diagrama de blocos simplificado.

Na Figura 2.5 (b), percebe-se claramente que o zero do controlador é real e está localizado em k_i/k_p , enquanto que o polo da planta é um número complexo que depende da frequência de operação.

A natureza diferente do zero do controlador em relação ao polo da planta constitui-se no principal problema para a sintonia clássica do controlador PI síncrono clássico. Comumente projeta-se o zero do controlador para cancelar o polo dominante da planta. Mas neste caso, só haverá cancelamento perfeito entre polo e zero caso a frequência de operação seja nula. Usando a notação complexa, é apresentada em (2.20) a função de transferência do sistema de malha fechada.

$$\frac{I_{Ldq}}{I_{Ldq}^*}(s) = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + s(k_p + R_L + j\omega_e L) + k_i} \quad (2.20)$$

Observa-se que os polos são complexos, mas não são conjugados complexos. Por essa razão, o gráfico do lugar das raízes não será simétrico sobre o eixo real e, conseqüentemente, o gráfico da função de resposta em frequência (*FRF*) também será assimétrico, com comportamento diferente para as frequências positivas e negativas. Esse fato ocorre somente devido a notação vetorial. Quando se separam as componentes real e imaginária os polos complexos conjugados ficam evidentes.

O desempenho deste controlador pode ser observado a seguir, onde são apresentados resultados de simulação, visando facilitar o entendimento acerca de suas características e propriedades. Os parâmetros do filtro L , para simulação, são especificados na Tabela 2-1. Os gráficos do lugar das raízes foram desenhados para três condições de frequência síncrona f_e : 0 Hz, 60 Hz e 180 Hz, com os controladores sintonizados para a mesma largura de faixa $f_{b\omega} = 200$ Hz; por último é desenhado um gráfico de polos e zeros do sistema de malha fechada operando com frequência síncrona de 60 Hz e com a largura de faixa variando de 1 Hz a 400 Hz. Os símbolos “×”, “*” e “o” representam os polos do sistema de malha aberta, de malha fechada e os zeros, respectivamente; P_c e Z_c representam o polo e zero do controlador; e P_p e Z_p representam o polo e zero da planta (filtro L).

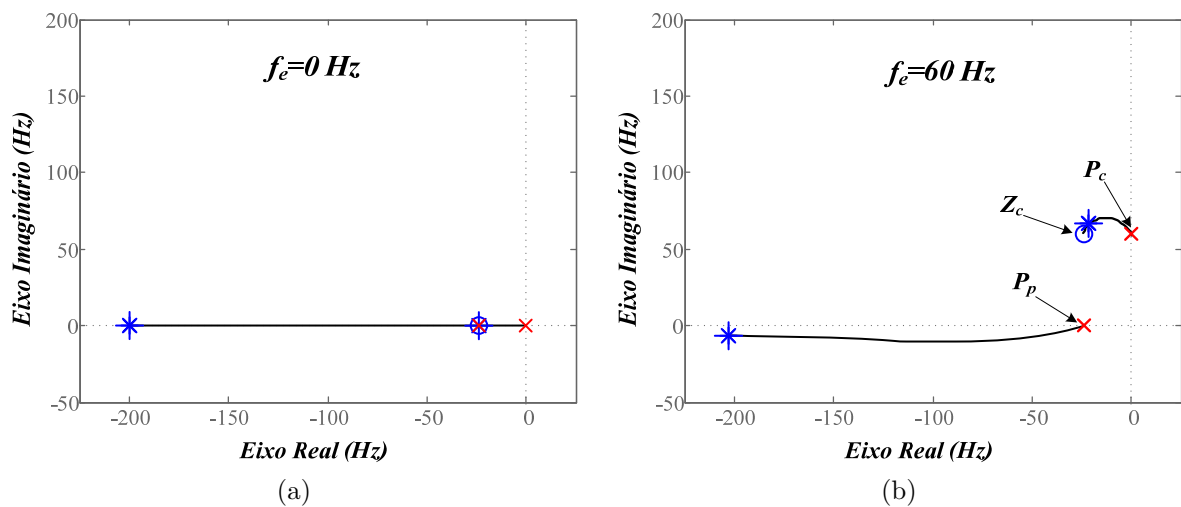
São desenhados dois gráficos de resposta em frequência. O primeiro é desenhado para as mesmas três condições de frequência síncrona mencionada acima e o segundo para o sistema operando com largura de faixa de 600Hz com frequência síncrona de 60Hz . Os gráficos foram desenhados para frequências positivas e negativas, uma vez que vetores complexos podem girar em ambas as direções, e por isso, é necessário utilizar a escala linear de frequência ao invés de logarítmica.

Todos os gráficos, no decorrer do trabalho, serão desenhados com as funções de transferência mostradas no referencial estacionário, cuja transformação das funções de transferência, do referencial síncrono para o referencial estacionário, é feita substituindo-se $s \rightarrow s - j\omega_e$. Assim, é importante deixar claro que a frequência síncrona, ω_e , é a frequência fundamental de regime permanente.

Tabela 2-1 - Parâmetros utilizados na simulação.

Parâmetros	Valor
Indutância - L	1 mH
Resistência série do indutor (RSE) - R_L	$0,15\ \Omega$
Frequência de alimentação - f_e	60 Hz

As Figura 2.6 mostram os gráficos do deslocamento das raízes para o sistema da Figura 2.5, quando implementado no referencial estacionário, sob as mesmas frequências e condições de operação citadas acima.



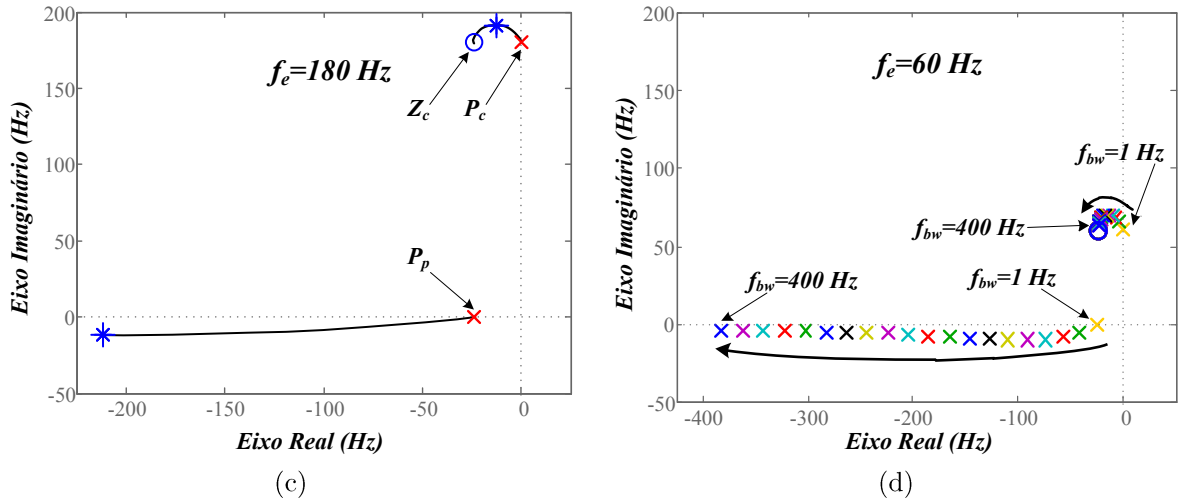


Figura 2.6 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador PI de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial estacionário: a) $f_e = 0$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz, b), $f_e = 60$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz, c) $f_e = 180$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz; d) $f_e = 60$ Hz e $f_{bw} = 1$ Hz até 400 Hz.

Nas Figura 2.6 (a), (b) e (c), nota-se que a interação entre os polos e zeros do sistema de malha fechada, diminui com o aumento da frequência síncrona e aumenta quando se utiliza uma largura de faixa maior do controlador (Figura 2.6 (d)). A variação na intensidade da interação entre polo/zero acontece porque, independente do referencial utilizado, as raízes sempre terão naturezas diferentes, uma real e outra complexa. Portanto, haverá distanciamento maior entre elas com o aumento da frequência síncrona de operação, impossibilitando que o cancelamento desejado seja obtido. Ainda que esse efeito seja minimizado com o aumento da largura de faixa do controlador, como visto na Figura 2.6 (d), o cancelamento ideal só acontecerá na frequência zero, quando $k_i/k_p = R_L/L$ [30].

As Figura 2.7 (a) e (b) mostram a resposta em frequência do sistema para as condições de frequência e operação mencionadas.

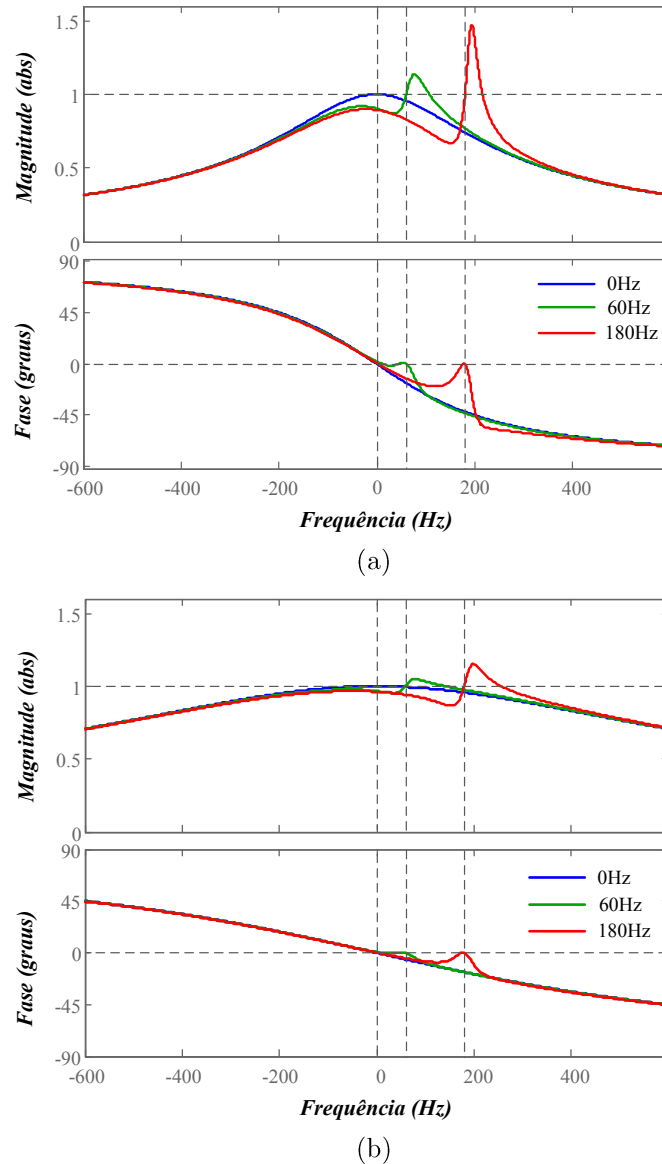


Figura 2.7 – Resposta em frequência da carga RL com controlador PI de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial estacionário para $f_e = 0 \text{ Hz}$, 60 Hz e 180 Hz : a) $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$ e b) $f_{b\omega} = 600 \text{ Hz}$.

Observa-se que na frequência síncrona o sistema possui ganho unitário e erro de fase zero, uma vez que as grandezas são cc e o controlador apresenta erro de regime zero. No entanto, para frequências diferentes da frequência síncrona, as grandezas são ca , e os sinais poderão ser atenuados ou amplificados com picos na resposta do sistema de malha fechada, ocasionando erros entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase. Com isso, a resposta transitória piora. Essa situação pode ocorrer devido a perturbações ou mudança na frequência do sinal de referência e é mais acentuada quanto maior for a frequência síncrona e “melhoram” à medida que a largura de faixa do controlador aumenta.

2.3.2 Controlador PI síncrono com Desacoplamento do Acoplamento Cruzado

Como visto anteriormente, se o termo complexo da planta ($j\omega_e L$) não for efetivamente cancelado, ocorrerá uma degradação significativa no desempenho do sistema: a resposta transitória piora e picos na resposta em frequência do sistema de malha fechada próximos a frequência síncrona, f_e , ocorrem. Para solucionar esse problema, um controlador PI síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado (PISDAC), mostrado na Figura 2.8, pode ser implementado [28, 30-33].

Caso o desacoplamento seja perfeito ($j\omega_e \hat{L} = j\omega_e L$), o polo da planta é movido de $-\frac{R_L}{L} - j\omega_e$ para $-\frac{R_L}{L}$ no referencial síncrono e de $-\frac{R_L}{L}$ para $-\frac{R_L}{L} + j\omega_e$ no referencial estacionário. Assim, é possível realizar o cancelamento do polo da planta pelo zero real do controlador PI síncrono clássico, eliminando, portanto, o efeito do mesmo no desempenho do sistema.

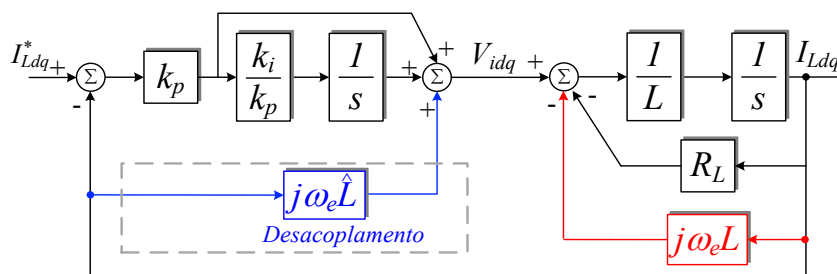


Figura 2.8 - Controle PI de corrente síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado aplicado a uma carga RL apresentado no referencial síncrono.

Os polos e zeros de malha fechada, para as mesmas condições do controlador PI síncrono clássico, são mostrados na Figura 2.9.

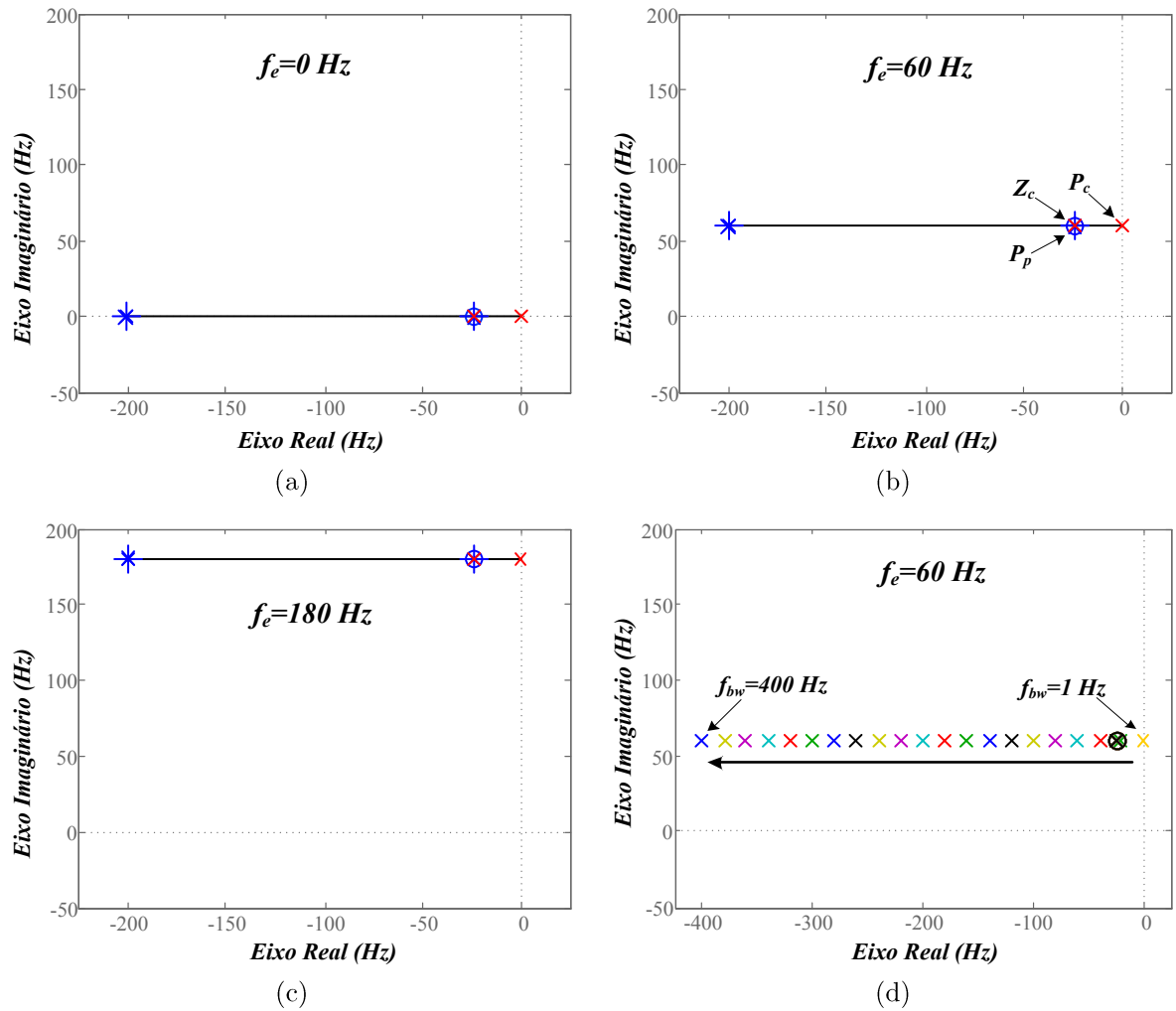
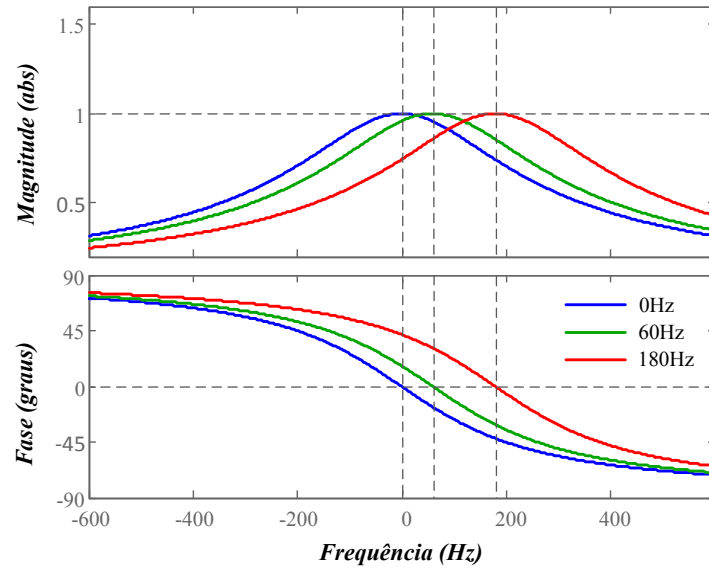


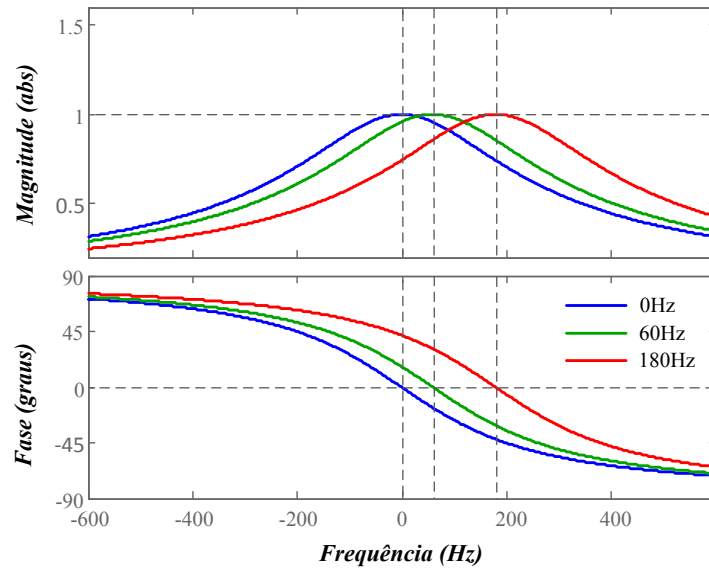
Figura 2.9 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador PI de corrente síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado ($j\omega_e L$), mostrado no referencial estacionário. a) $f_e = 0 \text{ Hz}$ e $f_{bw} = 200 \text{ Hz}$; b) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $f_{bw} = 200 \text{ Hz}$; c) $f_e = 180 \text{ Hz}$ e $f_{bw} = 200 \text{ Hz}$; d) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $f_{bw} = 1 \text{ Hz}$ até 400 Hz .

Observa-se nestas figuras que o cancelamento do polo e zero ocorre na frequência síncrona de operação no referencial estacionário em virtude de que o polo da planta é movido em direção ao zero do controlador. No entanto, nota-se que o desacoplamento do acoplamento cruzado depende do valor estimado da indutância (\hat{L}) da carga RL . Caso a indutância varie o cancelamento polo/zero será inexato e o desempenho será afetado.

A Figura 2.10 mostra a resposta em frequência para esse caso, considerando um desacoplamento do acoplamento cruzado ideal, onde $\hat{L} = L$. Ou seja, a indutância estimada é exatamente igual à indutância real do filtro L .



(a)



(b)

Figura 2.10 – Resposta em frequência da carga RL com controlador PI de corrente síncrono clássico com desacoplamento, mostrado no referencial estacionário para $f_e = 0\text{Hz}$, $f_e = 60\text{Hz}$ e $f_e = 180\text{Hz}$:

a) $f_{b\omega} = 200\text{ Hz}$ e b) $f_{b\omega} = 600\text{ Hz}$.

Observa-se que, na frequência síncrona, a resposta do sistema possui ganho unitário e erro de fase zero, da mesma forma que o controlador clássico, como explicado anteriormente. No entanto, para frequências diferentes da frequência síncrona e principalmente próximos a ela, não há picos elevados, e o erro entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase são reduzidos. Portanto, o controlador com desacoplamento do acoplamento cruzado melhora o desempenho do sistema, melhorando a resposta transitória.

2.3.3 Controlador PI síncrono Complexo Vetorial

Outra alternativa para solucionar o problema do cancelamento do polo da planta, é inserir no próprio controlador *PI* um zero complexo [29-31, 34]. Assim, uma estrutura denominada na literatura de *PI* síncrono vetorial (VPI), descrita matematicamente em (2.21) e mostrada na Figura 2.11, pode ser utilizada. Observa-se que o zero do controlador é um número complexo e, portanto, depende da frequência de operação.

$$G_{PIV}(s) = \frac{k_p \left(s + \frac{k_i}{k_p} + j\omega_e \right)}{s} \quad (2.21)$$

Uma vez que o zero do controlador e o polo da planta são de naturezas iguais (complexos), caso o projeto clássico do controlador seja realizado haverá um posicionamento do zero do controlador na mesma localização do polo da planta como desejado, independentemente da frequência síncrona de operação.

A largura de faixa e o ganho necessário para alcançar o cancelamento de polo/zero, considerando a carga *RL*, são os mesmos apresentados nos casos anteriores, ou seja, $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_L}{L}$ com $k_p = \omega_{b\omega}L$, sendo $\omega_{b\omega}$ a largura de faixa desejada.

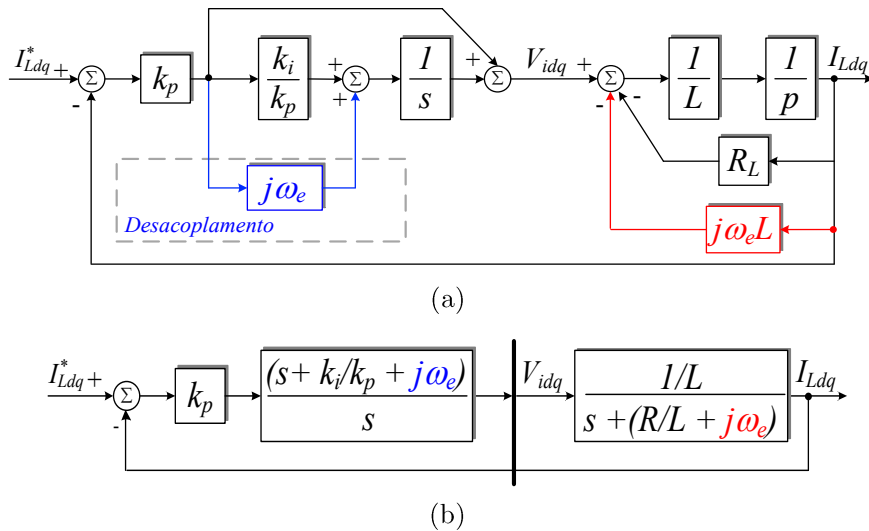


Figura 2.11 - Controle *PI* de corrente síncrono vetorial aplicado a uma carga *RL*.

As Figura 2.12 (a), (b) e (c), mostram o lugar das raízes e os polos e zeros do sistema em malha fechada para as mesmas condições anteriores.

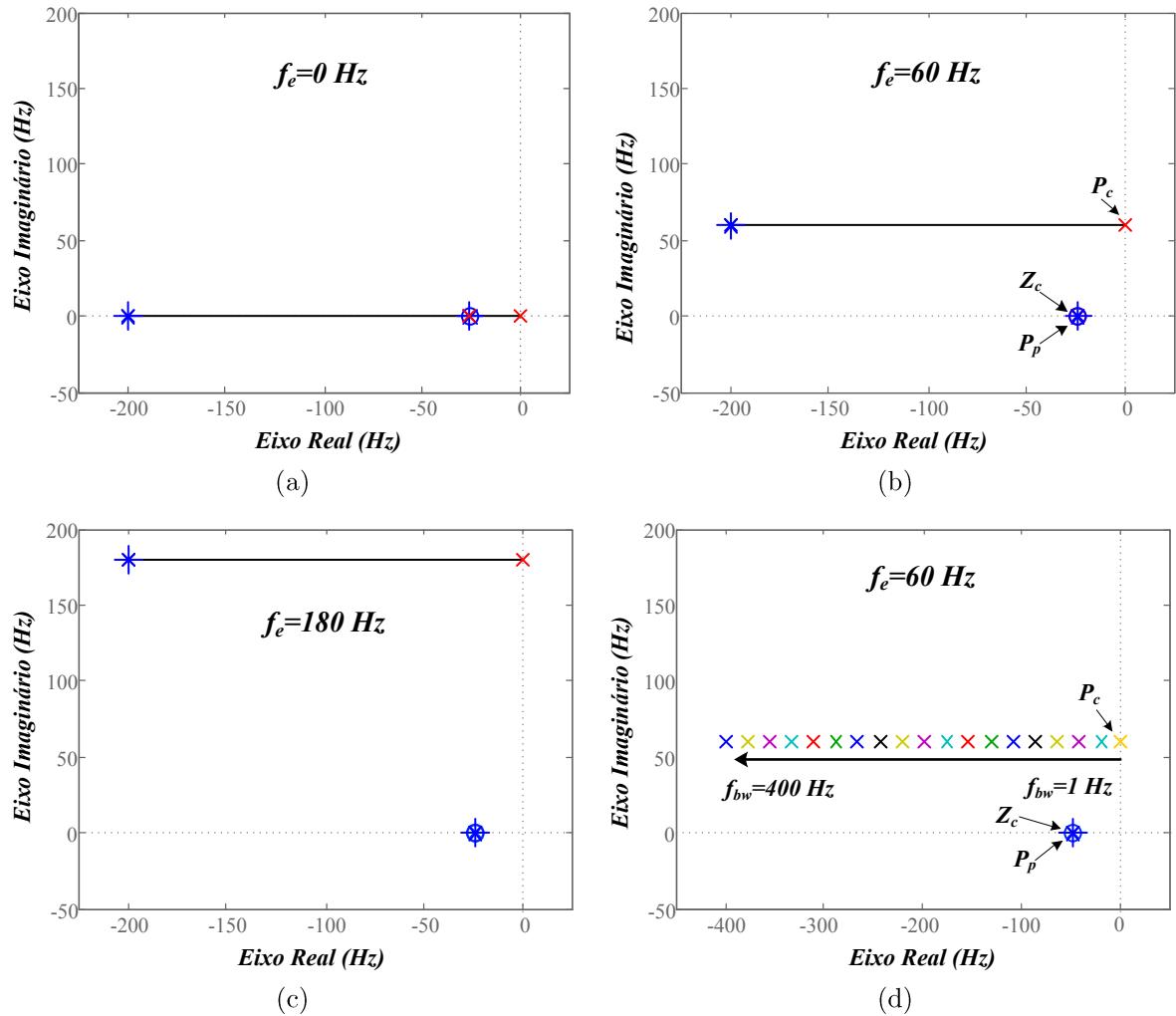


Figura 2.12 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador PI de corrente síncrono vetorial, mostrado no referencial estacionário: a) $f_e = 0$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz; b) $f_e = 60$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz; c) $f_e = 180$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz; d) $f_e = 60$ Hz e $f_{bw} = 10$ Hz até 400 Hz.

