



Universidade Federal da Bahia

Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Tayná Góes de Oliveira

Estratégia de projeto de controle linear para
inversores tipo L e LCL conectados à rede elétrica.

Bahia

2020

Tayná Góes de Oliveira

**Estratégia de projeto de controle linear para
inversores tipo L e LCL conectados à rede elétrica.**

Dissertação submetida ao Programa de
Pós Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal da Bahia como re-
quisito parcial para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Área de Concentração: Processamento de energia

Linha de pesquisa: Eletrônica de potência

Bahia

2020

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Góes de Oliveira, Tayná

Estratégia de projeto de controle linear para
inversores tipo L e LCL conectados à rede elétrica /
Tayná Góes de Oliveira. -- Salvador, 2019.

112 f. : il

Orientador: Fabiano Fragoso Costa.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós Graduação de
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da
Bahia, Escola Politécnica, 2019.

1. Inversores. 2. Filtros L e LCL. 3. Geração
distribuída. 4. Controle de Corrente. 5. Controle
Ressonante. I. Fragoso Costa, Fabiano. II. Título.

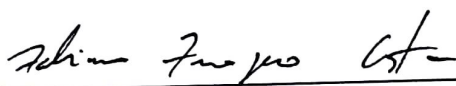
Tayná Góes de Oliveira

"Estratégia de Projeto de Controle Linear para Inversores Tipo L e LCL Conectados à Rede Elétrica"

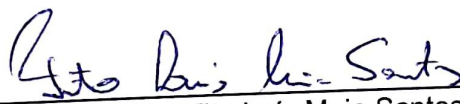
Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em: 09 de Dezembro de 2019.

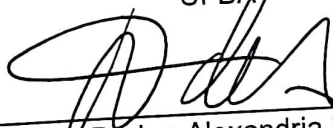
BANCA EXAMINADORA



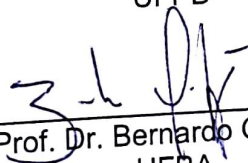
Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa
Orientador/UFBA



Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos
UFBA



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes
UFPB



Prof. Dr. Bernardo Ordoñez
UFBA

*"Dedico este trabalho à minha família, em
especial aos meus pais."*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, à minha família, em especial aos meus pais e irmão, os quais sempre me apoiaram em toda a minha trajetória de estudos e trabalho e são a base da minha vida.

Ao meu companheiro de vida, Amaro Borges, pelo apoio incondicional que sempre me deu.

Ao meu orientador, Fabiano Fragoso, por toda atenção, compreensão e sabedoria ao me passar todo o conhecimento necessário para que este trabalho se concretizasse.

Aos meus amigos, que dividem todas as batalhas da vida comigo.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA e todos os seus professores.

Resumo

Neste trabalho, investiga-se o projeto de controladores ressonantes de corrente em inversores LCL conectados à rede elétrica. A análise se concentra em técnicas baseadas no domínio da frequência e considera os efeitos da implantação discreta dos controladores. Demonstra-se que a estabilidade do sistema é baseada na relação entre a frequência de ressonância do filtro e uma frequência crítica cujo valor é proporcional a frequência de amostragem utilizada no controle. Esta relação determina a necessidade ou não de implantação da conhecida técnica de amortecimento ativo para estabilização do sistema. Este trabalho também verifica a influência do atraso produzido pela realização discreta da modulação PWM e da variação da impedância da rede elétrica na estabilidade do sistema. Finalmente, analisa-se a influência das opções de realimentação do controle na estabilidade do inversor. Os resultados mostram as limitações dessas técnicas no que se refere à determinação de limites ao ganho de amortecimento, além dos níveis de distorção harmônica da corrente injetada.

Palavras-chave: Inversores, Filtros L e LCL, Geração Distribuída, Controle de corrente, Controlador Ressonante.

Abstract

In this work, one investigates the design of resonant controllers applied to grid-connected LCL inverters. The analysis is focused on techniques based on the discrete frequency domain. It is demonstrated that the system stability is dependent on the relation between the filter's resonance frequency and a critical frequency whose value is proportional to the sampling frequency. This relation determines the necessity of the so-called active damping technique to stabilize the system. This work also verifies the influence of the delay imposed by the discrete realization of the PWM modulation and the grid impedance variation on the system stability. Finally, one evaluates the influence of different control feedbacks on the inverter's stability. The results show the limitations of these techniques with regards the determination of the control gains and with regards their capability for injection currents with low harmonic content.

Keywords:Inverters, L and LCL Filters, Distributed Generation, Current control, Resonant Control.

Lista de Figuras

1	Diagrama genérico da topologia de sistema conectado à rede utilizada no trabalho.	7
2	Circuito de inversor trifásico.	8
3	Amostragem sem a presença de ondulação. Fonte: Adaptado de [1]. . . .	11
4	Filtros L e LCL.	13
5	Resposta em frequência dos filtros LCL e L	13
6	Filtro LCL com amortecimento passivo.	15
7	Exemplo de um <i>Dual-loop</i> com amortecimento ativo K.	15
8	Exemplo de lugar das raízes de uma equação quadrática.	18
9	Diagramas de bode com margens de fase e ganho sinalizadas. Fonte: Adaptado de [2].	20
10	Diagramas de Nyquist. Fonte: [2].	21
11	Exemplo de sistema de malha fechada.	24
12	Diagramas de bode do controlador.	27
13	Diagrama simplificado do inversor tipo L.	31
14	Diagrama de blocos do inversor tipo L.	33
15	Diagrama de blocos do inversor tipo L com adição do atraso.	35
16	Resposta em frequência do sistema contendo o controlador dimensionado.	38
17	Diagrama simplificado do inversor tipo LCL.	40
18	Diagrama de blocos do inversor tipo LCL sem amortecimento.	40
19	Diagrama de bode do inversor tipo LCL sem amortecimento ativo: $C = 1.5\mu F$	42
20	Vetores no plano complexo.	43
21	Lugar das raízes do inversor tipo LCL sem amortecimento ativo.	47
22	Diagrama de blocos do inversor tipo LCL com amortecimento ativo K.	48
23	Diagrama de Bode do inversor tipo LCL com a malha de amortecimento e sem a malha: $C = 15\mu F$	50

24	Lugares das raízes do inversor tipo LCL: $C = 15\mu F$	54
25	Lugar das raízes do inversor tipo LCL na região de frequência crítica sem amortecimento: $C = 6\mu F$	55
26	Lugar das raízes do inversor tipo LCL na região de frequência crítica com amortecimento: $C = 6\mu F$	56
27	Diagrama simplificado do inversor tipo LCL com a adição da indutância da rede elétrica.	58
28	Diagramas de blocos do inversor tipo LCL com duas opções de realimentação.	59
29	Diagramas de bode do inversor tipo LCL com duas opções de realimentação e sem amortecimento.	61
30	Diagrama de blocos do inversor tipo LCL com realimentação através de i_2 e com amortecimento ativo.	63
31	Diagrama de bode do inversor tipo LCL realimentado com i_2 amortecido.	64
32	Lugar das raízes inversor tipo LCL: $K = k_p$	65
33	Diagrama de blocos equivalente.	67
34	Corrente injetada na rede.	70
35	Espectro de frequência da corrente injetada na rede.	71
36	Controle da corrente i_2 para $K=k_p$ ($T_d = T_s$).	73
37	Espectro de frequência da corrente injetada ($K = k_p$ e $T_d = T_s$).	73
38	Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = T_s$).	74
39	Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite superior ($T_d = T_s$).	75
40	Controle da corrente i_2 para $K = k_p$ ($T_d = 1.5T_s$).	76
41	Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = 1.5T_s$).	77
42	Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = 1.5T_s$).	78
43	Curva $L_g \times \omega_r$	80
44	Corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 1mH$ e $K = k_p$	80