Observa-se que, independentemente da frequência síncrona de operação, o cancelamento do zero/polo ocorre no eixo real no referencial estacionário o que leva o sistema a ter maior degradação em torno da frequência zero quando submetido a uma frequência diferente da projetada.

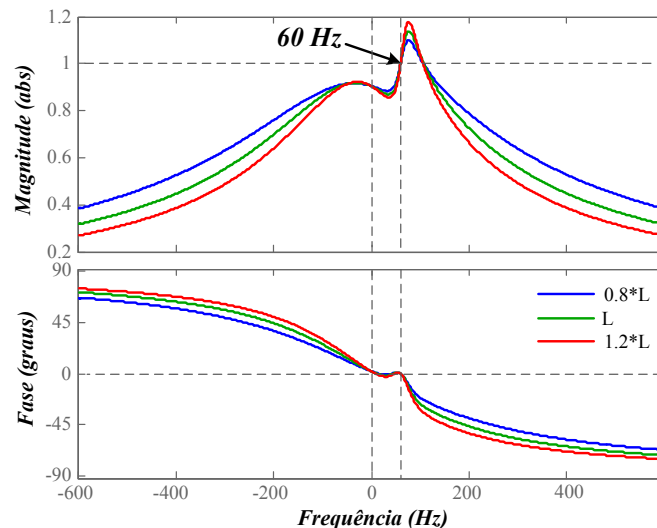
Uma diferença significativa no referencial estacionário, entre os controladores PI com desacoplamento e PI vetorial, é o fato de que, enquanto o primeiro move o polo da planta para $\frac{-R_L + j\omega_e \hat{L}}{L}$ (onde qualquer variação dos parâmetros leva o sistema a ficar complexo logo

oscilatório), o último projeta o zero do controlador de modo que corresponda com o polo da planta [30]. Essa diferença implica que se a indutância L não for bem estimada, ou os parâmetros da planta variarem, a resposta em frequência e a dinâmica do sistema será degradada na frequência a ser controlada quando se realiza o desacoplamento do acoplamento cruzado.

Os gráficos da resposta em frequência para esse controlador é o mesmo obtido para o controlador PISDAC, uma vez que se considera o desacoplamento do acoplamento cruzado ideal. Por essa razão, estes gráficos não são mostrados nessa seção.

2.3.4 Variação paramétrica e variação da frequência síncrona de operação

Para avaliar a sensibilidade dos controladores, a Figura 2.13 mostra a resposta em frequência para uma variação de $\pm 20\%$ na indutância L operando com frequência síncrona de 60Hz . Os controladores foram sintonizados para fornecer a mesma largura de faixa de 200 Hz .



(a)

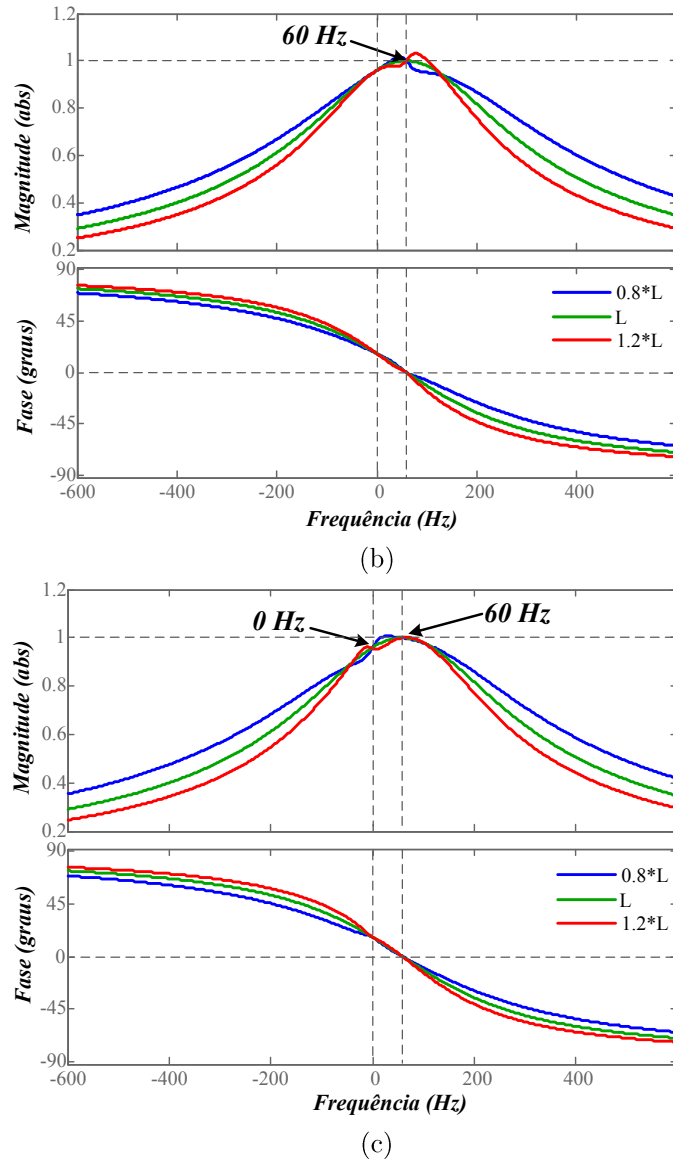
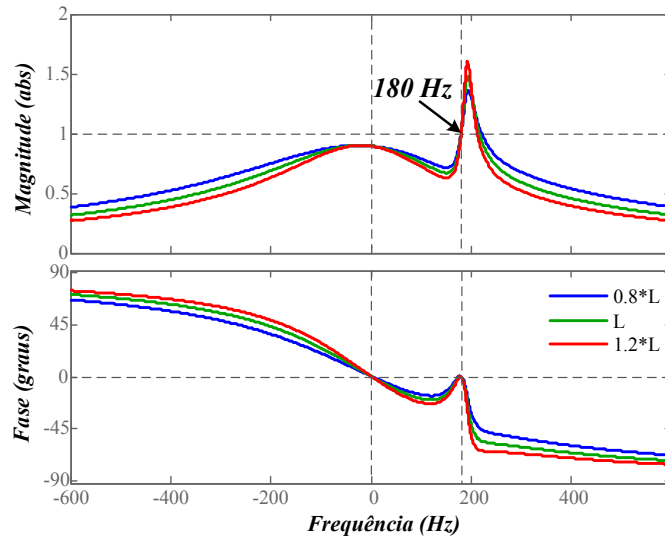


Figura 2.13 – Resposta em frequência para variação de $\pm 20\%$ da indutância L da carga RL com controlador sintonizado para $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$ e frequência síncrona de 60Hz , mostrado no referencial estacionário: a) PI clássico b) PI com desacoplamento do acoplamento cruzado e c) PI vetorial.

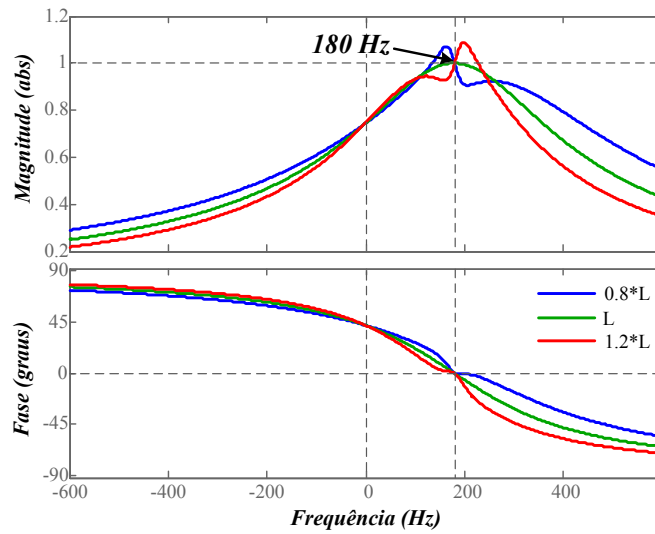
Observa-se na resposta em frequência do controlador PI síncrono clássico, Figura 2.13 (a), que há grande sobressinal em frequências próximas da frequência síncrona de operação. Ou seja, para valores diferentes de ω_e a resposta do sistema será degradada, como mencionado anteriormente. Para o controlador PI com desacoplamento cruzado, nota-se claramente que variações da indutância modificam a resposta em frequência em torno da frequência a ser controlada (60Hz , neste exemplo), enquanto que essas modificações são centradas em torno da frequência zero (0Hz), longe da frequência a ser controlada, para o

sistema com controlador *PI* vetorial. Isto torna o desacoplamento realizado pelo controlador *PI* de corrente síncrono vetorial menos sensível a erros da indutância *L*, como desejado.

Os erros causados, tanto em magnitude quanto em fase, aumentam com a frequência de operação, como pode ser visto na Figura 2.14.



(a)



(b)

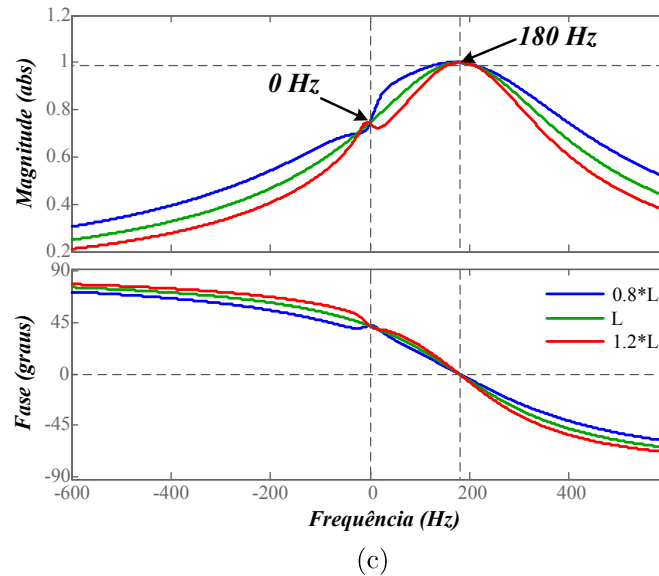


Figura 2.14 – Resposta em frequência para variação de $\pm 20\%$ da indutância L da carga RL com controlador e frequência síncrona de 180Hz , mostrado no referencial estacionário: a) PI clássico b) PI com desacoplamento do acoplamento cruzado e c) PI vetorial.

2.4 Controlador PI síncrono no referencial estacionário

Como mencionado, o controlador PI é bastante utilizado em sistemas monofásicos para o rastreamento de sinais CA. Contudo, sua eficácia para estes sinais é degradada à medida que a frequência do sinal aumenta. Uma solução seria empregar o controlador PI no referencial síncrono. Como se tem a informação de apenas uma fase é necessário à criação de uma componente virtual em quadratura que permita a emulação de um sistema de duas fases, $\alpha\beta$. Assim, a corrente de fase pode ser utilizada como sendo a componente $i_{L\alpha}$ e a componente virtual, defasada de 90° , como sendo $i_{L\beta}$. Fazendo isso, a transformada de Clark é substituída por um bloco de geração de sinais em quadratura (*OSG – Orthogonal System Generation*) e é aplicada apenas a transformada de Park.

Na literatura, várias técnicas são utilizadas para gerar a componente em quadratura. Algumas são comparadas em [35, 36], onde se mostra que o Integrador Generalizado de Segunda Ordem (OSG-SOGI) possui maior vantagem com relação a desempenho dinâmico e sensibilidade a variações da frequência do sinal de entrada. No entanto, a geração de uma componente virtual pode interferir na dinâmica do sistema de malha fechada, onde uma

pequena diferença de fase no ângulo de 90° entre a componente virtual e a componente real, introduz uma perturbação na realimentação de corrente comprometendo o desempenho do sistema de malha fechada. Além disso, alguns autores [28, 34] argumentam que o controle no referencial síncrono é mais complexo, devido ao esforço computacional necessário para as diversas transformadas de Park (direta e inversa) tanto nos sistemas trifásicos como monofásicos. Outros autores [3, 8] indicam que estas transformações introduzem erros, caso o processo de identificação dos eixos síncronos não seja preciso, e que a implementação destes controladores em DSP de ponto fixo é complexa computacionalmente.

Para contornar essas limitações, em [27, 28, 32, 37-39] são desenvolvidos e propostos alguns métodos de controle de corrente em eixos estacionários, podendo ser aplicados tanto em sistemas monofásicos como trifásicos. É mostrado em [13, 32, 34, 39] que a adição de dois controladores *PI* no referencial síncrono, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, quando implementados no referencial estacionário, resultam no controlador equivalente ressonante.

Controladores ressonantes conseguem o rastreamento de referências com frequência variável, erro de regime permanente nulo e apresentam o mesmo desempenho transitório que os controladores *PI* no referencial síncrono. Além disso, possuem a vantagem de requerer menos esforço computacional do que os controladores em coordenadas síncronas, uma vez que não necessitam de transformadas para serem implementados, além de serem menos susceptível a ruídos e erros de sincronização. Outra vantagem é que, em sistemas monofásicos com controlador ressonante, não é necessário a geração de um eixo em quadratura virtual.

Muitos trabalhos têm sido desenvolvidos com o uso de controladores ressonantes em aplicações como Filtros Ativos de Potência (FAP), Fontes de Alimentação Ininterrupta (UPS), Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede (SFCR), controle de máquinas elétricas, Compensadores Síncronos Estáticos (STATCOM – *Static Synchronous Compensator*) e Microrredes. Dentre os tipos de controles ressonantes mais utilizados pode-se destacar o controlador proporcional ressonante (*P – RES*) e o controlador proporcional-integral ressonante ou controlador proporcional ressonante vetorial (*PRV*).

Nas próximas seções serão realizadas análises semelhantes às aplicadas ao controlador *PI* síncrono a fim de mostrar o desempenho de cada um.

2.4.1 Controlador P-RES clássico

A função de transferência do controlador *PI* síncrono clássico para controlar sinais de sequência positiva e negativa, foi apresentada em (2.19). A transformação destas funções de transferência para o referencial estacionário é feita fazendo a mudança de $s \rightarrow s - j\omega_e$ para o controlador com sinal de sequência positiva e $s = s + j\omega_e$ para o controlador de sinal de sequência negativa. Em (2.22) $G_{PI}^+(s)$ corresponde à função de transferência de sequência positiva e $G_{PI}^-(s)$ corresponde à função de transferência do controlador de sequência negativa, ambas implementadas no referencial estacionário.

$$G_{PI}^+(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_e} \quad G_{PI}^-(s) = k_p + \frac{k_i}{s + j\omega_e} \quad (2.22)$$

A soma dos controladores *PI* de sequência positiva $G_{PI}^+(s)$ e de sequência negativa $G_{PI}^-(s)$ resulta na função de transferência do controlador P-Ressonante sintonizado para frequência fundamental ω_e , como pode ser visto em (2.23).

$$G_{PR}(s) = G_{PI}^+(s) + G_{PI}^-(s) = 2k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.23)$$

O diagrama de blocos do controlador P-Ressonante é mostrado na Figura 2.15.

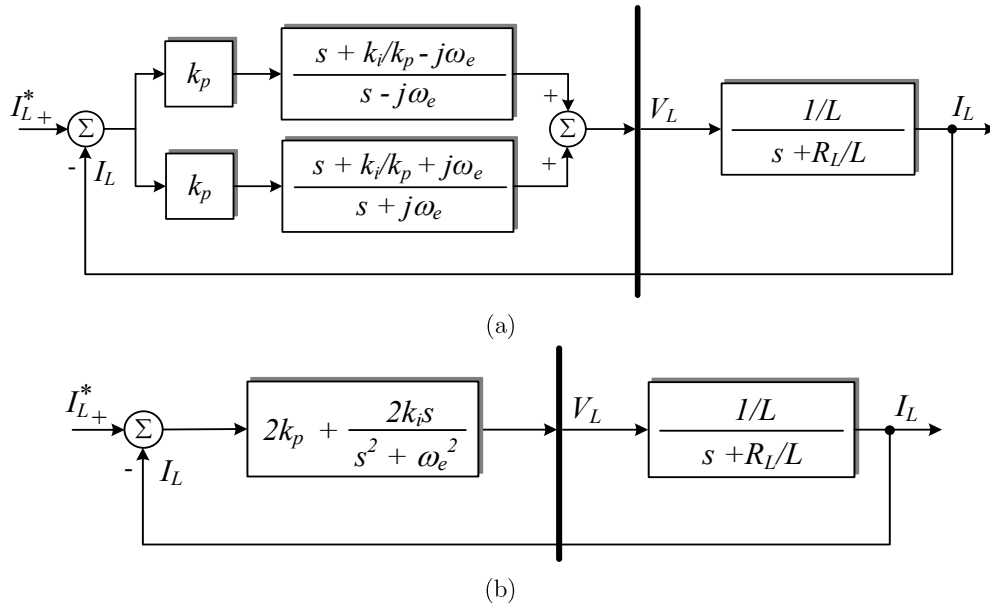


Figura 2.15 – Diagrama de blocos do controlador P-Ressonante: a) Controladores PI de sequência positiva e negativa, implementados no referencial estacionário; b) Controlador P-Ressonante equivalente.

Observa-se que não é possível realizar o projeto do controlador P-Ressonante através do método clássico de cancelamento polo/zero, devido à presença do termo, ω_e^2 , ou da frequência de ressonância presente no zero da função de transferência desse controlador. Essa explicação pode ser comprovada em (2.24).

$$G_{PR}(s) \times G_P(s) = \frac{2k_p(s^2 + k_i/k_p s + \omega_e^2)}{s^2 + \omega_e^2} \times \frac{1}{(sL + R_L)} \quad (2.24)$$

Assim, o controlador P-Ressonante clássico torna-se dependente do quadrado da frequência de ressonância do sistema.

A Figura 2.16 mostra a resposta em frequência do controlador ressonante clássico, $G_{PR}(s)$, para os ganhos $k_i = 10$, $k_p = 1$, frequência de ressonância $f_e = 60\text{Hz}$ e parâmetros da planta iguais aos mostrados na Tabela 2-1. Observa-se que os dois polos ressonantes na frequência fundamental ω_e , introduzidos pelo controlador (2.23), geram ganho infinito para componentes de sequência positiva e negativa de um sinal de entrada com a mesma frequência. Essa característica garante, para um sistema de malha fechada, erro de regime nulo, rastreamento do sinal de referência sem atraso e rápida resposta transitória com elevada rejeição a perturbação. Dessa forma, em sistemas trifásicos, onde ambas as componentes de sequência positiva e negativa necessitam ser controladas quando há desequilíbrio entre fases, o controlador P-RES possui a vantagem de poder ser utilizado diretamente em cada um dos eixos estacionários $\alpha\beta$, não apenas por evitar transformadas matemáticas, mas por compensar ambas componentes de sequência. Isso acontece porque cada eixo pode ser tratado como um sinal monofásico. Observa-se que o diagrama de bode possui resposta para as frequências positivas e negativas, uma vez que esse controlador corresponde a soma de componentes de sequência positiva e negativa.

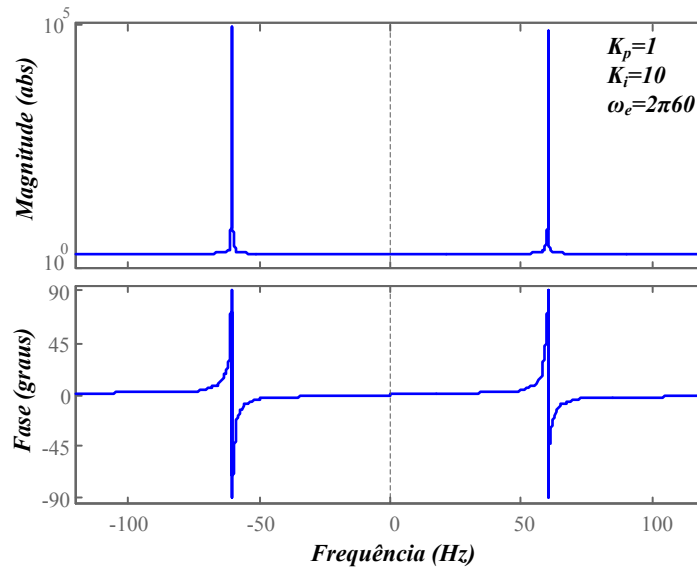


Figura 2.16 – Resposta em frequência do controlador P-RES $G_{PR}(s)$ para uma frequência $\omega_e = 2\pi 60 \text{ rad/s}$.

Em algumas aplicações a limitação na representação de sinais analógicos e principalmente a amostragem finita em sistemas digitais, impossibilita gerar ganhos infinitos na frequência de ressonância. Para solucionar essa limitação, em [27] é apresentada uma função de transferência não ideal, onde o integrador é aproximado por um filtro passa-baixa de primeira ordem. A função de transferência do controlador resultante pode ser vista em (2.25), onde a frequência ω_c representa a frequência de corte de um filtro passa-baixa.

$$G'_{PR}(s) = k_P + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_e^2} \quad (2.25)$$

A Figura 2.17 mostra a resposta em frequência dessa função de transferência para valores diferentes de ω_c . Observa-se que ainda há um ganho elevado na frequência de ressonância independente do valor de ω_c . Percebe-se também que essa frequência determina a largura de banda em torno da frequência de ressonância, podendo dessa forma, aumentar a robustez do controlador mediante a sensibilidade do sistema a variações na frequência de ressonância.

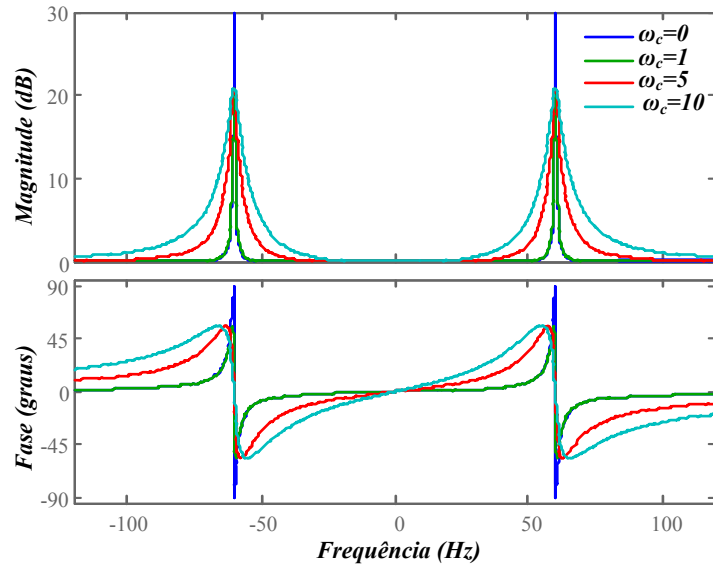


Figura 2.17 – Resposta em frequência do controlador P-RES $G'_{PR}(s)$ não ideal, considerando $k_p = 1$, $k_i = 10$, $\omega_e = 2\pi 30 \text{ rad/s}$ e $\omega_c = 0, 1, 5$ e 10 .

Além de poder utilizar o controlador ressonante para compensar a componente fundamental ω_e , pode-se fazer a compensação seletiva de harmônicas mediante a associação de vários controladores em paralelo sintonizados para as frequências múltiplas da frequência fundamental, como mostrado em (2.26). Isso também pode ser feito com os controladores *PI* no referencial síncrono, entretanto, é necessário realizar transformadas matemáticas para cada componente harmônica que se deseja compensar, exigindo ainda mais esforço computacional.

$$G_{hPR}(s) = \sum_h^n G_{PRh}(s) = \sum_h^n \left(2k_{ph} + \frac{2k_{ih}s}{s^2 + (h\omega_e)^2} \right) \quad (2.26)$$

Sendo que h representa os harmônicos que se deseja compensar e n o maior harmônico a ser compensado.

Uma vez que o ganho proporcional k_p é a soma de todos os ganhos individuais dos compensadores em paralelo, pode-se calcular um ganho k_{ph} equivalente. Dessa forma, apenas a parte ressonante do controlador pode ser aplicada para compensar os harmônicos, como mostrado em (2.27). Uma vantagem, é que o ganho k_{ph} pode ser sintonizado de tal forma que o sistema permaneça estável. Da mesma maneira, o ganho ressonante k_{ih} também pode ser sintonizado para cada componente harmônica que se deseja compensar. Isso é interessante

porque quanto mais distante a harmônica estiver da componente fundamental menor será a influência da mesma sobre a dinâmica do sistema, assim esse ganho pode ser reduzido, com o intuito de melhorar estabilidade. A função de transferência de (2.27) é normalmente a mais empregada nos trabalhos de controladores ressonantes.

$$C_{PR,h}(s) = k_{p_h} + \sum_h^n \frac{2k_{i_h}s}{s^2 + (h\omega_e)^2} \quad (2.27)$$

A Figura 2.18 mostra os polos e zeros de malha fechada do controlador P-Ressonante, $G_{PR}(s)$, com a carga RL para as mesmas condições do controlador síncrono clássico. Ou seja, para as frequências de ressonância, f_e , 0Hz, 60Hz e 180Hz e largura de faixa igual a 200Hz e variando de 1 a 400Hz.

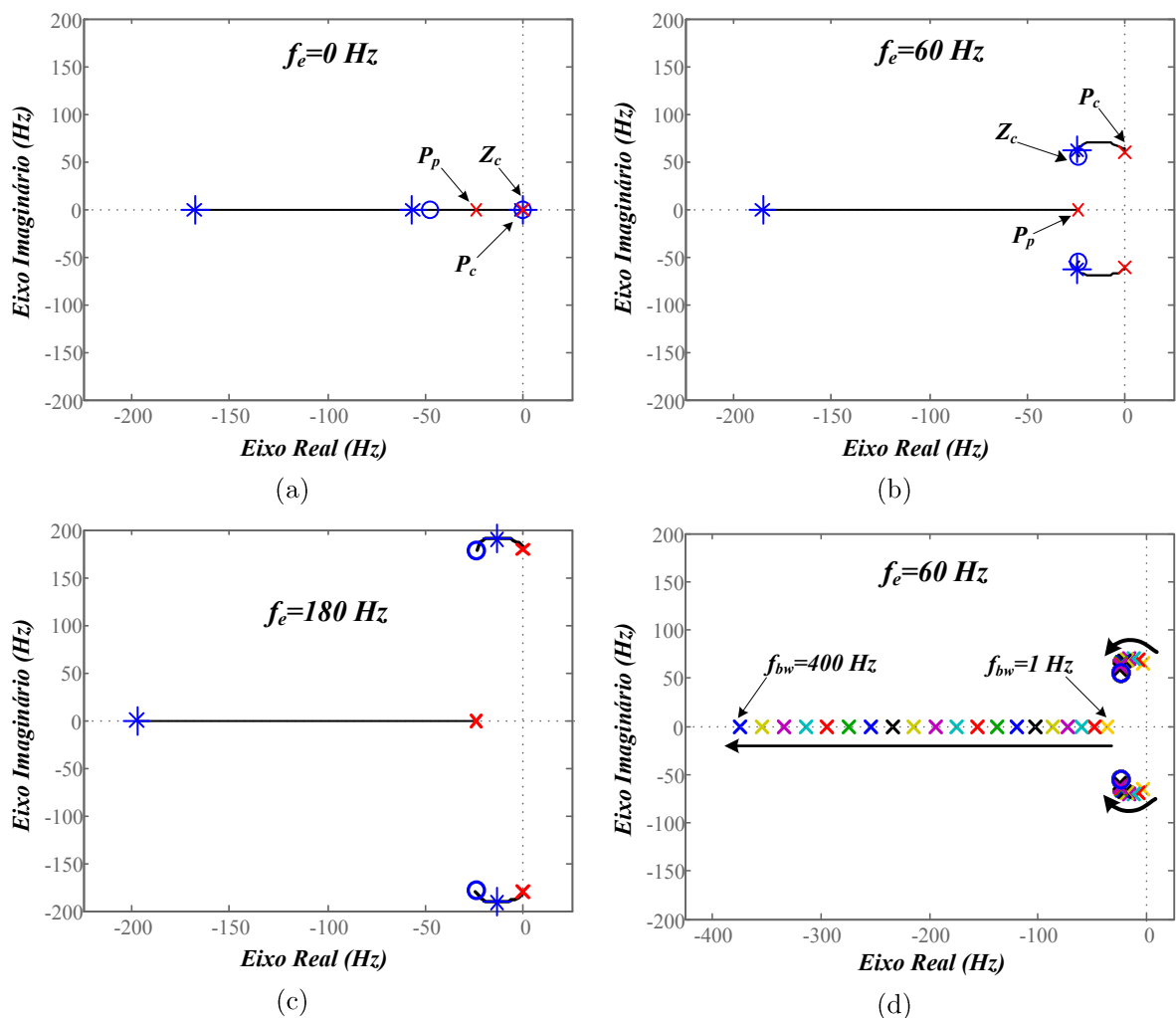
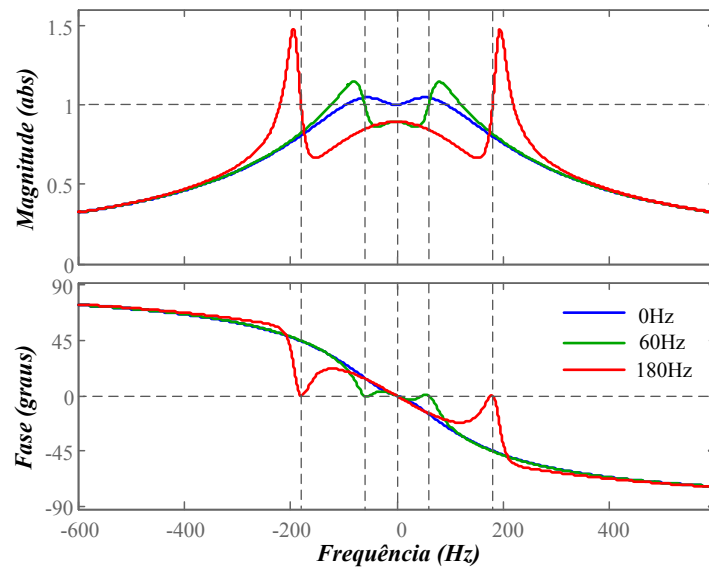


Figura 2.18 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador de corrente P-Ressonante clássico: a) $f_e = 0 \text{ Hz}$ e $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$; b) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $f_{b\omega} \cong 200 \text{ Hz}$; c) $f_e = 180 \text{ Hz}$ e $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$; d) $f_e = 60 \text{ Hz}$ e $f_{b\omega} = 1 \text{ Hz}$ a 400 Hz .