45	Espectro da corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 1mH$ e $K = k_p$.	81
46	Espectro de corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 9mH$ e $K = k_p$.	82
47	Corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 9mH$ e $K = k_p$	82
48	Diagrama de bode do sistema simulado com a variação de L_g	83
49	Corrente injetada sem amortecimento com reatualimentação através de i_1 ($T_d = T_s$).	84
50	Espectro da corrente injetada com reatualimentação através de i_1 . . .	85
51	Corrente injetada sem amortecimento com reatualimentação através de i_1 ($T_d = 1.5T_s$).	86
52	Corrente injetada sem amortecimento com reatualimentação através de i_1 ($\omega_r \approx \omega_{cr}$).	88
53	Controle da corrente i_2 para $\omega_r \approx \omega_{cr}$ ($K = k_p$).	89
54	Controle da corrente i_2 para $\omega_r \approx \omega_{cr}$ ($K = K_{min}$ e $K = 1.1K_{min}$). . . .	89

Lista de Tabelas

1	Parâmetros utilizados na simulação do inversor tipo L.	69
2	Parâmetros utilizados nas simulações do inversor tipo LCL.	72
3	Parâmetros utilizados nas simulações do inversor tipo LCL para $\omega_r \approx \omega_{cr}$	87

Sumário

1	Capítulo 1	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Contribuições do trabalho	3
1.4	Organização do texto	3
1.4.1	Publicação	5
2	Capítulo 2	6
2.1	Inversores conectados à rede	6
2.2	Operação dos inversores	7
2.3	PWM (<i>"Pulse Width Modulation"</i>)	9
2.4	Filtros L e LCL	11
2.5	Amortecimento ativo	14
2.6	Conceitos fundamentais de análise de estabilidade de sistemas de controle	16
2.6.1	CrITÉRIO de Routh-Hurwitz	16
2.6.2	Método do Lugar das raÍzes	17
2.6.3	Diagrama de Bode	18
2.6.4	CrITÉRIO de Nyquist	20
2.7	Revisão bibliográfica de controle de inversores trifásicos	21
2.8	Fundamentos do controlador Proporcional-Ressonante	24
2.8.1	PrincÍpio do Modelo Interno	24
2.8.2	Controlador Proporcional-ressonante	26
2.8.3	Discretização	28
3	Capítulo 3	30
3.1	Descrição do inversor tipo L	30
3.1.1	Funções de transferência relativas à planta	31
3.1.2	Projeto de controle	34

3.2	Descrição do inversor tipo LCL	39
3.2.1	Funções de transferência relativas à planta	40
3.2.2	Projeto de controle	41
3.2.2.1	Determinação da frequência crítica	41
3.2.2.2	Projeto sem amortecimento ativo.	44
3.2.2.3	Projeto com amortecimento ativo	48
3.2.3	Projeto de controle para $\omega_r \approx \omega_{cr}$	54
3.2.4	Estudo das regiões de estabilidade com base na retroalimentação do controle	57
3.2.5	Funções de transferência relativas à planta	58
3.2.6	Análise das regiões de estabilidade	60
4	Capítulo 4	68
4.1	Resultados das simulações computacionais via Matlab	68
4.1.1	Efeito do ganho de amortecimento K no inversor tipo LCL.	74
4.1.2	Efeito do tempo de atraso T_d no inversor tipo LCL.	76
4.1.3	Efeito da variação da rede, L_g no inversor tipo LCL.	79
4.1.4	Inversor tipo LCL com realimentação pela corrente de saída do inversor, i_1	84
4.1.5	Simulação do inversor tipo LCL para $\omega_r \approx \omega_{cr}$	86
4.1.6	Considerações sobre o método.	90
5	Capítulo 5	93
5.1	Conclusões	93
5.2	Trabalhos futuros	95
6	Referências	96

1 Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A expansão da economia está intimamente ligada ao consumo e ao preço da energia. Na realidade, as oscilações que ocorrem no preço da tarifa energética refletem diretamente em todos os subsetores das atividades econômicas. Setores que envolvem serviços essenciais como: fornecimento de água, indústrias alimentícias e irrigação, sofrem grandes impactos, sendo estes refletidos na população em forma de encarecimento dos produtos e aumento da tarifação.

A demanda energética cresce de forma progressiva, surgindo assim, a necessidade de explorar categorias diferentes de gerações de energia. Segundo [3], nos últimos anos, as energias renováveis têm sido uma das áreas energéticas com o maior ascensão, crescendo 30% ao ano, comparado ao crescimento do petróleo e carvão. Embora estes sistemas possam operar de forma autônoma, o seu uso conectado à rede (*on-grid*) é o que vem sendo requisitado pelos potenciais benefícios que tal modalidade pode proporcionar ao sistema elétrico. Entre eles, estão o adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição, o baixo impacto ambiental, a redução no carregamento das redes, a minimização das perdas e a diversificação da matriz energética, além da compensação tarifária existente para o consumidor. Desde 17 de abril de 2012, quando entrou em vigor a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada e inclusive fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade. Trata-se da micro e da minigeração distribuídas de energia elétrica, inovações que podem aliar economia financeira, consciência socioambiental e autossustentabilidade [4].

No âmbito da geração distribuída, os sistemas mais empregados são os trifásicos de baixa potência. Geralmente, a conexão com a rede é realizada via inversor tipo L

ou LCL, ou seja, conectado através de filtros L ou LCL. Portanto, o controle desse dispositivo se torna um tópico necessário de estudo. Os inversores são essenciais para converter a potência CC da geração alternativa em potência CA, a qual é compatível com a rede. Nesta conexão, o inversor executa dois papéis importantes: certificar que a potência máxima é fornecida, com o auxílio do algoritmo de *Maximum power point tracking* (MPPT), e injetar corrente com a qualidade de energia compatível com os limites estabelecidos pela agência reguladora [5].

As tensões provenientes da rede e do próprio inversor são periódicas. Ademais, a maioria dos distúrbios de corrente e tensão existentes nas conexões com a rede são, igualmente, periódicos. Logo, as soluções de controle para inversores de potência deverão se atentar ao rastreamento de referência senoidal, seja fazendo uso da transformada de Park ou empregando controladores periódicos. A devida manipulação destes sinais, os quais interagirão na conexão do sistema, afetará, significativamente, a qualidade de energia fornecida [6].

Os controladores periódicos, como os ressonantes, possibilitam uma solução de controle de inversores englobados em sistemas que exercem a conexão com a rede. Os mesmos rastreiam referências senoidais e possuem um bom desempenho no que tange à rejeição de perturbações periódicas [7].

Considerando a importância do desenvolvimento de um controle confiável, o projeto de controladores que garantem desempenho e estabilidade aos inversores conectados à rede elétrica é a principal motivação deste trabalho.

1.2 Objetivos

De maneira geral, este trabalho tem como objetivo descrever sistematicamente os procedimentos para o projeto de controladores ressonantes de inversores tipo L e LCL conectados à rede elétrica, os quais garantem desempenho e estabilidade ao sistema. Além de estudar as influências da frequência de ressonância do filtro na estabilidade do controle, do atraso gerado pelo PWM (*Pulse Width Modulation*), das opções de

realimentação do controle na estabilidade do sistema e a validação dos limites projetados para o ganho de amortecimento K .

1.3 Contribuições do trabalho

Compreende-se como as principais contribuições deste trabalho:

- Estudo de uma estratégia de projeto de controlador proporcional-ressonante com a finalidade de controlar a corrente injetada na rede através de um inversor trifásico, tipo L e LCL. Considerando que, em geral, o controle com referência periódica faz-se uso de transformações para eixos ortogonais, não é necessário neste trabalho.
- Estudo do efeito da frequência de ressonância dos filtros LCL para a controlabilidade e estabilidade do sistema.
- Emprego e estudo do amortecimento ativo com intuito de estabilizar o sistema.
- Estudo sobre a influência do atraso do PWM (*Pulse Width Modulation*) na estabilidade do controle.
- Análise do emprego de estruturas variadas de realimentação do controle de corrente com finalidade de aumentar a região de estabilidade do sistema.
- Estudo sobre os limites do intervalo determinado para o ganho de amortecimento ativo (K).
- Estudo sobre a estabilidade do controle ao se considerar a variação da indutância da rede.

1.4 Organização do texto

Esta dissertação possui 5 capítulos, fornecendo, inicialmente, uma breve explanação acerca da expansão dos sistemas conectados à rede com a utilização dos inversores

trifásicos e da importância do emprego do controlador proporcional-ressonante, além das contribuições advindas deste trabalho.

No capítulo 2 será abordado a fundamentação teórica que embasa o trabalho. Serão elucidados tópicos centrais como a operação de inversores trifásicos, características dos filtros e considerações sobre o amortecimento ativo. Posteriormente, o estudo e discussão das teorias de estabilidade nos sistemas de controle, dos fundamentos do controle proporcional-ressonante e das diversas aplicações do mesmo, além de suas vantagens e limitações.

O capítulo 3, apresenta uma abordagem descritiva acerca das estratégias utilizadas para a concepção do projeto dos controladores. Inicialmente, o método adotado é demonstrado por Holmes et al [8], onde é proposto um projeto de um controlador proporcional-ressonante para um inversor tipo L (inversor conectado à rede através de um filtro L). Posteriormente, a estratégia de projeto estudada é proposta em [9], onde se desenvolve uma técnica de controle discreto para inversores tipo LCL (inversores conectados à rede através de filtro LCL), estabelecendo uma relação entre a necessidade do amortecimento ativo com os valores da frequência de ressonância e frequência crítica calculados. Por fim, é realizado um estudo acerca das regiões de estabilidade do controle do inversor tipo LCL realizando duas abordagens de realimentação da corrente de controle: uma pela corrente da rede e outra pela corrente de saída do inversor, artifício abordado em [10].

No capítulo 4, os resultados são expostos e analisados. Todos os parâmetros de circuitos e simulações computacionais estabelecidos são apresentados. Os resultados obtidos com o inversor tipo L e LCL são comparados no que diz respeito à supressão de harmônicos. São analisados os efeitos das variações do ganho de amortecimento ativo e do tempo de atraso no comportamento do sistema com o inversor LCL. Também é verificada a influência da alteração da estrutura de realimentação do sistema na estabilidade. Por fim, a implicação da variação da rede é considerada e são feitas considerações sobre os resultados.

O capítulo 5 estabelece a conclusão do estudo realizado neste trabalho e as perspec-

tivas para trabalhos futuros.

1.4.1 Publicação

- T. G. de Oliveira, F. F. Costa, U. S. Araújo, A. Tahim e J. Pinheiro, “*Avaliação de estabilidade e projeto de controladores para inversores LCL conectados à rede.*”, *IX Seminar on power electronics and control (SEPOC)*, 2019.

2 Capítulo 2

Fundamentação teórica e revisão bibliográfica

Neste capítulo é abordado o tópico de inversores conectados à rede bem como diferentes modos de controlá-los. Do mesmo modo que será explanado sobre os tipos de filtros, conceituação do PWM e fundamentos do controle proporcional-ressonante.

2.1 Inversores conectados à rede

Em geral, os principais componentes dos sistemas distribuídos e conectados à rede elétrica são a geração CC (contínua) e inversores CC-CA. Arranjos diversificados fazem uso inclusive de outros equipamentos como conversores CC-CC e transformadores [11]. Os seus respectivos componentes variam dependendo da sua aplicação.

Segundo [12], a combinação desses componentes formam, pelo menos, quatro possíveis arranjos. O primeiro relatado é o sistema de único estágio com inversor não isolado, sendo esta a configuração de processamento mais simples. A mesma é formada por um único inversor fazendo a interface direta entre a geração CC e a rede elétrica. A segunda configuração é denominada de sistema de único estágio com inversor isolado. Nesta configuração, um transformador, na frequência da rede, é colocado na saída do inversor de modo a realizar o isolamento galvânico entre o sistema contínuo e a rede elétrica. O terceiro arranjo se categoriza como o sistema de múltiplos estágios de conversão sem isolamento. O conversor CC-CC é posto em cascata com o inversor, ambos comutados a alta frequência. O conversor tem como função realizar o condicionamento da tensão e corrente do barramento CC, enquanto o inversor realiza o controle da corrente e/ou tensão injetados na rede [7]. Por fim, o último arranjo conhecido como múltiplos estágios de conversão com isolamento. O mesmo estabelece um conversor CC-CC isolado com um transformador de alta frequência (*High-frequency link- HFL*), fazendo com que a isolação galvânica do sistema CC e a limitação da tensão de entrada dos inversores se tornem função do conversor CC-CC.

De modo geral, independente do arranjo, toda a energia gerada é injetada no ponto de acoplamento comum (PCC, do inglês *point of common coupling*) entre a rede e as cargas, suprindo ou auxiliando no suprimento da demanda local [12]. Portanto, neste trabalho assume-se um sistema genérico no qual a entrada do inversor é uma geração contínua constante com uma saída conectada à rede através de filtro L ou LCL.

A estrutura da Figura 1 é composta de uma fonte CC constante, um inversor CC-CA e um filtro de saída, sendo o mesmo configurado como filtro L ou LCL. Enfatiza-se que a fonte CC é presumidamente constante e controlada. Esta fonte regula a energia de um aerogerador ou conjuntos de painéis fotovoltaicos, por exemplo.

Nessa estrutura, o inversor tem o papel de converter a energia de corrente contínua, proveniente da fonte CC, em alternada. Por outro lado, o filtro tem como função eliminar harmônicos de alta frequência deixando apenas a componente fundamental de interesse [9].

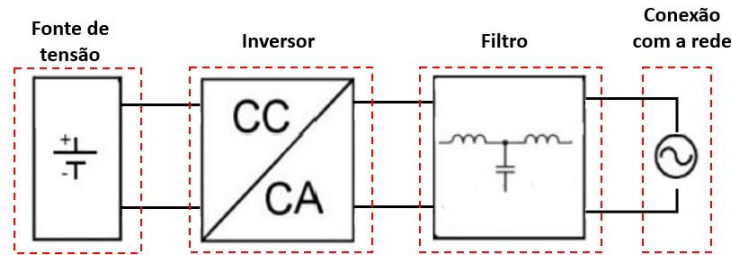


Figura 1: Diagrama genérico da topologia de sistema conectado à rede utilizada no trabalho.

2.2 Operação dos inversores

O inversor é um dispositivo que transforma potência CC em CA através da comutação das suas chaves. Em geral, os mesmos fazem uso de sinais de controle PWM para gerar a saída alternada desejada.

Existem diversos tipos de inversores, classificados de acordo com o número de fases, com a utilização de dispositivos semicondutores de potência, com os princípios de comutação e com as formas de onda de saída. As suas aplicações são vastas, sendo elas

englobadas no campo industrial, no controle de velocidade de motores síncronos e de indução, nas fontes de alimentação de funcionamento contínuo (*Uninterruptible power supply - UPS*), entre outros [13].

Em geral, o uso do inversor trifásico de baixa potência é recorrente quando se trata de conexão com a rede [5]. A configuração deste dispositivo em ponte pode ser visualizada na Figura 2. O circuito básico consiste em seis chaves de potência com seis diodos de retorno associados. As chaves são abertas e fechadas de maneira periódica, na sequência apropriada para fornecer a forma de onda desejada de saída. Esta configuração pode ser controlada de tal modo que cada chave conduza por um período de 120° . Neste caso, somente duas chaves, de fileiras distintas, conduzirão concomitantemente. Ou seja, S1 somente conduz, simultaneamente, com S4 ou S6, o mesmo é válido para as outras chaves. Porém, isso não é usual, pois a distorção harmônica gerada no inversor é elevada. O tipo mais comum de controle das chaves do inversor é por modulação de largura de pulsos. Este tema será abordado na próxima seção. A título de exemplo, os dispositivos de comutação podem ser transistores de potência (Transistor Bipolar de Junção -TBJ), MOSFET (transistor de efeito de campo) ou tiristores [14].