Comparando estas figuras com as apresentadas na Figura 2.6 (controlador PI síncrono clássico), observa-se que as respostas são equivalentes, mas com polos e zeros nas frequências positivas e negativas para este caso. Portanto, da mesma forma que na Figura 2.6, o zero do controlador é complexo devido a presença da frequência de ressonância. Assim, a interação entre o polo do controlador e o zero não ocorre sobre o eixo real e, como consequência, haverá ganhos elevados em torno das frequências de ressonância no sistema de malha fechada. A interação aumenta quando se utiliza uma largura de faixa maior do controlador.

A explicação de (2.24) é confirmada com a resposta em frequência do sistema de malha fechada para diferentes frequências de ressonância e para as larguras de faixa de 200Hz e 600Hz, apresentadas nas Figura 2.19 (a) e (b), respectivamente.



(a)

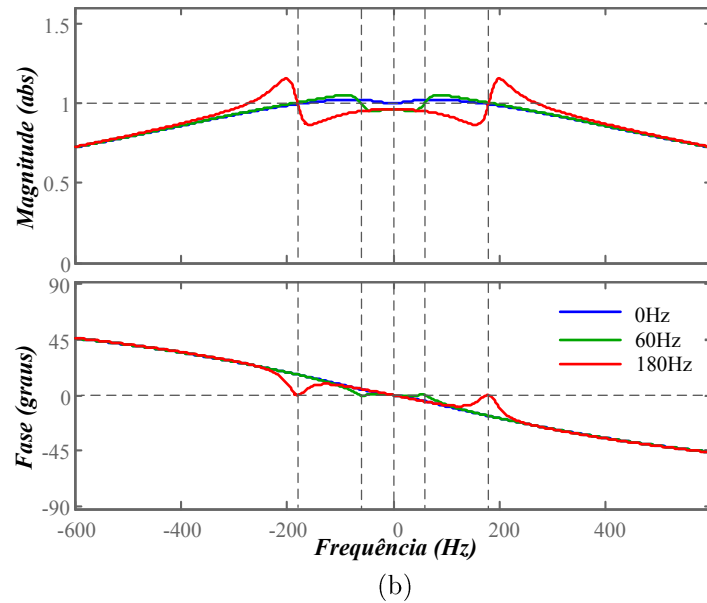


Figura 2.19 – Resposta em frequência da carga RL com controlador P-Ressonante clássico para $f_e = 0 \text{ Hz}, 60 \text{ Hz}$ e 180 Hz : a) $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$; b) $f_{b\omega} = 600 \text{ Hz}$.

Nas frequências de ressonância o sistema possui ganho unitário e erro de fase zero, o mesmo mostrado nas Figura 2.10 (a) e (b) para o controlador PI síncrono clássico. Contudo, para frequências diferentes da frequência de ressonância, principalmente inter-harmônicas (sinais cuja frequência não é um inteiro da frequência fundamental), os sinais podem ser atenuados ou amplificados com picos na resposta do sistema de malha fechada, ocasionando erros entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase. Observa-se na Figura 2.19 (b), que a resposta do sistema de malha fechada melhora à medida que a largura de faixa do controlador aumenta, onde os picos de magnitude e as mudanças bruscas de fase são reduzidos.

Também é possível ver que, para sinais cc , o controlador ressonante clássico possui ganho quase unitário. Isso implica que este controlador é sensível a sinais de baixa frequência, tais como sub-harmônicas ou sinais *offsets* presentes no sinal de referência, devido a erros de medição, por exemplo. Assim, todos sinais cc presentes na referência serão mostrados na saída.

2.4.2 Controle Ressonante resultado do desacoplamento do acoplamento cruzado

O controlador ressonante pode ser obtido a partir do controlador PI síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado, como mostra a Figura 2.20. Diferente das figuras anteriores é apresentado nesse diagrama de blocos, a transformada direta e inversa de Park dada pelas exponenciais $e^{-j\theta_e}$ e $e^{+j\theta_e}$, respectivamente, para componentes de sequência positiva, $e^{+j\theta_e}$, e $e^{-j\theta_e}$, para componentes de sequência negativa.

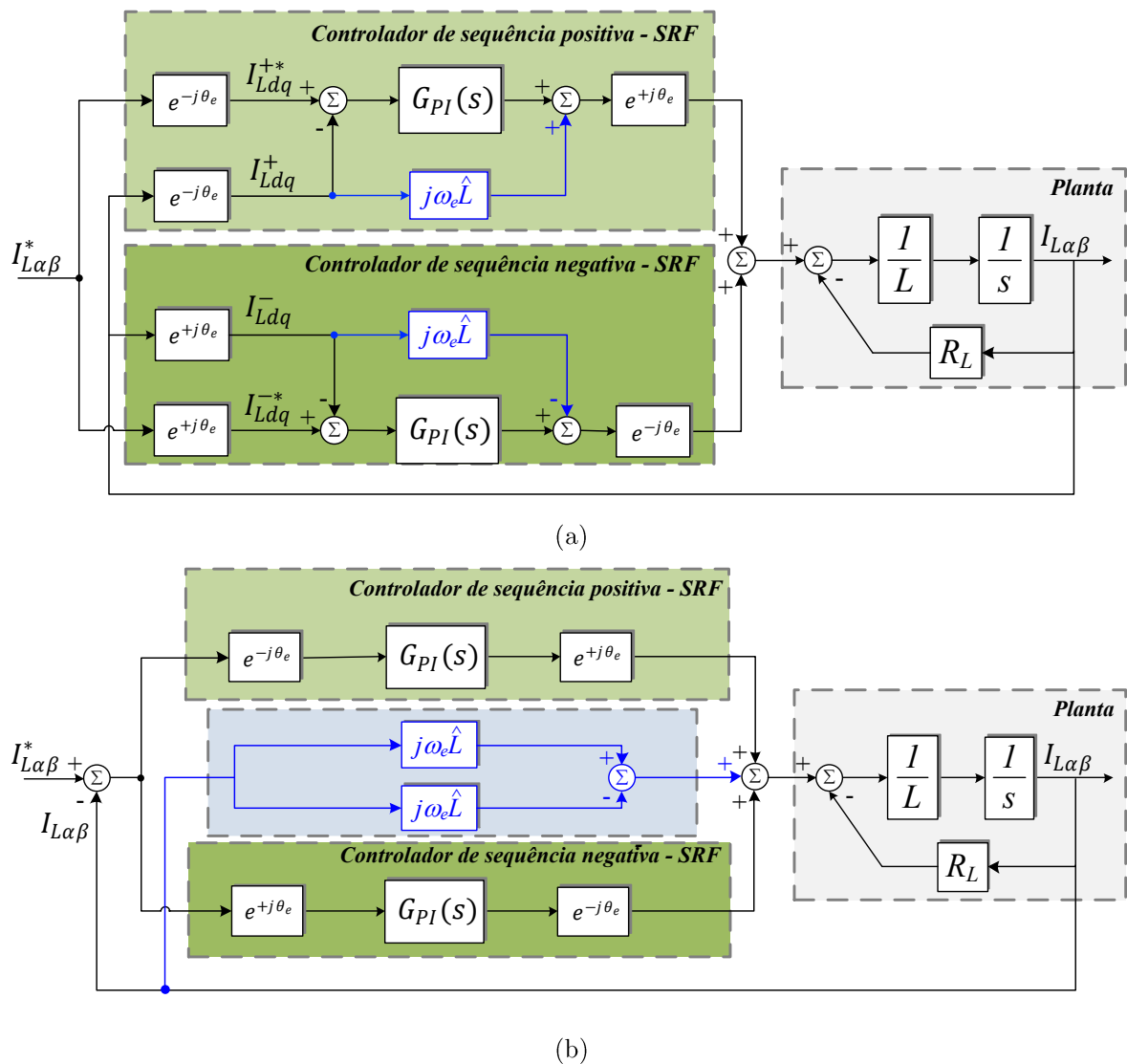


Figura 2.20 – Diagrama de blocos do controlador P-Ressonante: a) Controladores PI de sequência positiva e negativa com desacoplamento do acoplamento cruzado e b) Controlador PI resultante.

Os sinais I_{Ldq}^+ e I_{Ldq}^- correspondem as correntes das componentes de sequência positiva e negativa, respectivamente, e o subscrito * corresponde aos sinais de referência. A Figura 2.20 (b) mostra o diagrama de blocos equivalente, obtido pela transformada de Park (direta e inversa) do termo do desacoplamento $j\omega_e \hat{L}$, para ambas componentes, positiva e negativa. Em (2.28) é apresentada essa relação.

$$\begin{aligned} e^{-j\theta_e} j\omega_e \hat{L} e^{+j\theta_e} &= j\omega_e \hat{L} \rightarrow \text{seq. positiva} \\ e^{+j\theta_e} j\omega_e \hat{L} e^{-j\theta_e} &= j\omega_e \hat{L} \rightarrow \text{seq. negativa} \end{aligned} \quad (2.28)$$

A Figura 2.21 mostra o diagrama de blocos dos controladores PI síncrono de sequência positiva e negativa, implementados no referencial estacionário, resultante da transformada inversa de Park como apresentado na Figura 2.20 (b).

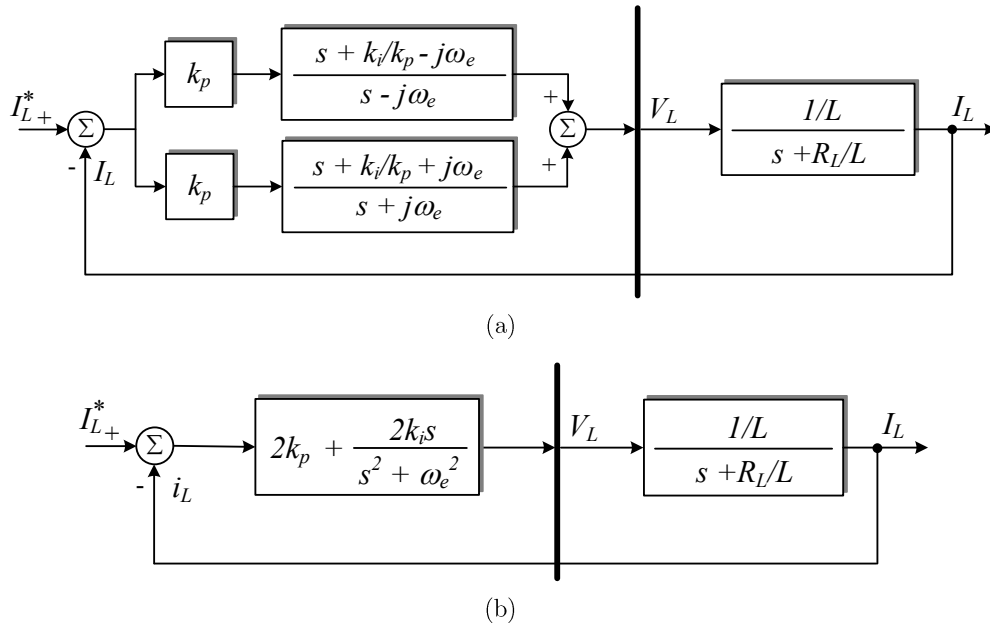


Figura 2.21 – Diagrama de blocos do controlador ressonante equivalente ao controlador PI síncrono com desacoplamento quando implementado no referencial estacionário: a) Controladores PI de sequência positiva e negativa; b) Controlador P-Ressonante equivalente.

Portanto, o controlador PI síncrono de sequência positiva e negativa, com desacoplamento do acoplamento cruzado, quando implementados no referencial estacionário, é o mesmo que o controlador P-Ressonante clássico. Logo, a função de transferência desse controlador é igual à apresentada (2.29).

$$G_{PR}(s) = 2k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.29)$$

2.4.3 Controle P-Ressonante Vetorial

Da mesma forma que se obtém o controlador P-Ressonante clássico, pode-se fazer para se obter o controlador P-Ressonante vetorial (PRV). A função de transferência (2.21) pode ser transformada para o referencial estacionário através da mesma propriedade aplicada em (2.22), resultando em:

$$G_{PIV}^+(s) = \frac{k_p(s + k_i/k_p)}{s - j\omega_e} \quad G_{PIV}^-(s) = \frac{k_p(s + k_i/k_p)}{s + j\omega_e} \quad (2.30)$$

A soma dos controladores de sequência positiva $G_{PIV}^+(s)$ e de sequência negativa $G_{PIV}^-(s)$ resulta na função de transferência do controlador P-Ressonante Vetorial sintonizado para frequência fundamental ω_e , como pode ser visto em (2.31).

$$G_{PRV}(s) = G_{PIV}^+(s) + G_{PIV}^-(s) = \frac{2k_p s^2}{s^2 + \omega_e^2} + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.31)$$

Nota-se que o termo ressonante dos controladores ressonantes, clássico e vetorial, é o mesmo, enquanto que o ganho proporcional possui um termo ressonante para o controlador ressonante vetorial.

O diagrama de blocos do controlador P-Ressonante Vetorial é mostrado na Figura 2.22.

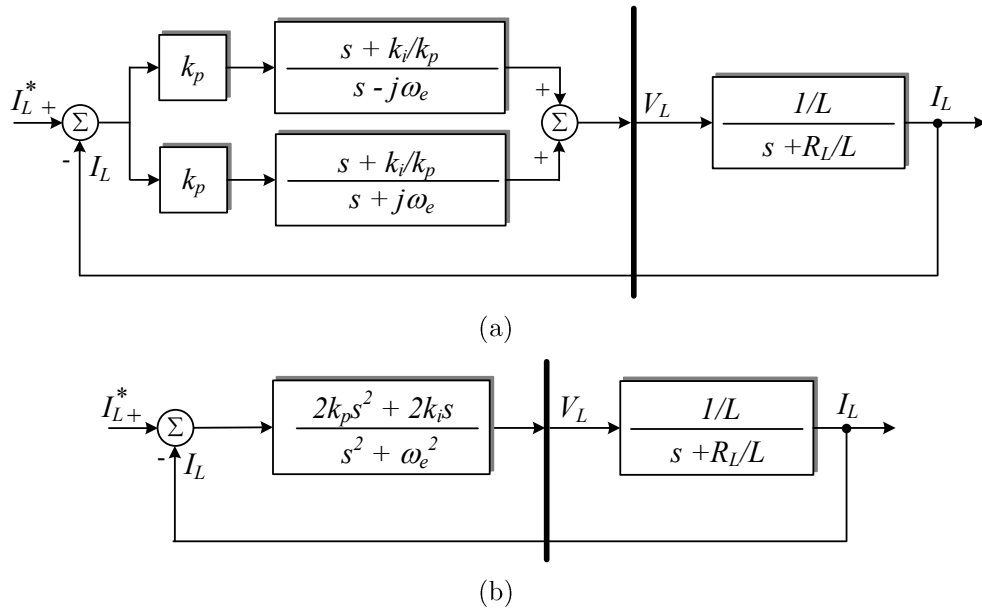


Figura 2.22 – Diagrama de blocos do controlador P-Ressonante Vetorial: a) Controladores PI vetorial de sequência positiva e negativa e b) Controlador P-Ressonante Vetorial equivalente.

A Função de transferência do sistema de malha fechada, controlador ressonante vetorial e planta, é mostrada em (2.32).

$$\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{2(k_p s^2 + k_i s)}{Ls^3 + (2k_p + R_L)s^2 + (2k_i + L\omega_e^2)s + R_L\omega_e^2} \quad (2.32)$$

Diferente do resultado em (2.24), com o uso do controlador ressonante vetorial é possível alcançar o cancelamento entre polo/zero do controlador e planta, fazendo $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_L}{L}$, como foi realizado com o controlador PI síncrono vetorial. Assim, o sistema de malha aberta, controlador PR vetorial mais planta, podem ser expressos em (2.33).

$$G_{PRV}(s) \times G_P(s) = \frac{2k_p s(s + k_i/k_p)}{s^2 + \omega_e^2} \times \frac{1/L}{(s + R_L/L)} = \frac{2k_p}{L} \frac{s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (2.33)$$

Resolvendo a função de transferência de malha fechada, obtém-se um sistema de segunda ordem sintonizado na frequência de ressonância ω_e , como pode ser visto em (2.34).

$$\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{G_{PRV}(s) \times G_P(s)}{1 + G_{PRV}(s) \times G_P(s)} = \frac{\frac{2k_p}{L} s}{s^2 + \frac{2k_p}{L} s + \omega_e^2} \quad (2.34)$$

De maneira semelhante ao controlador ressonante clássico, também pode-se utilizar vários controladores ressonantes vetorial em paralelo afim de compensar harmônicos de interesse. Assim, a função de transferência (2.31) sintonizada para frequências de ordem h pode ser expressa em (2.35).

$$C_{hPRV}(s) = \sum_h^n G_{PRV_h}(s) = \sum_h^n \left(\frac{2k_{ph} s^2}{s^2 + (h\omega_e^2)} + \frac{2k_{ih} s}{s^2 + (h\omega_e^2)} \right) \quad (2.35)$$

Sendo que h representa os harmônicos que se deseja compensar e n o maior harmônico a ser compensado.

A Figura 2.23 mostra os polos e zeros de malha fechada da função de transferência $G_{PRV}(s)$ com a carga RL para as mesmas condições do controlador PI síncrono clássico.

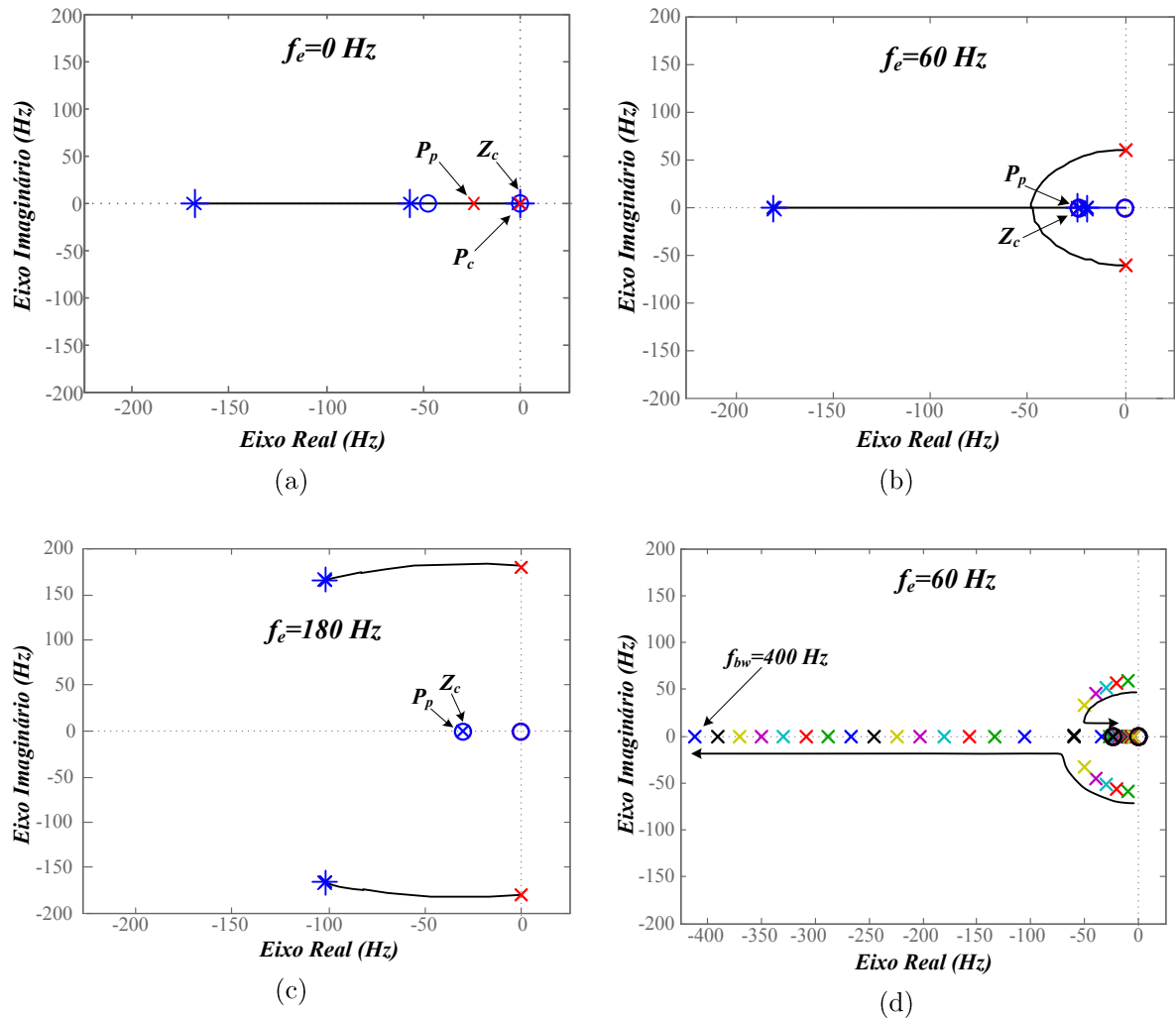
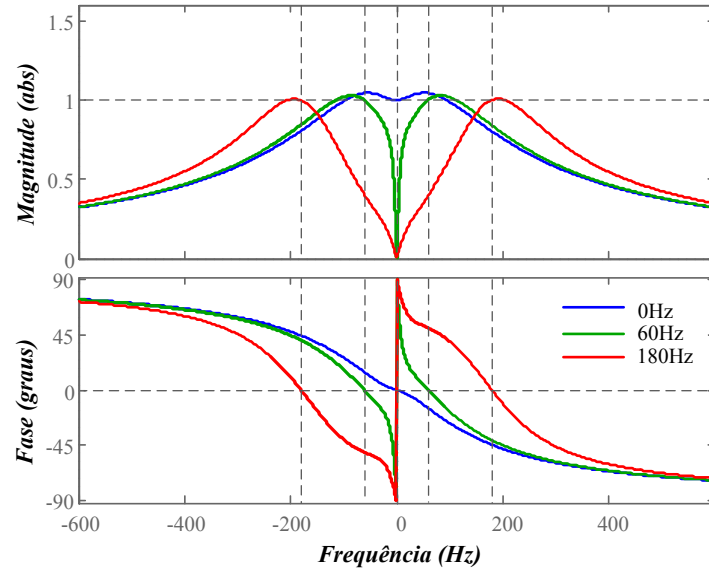


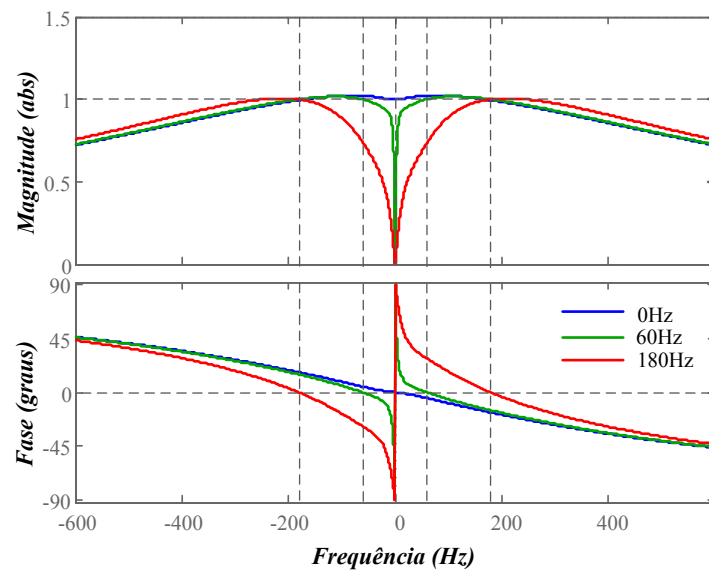
Figura 2.23 – Lugar das raízes de uma carga RL com controlador de corrente P-Ressonante vetorial: a) $f_e = 0$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz; b) $f_e = 60$ Hz e $f_{bw} \cong 200$ Hz; c) $f_e = 180$ Hz e $f_{bw} = 200$ Hz; d) $f_e = 60$ Hz e $f_{bw} = 1$ Hz a 400 Hz.

Na Figura 2.23 (a) para frequência do sinal zero, o controlador ressonante vetorial torna-se um controlador PI clássico, o mesmo também acontece com o controlador P-Ressonante clássico. Observa-se nas Figura 2.23 (b) e (c) que o cancelamento do polo da planta e zero do controlador é realizado sobre o eixo real, da mesma maneira que no controlador PI síncrono vetorial. Assim, variações nos parâmetros da planta terão pouca influência no desempenho do sistema. À medida que a largura de faixa do controlador aumenta os polos dominantes tendem a se localizar sobre o eixo real, como pode ser visto na Figura 2.23 (d). As conclusões também podem ser as mesmas obtidas para o controlador PI síncrono vetorial.

Nas Figura 2.24 (a) e (b) são apresentadas as respostas em frequência do sistema de malha fechada para diferentes frequências de ressonância e para as larguras de faixa de 200Hz e 600Hz, respectivamente.



(a)



(b)

Figura 2.24 – Resposta em frequência da carga RL com controlador P-Ressonante vetorial para $f_e = 0 \text{ Hz}, 60 \text{ Hz}$ e 180 Hz : a) $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$; b) $f_{b\omega} = 600 \text{ Hz}$,

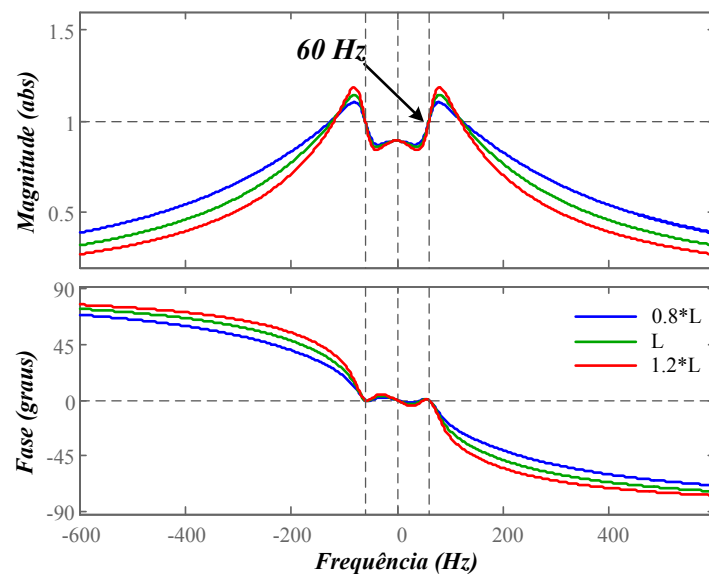
Nas Figura 2.24 (a) e (b) nas frequências de ressonância o sistema possui ganho unitário e erro de fase zero, garantindo erro nulo de regime permanente. Observa-se que, diferente do controlador ressonante clássico, para frequências diferentes da frequência de ressonância, não há picos elevados na magnitude. Isso acontece devido à possibilidade de cancelar o polo da planta com o zero do controlador. Dessa forma, frequências próximas da

frequência de interesse possuem um ganho quase unitário e o erro entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase são menores.

Observa-se que ao contrário do controlador ressonante clássico, o controlador vetorial possui ganho 0 para sinais *cc*, o que o torna insensível a sinais contínuos. Dessa forma, esse controlador eliminará componentes *cc* ou *offsets* presentes nos sinais de referência ou na própria realimentação de corrente.

2.4.4 Variação paramétrica

A mesma análise de desempenho realizada para os controladores PI síncronos, também foi realizada para os controladores ressonantes. A Figura 2.25 mostra a resposta em frequência para uma variação de $\pm 20\%$ na indutância L para a frequência de ressonância de 60Hz . Todos os controladores foram sintonizados para uma largura de faixa de 200Hz .