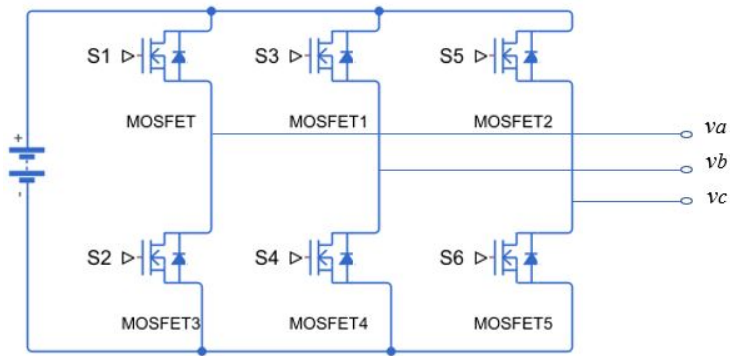


Figura 2: Circuito de inversor trifásico.

O inversor pode atuar em duas configurações: inversores fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) ou inversores fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*). Nos casos de injeção de corrente na rede, CSI's são mais comumente utilizados, enquanto que em ilhamento ou operações autônomas, VSI's são necessários para manter

a tensão estável [15]. Contudo, o VSI é uma configuração que pode ser utilizada tanto na situação em que o sistema opera conectado à rede quanto ilhado.

Em relação aos sistemas VSI's, os mesmos atuam gerando uma tensão de referência no PCC entre o sistema e a rede. Segundo [15], é uma aplicação muito interessante no ponto de vista da geração distribuída, desde que este formato não necessita de nenhuma referência externa para se manter sincronizado. De fato, ele pode operar em paralelo com outros inversores somente usando a frequência e tensão de referência do controle, formando uma microrrede autônoma ou isolada. Geralmente são utilizadas quando se deseja estabelecer controle sobre a tensão de saída, o que ocorre em unidades UPS, também conhecidas como *nobreaks*.

O controle empregado pode ser projetado de modo a controlar tanto a corrente quanto a tensão de saída, sendo que para o trabalho em questão o inversor constitui-se em um dispositivo do tipo VSI com foco no controle de corrente injetada na rede. Neste tipo de controle, geralmente, utiliza-se o sinal de tensão da rede como referência de frequência, objetivando o sincronismo com a mesma.

2.3 PWM (*"Pulse Width Modulation"*)

A modulação por largura de pulso, ou do inglês *Pulse Width Modulation* (PWM), é uma técnica que através da largura do pulso de uma onda quadrada é possível o controle de sistemas compostos de chaves controladas. É largamente empregada em fontes chaveadas, contudo, pode ser utilizada para controle de velocidade de motores, luminosidade, servo motores e diversas outras aplicações. Existem várias técnicas de modulação PWM, entretanto, neste trabalho, faz-se a utilização do SPWM (Modulação por largura de pulso senoidal) [13].

Quando a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) é utilizada em inversores, normalmente há uma comparação entre dois sinais de tensão, sendo estes um sinal senoidal de referência (modulante) e o outro um sinal triangular (portadora). A frequência do sinal senoidal de referência é igual à frequência fundamental da tensão de

saída do inversor. Já a frequência da forma de onda triangular determina a frequência de comutação do inversor e, geralmente, é mantida constante. A razão entre essas duas frequências define-se como índice de frequência de modulação [16]. Já a relação entre a amplitude do sinal de referência e a do sinal triangular fornece o índice de modulação. O índice de modulação define a largura do pulso e influencia no valor da tensão eficaz de saída do inversor.

Na aplicação da modulação senoidal ao inversor trifásico, três controles são definidos separadamente. Um controle utiliza uma tensão de referência (modulante) a 0° , outro utiliza uma modulante atrasada em 120° da primeira, e o último utiliza uma modulante adiantada em 120° da primeira. A comparação entre a portadora e a modulante dos respectivos controles, gera seis sinais PWM diferentes para o comando de cada chave [14]. Desta forma, pode-se modular uma função de transferência que representa a dinâmica de atuação PWM sobre as chaves IGBT do inversor.

A maioria dos sistemas de controle de inversores, atualmente, fazem uso de processadores digitais para implementar os processos de modulação. A modulação PWM destes dispositivos gera um atraso de transporte e amostragem do sinal, o que pode trazer instabilidade ao sistema [8].

Sendo o PWM uma onda pulsante, a largura do pulso, em cada período, é o que determina o tempo de funcionamento das chaves e, conseqüentemente, a tensão de saída do inversor. Portanto, a largura do pulso pode ser compreendida como uma tensão de comando gerada pelo sistema de controle de corrente, com o intuito de aproximar a corrente de saída com a referência a ser seguida. Devido à natureza pulsante do PWM, a corrente de saída do inversor é composta de ondulação residual, ou comumente conhecida como *"ripple"*. Conseqüentemente, a operação de amostragem do sistema de controle é realizada no centro dos pulsos, onde o *"ripple"* é zero, logo um típico controlador retira duas amostras de cada período do PWM objetivando a não adição de erros provenientes da ondulação [1]. Na Figura 3 este processo é ilustrado.

Em virtude das operações digitais de amostragem, armazenamento e comparação, um atraso referente a um período de amostragem, T_s , é gerado. Já o modulador, insere

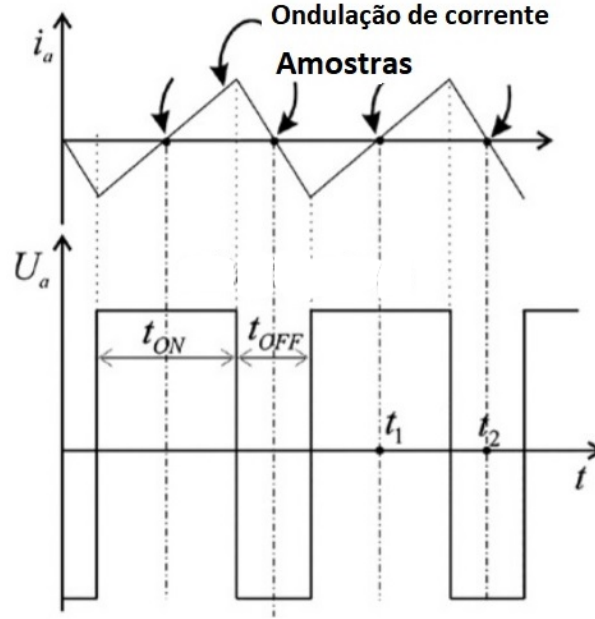


Figura 3: Amostragem sem a presença de ondulação. Fonte:Adaptado de [1].

um atraso relativo a $0.5T_s$ [10]. Portanto, em [8], além do ganho V_{DC} , sugere-se um atraso na malha de controle referente a $T_d = 1.5T_s$. O período T_d depende do tipo de modulação PWM e de como as amostras são atualizadas para o processamento da modulação. Assim, o inversor é modulado de tal forma que a sua função de transferência é descrita por,

$$G_D(s) = V_{DC} e^{-sT_d}. \quad (1)$$

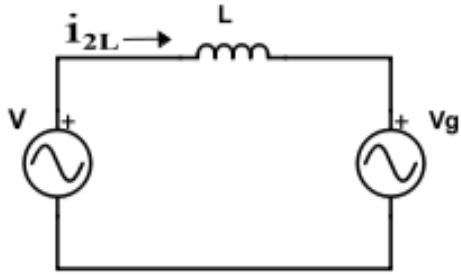
2.4 Filtros L e LCL

Em geral, nos sistemas de geração distribuída, a injeção de corrente na rede é realizada através de um inversor associado a um filtro do tipo L ou LCL. O filtro tem como função evitar que os harmônicos de alta frequência, gerados devido à comutação das chaves do inversor, sejam injetados na rede.

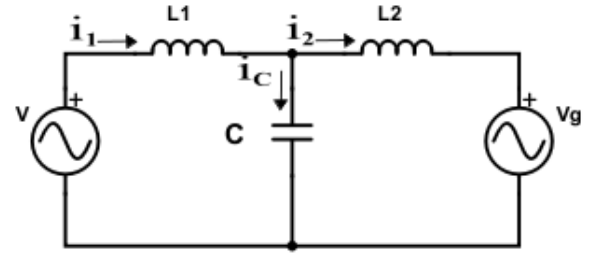
A solução mais simples quando o tópico é filtro é a utilização de um indutor, ou filtro L. A opção deste filtro, na saída do inversor, é válida devido à sua capacidade de mitigar o efeito dos harmônicos. No entanto, a depender do sistema, exigem-se

indutores de maior volume, fato este que encarece o projeto [17]. Outro ponto negativo é a ação limitada de controle devido a alta impedância do filtro, ou seja, para a corrente seguir degraus de referências com uma rápida dinâmica é necessário que o conversor forneça grande amplitude de tensão, o que pode saturar o alimentador e prejudicar a operação. Consequentemente, a escolha de tensão relativamente alta no barramento CC do inversor seria necessária. Isto pode trazer impactos em redução de rendimento e aumento de custos dos componentes do inversor [18].

Em comparação ao tradicional filtro L, visualizado na Figura 4a, o LCL, Figura 4b, fornece maior atenuação aos harmônicos de alta frequência e desenvolve melhor resposta dinâmica, além de possuir um tamanho e peso reduzidos [19]. Dentre as suas vantagens, também deve-se citar o fato do mesmo possuir a característica de um filtro de terceira ordem, o qual fornece ótima atenuação na frequência de comutação. Este desempenho satisfatório se deve à alta ordem do filtro LCL que promove um *roll-off* (inclinação) de 60 dB por década na resposta em frequência acima da frequência de ressonância [20]. Na Figura 4 "v" é o valor referente à tensão de saída do inversor e " v_g " é a tensão da rede. As funções de transferência da corrente da rede (i_{2L} e i_2) em relação à tensão de saída do inversor (v) para os filtros L e LCL são definidas em (2) e (3), respectivamente. A Figura 5 demonstra uma típica resposta em frequência de um filtro LCL comparado à resposta do filtro L.



(a) Filtro L



(b) Filtro LCL

Figura 4: Filtros L e LCL.

$$G_L(s) = \frac{I_{2L}(s)}{V(s)} = \frac{1}{sL}, \quad (2)$$

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_2(s)}{V(s)} = \frac{1}{s(s^2 L_1 L_2 C + L_1 + L_2)}. \quad (3)$$

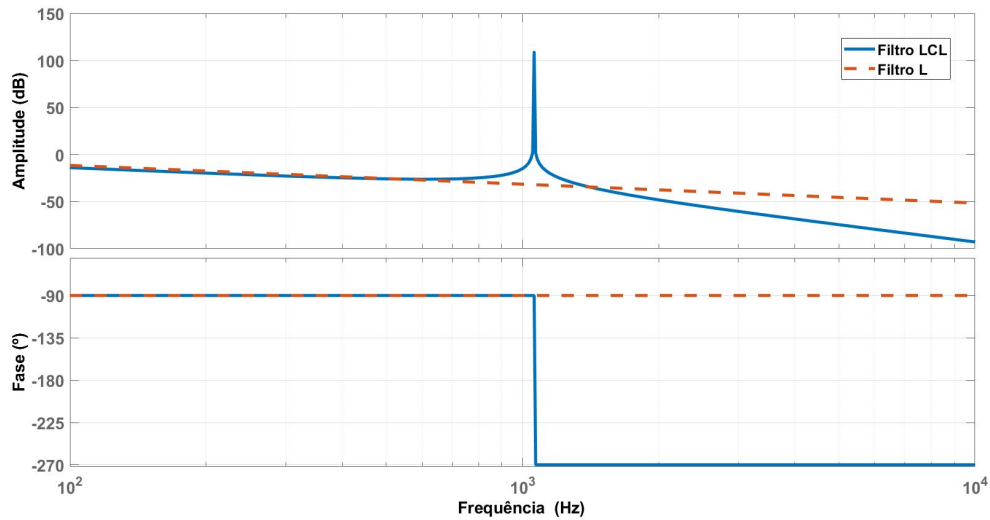


Figura 5: Resposta em frequência dos filtros LCL e L

Entretanto, pela perspectiva de controle e qualidade de energia, os filtros LCL intro-

duzem maior complexidade e distúrbios ao sinal, devido à ressonância entre os elementos do filtro, a qual pode provocar instabilidade ao sistema [9].

2.5 Amortecimento ativo

A qualidade da tensão injetada é um tópico de relevância quando se trata de sistemas conectados à rede. Os filtros desempenham o papel de atenuar as anomalias provenientes da comutação do PWM do inversor, devido à isto, estes dispositivos devem ser projetados com acuracidade.

O projeto dos filtros envolve custo e eficiência. Os indutores são elementos significativos para minimizar o *ripple* gerado pela corrente no lado da rede e conceber um filtro amortecido que evite ressonância. Estas particularidades são dissonantes quando se trata de custo, visto que o melhor desempenho do filtro tende à determinação dos valores dos indutores e logo, a depender do valor, uma maior oneração [17].

O projeto do filtro LCL é mais complexo e no seu dimensionamento deve-se considerar algumas particularidades como a frequência de ressonância. Quanto menor é a frequência de ressonância, melhor é a atenuação da frequência de comutação do inversor. Contudo, maior é a dificuldade no controle do sistema [21]. Muitos métodos foram propostos e estudados para amortecer esta ressonância. Estes métodos podem ser classificados em amortecimento passivo (*passive damping*) e o amortecimento ativo (*active damping*).

No amortecimento passivo, como mostrado, posicionam-se um ou mais resistores em série com um dos elementos do filtro LCL com o intuito de reduzir os efeitos da ressonância. Contudo, embora efetiva, esta manobra insere perdas de potência (reduzindo eficiência) [20].

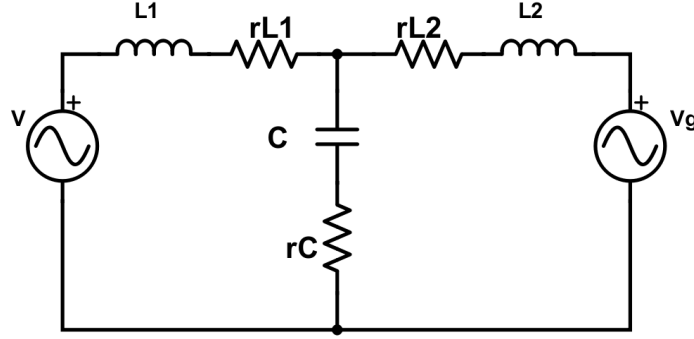


Figura 6: Filtro LCL com amortecimento passivo.

Por outro lado, o método do amortecimento ativo, ilustrado na Figura 7, é uma técnica que acrescenta uma malha interna ao sistema de controle com o intuito de atenuar o fenômeno da ressonância. Neste trabalho, a malha será composta da ação derivativa do ganho de amortecimento K , parâmetro este a ser ajustado no projeto de controle. A corrente do capacitor foi utilizada como variável de realimentação para o amortecimento ativo. De acordo com [20], a corrente do capacitor mostrou-se melhor variável do que a corrente do indutor, devido à sua performance e capacidade de rejeição de harmônico. Além do fato do capacitor estar entre os dois indutores, o que impede a variação brusca de corrente durante o processo de controle. Consequentemente, o uso do amortecimento ativo elimina a necessidade de implantação de resistores, melhorando a eficiência do sistema.