(a)

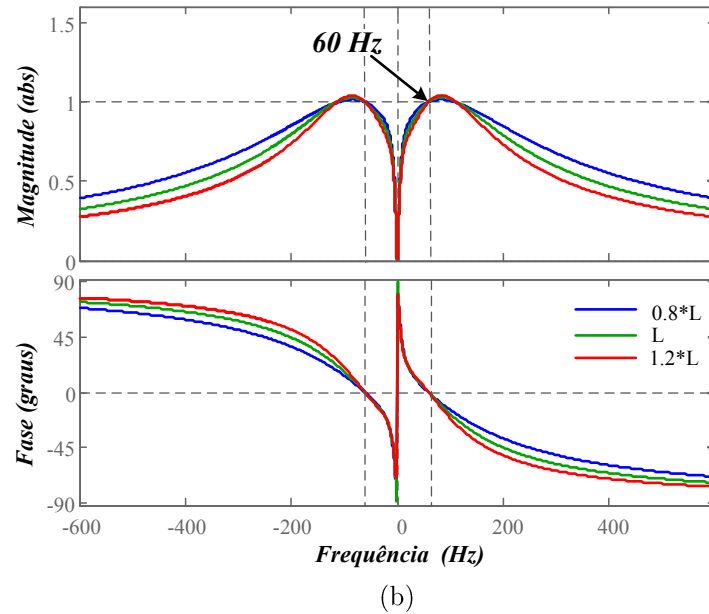


Figura 2.25 – Resposta em frequência para variação de $\pm 20\%$ da indutância L da carga RL com controlador sintonizado para $f_{b\omega} = 200 \text{ Hz}$ e frequência de ressonância de 60Hz : a) P-Ressonante Clássico e b) P-Ressonante Vetorial.

Observa-se na resposta em frequência do controlador P-Ressonante clássico, Figura 2.25 (a), que variações da indutância modificam a resposta em frequência em torno da frequência de ressonância (60Hz), enquanto que essas modificações são praticamente imperceptíveis com o uso do controlador P-Ressonante Vetorial. Isto torna o controlador ressonante vetorial menos sensível a variações da indutância L e a variações ou desvios na frequência fundamental.

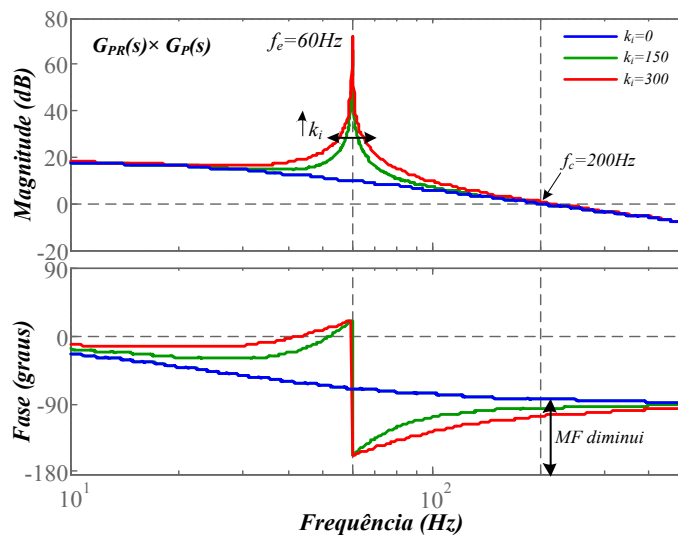
2.4.5 Ajuste dos ganhos dos controladores ressonantes

Depois de fazer uma análise comparativa dos controladores ressonantes, é importante verificar a influência dos ganhos, proporcional e integral, nas funções de transferência mostradas em (2.23) e (2.31). Outro aspecto importante é saber como dimensionar esses ganhos para obter a resposta transitória e de regime permanente desejadas. A maioria dos trabalhos publicados fazem a análise e ajuste dos ganhos através do diagrama de Bode. Não há um método exato, sendo em muitos casos utilizada a forma heurística. Nesta seção, será

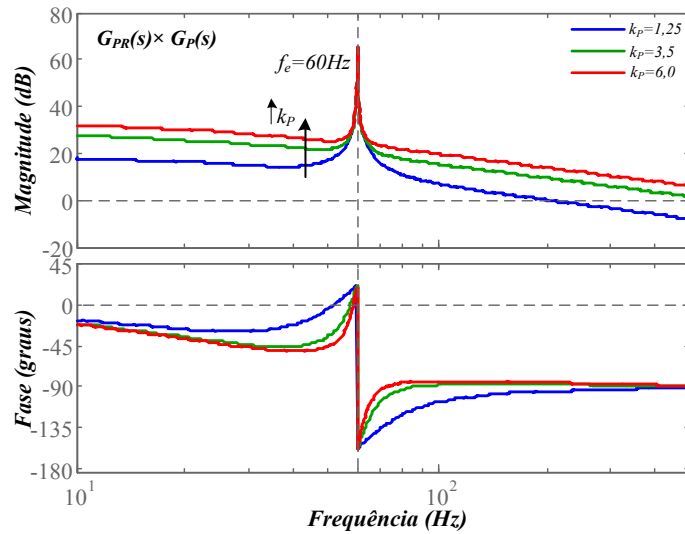
analisada a influência dos ganhos, k_p e k_i , na resposta do sistema, para ambos os controladores, e como determinar ou ajustar esses ganhos para obter a resposta desejada.

2.4.5.1 Sintonia do controlador PR clássico

Para projetar o controlador PR clássico será feita uma análise da influência de cada termo, proporcional e integral ou ressonante, na resposta do sistema de malha aberta. Assim, as Figura 2.26 (a) e (b) mostram a resposta em frequência de malha aberta do controlador PR clássico com carga RL, sendo a frequência de ressonância 60Hz . A Figura 2.26 (a) mostra a resposta em frequência para três valores do ganho ressonante, enquanto o ganho proporcional é mantido constante, $k_i = 0, 150, 300$ e $k_p = 1,25$. Quando $k_i = 0$ a resposta em frequência do controlador $G_{PR}(s)$ é comparada com a resposta de um simples controlador proporcional, o que possibilita verificar sua influência no desempenho do sistema. A Figura 2.26 (b) mostra a resposta em frequência para três valores do ganho proporcional, enquanto o ganho ressonante é mantido fixo, $k_p = 1,25, 3,5, 6,0$ e $k_i = 150$. Sendo f_c a frequência de cruzamento, que é aproximadamente a largura de faixa do sistema de malha fechada, $f_{b\omega}$.



(a)



(b)

Figura 2.26 – Resposta em frequência em malha aberta do controlador PR clássico com carga RL: a) para $k_i = 0, 150, 300$ e $k_p = 1,25$; b) para $k_p = 1,25, 3,5, 6,0$ e $k_i = 150$.

Analisando a Figura 2.26 (a) percebe-se que o ganho ressonante tem pouca influência sobre a largura de faixa, e como consequência, o comportamento do sistema, tanto em baixas como em altas frequências, é determinado fundamentalmente pela parcela proporcional. Isso também pode ser mostrado matematicamente através de (2.36) e (2.37).

$$G_{PR}(s) = 2k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + (\omega_e)^2} \begin{cases} \omega \gg \omega_e \rightarrow G_{PR}(s) \approx 2k_p \\ \omega \ll \omega_e \rightarrow G_{PR}(s) \approx 2k_p \end{cases} \quad (2.36)$$

Logo,

$$G_{PR}(s) = \frac{1}{sL + R_L} \times 2k_p \quad (2.37)$$

Nota-se, portanto, que o ganho ressonante determina a largura de banda centrada na frequência de ressonância e também o pico de magnitude nesta frequência. Um ganho extremamente alto tende a tornar o sistema robusto. Assim, nas aplicações onde há alta sensibilidade a variações da frequência fundamental, é necessário aumentar esse ganho. No

entanto, deve-se ter o cuidado de não tornar o sistema instável, pois um ganho muito alto provoca diminuição da margem de fase.

Fazendo uma analogia entre a variação do ganho ressonante, k_i , e da frequência ω_c na equação (2.25), nota-se que possuem basicamente a mesma função, ou seja, aumentar ou diminuir a largura de banda centrada nas frequências de interesse. No entanto, a implementação de (2.25) exige um esforço computacional maior, além de limitar e/ou reduzir os picos na amplitude das frequências desejadas.

Na Figura 2.26 (b) percebe-se que o ganho proporcional influencia de forma direta na largura de faixa, e à medida que aumenta a velocidade de resposta do sistema torna-se maior, e como consequência disto, a margem de fase também aumenta, melhorando a estabilidade do sistema. Em contrapartida, quanto menor for o ganho, o controlador será mais seletivo e o tempo de acomodação aumentará, tornando a resposta do sistema mais lenta, conforme é mostrado na Figura 2.27, onde é apresentada a resposta em frequência de malha fechada do controlador ressonante clássico com carga RL para dois valores de k_p .

Nota-se nesta figura que a largura de banda do sistema é determinada pelo ganho k_p , mas a largura de banda, centrada na frequência de ressonância é determinada pelo ganho integral. Assim, o ganho proporcional determina a seletividade em todas as frequências enquanto o ganho integral apenas nas frequências próximas da frequência de interesse. Portanto, em aplicações onde a frequência da componente de referência é gerada com precisão, e somente a componente fundamental é selecionada, é interessante reduzir o ganho integral e aumentar o ganho k_p aumentando a velocidade de resposta do sistema.

Como a estabilidade é ajustada principalmente por k_p , a máxima frequência harmônica que se deseja compensar deve ser menor que a largura de faixa do controlador, pois para frequências maiores, o sistema torna-se mais propenso à instabilidade, uma vez que a margem de fase é bastante reduzida.

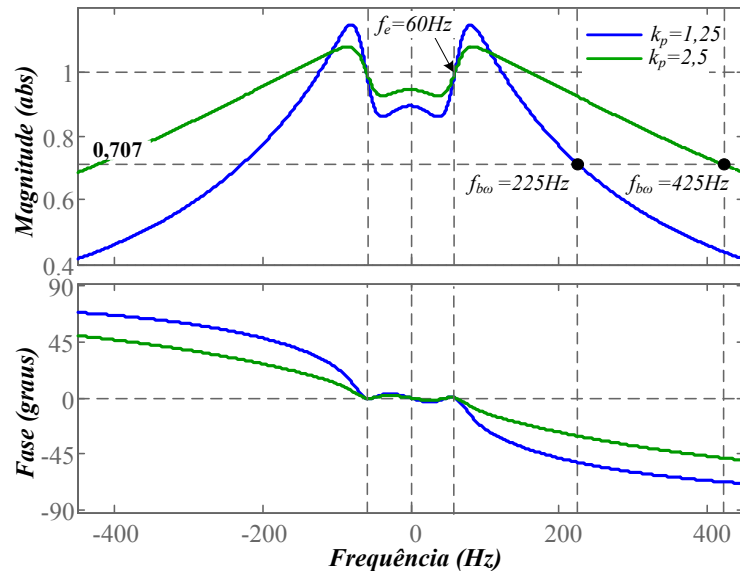


Figura 2.27 – Resposta em frequência em malha fechada do controlador PR clássico com carga RL para $k_p = 1,25$ e $2,5$.

Portanto, essas análises permitem um procedimento simples para o projeto da sintonia do controlador ressonante clássico. Primeiramente, a parcela proporcional deve ser ajustada para fornecer a largura de faixa e seletividade desejada. Depois, o parâmetro k_i é ajustado até obter uma boa resposta dinâmica e uma seletividade adequada em torno da frequência de interesse. Assumindo a função de transferência de (2.36), o ganho k_p pode ser sintonizado da mesma maneira que nos controladores PI síncrono, onde a largura de faixa desejada é usada para calcular o ganho proporcional, $k_p = \omega_{bw}L$ e depois o ganho k_i é determinado fazendo-se $k_i = \frac{k_p R_L}{L}$.

2.4.5.2 Sintonia do controlador PR Vetorial

O controlador ressonante vetorial pode ser sintonizado através do método de cancelamento do zero do controlador com o polo da planta, como demonstrado em (2.33) e (2.34). Assim, primeiro faz-se $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_L}{L}$ e depois se determina o ganho k_p para que o sistema tenha a largura de faixa e margem de fase desejadas. Por último, o ganho integral é determinado fazendo $k_i = k_p \frac{R_L}{L}$.

Assumindo que a função de transferência de (2.34) seja sintonizada para compensar harmônicos de ordem h , pode-se reescrevê-la em (2.38).

$$\frac{I_{Lh}(s)}{I_{Lh}^*(s)} = \frac{\frac{2k_{ph}}{L}s}{s^2 + \frac{2k_{ph}}{L}s + (h\omega_e)^2} \quad (2.38)$$

Uma forma de analisar e determinar os parâmetros do controlador ressonante vetorial como largura de faixa e a seletividade, pode ser realizado fazendo uma analogia entre as funções de transferência de malha fechada, (2.38), e a de um filtro passa-faixa de segunda ordem, apresentada em (2.39). A Figura 2.28 ilustra a resposta em frequência do filtro passa faixa genérico (2.39).

$$G_{FPF}(s) = \frac{\beta s}{s^2 + \beta s + \omega_o^2} \quad (2.39)$$

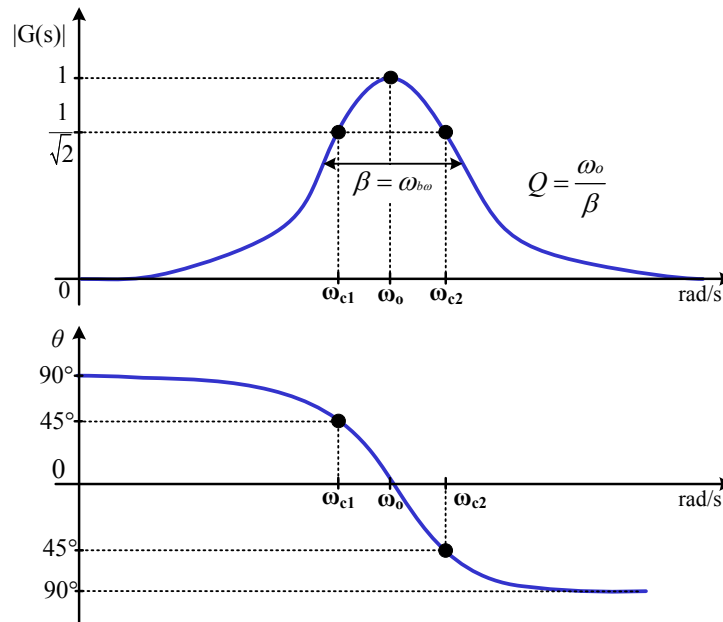


Figura 2.28 – Resposta em frequência de um filtro passa-faixa genérico de segunda ordem.

Sendo:

β : é a largura de banda, $\omega_{b\omega}$, do filtro passa-faixa e está relacionada a velocidade da resposta do sistema;

ω_o : é a frequência de ressonância que se localiza no ponto central onde o ganho é máximo;

ω_{c1} e ω_{c2} : são as frequências de corte inferior e superior, respectivamente, que ocorre em $-3dB$ ou em $1/\sqrt{2}$ em escala linear;

Q : é o fator de qualidade que determina a seletividade do filtro passa-faixa. Quanto maior esse fator, mais seletivo é o filtro.

Os parâmetros do filtro passa-faixa podem ser calculados através das seguintes relações:

$$\begin{aligned} \omega_o &= \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} & \beta &= \omega_{c1} - \omega_{c2} & Q &= \frac{\omega_o}{\beta} \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$\omega_{c1} = -\frac{\beta}{2} + \sqrt{\left(\frac{\beta}{2}\right)^2 + \omega_o^2} \quad \omega_{c2} = \frac{\beta}{2} + \sqrt{\left(\frac{\beta}{2}\right)^2 + \omega_o^2}$$

Substituindo as variáveis de (2.38) nas expressões de (2.40), determina-se os parâmetros desejados para o sistema de malha fechada, controlador de corrente e planta.

$$\begin{aligned} \omega_o &= h\omega_e & \beta &= \omega_{b\omega} = \frac{2k_{ph}}{L} & Q &= \frac{h\omega_e L}{2k_{ph}} \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\omega_{c1} = -\frac{k_{ph}}{L} + \sqrt{\left(\frac{k_{ph}}{L}\right)^2 + (h\omega_e)^2} \quad \omega_{c2} = \frac{k_{ph}}{L} + \sqrt{\left(\frac{k_{ph}}{L}\right)^2 + (h\omega_e)^2}$$

Logo, os ganhos proporcional e integral do controlador ressonante serão:

$$k_{ph} = \pi f_{b\omega} L \quad \text{ou} \quad k_{ph} = \frac{h\omega_e L}{2Q} \quad (2.42)$$

$$k_{ih} = \frac{k_{ph} R_L}{L} = \pi f_{b\omega} R_L$$

Em (2.42) observa-se que quanto maior é a largura de faixa ou maior o ganho k_{ph} , menor será a seletividade do sistema de malha fechada. Os ganhos para cada compensador de harmônica também podem ser calculados separadamente.

A Figura 2.29 mostra a resposta em frequência, em escala linear, do sistema de malha fechada para 2 valores de $k_p = 0,2$ e $1,0$, sendo a frequência de ressonância $f_e = 60Hz$, $L = 1mH$ e $R_L = 0,15\Omega$. A largura de faixa do sistema é determinada pelo ganho proporcional.

Observa-se que para ambas as frequências, positivas e negativas, os resultados são os mesmos.

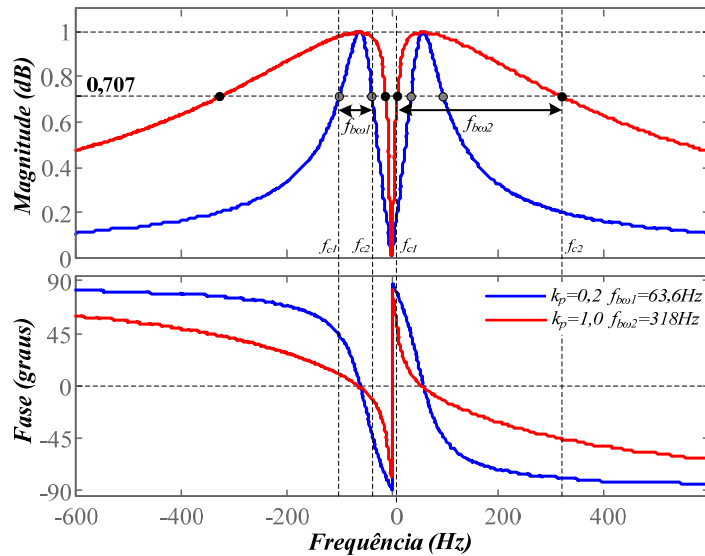


Figura 2.29 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador de PR Vetorial e carga RL para $k_p = 0,2$ e $k_p = 1,0$.

Neste caso, a Tabela 2-2 mostra os valores dos resultados obtidos.

Tabela 2-2 - Valor dos parâmetros da Figura 2.29.

Parâmetros	Valor	
	$k_p = 0,2$	$k_p = 1,0$
f_{c1}	36,1Hz	11Hz
f_{c2}	99,7Hz	329Hz
$\beta = \frac{f_{b\omega}}{2\pi}$	63,6Hz	318Hz
$Q = \frac{f_e}{f_{b\omega}}$	0,943	0,188

Portanto, o ganho proporcional está diretamente relacionado com a resposta dinâmica e a seletividade das frequências. Baixos valores de k_p torna o controlador mais seletivo, porém com menor largura de faixa, e conseqüentemente, maior tempo de resposta durante os transitórios.

2.4.6 Compensação de Harmônicos

Como mencionado anteriormente, uma das maiores vantagens do controlador ressonante está relacionada à simplicidade de implementação para compensar harmônicos, exigindo menos processamento computacional, quando comparado com os controladores no referencial síncrono. Na literatura, o controlador PI síncrono é denominado de *PI – MRI* (*PI controller synchronous reference frame with multiple rotating integrators*) quando utilizado para compensar mais de uma frequência.

As Figura 2.30 (a), (b) e (c) mostram as estruturas dos controladores de corrente estudados quando utilizados para compensar harmônicos em um sistema monofásico. Na Figura 2.30 (a) foi adotado o sinal de corrente em fase com o eixo α .

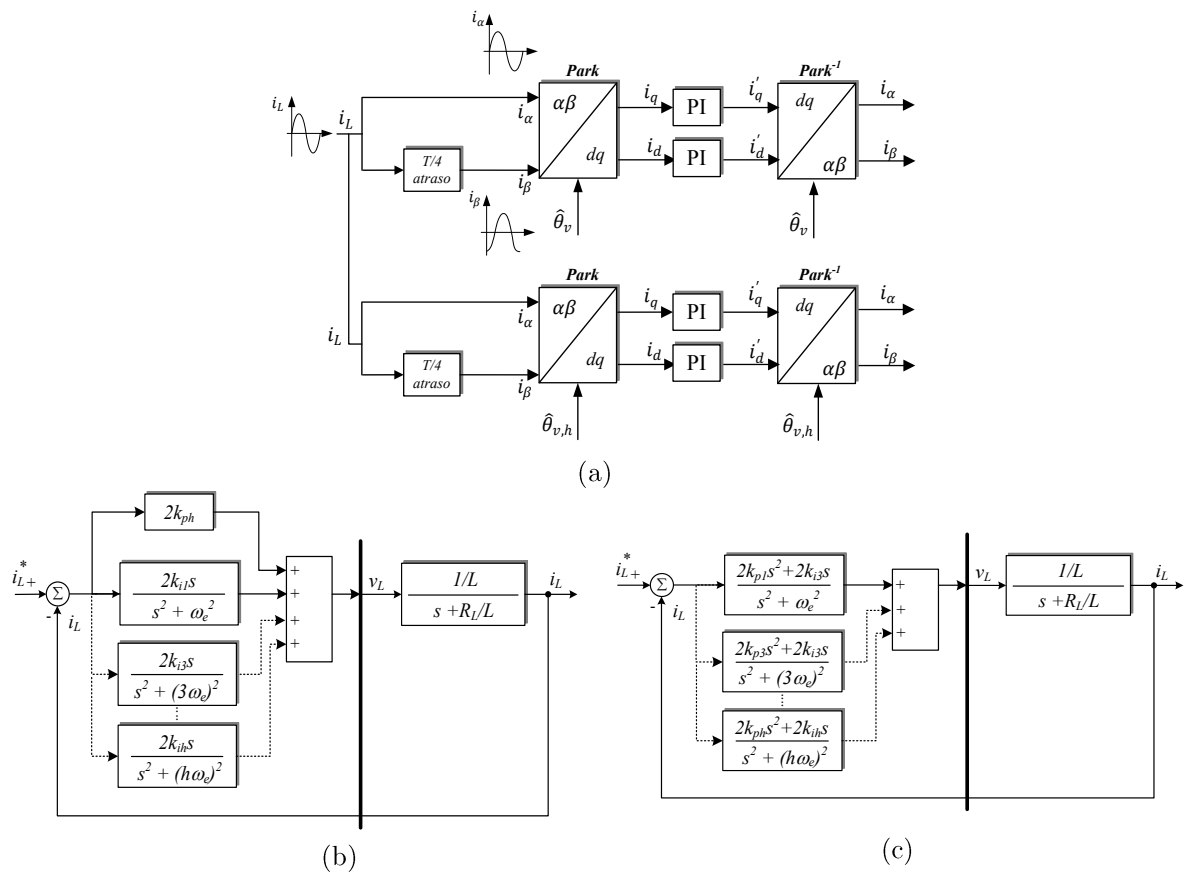


Figura 2.30 – Diagrama de blocos das estruturas de controle de corrente com compensação de harmônicos: a) PI síncrono; b) P-Ressonante Clássico; c) P-Ressonante Vetorial.

Para o controlador PI no referencial síncrono é necessário aplicar a transformada de Park para cada harmônica a ser compensada, e para cada compensador, é necessário um bloco de atraso para gerar a componente virtual defasada de 90° da componente α .

Entretanto, com os controladores ressonantes, os compensadores de harmônicos são implementados apenas acrescentando blocos em paralelo sintonizados em cada frequência harmônica que se deseja compensar. Nas Figura 2.30 (b) e (c) tem-se um bloco para a terceira harmônica e para as demais de ordem h . Para o controlador PR vetorial, os ganhos k_{ph} e k_{ih} podem ser sintonizados para cada componente harmônica que se deseja compensar. Para o PR clássico, o ganho k_{ph} corresponde a soma de todos os ganhos individuais dos compensadores de harmônicos e k_{ih} pode ser sintonizado para cada componente harmônica individual.

Na seção anterior foi verificada a influência dos ganhos quando o controlador é projetado para a componente fundamental. Entretanto, também deve-se verificar a influência do acréscimo de compensadores de harmônicos na resposta do sistema. Para isso, a Figura 2.31 mostra a resposta em frequência de malha aberta do controlador PR clássico com carga RL quando são adicionados compensadores das 3^o e 5^o harmônicas. O ganho k_i é mantido constante enquanto o ganho k_p é variado para obter as larguras de faixa de **80Hz, 160Hz e 320Hz**. Percebe-se que quando a largura de faixa é menor que a maior frequência a ser compensada, a margem de fase é reduzida, e diminui mais ainda à medida que a frequência de ressonância aumenta. Entretanto, aumentando a largura de faixa do controlador a margem de fase aumenta e a estabilidade do sistema é melhorada.

Portanto, como a estabilidade é ajustada principalmente por k_p , a máxima frequência harmônica que se deseja compensar deve ser menor que a largura de faixa do controlador, pois para frequências maiores, o sistema torna-se mais propenso à instabilidade, uma vez que a margem de fase é bastante reduzida. Nota-se que a largura de banda para as três frequências de ressonância permaneceram as mesmas. Assim, o ganho k_i é influenciado apenas na largura de banda centrada nas frequências de ressonância, como mencionado anteriormente.

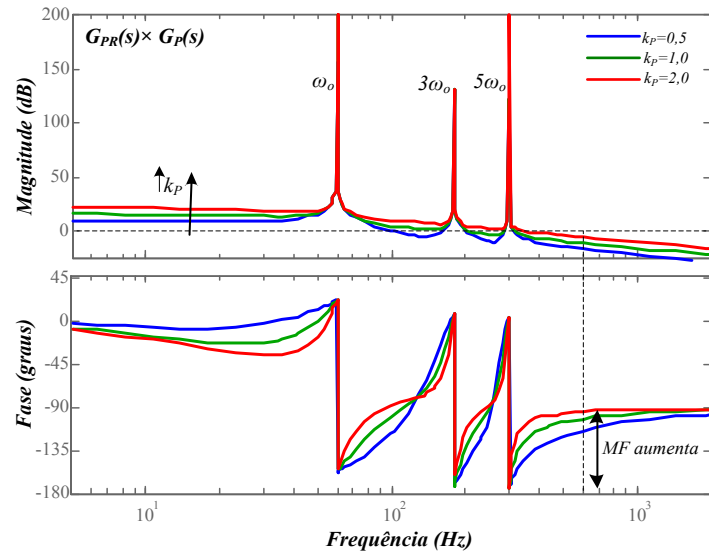


Figura 2.31 – Resposta em frequência do controlador ressonante clássico e carga RL de malha fechada, com três compensadores de harmônicas $h = 1, 3, 5$, para três valores do ganho proporcional.

Essa explicação também pode ser verificada na Figura 2.32, onde apresenta a resposta em frequência para dois valores de largura de faixa quando são adicionados as harmônicas $h = 1, 3, 5, 7, 9$ e 11. Assim, como explicado na seções anteriores, a magnitude do ganho é unitário para todas as frequências de interesse, para ambas componentes de sequência positiva e negativa, e o erro de fase é zero. No entanto, nas harmônicas de ordem elevada, nota-se que para frequências diferentes da frequência de ressonância, haverá amplificação ou atenuação do sinal e também erro de fase, o que torna esse controlador mais susceptível a instabilidade quando as harmônicas compensadas são de ordem elevada e à medida que aumenta-se a largura de faixa, os picos e os erros de fase são reduzidos. Por esse motivo, a largura de faixa do controlador PR clássico não deve ser baixa quando há compensadores de harmônicos, como já foi comentado anteriormente.

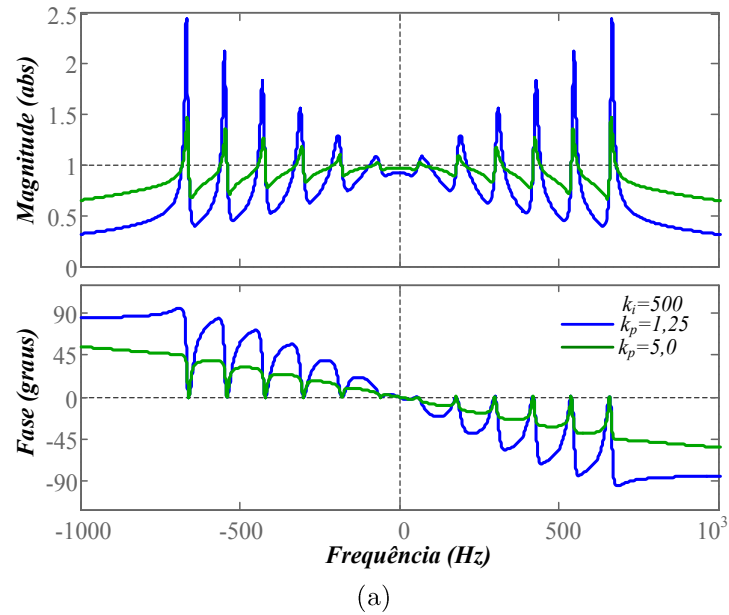


Figura 2.32 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador de PR clássico com carga RL e com compensação dos harmônicos $h = 1,3,5,7,9$ e 11 sintonizados para dois valores de k_p .