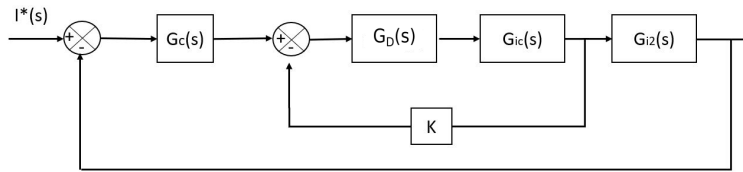


Figura 7: Exemplo de um *Dual-loop* com amortecimento ativo K .

A implementação do amortecimento ativo pode ser verificada através do valor da frequência de ressonância. Segundo [9], há duas regiões distintas e significantes para a frequência de ressonância do filtro LCL para um sistema com realimentação pela rede.

Na região onde o valor da frequência de ressonância é baixo, o amortecimento ativo é visto como essencial para a estabilidade do controle. Logo, somente uma malha de realimentação não é suficiente para se obter um sistema estável. Todavia, na região de alta frequência de ressonância, não há necessidade do amortecimento, somente a realimentação com a corrente da rede já é suficiente para se alcançar a estabilidade do sistema.

2.6 Conceitos fundamentais de análise de estabilidade de sistemas de controle

O desenvolvimento de uma estratégia de projeto de controladores proporcionais ressonantes é tema principal deste trabalho. O entendimento da dinâmica dos sistemas de controle trabalhados é fundamental na análise final do resultado e da validação da metodologia de projeto. Logo, faz-se necessário uma breve explanação das técnicas de análise de estabilidade de sistemas de controle.

2.6.1 Critério de Routh-Hurwitz

Nos sistemas do domínio "s", a estabilidade é definida quando os polos da função de transferência de malha fechada localizam-se no semiplano esquerdo. Entretanto, há um método que fornece informações sobre estabilidade sem precisar calcular os polos do sistema em malha fechada. Um critério simples, conhecido como critério de estabilidade de Routh, nos possibilita determinar o número de polos de malha fechada que se situam no semiplano direito do plano s (instáveis), sem ter de fatorar o polinômio do denominador [22]. Este critério de estabilidade aplica-se somente a polinômios com um número finito de termos. Quando aplicado a um sistema de controle, este método possibilita a obtenção de informações sobre a estabilidade diretamente dos coeficientes da equação característica.

O critério de estabilidade de Routh afirma que através de uma matriz de coeficientes é estabelecido que o número de raízes do polinômio que se situam no semiplano direito,

ou seja, instáveis, é igual ao número de mudanças de sinal na primeira coluna desta matriz. Em outras palavras, a condição necessária e suficiente para que todas as raízes da equação característica se situem no semiplano esquerdo do plano s é que todos os coeficientes desta equação sejam positivos e que todos os elementos da primeira coluna da matriz tenham sinais positivos [23].

2.6.2 Método do Lugar das raízes

Outra técnica interessante é o método do lugar geométrico das raízes, o qual pode ser utilizado para analisar e projetar o efeito do ganho de malha fechada sobre a resposta transiente e sobre a estabilidade do sistema [23]. A representação do percurso dos polos em malha fechada, à medida que o ganho é modificado, é o lugar geométrico das raízes, propriamente dito [2]. Assim, considerando a seguinte função de transferência de malha aberta,

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)}, \quad (4)$$

a sua função de transferência de malha fechada com o efeito do ganho K na malha de realimentação é determinada por,

$$T_{MF}(s) = \frac{\frac{N(s)}{D(s)}}{1 + K \frac{N(s)}{D(s)}}, \quad (5)$$

após simplificação,

$$T_{MF}(s) = \frac{N(s)}{D(s) + KN(s)}, \quad (6)$$

assim, a equação característica desse sistema de malha fechada é obtida igualando o denominador a zero,

$$D(s) + KN(s) = 0. \quad (7)$$

O lugar das raízes é então traçado através da localização das raízes da equação

característica mostrada em (7). Como as raízes de (7) são os polos de malha fechada de (4), o lugar das raízes do sistema $T(s)$ é o lugar dos polos de malha fechada quando o ganho K varia [2].

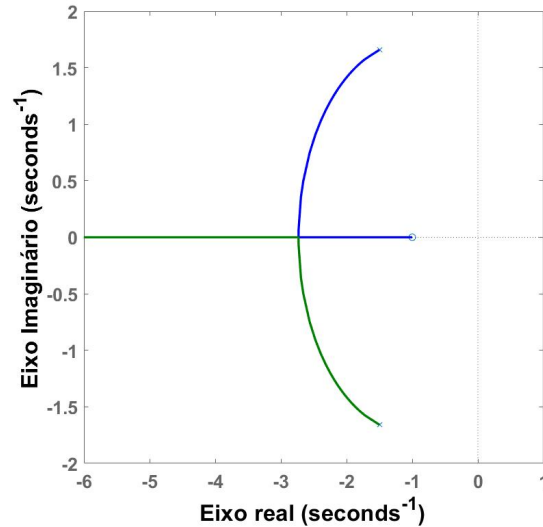


Figura 8: Exemplo de lugar das raízes de uma equação quadrática.

2.6.3 Diagrama de Bode

O termo resposta em frequência significa a resposta em regime permanente de um sistema a uma entrada senoidal. Nos métodos de resposta em frequência, varia-se a frequência do sinal de entrada dentro de certo intervalo e estuda-se a resposta resultante [2]. Dentre os métodos de resposta em frequência para análise e projeto de sistemas de controle, o diagrama de Bode e o critério de Nyquist são os utilizados nesta dissertação.

O diagrama de Bode, pelo qual se faz possível a verificação da dinâmica e estabilidade do sistema de controle, é composto de duas curvas logarítmicas, uma representando a magnitude em decibéis e a outra a fase dada em graus. Através de dados obtidos pela análise do bode, é possível melhorar a estabilidade do sistema. A Figura 9 mostra dois diagramas de Bode referentes a dois sistemas: estável e instável. Os diagramas ilustram as margens de fase e de ganho de ambos os sistemas, além de como a partir destas é possível determinar a estabilidade. Sendo a margem de fase o atraso de fase

adicional, na frequência de cruzamento de ganho, necessário para que o sistema atinja o limiar de instabilidade. Por sua vez, a frequência de cruzamento de ganho (ω_c) é a frequência na qual o módulo da função de transferência de malha aberta é unitário [2]. A margem de fase γ pode ser determinada por,

$$\gamma = 180^\circ + \phi, \quad (8)$$

sendo ϕ o ângulo de fase quando a função de transferência de malha aberta atinge a frequência de cruzamento.

Para sistemas comuns como os de fase mínima, a margem de fase positiva, $\gamma > 0$, indica estabilidade. Por outro lado, a margem de ganho, é a recíproca do módulo da função de transferência de malha aberta, a qual é representada por $|G(j\omega_g)|$, na frequência em que o ângulo é -180° .

$$M_g = \frac{1}{|G(j\omega_g)|}, \quad (9)$$

em termos de decibéis,

$$M_g dB = 20 \log M_g = -20 \log |G(j\omega_g)|. \quad (10)$$

Caso $M_g > 1$, a margem de ganho será positiva, se $M_g < 1$, a margem de ganho é negativa. Uma margem de ganho positiva (em decibéis) significa que o sistema é estável, o oposto, ou seja, uma margem de ganho negativa (em decibéis), significa que o sistema é instável [2].

Para um sistema estável, a margem de ganho indica em quanto o ganho pode ser aumentado antes que o sistema alcance a instabilidade. Para um sistema instável, a margem de ganho é indicativo de quanto o ganho deve decrescer para que o sistema se torne estável.

Tanto a margem de fase quanto a de ganho podem ser lidas diretamente das curvas de Bode. A margem de fase é a medida da distância vertical entre o ângulo correspondente

à frequência em que o ganho é unitário (ω_c) e -180° . Por outro lado, a margem de ganho é a distância vertical entre o ganho 0dB e a amplitude correspondente à frequência em que o ângulo é -180° (ω_g).