A Figura 2.33 mostra a resposta em frequência do sistema de malha fechada do controlador PR vetorial com carga RL, para duas condições: *primeiro* (azul), aplicando compensadores das harmônicas $h = 1,3,5$ e 7 ; e *segundo* (verde), aplicando compensadores das harmônicas $h = 1,3,5,7,9$ e 11 . Os ganhos utilizados em todos os compensadores foram os mesmos e sintonizados na frequência fundamental, $f_e = 60\text{Hz}$, para uma largura de faixa de 80Hz , $k_p = 0,25$ e $k_i = \frac{k_p R_L}{L}$. Assim, é possível verificar a influência do acréscimo de compensadores de harmônicos na resposta do sistema.

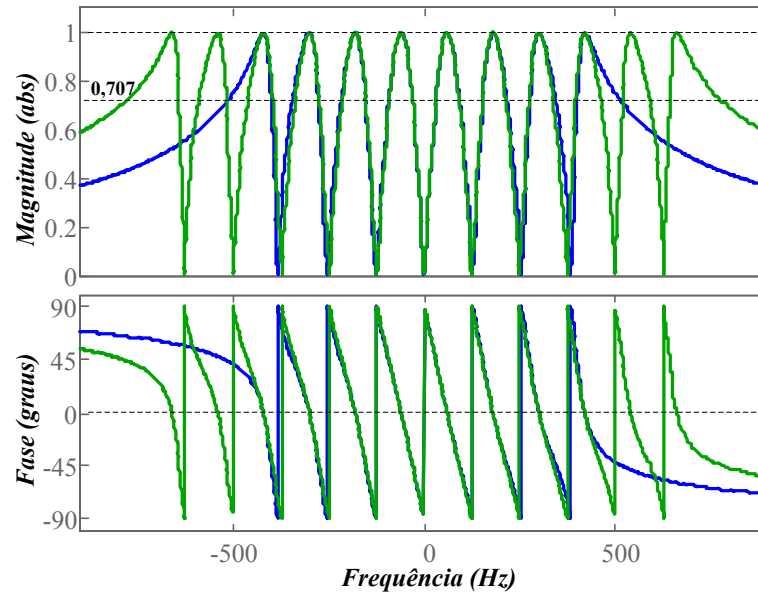


Figura 2.33 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador de PR Vetorial e carga RL.

Em azul com compensadores de harmônicos $h = 1, 3, 5$ e 7 e em verde para $h = 1, 3, 5, 7, 9$ e 11 .

Observa-se que a largura de banda para as duas condições é praticamente a mesma. Neste caso, a menor banda passante foi de aproximadamente, 66Hz , para ambas as condições. Assim, a largura de faixa determinada para a frequência fundamental, ω_e , pode ser estendida para as demais frequências de ressonância, $h\omega_e$.

Nesta figura todas as frequências de ressonância possuem a magnitude do ganho e o erro de fase 1 e 0 , respectivamente, e há atenuação nas frequências não ressonantes. Para frequências muito próximas das frequências ressonantes o ganho também é unitário. Por essa razão, o controlador PR vetorial é mais estável quando comparado ao controlador PR clássico. Isso permite utilizar um maior número de compensadores de harmônicas quando se aplica o controlador PR vetorial.

Dessa forma, comparando os controladores, pode-se concluir que o controlador PR vetorial possui uma seletividade melhor, onde o controlador PR clássico é bastante sensível a ruídos introduzidos pelos sinais de medição e referência ou variações nas frequências de ressonância. Portanto, o controlador PR vetorial torna-se mais robusto diante das variações de frequência e parâmetros da planta, como já mencionado anteriormente.

2.5 Conclusão

Neste capítulo foram estudadas e analisadas as estratégias dos controladores PI implementados no referencial síncrono e posteriormente implementados no referencial estacionário. As estratégias dos controladores no referencial síncrono, PI com desacoplamento e PI vetorial, foram projetadas com o intuito de reduzir ou eliminar o efeito do acoplamento cruzado existente no modelo do filtro L, resultante da transformação para o referencial síncrono. Através dos gráficos do Lugar das Raízes e da Resposta em Frequência foi possível analisar o desempenho de cada um dos controladores quanto a variações da frequência síncrona, aumento da largura de faixa e variação paramétrica.

Entre os três controladores, o controlador PI síncrono vetorial foi o que apresentou maior robustez. Isso acontece porque o cancelamento do polo da planta com o zero desse controlador é realizado no eixo real do lugar das raízes. Assim, variações na indutância ou na frequência síncrona terão pouca influência no desempenho do sistema de malha fechada e apenas sinais com frequência zero serão afetados. Em contrapartida, os controladores PI clássico e PI com desacoplamento, apresentaram um desempenho pior, pois sinais com frequências próximas da frequência síncrona podem ser amplificados ou atenuados e à medida que a frequência síncrona aumenta os erros de magnitude e fase também aumentam degradando ainda mais o desempenho do sistema. Foi visto que a resposta pode ser melhorada aumentando-se a largura de faixa, no entanto, em muitas aplicações a velocidade na resposta do sistema é limitada devido à frequência de chaveamento.

Devido à complexidade de implementação dos controladores PI no referencial síncrono, tanto em sistemas trifásicos como nos monofásicos, foram estudadas estratégias de controladores de corrente em eixos estacionários. Assim, foi visto que a partir da adição de dois controladores *PI* no referencial síncrono, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, quando implementados no referencial estacionário, resulta no controlador equivalente ressonante. Esse controlador tem a vantagem de poder ser aplicado tanto em sistemas monofásicos como trifásicos sem a necessidade de utilizar transformadas matemáticas. Além disso, os controladores ressonantes conseguem o rastreamento de

referências de sinais com frequência CA com erro de regime permanente nulo e apresentam o mesmo desempenho transitório que os controladores *PI* no referencial síncrono.

Também foi verificado que as três estruturas de controladores PI síncrono possuem controladores equivalentes no referencial estacionário. Onde os controladores PI síncrono clássico e PI síncrono com desacoplamento, resultaram no mesmo controlador equivalente, PR clássico. Dessa forma, dois controladores ressonantes são equivalentes a adição de dois controladores PI síncronos, de sequência positiva e negativa, quando implementados no referencial estacionário: *Controlador PR clássico e PR vetorial*.

As mesmas análises realizadas para os controladores síncronos foram aplicadas para os controladores ressonantes. Nas análises pode-se concluir que o controlador ressonante vetorial é mais robusto que o controlador ressonante clássico e que a grande vantagem está na possibilidade de compensar um maior número de componentes harmônicas, sem que haja perda de desempenho do sistema. Além disso, esse controlador apresenta melhor seletividade que o controlador PR clássico. Também foi analisada a influência dos ganhos proporcional e integral sobre a dinâmica de cada um dos controladores ressonantes e como sintonizar esses ganhos para se obter o desempenho de regime e transitórios desejados.

Capítulo 3

Projeto dos controladores ressonantes no domínio discreto

3.1 Introdução

Os controladores podem ser implementados na forma analógica ou digital. Controladores analógicos operam com sinais variando continuamente no tempo, sendo processados normalmente através de circuitos com amplificadores operacionais e elementos passivos, como resistores e capacitores. Já os controladores discretos, operam sobre amostras de tempo discretas, através de dispositivos como processador digital de sinal (DSP), microcontroladores e dispositivos lógicos programáveis (FPGA). Os sistemas discretos se caracterizam pela utilização de conversores analógicos-digitais (ADC) para realização da amostragem e conversores digitais-analógicos (DAC) para reconstrução do sinal analógico. A interface necessária para a amostragem dos sinais chama-se segurador de ordem zero (*ZOH* – *Zero Order Hold*) ou *Latch*. Ele tem a função de coletar as amostras a cada período de amostragem e mantê-las constante durante a conversão do ADC. Após a conversão A/D, um sinal analógico passa a ser representado por um conjunto de valores numéricos, sendo mais fácil e conveniente realizar manipulações e transformações matemáticas com esse conjunto de números, do que se eles estivessem no domínio analógico.

O controle digital permite a implementação de algoritmos mais eficientes e uma maior integração do sistema, enquanto que a implementação do controle na forma analógica esbarra numa série de dificuldades. Dentre as vantagens e desvantagens oferecidas pelo *controle analógico* podemos citar [3, 40].

Vantagens:

- Métodos de análise e projeto simples;

- Banda passante elevada;
- Resolução elevada;
- Não requer conversão de dados;

Desvantagens:

- Desempenho variável com a temperatura;
- Sensível a ruídos;
- Modificações ou adaptações implicam em alterações no hardware;
- Elevado número de componentes, aumentando o custo;

Para sistemas que utilizam o *controle digital*, tem-se:

Vantagens:

- A implementação é mais simples do ponto de vista de hardware;
- Modificações ou adaptações podem ser feitas via software;
- Podem ser feitas funções extras de monitoramento, proteção ou gerenciamento, de forma simples;
- Permite o armazenamento de dados para diversas funções;
- Menor sensibilidade a ruídos e às variações paramétricas dos componentes;
- Custo relativamente baixo;

Desvantagens:

- Métodos de análise e projeto normalmente mais complexo;
- Requer conversão de dados;
- A frequência de conversão de dados é um fator limitante;
- A resposta dinâmica do sistema é limitada devido ao processo de amostragem (frequência de conversão dos dados) e ao tempo de processamento do algoritmo;
- Existe atraso devido aos cálculos de processamento.

O conceito geral e comum dos sistemas de controle aplicados em conversores de potência reside na ideia de ler uma ou mais variáveis do conversor, corrente ou tensão, processá-las de acordo com uma lei de controle e a partir do sinal processado (sinal de controle) atuar na planta através do comando dos interruptores do conversor, utilizando modulação por largura de pulso (PWM). No controle analógico, esse processo é feito de forma instantânea, enquanto que nos sistemas digitais, as variáveis utilizadas no controle são amostradas em um determinado período de tempo, T_s , o que implica em algumas diferenças nos elementos envolvidos nesse processo, sendo necessária a compreensão do processo de amostragem do sinal até a aplicação do sinal de controle à planta.

O processo de amostragem do sinal realizado pelo conversor analógico-digital (ADC) é modelado através de um amostrador ideal e um *ZOH* associados em cascata. Como mencionado, o segurador de ordem zero recebe um sinal amostrado e o mantém constante durante um intervalo de tempo. A Figura 3.1 mostra a amostragem de uma variável contínua senoidal, o sinal após o *ZOH* e sua componente fundamental. Observa-se que há um atraso de $1/2$ período de amostragem entre a componente fundamental do sinal após o *ZOH* e o sinal real, provocado pelo *ZOH* [3, 18].

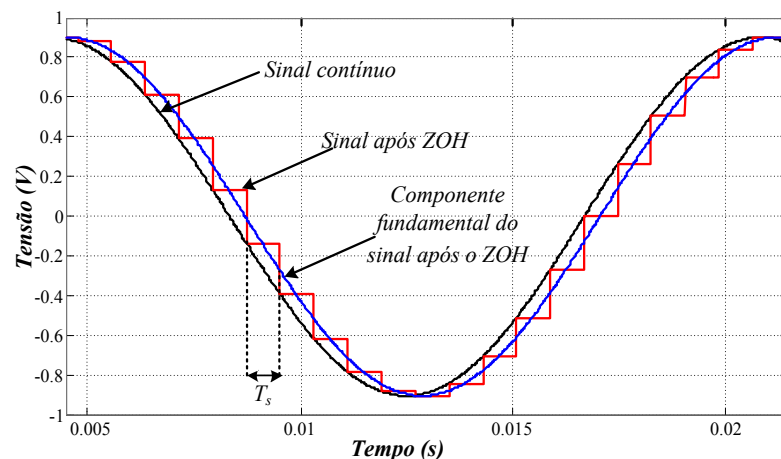


Figura 3.1 – Efeito de atraso segurador de ordem zero *ZOH*.

O período de amostragem determina a quantidade de amostras que um sinal analógico será representado na forma digital. Quanto menor o intervalo de amostragem, mais precisa será a representação discreta do sinal analógico. No entanto, o período de amostragem é

limitado pela frequência de chaveamento do conversor e pela velocidade de cálculo do processador [40].

Em sistemas discretos a maneira de sintetizar o sinal de controle para aplicação à planta é realizada através de um modulador por largura de pulso digital (DPWM). Assim, como em sistemas analógicos, o sinal de controle é comparado com uma portadora (em geral triangular) para que se aplique à planta, em valores médios, o sinal de controle desejado. No entanto, a comparação ou atualização do sinal de controle com a portadora não é instantânea, sendo a atualização do sinal de controle no DPWM realizada uma ou duas vezes durante o período da portadora triangular. Para o modulador DPWM operando com uma atualização, o sinal de controle é comparado somente no pico ou no vale do período da triangular e quando opera com dupla atualização o sinal de controle é comparado no pico e no vale da portadora. Uma característica interessante do sistema digital é a possibilidade de operar o conversor analógico-digital em sincronismo com o modulador DPWM, ou seja, as variáveis analógicas podem ser amostradas nos picos ou nos vales da portadora triangular. Nessa condição, ruídos e oscilações de alta frequência geradas nas comutações quase não são amostradas e o sinal de corrente ou tensão é livre de ruídos de chaveamento, como mostrado na Figura 3.2.

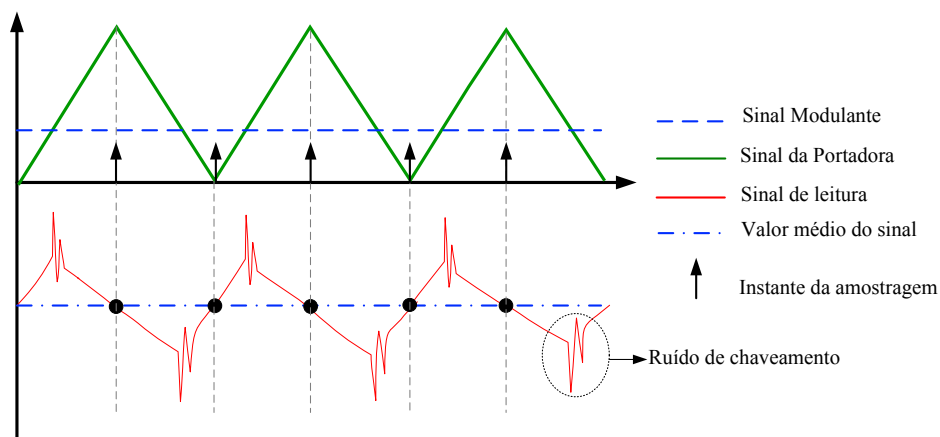


Figura 3.2 – Instante de amostragem das variáveis a serem controladas.

Durante todo o processo de amostragem das variáveis analógicas e a atualização do sinal de controle no modulador DPWM, há um atraso devido ao tempo de processamento dos

cálculos, além do atraso de meio período introduzido pelo *ZOH*. Dessa forma, se o atraso de execução do controlador exceder o instante da amostragem das variáveis analógicas e a atualização do sinal de controle no DPWM o comando será atualizado somente no ciclo seguinte. Geralmente adota-se um período para o processador realizar as operações necessárias das rotinas de controle.

Em conjunto, esses atrasos dificultam drasticamente o problema de controle, pois reduzem significativamente a margem de fase em altas frequências, impedindo a utilização de ganhos elevados no controlador para aumentar a rejeição a distúrbios, reduzir a sensibilidade paramétrica e o erro de rastreamento da referência, etc., sob pena de desestabilizar o sistema [7, 39].

3.2 Controle Discreto

Existem basicamente duas metodologias para o projeto dos controladores discretos. Na primeira, os controladores são projetados no domínio contínuo e em seguida são discretizados. Na segunda, o projeto dos controladores é realizado diretamente no domínio discreto considerando o modelo equivalente discreto da planta, incluindo o efeito do segurador de ordem zero. O primeiro método é em geral, o mais utilizado devido à simplicidade de projeto. Entretanto, de acordo com as características dinâmicas do sistema, como a frequência de amostragem, largura de faixa e os atrasos, a resposta obtida através dessa metodologia pode apresentar um desempenho reduzido ou diferente do esperado. Para sistemas onde a largura de faixa se aproxima de um décimo da frequência de amostragem e onde existem atrasos computacionais relevantes, somente são conseguidos resultados satisfatórios quando o projeto do controlador é realizado diretamente no domínio discreto [40].

Quando o projeto dos controladores de corrente é realizado no domínio discreto, a influência do processo de discretização não pode ser ignorada. Existem várias técnicas para discretizar funções de transferência contínuas. O objetivo fundamental é que o modelo discretizado possua dinâmica semelhante ao modelo no domínio contínuo. No caso de um

controlador ressonante, que é sensível ao método de discretização, devido à estreita largura de banda e ganho infinito na frequência de ressonância, deve-se ter um maior cuidado na escolha do método. Muitos trabalhos adotam o método de *Tustin with pre-warping* [41, 42], pois se obtém boa representação dos dois controladores ressonantes clássico e vetorial, no domínio discreto. Portanto, neste trabalho esse será o método utilizado na discretização dos controladores.

Neste Capítulo será analisada a influência do atraso computacional sobre o desempenho dos controladores ressonantes e a implementação destes no domínio discreto com compensação do atraso para eliminar ou reduzir o efeito negativo do atraso computacional.

As análises do capítulo anterior sobre o desempenho dinâmico e de regime permanente dos controladores ressonantes, clássico e vetorial, assim como o dimensionamento dos ganhos destes controladores, que foram realizados no domínio contínuo, podem ser estendidas para o domínio discreto, com a diferença que os efeitos da discretização e os atrasos degradam o desempenho dos controladores.

3.3 Modelo do filtro L no domínio discreto

A função de transferência discreta do modelo do filtro L, $G_P(z)$, é obtida aplicando a transformada Z e incluindo o efeito do *Latch*, como apresentado em (3.1) e (3.2). O *Latch* representa o efeito do segurador de ordem zero que realiza a interface entre o controlador no domínio discreto e a planta no domínio contínuo.

$$G_P(z) = \frac{I_L(z)}{V_i(z)} = \mathbf{Z} \left\{ \mathbf{L}\{Latch\}G_P(s) \right\} = (1 - z^{-1})\mathbf{Z} \left\{ \frac{G_P(s)}{s} \right\} \quad (3.1)$$

$$G_P(z) = \frac{1}{R_L} \frac{\left(1 - e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)T_s}\right)}{\left(z - e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)T_s}\right)} \quad (3.2)$$

O atraso computacional de um período de amostragem também deve ser considerado no modelo da planta, em virtude do tempo de cálculo realizado pelo processador, como

comentado na introdução deste capítulo. Logo, o modelo da planta com um período de atraso é realizado incluindo z^{-1} em (3.2) e a função de transferência resultante é apresentada em (3.3).

$$G_P(z) = \frac{1}{R_L} \frac{z^{-1} \left(1 - e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)T_s}\right)}{\left(z - e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)T_s}\right)} \quad (3.3)$$

3.4 Controladores ressonantes sem compensação do atraso

A função de transferência dos controladores ressonantes no domínio discreto, implementada através do método de *Tustin with pre-warping*, é obtida fazendo a substituição da variável s , (3.4), nas funções de transferência contínuas dos controladores ressonante clássico, $G_{PR}(s)$ e ressonante vetorial, $G_{PRV}(s)$.

$$s = \frac{\omega_e}{\tan\left(\frac{\omega_e T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.4)$$

Logo, as funções de transferência do controlador PR clássico e PR vetorial no domínio discreto, sintonizados para frequência de ordem h são:

$$G_{PR}(z) = 2k_p + 2k_i \frac{\text{sen}(h\omega_e T_s)}{2h\omega_e} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z \cos(h\omega_e T_s) + 1} \quad (3.5)$$

$$G_{PRV}(z) = K \frac{(z-1)(z-\delta_c)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_e T_s) + 1} \quad (3.6)$$

Onde:

$$K = k_p \left(\cos^2\left(\frac{h\omega_e T_s}{2}\right) + \frac{k_i \text{sen}(h\omega_e T_s)}{k_p 2h\omega_e} \right)$$

$$\delta_c = \frac{\cos^2\left(\frac{h\omega_e T_s}{2}\right) - \frac{k_i \text{sen}(h\omega_e T_s)}{k_p 2h\omega_e}}{\cos^2\left(\frac{h\omega_e T_s}{2}\right) + \frac{k_i \text{sen}(h\omega_e T_s)}{k_p 2h\omega_e}}$$

O projeto dos controladores ressonantes no domínio discreto pode ser realizado da mesma maneira como apresentado no Capítulo 2 e as análises apresentadas também podem ser estendidas para este caso. Entretanto, a largura de faixa é limitada, sendo o valor máximo teórico correspondente à metade da frequência de amostragem, conforme o teorema de Nyquist. O atraso computacional também deve ser levado em consideração no projeto dos controladores discretos, sendo o modelo equivalente da planta apresentado em (3.3).

Portanto, para dimensionar os ganhos do controlador PR clássico, primeiro determina-se o ganho k_p para fornecer a largura de faixa desejada e depois o ganho ressonante, k_i , é ajustado para obter a seletividade desejada nas frequências de interesse.

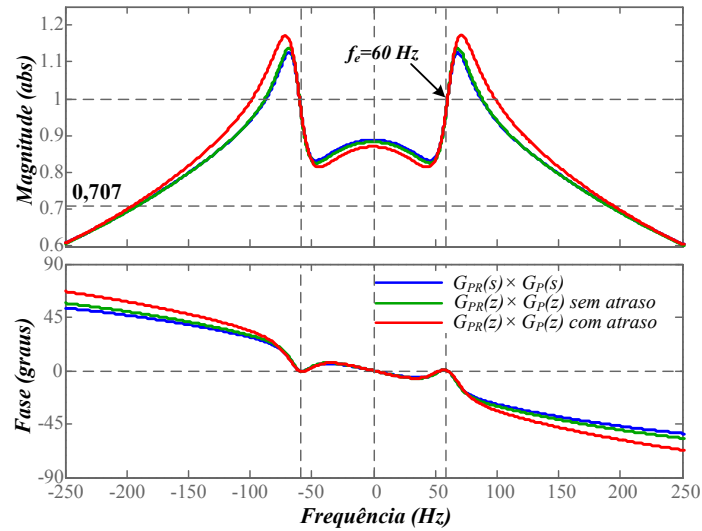
Para o controlador PR vetorial, o cancelamento ideal do polo da planta pelo zero do controlador, ω_c , pode ser realizado através de (3.7). Assim, o ganho k_p é determinado para que o sistema tenha a largura de faixa desejada, determinando a seletividade das frequências e a resposta transitória, como apresentado na seção 2.4.5.2 do capítulo anterior.

$$\delta_c = e^{-\left(\frac{R_L}{L}\right)T_s} \quad (3.7)$$

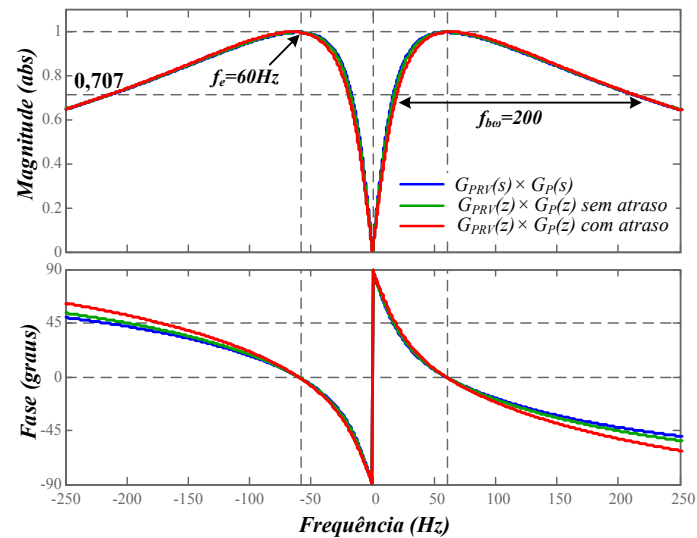
Resolvendo, tem-se:

$$k_i = k_p \frac{(1 - \delta_c)}{(1 + \delta_c)} \frac{\omega_e}{\tan\left(\frac{\omega_e T_s}{2}\right)}$$

Para analisar a influência dos atrasos no sistema discreto, as Figura 3.3 (a) e (b) apresentam a resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes, clássico e vetorial, com carga RL ($R_L = 0,15 \Omega$ e $L = 1mH$) sintonizados na frequência fundamental, $f_e = 60Hz$, e com os controladores projetados para a mesma largura de faixa, $f_{b\omega} = 200Hz$. No projeto dos controladores discretos, foram consideradas as plantas sem atraso e com atraso, como apresentado em (3.2) e (3.3), respectivamente, com frequência de amostragem, $f_s = 12kHz$.



(a)



(b)

Figura 3.3 – Resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes com carga RL nos domínios contínuo e discreto sem atraso e com atraso computacional: a) PR clássico; b) PR vetorial.

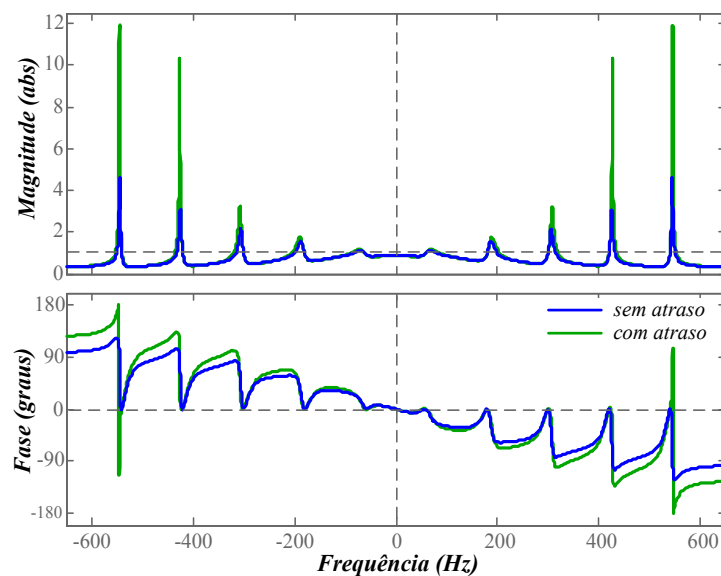
Para os dois controladores ressonantes, na frequência fundamental, o ganho é unitário e o erro de fase é zero. Entretanto, para o controlador PR clássico, Figura 3.3 (a), observa-se que quando o atraso é inserido, surge um pico na magnitude da resposta, mesmo com os controladores projetados para a mesma largura de faixa. Para o controlador PR vetorial, Figura 3.3 (b), nota-se que não há picos na magnitude do sistema com atraso computacional e as três respostas são semelhantes em magnitude e em fase para frequências próximas da frequência de ressonância.

As Figura 3.4 (a) e (b) mostram a resposta em frequência de malha fechada para os controladores discretos da Figura 3.3 quando são adicionados compensadores das harmônicas $h = 3, 5, 7$ e 9 . Observa-se que no modelo com atraso, quanto maior a frequência de ressonância, maiores são os picos na magnitude e maior é a mudança de fase em torno destas frequências, piorando o desempenho do sistema e no caso extremo, conduzindo o mesmo a instabilidade.

Fica evidente na Figura 3.4 (b), que o controlador PR vetorial é mais robusto, pois os picos na magnitude aparecem a partir da quinta harmônica compensada e é insignificante quando comparado com o controlador PR clássico. O mesmo ocorre na variação de fase, a qual é imperceptível para o controlador da Figura 3.4 (b).

Para reduzir os picos na magnitude e as mudanças abruptas de fase, pode-se aumentar a largura de faixa dos controladores, no entanto, deve-se ter o cuidado de não levar o sistema a instabilidade.

Portanto, o número de compensadores no domínio discreto fica limitado devido ao efeito dos atrasos inerentes ao próprio processo de discretização, *ZOH*, e ao atraso computacional, que fazem com que os picos na magnitude aumentem e que mudanças bruscas na fase ocorram em torno das frequências de interesse. Pelas análises, o controlador PR vetorial pode compensar um maior número de harmônicos por ter maior robustez e estabilidade que o controlador PR clássico.