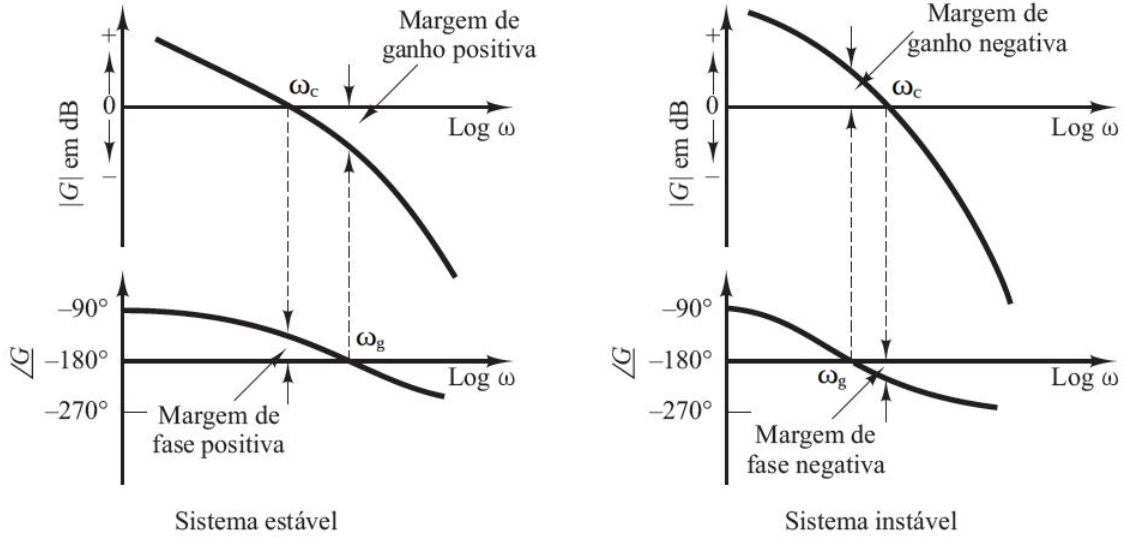


Figura 9: Diagramas de bode com margens de fase e ganho sinalizadas. Fonte: Adaptado de [2].

2.6.4 Critério de Nyquist

O critério de Nyquist relaciona a estabilidade de um sistema em malha fechada à resposta em frequência em malha aberta e à localização dos pólos em malha aberta. Dessa forma, o conhecimento da resposta em frequência em malha aberta fornece informações sobre a estabilidade do sistema em malha fechada [23].

Considerando um sistema de malha fechada utópico, a sua função de transferência é dada por,

$$G_{MF}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}, \quad (11)$$

o contorno de Nyquist, mapeado através da função $1 + G(s)H(s)$, produz um gráfico no plano complexo. O número de circunferências de sentido anti-horário na origem

deve ser o número de polos no semiplano direito de $1 + G(s)H(s)$ menos os zeros no semiplano direito de $1 + G(s)H(s)$. Assim, define-se a relação $N = P - Z$, onde N é o número de rotações em -1 no sentido anti-horário, P é igual ao número de polos de $1 + G(s)H(s)$, e Z é igual ao número de zeros de $1 + G(s)H(s)$, sendo também o número de polos de malha fechada de $G_{MF}(s)$ no semiplano direito [23].

Para a determinação da estabilidade, a relação $Z=P-N$ pode ser utilizada. Logo, quando o valor de Z for diferente de zero, pode-se qualificar o sistema como instável, por ter pólos de malha fechada no semiplano direito.

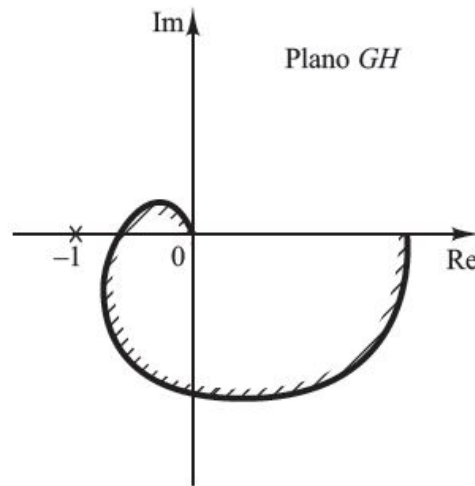


Figura 10: Diagramas de Nyquist. Fonte:[2].

2.7 Revisão bibliográfica de controle de inversores trifásicos

Uma importante área de estudo é o controle de inversores integrados à rede. A injeção de potência deve ser realizada de modo controlado, a fim de não prejudicar o sistema elétrico como um todo. O controle é necessário para garantir que a tensão e/ou a corrente de saída do inversor rastreie a referência desejada, além de assegurar boa performance no transitório e baixo erro de regime permanente.

De acordo com [24], diversos métodos de controle tem sido estudados na literatura, incluindo os controles *deadbeat*, adaptativo, repetitivo, deslizante, o controle clássico PI

e, o proporcional-ressonante.

Do ponto de vista do controle clássico empregado nos inversores, destaca-se principalmente o controlador Proporcional-Integral (PI). O mesmo caracteriza-se pela junção de uma ação proporcional, a qual gerencia a resposta em alta frequência, com uma ação integral, que mitiga o erro de regime permanente. Este controlador é uma solução simples e suficientemente eficaz, a depender do sistema controlado. Efetivamente, estes reguladores alcançam excelentes performances de controle de corrente contínua (CC), com reduzido erro de regime permanente. Isto se deve ao ganho CC tender ao infinito, fator este proporcionado pela ação integral. Entretanto, em contraste, o seu desempenho no controle de corrente alternada (CA) é, geralmente, insatisfatório, pois o ganho do controlador PI não pode ser definido grande o suficiente para evitar um atraso no rastreamento da referência, provocando assim, o aparecimento de erro no regime permanente [8].

A estratégia usual utilizada para resolver a limitação do PI com referências periódicas é realizar a transformação do processo de regulação de corrente no sistema de coordenadas síncronas d-q. Esta transformação se realiza através de uma mudança de base obtida com a transformada de Park, por meio da qual os sinais senoidais são transformados em componentes CC [6]. Isto permite que um sinal de referência periódica se torne uma referência constante, propício ao controlador PI.

A estrutura de transformação dos controladores PI no referencial síncrono dq, *Synchronous Reference Frame Proportional-Integral Controller* - SRFPI, é amplamente utilizada em inversores trifásicos para se obter erro de regime permanente nulo, uma vez que a existência das três fases viabiliza a conversão para o sistema dq. A aplicação desta técnica em inversores trifásicos pode ser visualizada em, [25] e [26].

Embora muito eficiente nas aplicações já citadas, o controlador SRFPI é limitado no quesito rejeição de perturbações. Esta questão pode ser solucionada com a adição de um controlador periódico ao sistema [27].

Dentre os controladores periódicos, pode-se citar os controladores repetitivos e ressonantes, os quais possibilitam uma solução de controle para sistemas que apresentam

comportamento repetitivo e que necessitam minimizar ou eliminar erros periódicos, para assim, melhorar a qualidade de energia. O controlador repetitivo, assim como o ressonante, respalda-se no chamado princípio do modelo interno, o qual afirma que o erro de regime estacionário é nulo para um controlador cuja função de transferência inclui o modelo da referência rastreada. Contudo, diferencia-se por ter seus modos sintetizados por um elemento de atraso T_0 , correspondente ao período fundamental dos sinais de interesse [28].

O controlador ressonante, no sentido de mitigar as lacunas do controlador PI, é utilizado na literatura, geralmente, combinado com um proporcional, gerando um proporcional-ressonante.