(a)

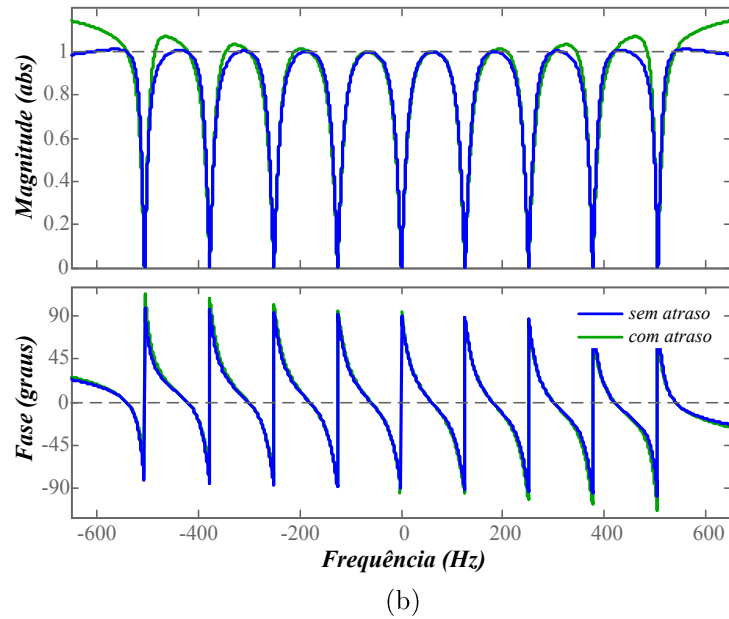


Figura 3.4 – Resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes discretos com compensação de harmônicas e com carga RL sem atraso e com atraso computacional: a) PR clássico; b) PR vetorial.

3.5 Controladores ressonantes com compensação do atraso

Para melhorar o desempenho dos controladores devido ao atraso introduzido, alguns trabalhos propõem métodos para minimizar ou compensar a influência deste atraso [3, 30, 38, 41, 43, 44]. Como o controlador PR vetorial possui alta estabilidade, é necessário compensar o atraso somente em aplicações que exijam que harmônicas de ordem elevada sejam compensadas [33, 45]. Nesta seção será demonstrado uma das formas de compensar o atraso inserido no sistema.

As Figura 3.5 (a) e (b) mostram o diagrama de blocos dos controladores PI no referencial síncrono para sequência positiva e negativa. Uma vez que o ganho proporcional possui o mesmo efeito em ambos referenciais, síncrono e estacionário, as transformadas direta e inversa de Park podem ser aplicadas somente ao termo integral, como é mostrado na Figura 3.5 (b). Dessa forma, é possível inserir diferentes ângulos na transformada inversa de Park, a fim de compensar o atraso introduzido pelo sistema. Nesse caso, o atraso é compensado por

um avanço de fase no controlador de corrente adicionando um ângulo θ_d na transformada inversa de Park, como se pode observar na Figura 3.5 (b).

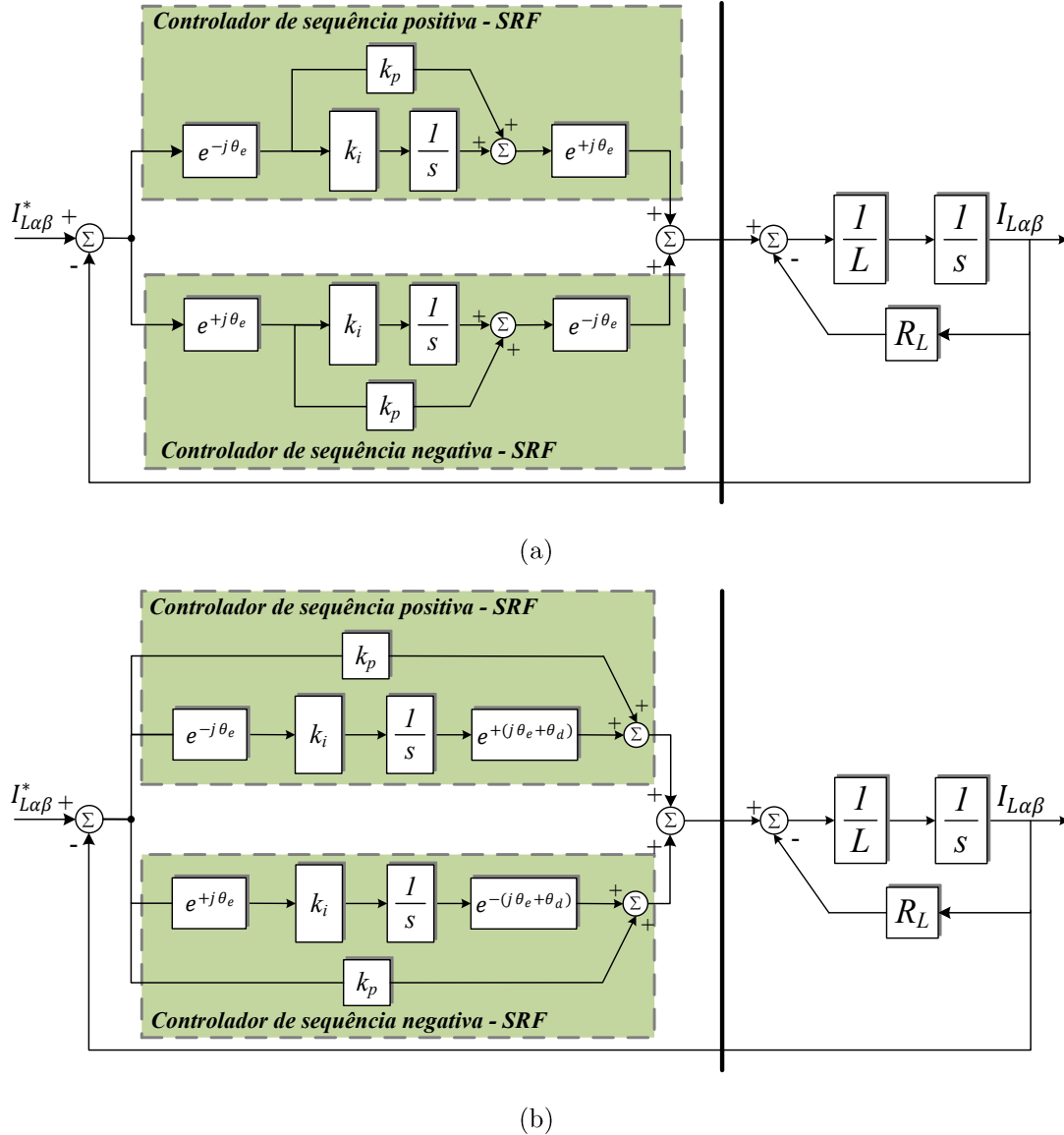


Figura 3.5 – Controlador PI clássico no referencial síncrono: (a) transformada de Park aplicada na função de transferência do controlador PI; (b) transformada de Park apenas no integrador do controlador PI incluindo o ângulo de compensação do atraso θ_d .

A função de transferência equivalente das transformações do referencial síncrono para o estacionário pode ser vista em (3.8) [46, 47].

$$G_{PI+}^d(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_e} e^{+j\theta_d} \quad G_{PI-}^d(s) = k_p + \frac{k_i}{s + j\omega_e} e^{-j\theta_d} \quad (3.8)$$

Sendo que G_{PI+}^d e G_{PI-}^d representam as funções de transferência de sequência positiva e negativa do controlador PI com a compensação do atraso no referencial estacionário, respectivamente.

Substituindo $e^{+j\theta_d} = \cos(\theta_d) + j\text{sen}(\theta_d)$ em G_{PI-}^d e $e^{-j\theta_d} = \cos(\theta_d) - j\text{sen}(\theta_d)$ em G_{PI+}^d e realizando a soma tem-se:

$$G_{PR}^d(s) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_e} [\cos(\theta_d) + j\text{sen}(\theta_d)] + k_p + \frac{k_i}{s + j\omega_e} [\cos(\theta_d) - j\text{sen}(\theta_d)] \quad (3.9)$$

Resolvendo (3.9), determina-se a função de transferência do controlador PR clássico com compensação do atraso, que pode ser vista em (3.10).

$$G_{PR}^d(s) = 2k_p + 2k_i \frac{s \cos(\theta_d) - \omega_e \text{sen}(\theta_d)}{s^2 + \omega_e^2} \quad (3.10)$$

A diferença fundamental entre $G_{PR}(s)$ e $G_{PR}^d(s)$ é a adição de termos no zero da função de transferência. Observa-se que o zero pode ser deslocado de acordo com o avanço de fase necessário para compensar esse atraso. Se não for inserido nenhum avanço de fase, $\theta_d = 0$, a função de transferência de $G_{PR}^d(s)$ é a mesma que $G_{PR}(s)$.

O compensador de atraso para o controlador PR vetorial pode ser realizado seguindo a mesma metodologia acima. Os trabalhos que implementam o controlador ressonante vetorial geralmente não utilizam compensador de atraso em virtude da alta estabilidade, o que possibilita compensar um maior número de harmônicos quando comparado com o controlador PR clássico.

As Figura 3.6 (a) e (b) mostram o diagrama de blocos da soma dos controladores PI vetorial no referencial síncrono para sequência positiva e negativa. Como no caso anterior, pode-se adicionar um ângulo de avanço de fase na transformada inversa de Park para compensar o atraso, conforme é apresentado na Figura 3.5 (b).

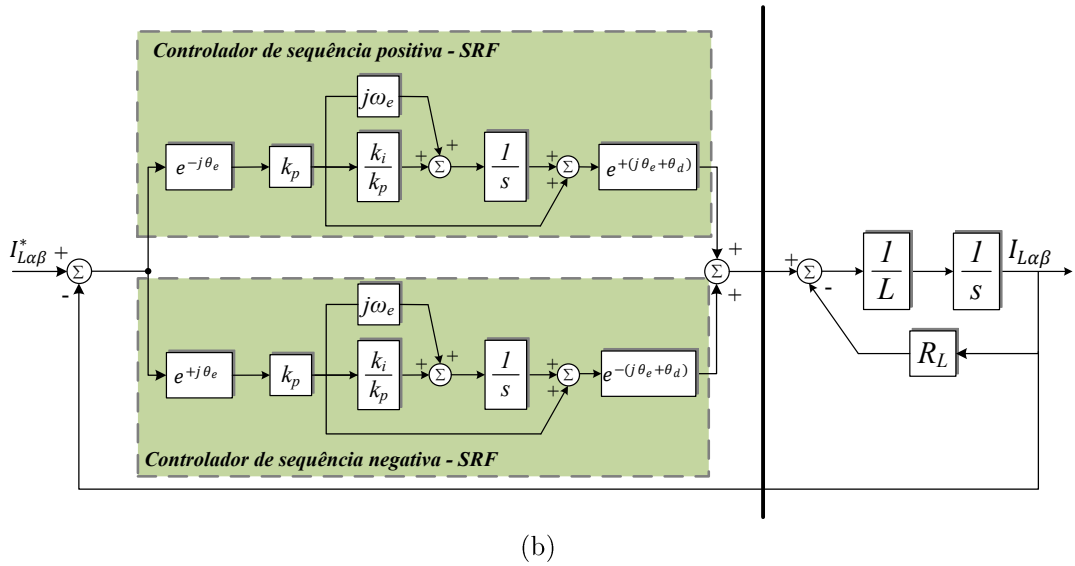
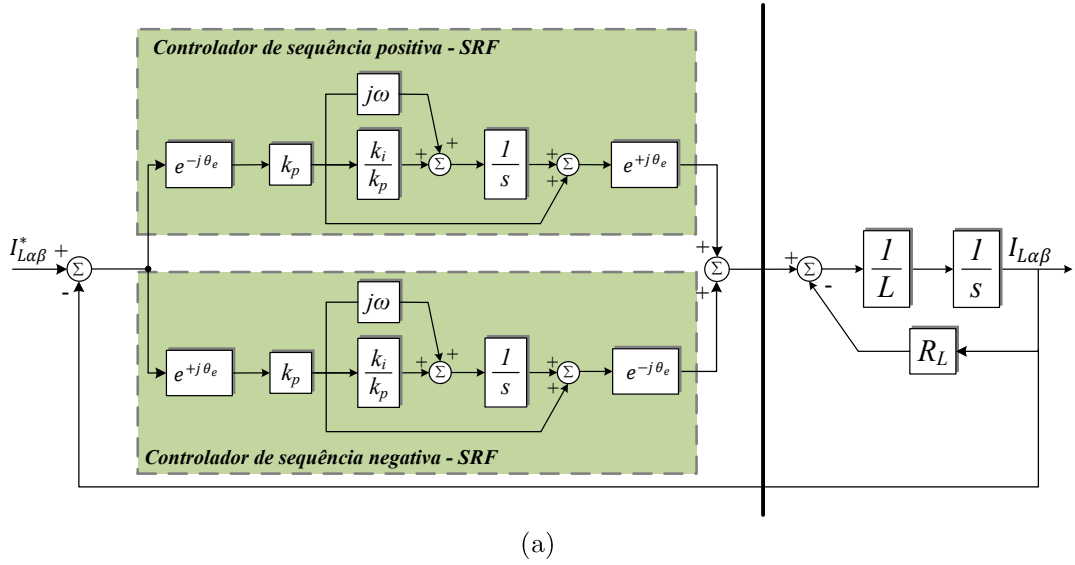


Figura 3.6 – Controlador PI vetorial no referencial síncrono: (a) transformada de Park aplicada na função de transferência do controlador PI; (b) transformada de Park apenas no integrador do controlador PI incluindo o ângulo de compensação do atraso θ_d .

A função de transferência equivalente das transformações do referencial síncrono para o estacionário pode ser vista em (3.11).

$$G_{PIV+}^d(s) = \frac{k_p s + k_i}{s - j\omega_e} e^{+j\theta_d} \quad G_{PIV-}^d(s) = \frac{k_p s + k_i}{s + j\omega_e} e^{-j\theta_d} \quad (3.11)$$

Sendo que G_{PIV+}^d e G_{PIV-}^d representam as funções de transferência de sequência positiva e negativa do controlador PI vetorial com a compensação do atraso, no referencial estacionário, respectivamente.

Substituindo $e^{+j\theta_d} = \cos(\theta_d) + j\text{sen}(\theta_d)$ em G_{PIV-}^d e $e^{-j\theta_d} = \cos(\theta_d) - j\text{sen}(\theta_d)$ em G_{PIV+}^d e resolvendo a soma de $G_{PIV+}^d + G_{PIV-}^d$, obtém-se a função de transferência do controlador PR vetorial com compensado de atraso em (3.12).

$$G_{PRV}^d(s) = \frac{2(k_p s + k_i)(s \cos(\theta_d) - \omega_e \text{sen}(\theta_d))}{s^2 + \omega_e^2} \quad (3.12)$$

Observa-se que com $G_{PRV}^d(s)$ é possível realizar o cancelamento do zero da planta da mesma maneira como demonstrado em (2.33). Se não for inserido nenhum avanço de fase, $\theta_d = 0$, a função de transferência de $G_{PRV}^d(s)$ é a mesma que $G_{PRV}(s)$.

As funções de transferência no domínio discreto, $G_{PR}^d(z)$ e $G_{PRV}^d(z)$, também podem ser determinadas aplicando o método de *Tustin with pre-warping*, através da substituição da variável s dada na expressão (3.4). O resultado para frequência de ordem h é mostrado abaixo:

$$G_{PR}^d(z) = 2k_p + 2k_i \frac{\text{sen}(h\omega_e T_s)}{2h\omega_e} \frac{(z+1)(zA_1 - B_1)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_e T_s) + 1} \quad (3.13)$$

$$G_{PRV}^d(z) = K \frac{(zA_1 - B_1)(z - \delta_c^d)}{z^2 - 2z \cos(h\omega_e T_s) + 1} \quad (3.14)$$

Sendo:

$$A_1 = \cos(\theta_d) - \text{sen}(\theta_d) \tan\left(\frac{h\omega_e T_s}{2}\right)$$

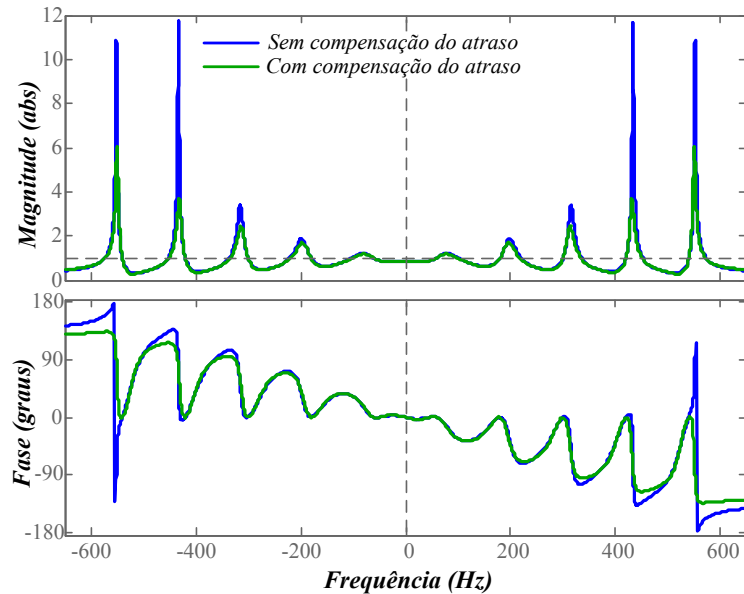
$$B_1 = \cos(\theta_d) + \text{sen}(\theta_d) \text{sen}\left(\frac{h\omega_e T_s}{2}\right)$$

$$K = k_p \left(\cos^2 \left(\frac{h\omega_e T_s}{2} \right) + \frac{k_i \operatorname{sen}(h\omega_e T_s)}{k_p 2\omega} \right)$$

$$\delta_c^d = \frac{\cos^2 \left(\frac{h\omega_e T_s}{2} \right) - \frac{k_i \operatorname{sen}(h\omega_e T_s)}{k_p 2\omega}}{\cos^2 \left(\frac{h\omega_e T_s}{2} \right) + \frac{k_i \operatorname{sen}(h\omega_e T_s)}{k_p 2\omega}}$$

Para compensar um número inteiro de um ou mais períodos de atraso, faz-se $\theta_d = \omega_e N T_s$, onde N é o número inteiro de períodos a ser compensado e T_s o período de amostragem. Se nenhum período de amostragem for compensado, $N = 0$, as funções de transferência de $G_{PR}^d(z)$ e $G_{PRV}^d(z)$ ficam idênticas à $G_{PR}(z)$ e $G_{PRV}(z)$, respectivamente.

As Figura 3.7 (a) e (b) mostra a resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes, clássico e vetorial, sem compensação do atraso e com compensação do atraso. Os parâmetros da carga RL e a largura de faixa são os mesmos da Figura 3.3, onde são adicionados compensadores das harmônicas $h = 1, 3, 5, 7$ e 9 . Para os dois controladores o avanço de fase foi de um período, $N = 1$.



(a)

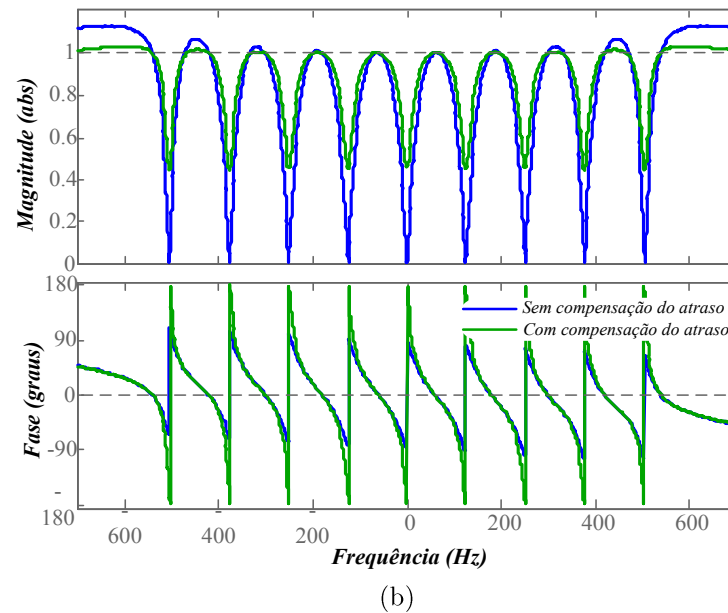


Figura 3.7 – Resposta em frequência de malha fechada dos controladores ressonantes sem e com compensação do atraso com $N = 1$. a) PR clássico (b) PR vetorial.

Para o controlador PR clássico houve uma melhora significativa quando um avanço de fase ou compensador do atraso é inserido no controlador. Nas frequências de interesse a magnitude é unitária e a fase é zero e para frequências diferentes, nota-se que os picos na magnitude e a mudança de fase foram reduzidos. Entretanto, com esse resultado o desempenho do sistema ainda é comprometido, pois as amplitudes dos picos continuam elevadas e aumentam para maiores frequências de ressonância.

Para o controlador PR vetorial, os picos que surgiram a partir da quinta harmônica são reduzidos quando se adiciona o avanço de fase, como pode ser visto na Figura 3.7 (b), permitindo que um maior número de compensadores seja utilizado.

Como o controlador PR vetorial possui alta estabilidade, mesmo com o atraso, deve-se ter um cuidado na escolha do número de períodos a serem compensados, pois um avanço de fase pode tornar o sistema instável. O mesmo pode ser estendido para o controlador ressonante clássico, porém é possível utilizar um número maior de períodos de amostragem para compensar os atrasos e até mesmo melhorar o desempenho do sistema. Em muitos trabalhos consideram-se duas amostras como um valor ótimo para N ($N = 2$), pois o atraso total é de pelo menos $1,5T_s$, equivalente à soma do atraso do *ZOH* e de processamento [38, 43, 45].

A Figura 3.8 mostra a resposta em frequência para dois períodos de avanço inserido no controlador PR clássico. Percebe-se que com dois períodos de avanço inseridos no controlador PR clássico, os picos de magnitude e a mudança de fase tornam-se aproximadamente igual ao caso apresentado na Figura 3.5 (a) quando não é considerado o atraso computacional. Assim, é possível compensar um número maior de harmônicas quando esse controlador é implementado, conforme apresentado em (3.13).

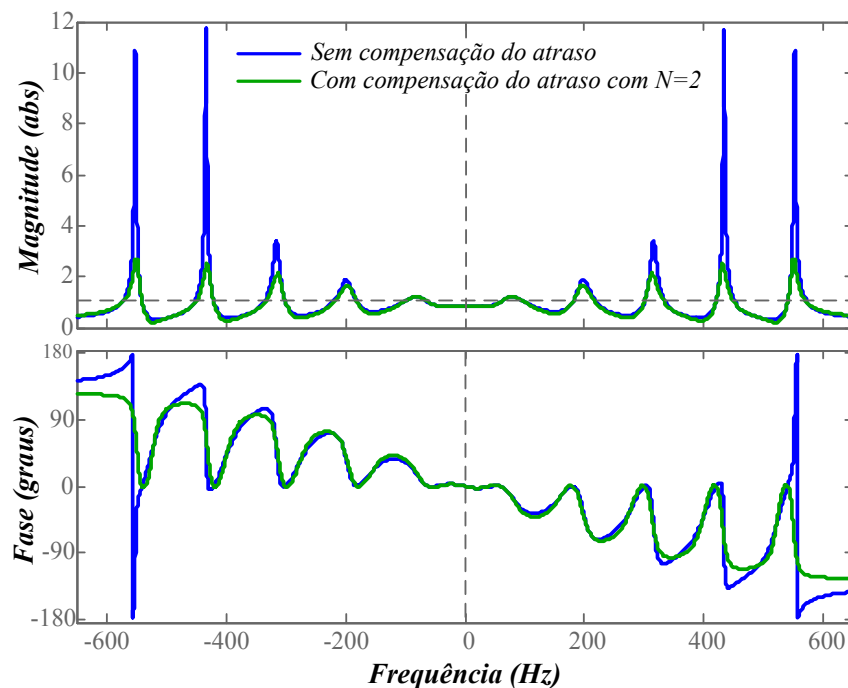


Figura 3.8 – Resposta em frequência de malha fechada do controlador PR clássico com compensador de atraso com carga RL para $N = 2$.

3.6 Conclusão

Neste capítulo os controladores ressonantes foram implementados no domínio discreto, sendo analisada a influência do atraso computacional no desempenho do sistema. Para o controlador PR clássico o atraso piorou o desempenho enquanto que para o controlador PR vetorial o atraso computacional piora o desempenho somente em frequências de ordem elevada. Dessa forma, mesmo sem utilizar técnicas de compensação de atraso, é possível compensar um número maior de harmônicas quando comparado ao controlador PR clássico.

O projeto dos controladores com compensação do atraso apresentou resultados satisfatórios melhorando o desempenho dos dois controladores. Para o controlador ressonante clássico, a melhora foi mais visível, uma vez que em harmônicos de baixa ordem esse controlador já demonstrava um desempenho inferior, devidos aos altos picos e às mudanças bruscas de fase, como comentado. Assim, com o compensador de atraso é possível utilizar compensadores de harmônicos de ordem elevada. O controlador ressonante vetorial, apesar de apresentar uma melhora no seu desempenho quando implementado com o compensador de atraso, dependendo da aplicação, pode ser utilizado sem o compensador de atraso sem que seu desempenho piore consideravelmente.

Capítulo 4

Resultados experimentais

4.1 Inversor Monofásico de Tensão

Existem diversas topologias de inversores monofásicos, para realizar a comparação, facilitar o entendimento e avaliar a aplicabilidade das estratégias de controle em sistemas como este, será utilizado um inversor monofásico com topologia em Ponte Completa, onde a configuração desse inversor pode ser vista na Figura 4.1.

Este conversor é aplicado principalmente em sistemas com altas potências e altas frequências e apresenta algumas vantagens quando comparado a outras topologias de inversores para uma mesma aplicação, como baixos esforços de corrente e tensão nos interruptores e a possibilidade de operar com etapas de tensão nula na carga, sem interrupção de corrente [48].

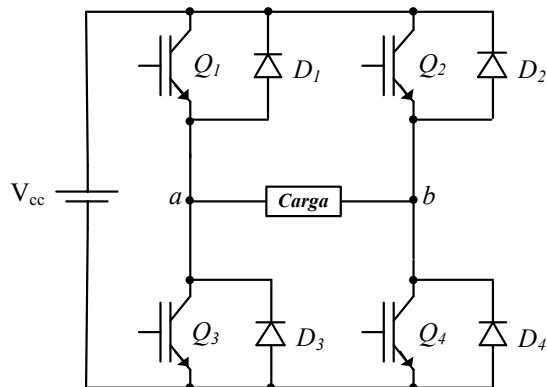


Figura 4.1 - Inversor Ponte Completa.

O acionamento das chaves Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 é realizado de acordo com a estratégia de modulação aplicada. A estratégia de modulação escolhida foi a Modulação por Largura de Pulso Senoidal – SPWM, pois é a mais empregada na indústria destacando-se pela operação em frequência fixa e por deslocar conteúdo harmônico para altas frequências [1].

4.1 Inversor monofásico de tensão

Existem duas técnicas de PWM Senoidal, muito comuns na literatura, aplicáveis em inversores Ponte Completa: a modulação Bipolar ou dois níveis e a modulação Unipolar ou três níveis. Neste trabalho, será utilizado a Modulação PWM Senoidal a três níveis, pois o número de pulsos por semiperíodo gerado é o dobro da modulação a dois níveis. Como resultado, os primeiros harmônicos da tensão de saída modulada a três níveis estão a uma ordem duas vezes superior, distanciando-se ainda mais da frequência fundamental.

Assim, foi utilizado um inversor da Semikron SKS 50F B6U+B2CI 10 V6 ilustrado na Figura 4.2.



Figura 4.2 – Foto do inversor utilizado nos experimentos [49].

O diagrama esquemático desse inversor pode ser visto na Figura 4.3.

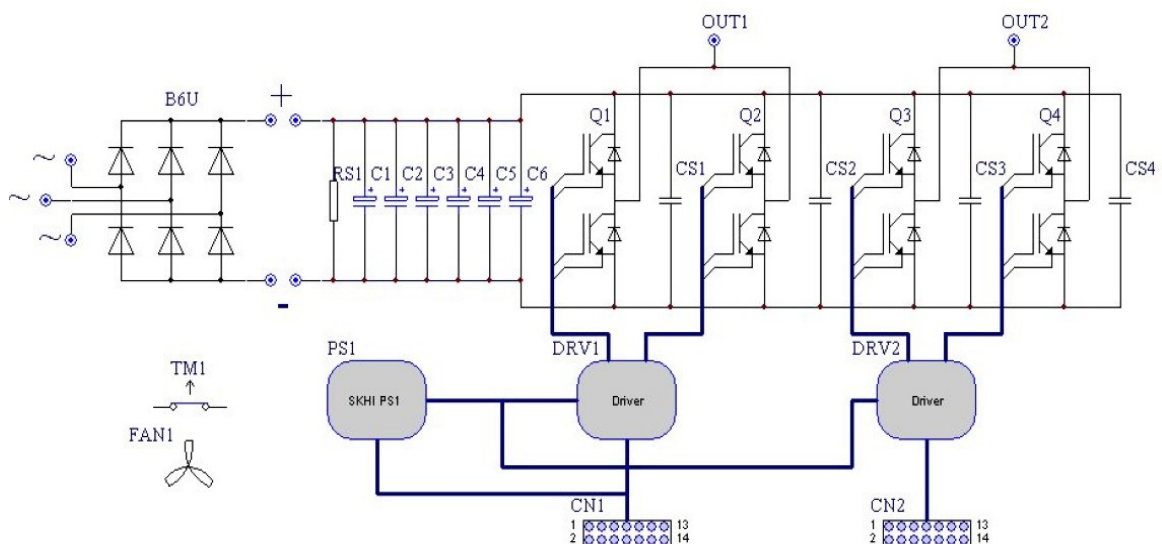


Figura 4.3 – Esquema do inversor *Semikron*.

A Tabela 4-1 apresenta algumas características do inversor.

Tabela 4-1 – Especificações do inversor utilizado.

Parâmetros	Valor
Máxima corrente eficaz de saída sem sobrecarga (Frequência de comutação 10 kHz e temperatura ambiente 45 °C)	50 A_{rms}
Máxima frequência de comutação Frequência de comutação recomendada	20 kHz 10 kHz
<i>Driver</i>	<i>SKI 20opA</i>
Capacitores <i>EPCOS</i> B53303-A0687 Total do Banco	680 μF /400 V 4080 μF /350 V

O *driver* de comando empregado para o acionamento dos interruptores é o *SKHI 20opA* [49] que é capaz de acionar dois *IGBT's* arranjados em um braço mecânico, além de outras características interessantes:

- Pode ser utilizado como dois *drivers* independentes;
- Proteção contra curto-circuito do monitoramento da tensão V_{ce} ;
- Intertravamento entre o interruptor superior e inferior;
- Isolamento óptico entre o circuito de potência e de comando;
- Tempo morto configurável.

Foi selecionado um tempo morto de 0.25 μs , que é o mínimo possível para o *driver*.

4.2 Processador Digital de Sinais – DSP

Foi utilizado o DSP TMS320F28335, fabricado pela Texas Instruments, que pode ser visto na Figura 4.4. Esse DSP é responsável por todas as funções de controle, gerenciamento e proteção do sistema, centralizando todo o processamento.

O DSP TMS320F28335 emprega uma arquitetura de 32 bits. As principais características do dispositivo são [50].

- Operações MAC 16x16 e 32x32 bits;
- Arquitetura Harvard de barramento;
- Controlador DMA de 6 canais;

-
- Até 16 saídas PWM pelo módulo EPWM;
- ADC de 12 bits com 16 canais.

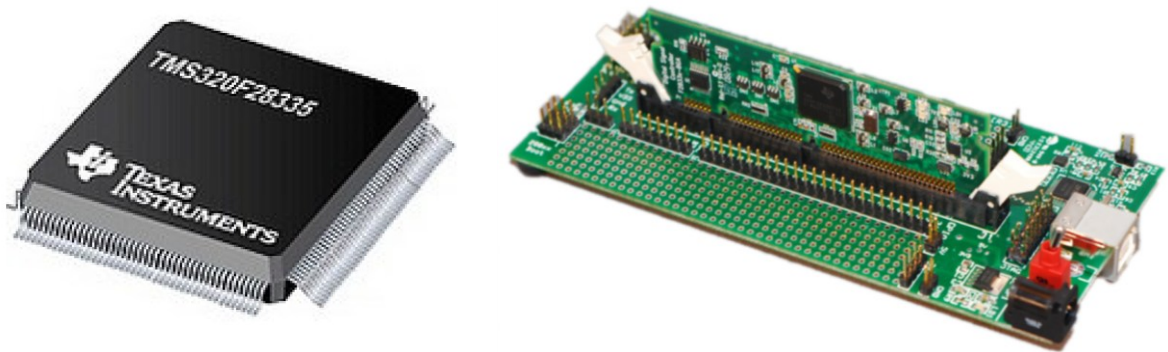


Figura 4.4 – Microcontrolador TMS320F28335 e Placa de desenvolvimento *control card* com DSP.

4.3 Ambiente de programação gráfica

No desenvolvimento do algoritmo de controle, o software VisSim da Visual Solutions, Inc. foi utilizado, cuja interface gráfica é apresentada na Figura 4.5. O VisSim é uma plataforma de simulação/ambiente de desenvolvimento gráfico que permite a análise em tempo real da execução do programa por meio de uma interface JTAG. Ele foi escolhido pela simplicidade de desenvolvimento de sistemas de controle, pois sua interface é semelhante à do Simulink em relação à implementação de diagrama de blocos [51].

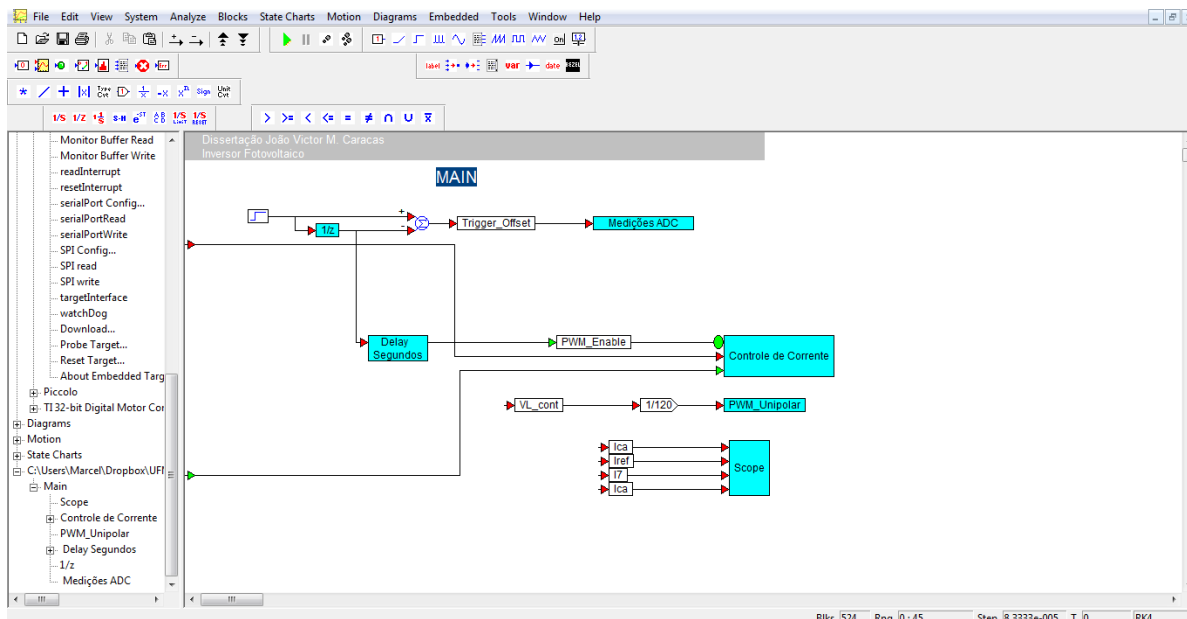


Figura 4.5 – Interface gráfica de desenvolvimento VisSim.

4.4 Placa de condicionamento de sinais

A placa de aquisição e condicionamento de sinais tem por finalidade adequar os níveis todas as medições de tensão, corrente e entradas digitais, para a correta detecção do DSP, sem que suas portas sejam danificadas, uma vez que o DSP opera com tensões de 0 a 3V. A placa também serve de interface para que os sinais de comando emitidos pelo DSP atuem conforme o esperado, seja no chaveamento dos IGBT's, no comando dos contatores ou na sinalização por led's.

Para alimentação dos circuitos da placa, foi utilizada uma fonte de alimentação comercial da *Tecnotrafo B554R1 – 85W*, apresentada na Figura 4.6. Essa fonte fornece níveis de tensão de +5/+15V/-15V/+12V/0V. A fonte é ligada no barramento CC.



Figura 4.6 – Fonte de alimentação B554 da Tecnografo.

As medições de tensão e corrente do inversor são realizadas através de sensores de tensão tipo LV25P e sensores de corrente LA100P da LEM. A Figura 4.7 mostra os dois sensores.



(a)



(b)

Figura 4.7 – (a) Sensor de tensão LV 25-P; (b) Sensor de corrente LA 100-P.

4.5 Ensaios experimentais

Para validar as análises desse trabalho, foram realizados ensaios experimentais para dois casos. Os parâmetros utilizados nos ensaios experimentais são mostrados na Tabela 4-2. Dos controladores ressonantes, somente o controlador PR vetorial com compensação do atraso não foi analisado, uma vez que possui alta estabilidade e é capaz de compensar harmônicos de ordem elevada. Nas figuras, os controladores PR clássico, PR clássico com compensação do atraso e o PR vetorial, serão representados por, $G_{PR}(z)$, $G_{PR}^d(z)$ e $G_{PRV}(z)$, respectivamente.

O projeto dos controladores foi realizado direto no domínio discreto, conforme mostrado neste trabalho. Para os controladores $G_{PR}(z)$ e $G_{PR}^d(z)$, os ganhos k_i foram os mesmos em todos os compensadores de harmônicos para que a largura de banda centrada nas frequências de interesse sejam as mesmas. Dessa forma, a seletividade e a resposta transitória serão semelhantes para cada frequência de ressonância. Os ganhos k_p e k_i para o controlador PR vetorial também foram iguais em todos os compensadores onde k_i foi projetado para cancelar o polo da planta.

Tabela 4-2 - Parâmetros utilizados no ensaio experimental.

Parâmetros	Valor
Indutância – L	1 mH
Resistência série do indutor (RSE) – R_L	0,15 Ω
Frequência de alimentação – f_e	60 Hz
Frequência de chaveamento – f_{ch}	12kHz
Tensão do barramento – V_{DC}	120 Volts
Resistor de carga – R_o	5,0 Ω

4.5.1 Primeiro ensaio: Teste de seletividade

Neste ensaio, o inversor opera como um gerador de harmônicos de corrente, cuja referência é gerada no próprio DSP, sendo possível analisar a seletividade dos controladores ressonantes. Na saída do inversor é conectada uma carga puramente resistiva, R_o , cujo valor é mostrado na Tabela 4-2.

Os controladores ressonantes, clássico e vetorial, são sintonizados somente para uma componente harmônica por vez. Primeiro é selecionada a componente fundamental, 60Hz, e depois a quinta harmônica, 300Hz, e por último a 11ª harmônica, 660Hz. Inicialmente os dois controladores são projetados para uma largura de faixa de 200Hz. Depois, os ganhos dos controladores são reduzidos a 1/3 e sintonizados na frequência fundamental de 60Hz, onde os resultados podem ser estendidos para as demais frequências.

A Figura 4.8 mostra o sinal de referência gerado no DSP. Neste sinal, são geradas harmônicas ímpares $h = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ e 13 . A componente fundamental, 60Hz , possui uma amplitude de 10A e as demais variam entre 1% a 20% da amplitude da componente fundamental.

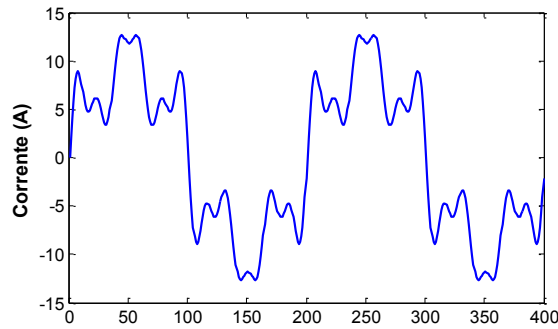
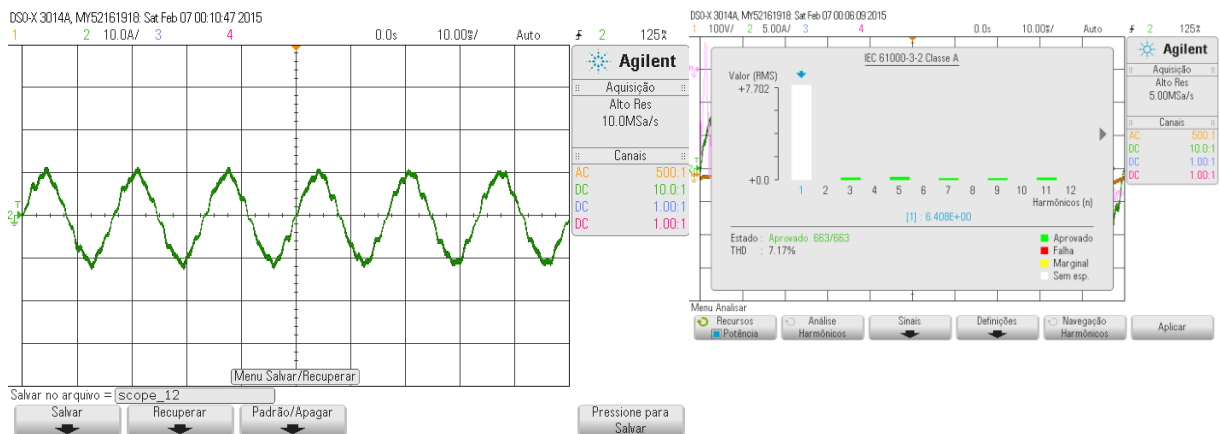


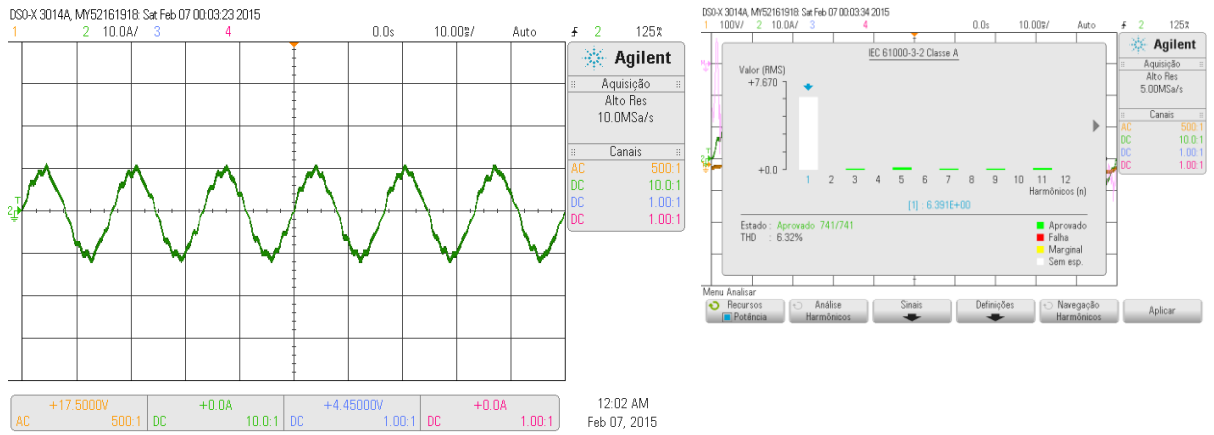
Figura 4.8 – Corrente de referência para o primeiro ensaio.

A Figura 4.9 mostra a corrente de saída quando os controladores PR clássico, PR clássico com compensação de harmônicos e PR vetorial são projetados para obter na saída somente a componente fundamental, depois a quinta harmônica de corrente e por último a 11ª harmônica de corrente. A amplitude destas harmônicas na referência de corrente é de 2A .

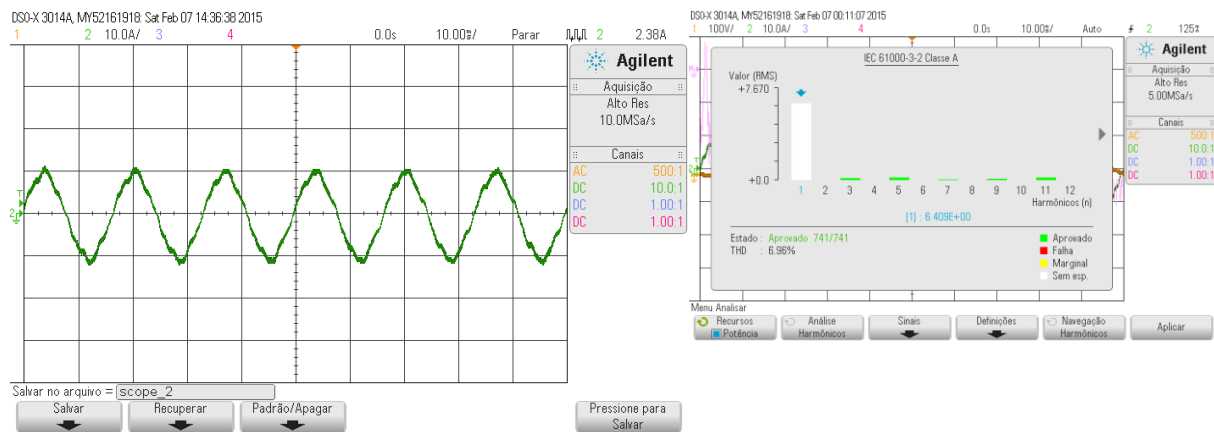


(a) Controlador $G_{PR}(z)$ sintonizado na frequência fundamental de 60Hz .

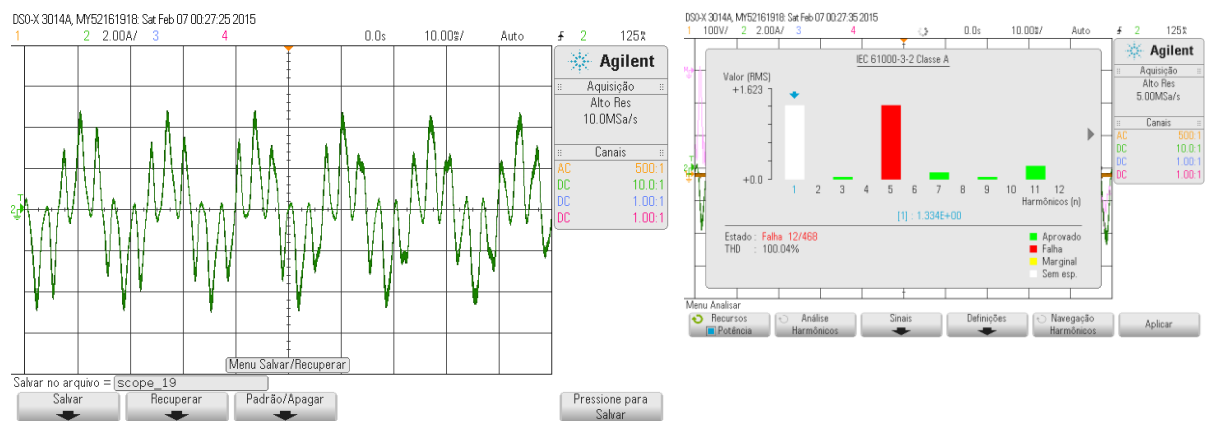
4.5 Ensaios experimentais



(b) Controlador $G_{PR}^d(z)$ sintonizado na frequência fundamental de 60Hz.

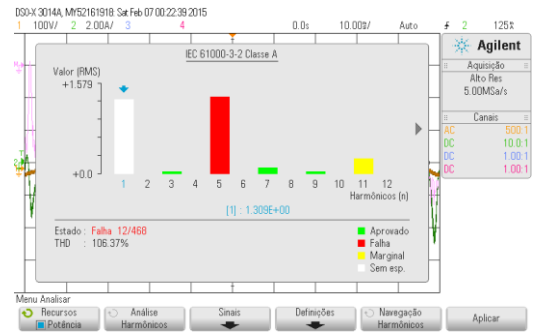
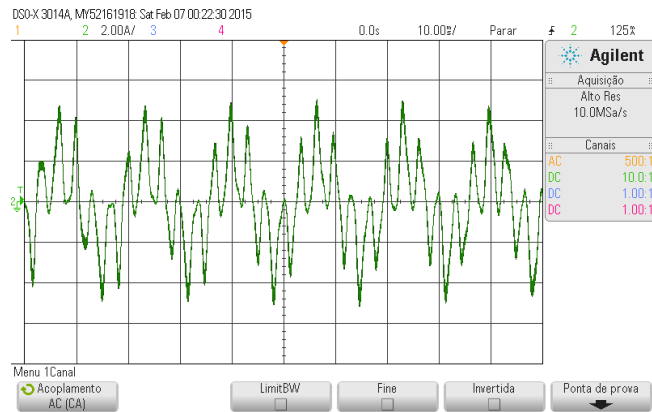


(c) Controlador $G_{PRV}(z)$ sintonizado na frequência fundamental de 60Hz.

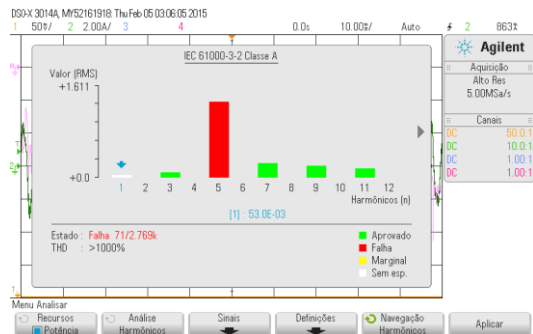
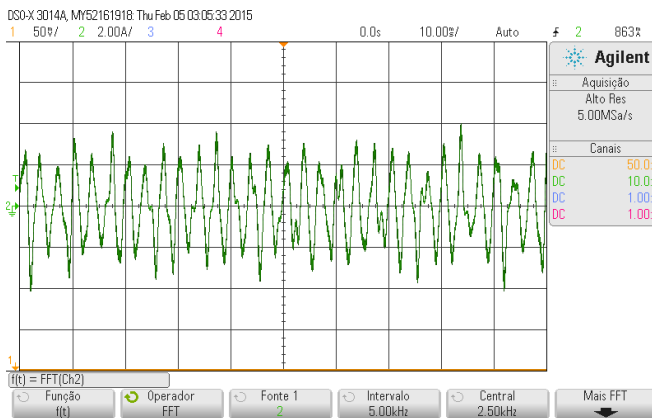


(d) Controlador $G_{PR}(z)$ sintonizado sintonizado na 5ª harmônica.

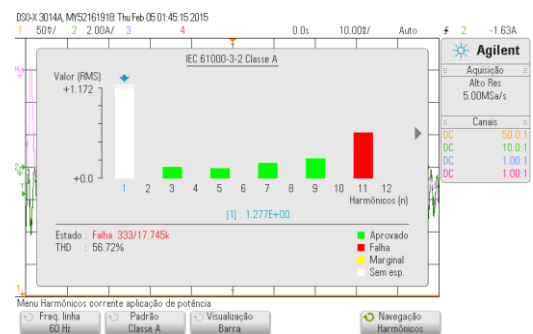
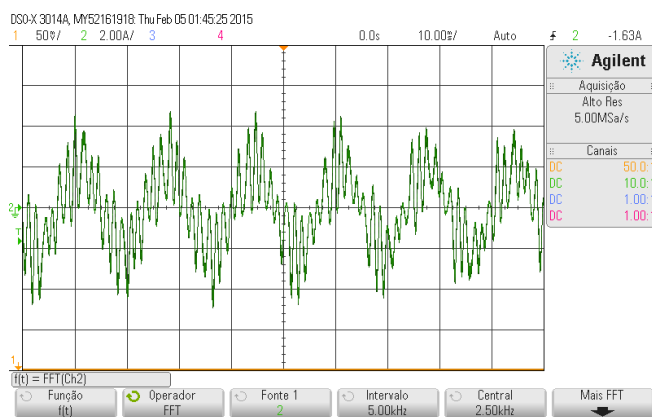
4.5 Ensaios experimentais



(e) Controlador $G_{PR}^d(z)$ sintonizado na 5ª harmônica.



(f) Controlador $G_{PRV}(z)$ sintonizado na 5ª harmônica.

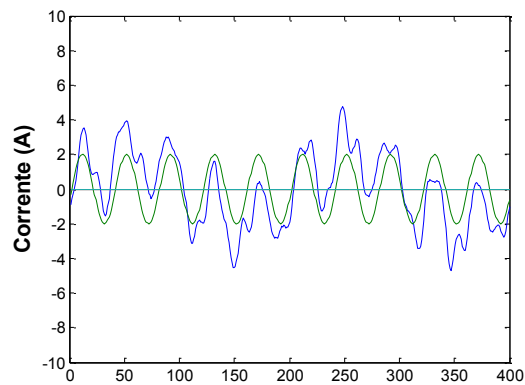


(g) Controlador $G_{PR}(z)$ sintonizado na 11ª harmônica.

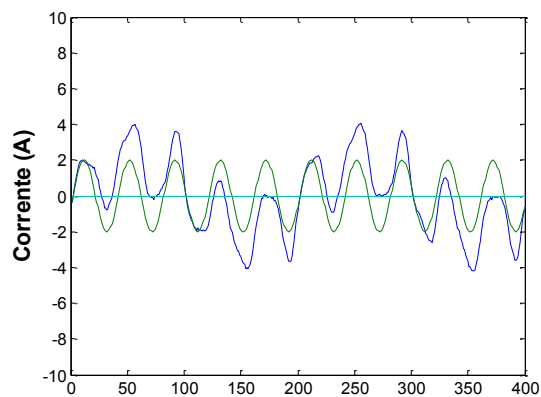
componente harmônica de corrente oscilam em torno de 60Hz , como mostrado nas Figura 4.9 (d), (e), (g) e (h).

Apesar de não ter sido mostrado foi verificado que as correntes de saída, para os controladores $G_{PR}(z)$ e $G_{PR}^d(z)$, apresentaram componentes de alta frequência enquanto que no controle vetorial foram imperceptíveis.

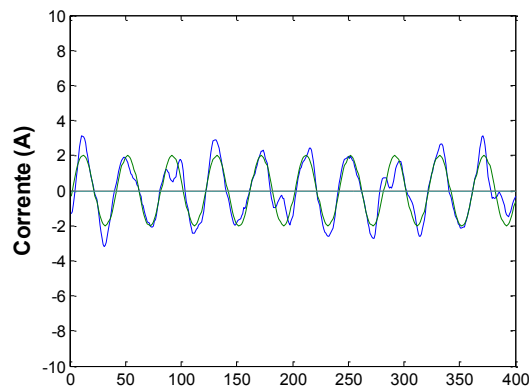
As Figura 4.10 (a), (b) e (c) mostram a corrente de saída quando os controladores são sintonizados na quinta harmônica de corrente. Nota-se que os controladores $G_{PR}(z)$ e $G_{PR}^d(z)$ apresentam o rastreamento semelhante, conforme o esperado, mas com erros de regime permanente e atraso entre as correntes, enquanto que o controlador vetorial apresenta melhor rastreamento com erros e atrasos de fase menores.



(a)



(b)

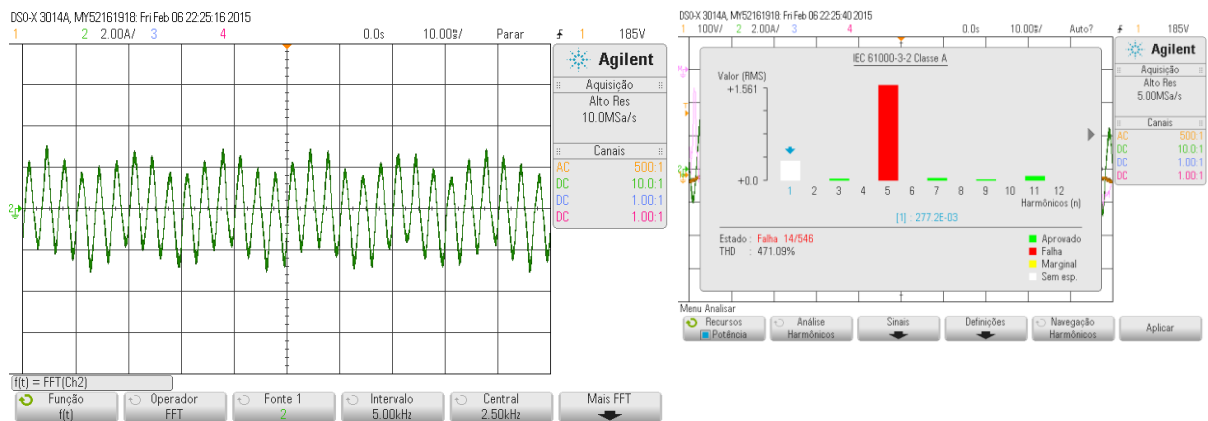


(c)

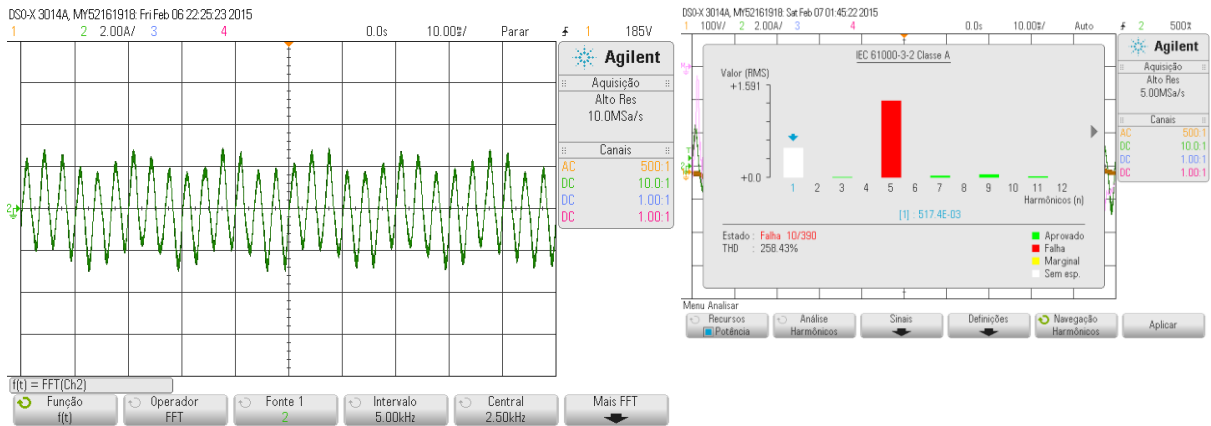
Figura 4.10 – 5ª harmônica de corrente (verde) e corrente de saída (azul): (a) Controlador $G_{PR}(z)$; (b) Controlador $G_{PR}^d(z)$; (c) Controlador $G_{PRV}(z)$.

As Figura 4.11 (a), (b) e (c) mostram a quinta harmônica de corrente quando os ganhos proporcional e integral dos controladores são reduzidos em $1/3$. Observa-se que houve uma melhora na seletividade dos controladores, $G_{PR}(z)$ e $G_{PR}^d(z)$, e conseqüentemente, no rastreamento do sinal desejado. Reduzindo ainda mais o ganho proporcional, para o controlador PR clássico, a fim de melhorar a seletividade, a corrente de saída apresentou oscilações e ficou instável. Isso valida à explicação mostrada no Capítulo 2, principalmente na seção 2.4.5.

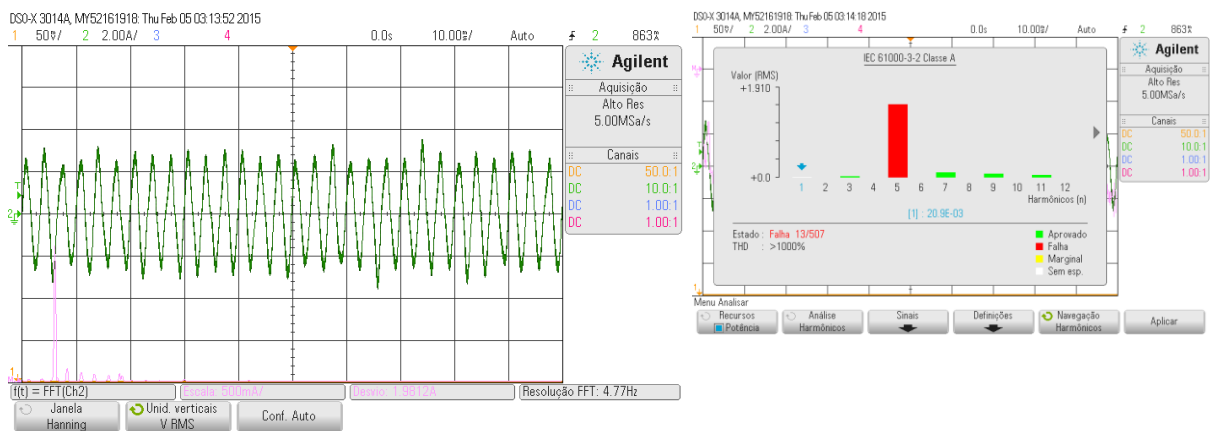
Portanto, em aplicações onde a seletividade do sinal e o regime permanente são as características mais importantes, o controlador PR vetorial deve ser utilizado, pois apresenta melhores resultados do que os apresentados pelo controlador PR clássico.



(a) Corrente de saída para o controlador $G_{PR}(z)$ sintonizado na 5ª harmônica.



(b) Corrente de saída para o controlador $G_{PR}^d(z)$ sintonizado na 5ª harmônica.



(c) Corrente de saída para o controlador $G_{PR}^d(z)$ sintonizado na 5ª harmônica.

Figura 4.11 – Corrente de saída para os controladores ressonantes sintonizados na 5ª harmônica para a corrente de referência vista na Figura 4.8 com ganhos k_p e k_i reduzidos em 1/3.

4.5.2 Segundo ensaio: Compensação de harmônicos e desempenho

Este ensaio foi realizado com o objetivo de analisar a capacidade dos controladores de compensar harmônicos e o desempenho dinâmico. A corrente de referência é gerada no DSP e pode ser vista na Figura 4.12. Essa corrente foi obtida através da subtração de um sinal senoidal com uma onda quadrada. A corrente no formato de uma onda quadrada representa a corrente drenada por uma carga não linear. Dessa forma, o inversor é responsável em fornecer os harmônicos de corrente para uma carga não linear conectada na rede elétrica. A amplitude

da corrente de referência é de $5A$. Inicialmente os ganhos dos controladores foram ajustados para a mesma largura de faixa do primeiro ensaio, $f_{b\omega} = 200Hz$.

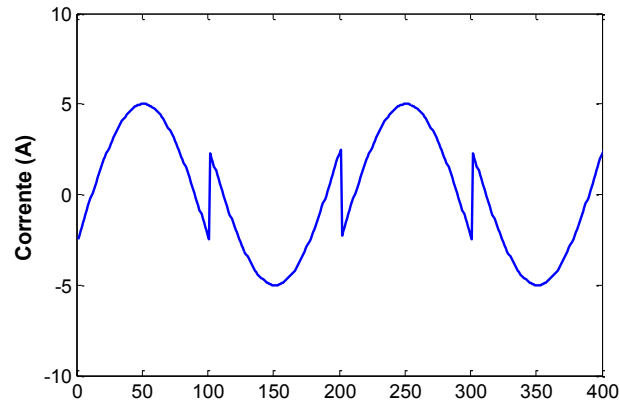


Figura 4.12 – Corrente de referência para o segundo ensaio.

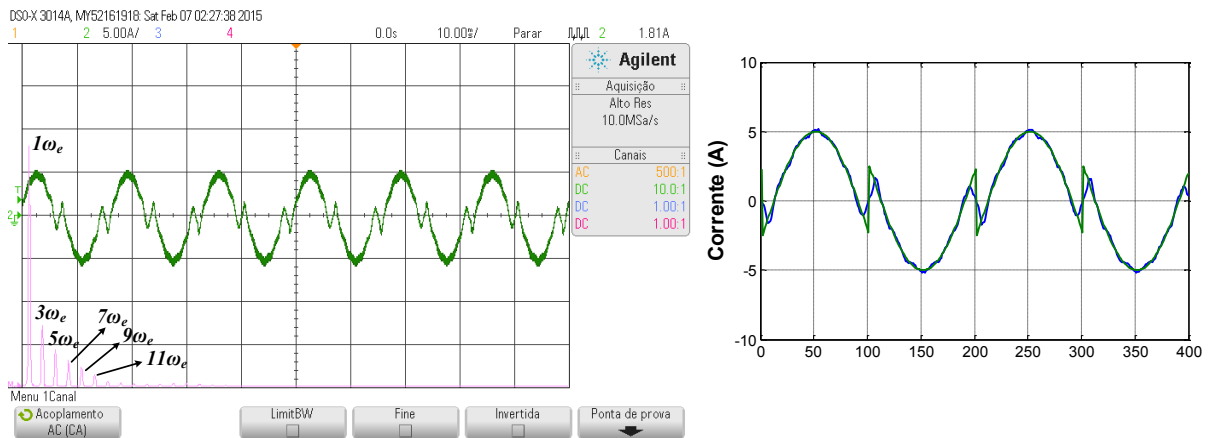
As Figura 4.13 (a), (b) e (c) mostram as correntes de saída do inversor e as correntes de referência para os controladores, $G_{PR}(z)$, $G_{PR}^d(z)$ e $G_{PRV}(z)$, quando são adicionados compensadores da componente fundamental, $60Hz$, e das harmônicas $h = 3, 5, 7, 9$ e 11 .

Nas figuras a esquerda é mostrada a FFT do sinal de corrente onde podem ser visualizados os harmônicos presentes na corrente. Observa-se nas figuras a direita que todos os controladores apresentaram um bom rastreamento da corrente de referência.

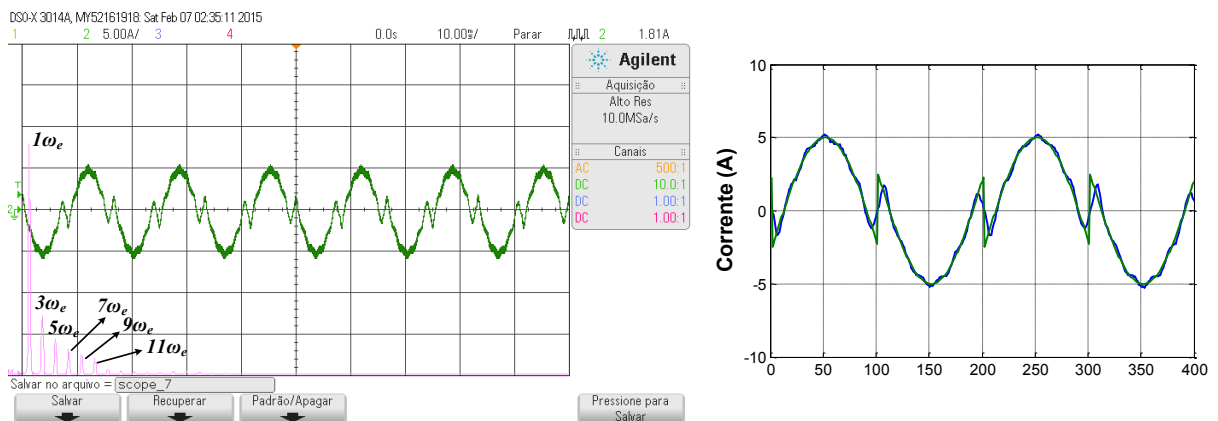
Para os controladores $G_{PR}^d(z)$ e $G_{PRV}(z)$ foram adicionados compensadores até a 21° harmônica e tanto a seletividade como o desempenho foram satisfatórios. Entretanto, para o controlador PR clássico, $G_{PR}(z)$, quando foi adicionado o 13° compensador de harmônico, o sistema ficou instável conforme esperado, pois à medida que a frequência de ressonância aumenta, os picos na magnitude ficam elevados e a margem de fase é reduzida, por essa razão foi necessário aumentar a largura de faixa (aumentando o ganho k_p) melhorando a estabilidade do sistema. Como consequência, foi possível adicionar mais compensadores de harmônicos. Assim, a largura de faixa foi aumentada para aproximadamente $1kHz$ e foi possível compensar até a 17° harmônica com comportamento semelhante aos controladores $G_{PR}^d(z)$ e $G_{PRV}(z)$. Aumentando mais a largura de faixa ou o ganho k_p , sistema também ficou instável. Muitos trabalhos mostram que, para o controlador PR clássico, a máxima componente harmônica que se consegue compensar é a 19° , sendo muito próxima do resultado encontrado neste trabalho [33].

4.5 Ensaios experimentais

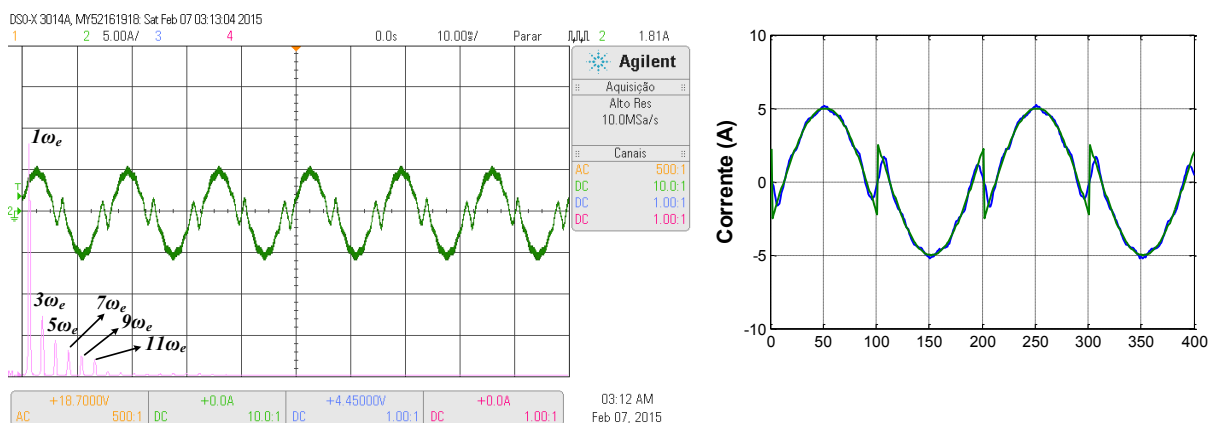
Adicionando o compensador de atraso, $G_{PR}^d(z)$, a degradação na resposta dinâmica do sistema, causada pelos atrasos inerentes ao sistema discreto, foi reduzida e foi possível adicionar mais compensadores de harmônicos com desempenho semelhante ao controlador vetorial nas frequências elevadas. Com o controlador PR vetorial, $G_{PRV}(z)$, por ser mais estável e robusto, é possível compensar harmônicos com frequências mais elevadas.



(a) Correntes de saída e referência para o controlador $G_{PR}(z)$.



(b) Correntes de saída e referência para o controlador $G_{PR}^d(z)$.

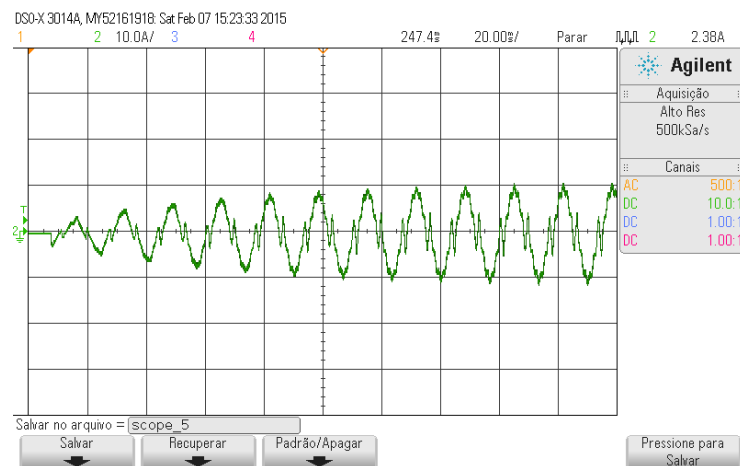


(c) Correntes de saída e referência para o controlador $G_{PRV}(z)$.

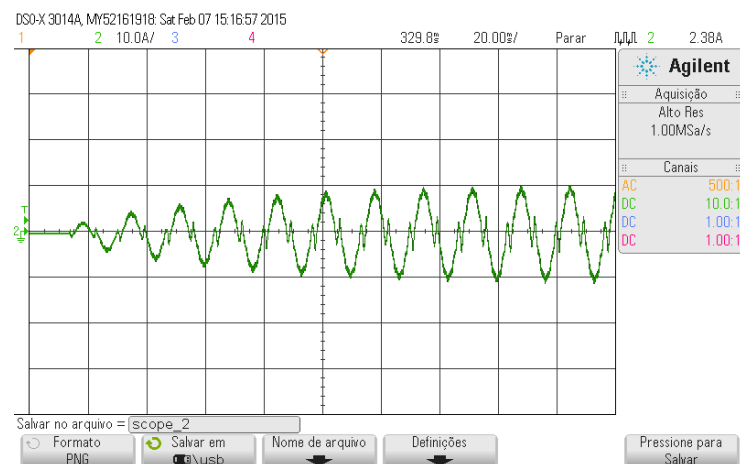
Figura 4.13 – Corrente de saída e de referência para os controladores ressonantes sintonizados com

compensadores da componente fundamental 60Hz e das harmônicas $h = 3, 5, 7, 9$ e 11 .

As Figura 4.14 (a), (b) e (c) mostram o desempenho dos controladores durante a partida do sistema quando é aplicada uma corrente de referência de 10A , sendo a mesma da Figura 4.9. Os controladores estão com compensadores das harmônicas ímpares $h = 1, 3, 5, 7, 9$ e 11 . Nota-se que todos os controladores $G_{PR}^d(z)$, $G_{PR}(z)$ e $G_{PRV}(z)$ apresentam um desempenho semelhante. Mesmo utilizando um ganho k_p ou uma largura de faixa baixa para o controlador PR vetorial é possível obter, além de uma boa seletividade, uma boa resposta transitória [28, 33, 45]. Aumentando a largura de faixa para os controladores PR clássico obtém-se uma resposta mais rápida, porém com menor seletividade das frequências.



(a) Correntes de saída para o controlador $G_{PR}(z)$.



(b) Corrente de saída para o controlador $G_{PR}^d(z)$.

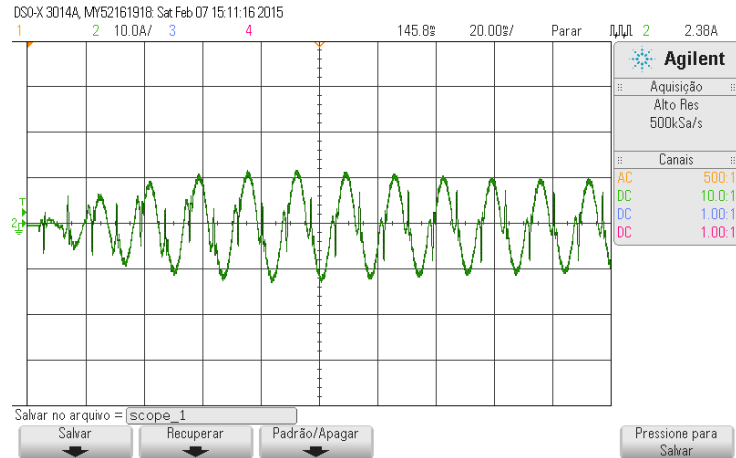
(c) Corrente de saída para o controlador $G_{PRV}(z)$.

Figura 4.14 – Partida do sistema quando é aplicada uma corrente de referência de 10A.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais que validam o estudo deste trabalho. O primeiro ensaio foi realizado com o objetivo de analisar a seletividade dos controladores quando sintonizados em frequências de ressonâncias diferentes. Os três controladores apresentaram seletividade semelhante para a frequência fundamental, porém, para as quinta e décima primeira harmônicas o controlador PR vetorial apresentou melhor seletividade, validando a teoria apresentada nestes trabalho. Reduzindo o ganho proporcional para todos os controladores, foi constatado que a seletividade foi melhorada, entretanto, sabe-se que a resposta dinâmica torna-se mais lenta quando esse ganho é reduzido. Apesar de não ter sido mostrada essa condição também foi verificada. Estas análises validam as análises apresentadas no capítulo 2 e 3 deste trabalho.

O segundo ensaio foi realizado para verificar a capacidade na compensação dos harmônicos e o desempenho dos controladores. Foi comprovado que o controlador PR vetorial possui maior estabilidade, sendo possível compensar harmônicos superiores a 21ª harmônica. Também foi validada as análises apresentadas na seção 2.4.6, sendo verificado que para o controlador PR clássico obter bom desempenho na compensação dos harmônicos, é necessário que a largura de faixa seja suficientemente alta ou mesmo maior que a maior

ordem harmônica a ser compensada, caso contrário, o sistema pode ficar instável, que foi o que aconteceu. No entanto a maior componente harmônica compensada foi a 17^ª.

Projetando o controlador PR clássico com compensador de atraso foi possível compensar harmônicos com ordem superior a 21^ª harmônica com desempenho semelhante ao controlador PR vetorial. Isso foi devido ao avanço de fase introduzido no sistema, fazendo com que os picos elevados na magnitude e as diferenças de fase em altas frequências fossem reduzidos.

Capítulo 5

Conclusões Gerais e Proposta de continuidade

5.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foi realizado o estudo, análise e projeto dos controladores ressonantes no domínio contínuo e discreto. Tendo em vista que estes controladores são derivados dos controladores PI síncrono implementados no referencial estacionário, no capítulo 2 foi apresentado um estudo detalhado dos seguintes controladores: PI síncrono clássico, PI síncrono com desacoplamento do acoplamento cruzado e PI vetorial. Onde as estratégias dos controladores no referencial síncrono, PI com desacoplamento e PI vetorial, foram projetadas com o intuito de reduzir ou eliminar o efeito do acoplamento cruzado existente no modelo do filtro L, resultante da transformação para o referencial síncrono. Entre os três controladores, o controlador PI síncrono vetorial foi o que apresentou maior robustez.

Posteriormente foram estudadas e analisadas as estratégias de controle ressonantes equivalentes às três estruturas do controlador PI síncrono. Foi verificado que apenas dois controladores ressonantes são equivalentes a adição de dois controladores PI síncronos, de sequência positiva e negativa, quando implementados no referencial estacionário: *Controlador PR clássico e PR vetorial*. Comparando estes dois controladores foi observado, através das análises de variação paramétrica e variação da frequência de ressonância, que o controlador PR vetorial é mais robusto e possui maior estabilidade que o controlador PR clássico. Como consequência, o controlador PR vetorial permite compensar harmônicos de ordem mais elevada com excelente desempenho quando comparado ao controlador PR clássico.

No capítulo 3 o projeto dos controladores ressonantes é realizado no domínio discreto. Verificou-se que o desempenho do sistema de malha fechada foi reduzido em virtude dos atrasos inseridos pelo *ZOH* e de processamento. Para a componente fundamental o

desempenho praticamente não mudou, entretanto, à medida que a frequência de ressonância aumenta ou quando se deseja compensar uma harmônica de ordem elevada, o controlador PR clássico mostrou pior desempenho. Para solucionar esse problema, foi proposta nesta dissertação, o projeto dos controladores ressonantes com compensação do atraso. Nas análises observou-se uma melhora significativa dos dois controladores. Para o controlador ressonante clássico, a melhora foi mais visível, uma vez que em harmônicos de baixa ordem esse controlador já demonstrava um desempenho inferior, devido aos picos elevados e às mudanças bruscas de fase. Para o controlador PR vetorial, por ser mais estável, a diferença só é visível em altas frequências.

No capítulo 4 a teoria estudada foi avaliada através de ensaios experimentais. Foi possível mostrar que o controlador P-Ressonante vetorial possui melhor desempenho e estabilidade quanto a compensação de harmônicos. Quando o controlador P-Ressonante clássico é implementado com compensador de atraso, foi comprovado que a estabilidade é melhorada e como consequência, foi possível obter resultados semelhantes ao controlador PR vetorial, permitindo compensar harmônicos superiores a 21^o harmônica.

Em linhas gerais, além de ter conseguido alcançar os objetivos desse trabalho, ao longo desta jornada foi possível adquirir conhecimentos preciosos nas áreas de eletrônica de potência, controle e fontes de energia renováveis.

5.2 Propostas de continuidade

Para dar continuidade a este trabalho, alguns aspectos podem ser analisados:

- Da mesma forma que é possível utilizar os controladores PI síncronos no referencial estacionário, pode-se investigar os controladores ressonantes implementados no referencial síncrono;
- Aplicar os controladores ressonantes em sistemas trifásicos e analisar o desempenho para cargas não lineares conectadas ao conversor;

- Utilizar os controladores ressonantes em aplicações que exigem, além de uma adequada seletividade, uma alta rejeição a perturbação;
- Aplicar o controlador ressonante como controle de tensão, como por exemplo, em UPS, e comparar com demais controladores;
- Avaliar a saturação e os esforços de controle de cada um dos controladores ressonantes.

Referências Bibliográficas

- [1] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, pp. 2474-2481.
- [2] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1398-1409, 2006.
- [3] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 2006.
- [4] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 654-664, 2009.
- [5] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 493-501, 1997.
- [6] M. J. Ryan and R. D. Lorenz, "A synchronous-frame controller for a single-phase sine wave inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, 1997, pp. 813-819 vol.2.
- [7] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, "Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2417-2426, 2009.
- [8] P. Mattavelli, "A closed-loop selective harmonic compensation for active filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 81-89, 2001.
- [9] A. Kawamura, R. Chuarayapratip, and T. Haneyoshi, "Deadbeat control of PWM inverter with modified pulse patterns for uninterruptible power supply," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 295-300, 1988.
- [10] P. Mattavelli, "An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 206-212, 2005.

- [11] W. Eric and P. W. Lehn, "Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 2005, pp. 1642-1649 Vol. 3.
- [12] G. Jilei, Q. Z. Trillion, and L. Fei, "Improved Deadbeat Current Controller with a Repetitive-Control-Based Observer for PWM Rectifiers," *JOURNAL OF POWER ELECTRONICS*, vol. 11, pp. 64-73, 1 2011.
- [13] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics - Selected Problems*, 1^a edição ed., 2002.
- [14] L. Fangrui and A. I. Maswood, "A Novel Variable Hysteresis Band Current Control of Three-Phase Three-Level Unity PF Rectifier With Constant Switching Frequency," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1727-1734, 2006.
- [15] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, and P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 1174-1180, 2000.
- [16] Q. Yao and D. G. Holmes, "A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, 1993, pp. 1122-1129 vol.2.
- [17] B. Francis, O. A. Sebakhy, and W. M. Wonham, "Synthesis of multivariable regulators: The internal model principle," *Applied Mathematics and Optimization*, vol. 1, pp. 64-86, 1974/03/01 1974.
- [18] P. Mattavelli and F. P. Marafao, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1018-1024, 2004.
- [19] L. Michels, "Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída," Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - MG, 2006.
- [20] Z. Kai, K. Yong, X. Jian, and C. Jian, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 784-792, 2003.

- [21] J. V. Flores, L. F. A. Pereira, J. M. G. d. Silva Jr, D. F. Coutinho, and G. Bonan, "Síntese de controladores repetitivos chaveados: uma aplicação à fontes ininterruptas de energia (UPS)," *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 22, pp. 184-200, 2011.
- [22] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Grundling, H. L. Hey, and J. R. Pinheiro, "Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 401-410, 2003.
- [23] G. Jinwu, Z. Xiaoming, G. Suxuan, C. Baifeng, and S. Jianjun, "Analysis and realization of a fast repetitive controller in active power filter system," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1704-1710.
- [24] K. Zhou, D. Wang, B. Zhang, Y. Wang, J. A. Ferreira, and S. W. H. de Haan, "Dual-mode structure digital repetitive control," *Automatica*, vol. 43, pp. 546-554, 3// 2007.
- [25] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 691-703, 1998.
- [26] D. W. Novotny and M. E. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [27] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 601-610, 2001.
- [28] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1826-1835, 2007.
- [29] F. B. del Blanco, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 1424-1432, 1999.
- [30] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 817-825, 2000.
- [31] L. A. S. Ribeiro, M. W. Degner, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Comparison of carrier signal voltage and current injection for the estimation of flux angle or rotor position,"

- in *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, 1998, pp. 452-459 vol.1.
- [32] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode, "Frequency domain analysis of three phase linear current regulators," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, pp. 818-825 vol.2.
- [33] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 337-347, 2009.
- [34] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 814-822, 2003.
- [35] M. Ciobotaru, "Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems," Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Aalborg University, 2009.
- [36] J. V. M. Caracas, "Avaliação das Estratégias de Controle e Projeto de Inversores para Conexão de Fontes Fotovoltaicas à Rede CA," Dissertação, Universidade Federal do Maranhão
2013.
- [37] S. Fukuda and T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 888-895, 2001.
- [38] Y. Xiaoming, J. Allmeling, W. Merk, and H. Stemmler, "Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions," in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, 2000, pp. 2143-2150 vol.4.
- [39] L. Poh Chiang and D. G. Holmes, "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 644-654, 2005.
- [40] G. F. FRANKLIN, J. D. POWELL, and M. L. WORKMAN, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3^o ed., 1998.

- [41] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Lo, x, O. pez, *et al.*, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1692-1712, 2010.
- [42] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesana, "On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009, pp. 3686-3691.
- [43] Y. Xiaoming, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 523-532, 2002.
- [44] P. Mattavelli, "Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 864-872, 2001.
- [45] L. Limongi, R. Bojoi, G. Griva, and A. Tenconi, "Digital current-control schemes," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 20-31, 2009.
- [46] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, "Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 1402-1412, 2005.
- [47] K. Hongrae, M. Degner, J. M. Guerrero, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Discrete-time current regulator design for AC machine drives," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 1317-1324.
- [48] N. Mohan, T. M. Underland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and design, Third Edition*, 2002.
- [49] SEMIKRON, "SKHI 20opA Hybrid Dual Driver," Novembro 2006. Disponível em: www.semikron.com.
- [50] T. Instruments, "Folha de dados do TMS320F28335," ed, 2008.
- [51] C. VisSim, "Janeiro 2013. [Online]. Available: <http://www.vissim.com/>."