Várias soluções utilizando os controladores ressonantes no controle de inversores conectados à rede são apresentadas na literatura. Em [29], é proposto um esquema com dois controladores ressonantes em paralelo atuando no controle de corrente injetada na rede de um sistema fotovoltaico trifásico. Segundo os autores, essa configuração promove um aumento na rejeição dos harmônicos sem elevar a carga computacional do sistema. Em [24] propõe-se o uso e dimensionamento do controlador proporcional-ressonante no controle de um inversor conectado à rede através de um filtro LC. O estudo envolve uma análise das configurações do controle de tensão (*VSI-Voltage Source Inverter*) e do controle de corrente (*CSI-Current Source Inverter*). É mostrado que para as duas situações (*VSI* e *CSI*) o sistema é sujeito ao fenômeno da ressonância do filtro LC. Já em [30], o controlador proporcional-ressonante é utilizado em um sistema fotovoltaico conectado à rede com proteção anti-ilhamento. Em uma falta de energia, sistemas compostos de algoritmos anti-ilhamento irão se desconectar da rede por motivos de segurança. Entretanto, sob essa situação, para manter o suprimento de energia da carga, o sistema é conectado em paralelo com um "*Greed feeding converter*", ou a grosso modo, um "formador de rede", o qual funcionará como uma referência de rede quando o sistema estiver ilhado. Foi mostrado em simulação e experimento boa performance do sistema proposto quando integrado à uma planta de baixa potência.

O controlador proporcional-ressonante é o que embasa a temática desta dissertação,

portanto, uma explanação mais detalhada é feita na próxima seção.

2.8 Fundamentos do controlador Proporcional-Ressonante

O conceito do controlador ressonante é muito utilizado em sistemas de controle mestre-escravo [18]. O funcionamento do controlador proporcional-ressonante deriva do princípio do modelo interno e sua aplicação no seguimento de rastreamento e rejeição de perturbações periódicas [31].

2.8.1 Princípio do Modelo Interno

O Princípio do Modelo Interno (PMI) é resultado teórico essencial para o projeto de sistema de controle visando o seguimento de sinais de referência e rejeição de sinais de distúrbio. De acordo com [32], para que haja garantia de seguimento de referência e/ou rejeição à perturbação na frequência desejada, sem erro de regime permanente, duas condições devem ser satisfeitas: o sistema em malha fechada deve ser assintoticamente estável, ou seja, todos os pólos devem estar no semiplano esquerdo do plano complexo, e o modelo da perturbação deve aparecer no caminho de realimentação.

Exemplificando o PMI, seguindo a abordagem feita por [31], considera-se como exemplo o sistema de malha fechada da Figura 11, o qual tem como componentes o $G_c(s)$ (função de transferência do controlador), $G_p(s)$ (função de transferência da planta) e, por fim, $R(s)$, $D(s)$ e $Y(s)$, os quais, respectivamente, são o sinal de entrada, uma perturbação e o sinal de saída.

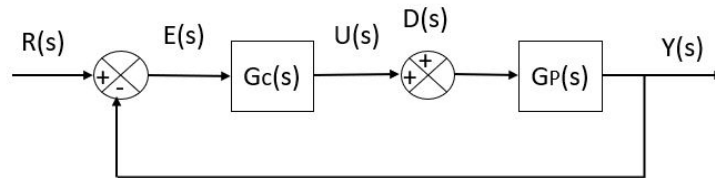


Figura 11: Exemplo de sistema de malha fechada.

Para uma análise do PMI, serão abordadas duas funções de transferência. Uma

relacionando o sinal de saída com o de entrada, T_r , e a outra entre o sinal de saída com a perturbação, T_d . Ambas são escritas em (12) e (13).

$$T_r = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}, \quad (12)$$

$$T_d = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}. \quad (13)$$

Reajustando (12) e considerando o sistema estável em malha fechada, verifica-se que somente ocorrerá o rastreamento de referência com erro nulo e completa rejeição de perturbação de um sinal senoidal de frequência ω_0 , caso,

$$|T_r(j\omega_0)| = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{G_c(j\omega_0)G_p(j\omega_0)}} \right| = 1, \angle T_r(j\omega_0) = 0, \quad (14)$$

$$|T_d(j\omega_0)| = \left| \frac{G_p(j\omega_0)}{1 + G_c(j\omega_0)G_p(j\omega_0)} \right| = 0, \angle T_d(j\omega_0) = 0. \quad (15)$$

Para que ambas as equações sejam satisfeitas, é necessário que $|G_c(j\omega_0)G_p(j\omega_0)| = \infty$. Portanto, como a planta é um componente fixo, dependente basicamente da constituição física do objeto principal de controle, conclui-se que, para a relação ser verdadeira, o controlador deve apresentar ganho infinito na frequência dos sinais a serem rastreados (ou rejeitados). Logo, garante-se o rastreamento da referência com erro nulo, ou, de maneira equivalente, a rejeição de perturbações em uma dada frequência. Esta condição ocorrerá quando o controlador apresentar polos complexos conjugados na frequência em questão [33].

A título de exemplo, caso seja desejável seguir uma referência senoidal de frequência ω_x , um termo referente a $\omega_x/(s^2 + \omega_x^2)$ deve estar contido na função de transferência do controlador para que o PMI seja satisfeito. Em outras palavras, o modelo do sinal deve estar contido no modelo do sistema em malha fechada [32].

2.8.2 Controlador Proporcional-ressonante

Embasando-se nos conceitos do Princípio do Modelo Interno, o controlador proporcional ressonante caracteriza-se por possuir, na sua estrutura, um modelo que obtenha erro nulo em regime permanente, seguimento e/ou rejeição de distúrbios para sinais senoidais [34].

Ao ser submetido a um sinal de erro periódico com frequência definida apresenta uma dinâmica semelhante ao do controlador PI para um sinal de erro constante. Esta característica se deve ao fato de que o controlador ressonante ser composto de um integrador generalizado de segunda ordem, o qual funciona como integrador duplo. Este fato é o que possibilita o controlador alcançar ganho infinito em determinadas frequências. Logo, pode ser utilizado como um filtro notch com o objetivo de regular os harmônicos de uma forma seletiva [35]. A função de transferência do controlador ressonante é definida por:

$$G_{cr}(s) = \frac{k_i s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (16)$$

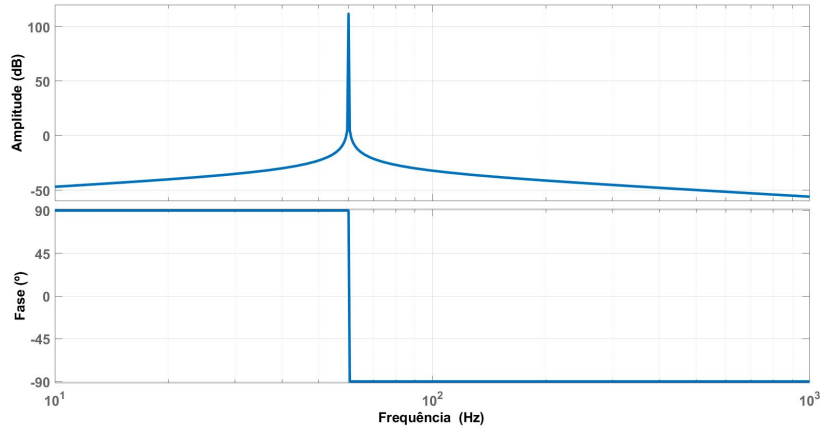
Sendo k_i uma constante integrativa e ω_0 a frequência fundamental em rad/s. Para rejeitar perturbações de frequências harmônicas específicas, pode-se somar termos em paralelo, sintonizados nas frequências harmônicas [22].

A função de transferência característica do controlador ressonante é composta por um zero na origem e um par de polos sobre o eixo imaginário. Teoricamente, no domínio da frequência, o controlador apresenta um ganho infinito na frequência de ressonância, além de adicionar 90° na fase das frequências que antecedem a frequência de ressonância e subtrair 90° de fase nas frequências posteriores a de ressonância [18]. Utilizá-lo desta maneira seria inviável para diversos sistemas. A Figura 12a retrata o diagrama de Bode do controlador ressonante sintonizado a 60Hz.

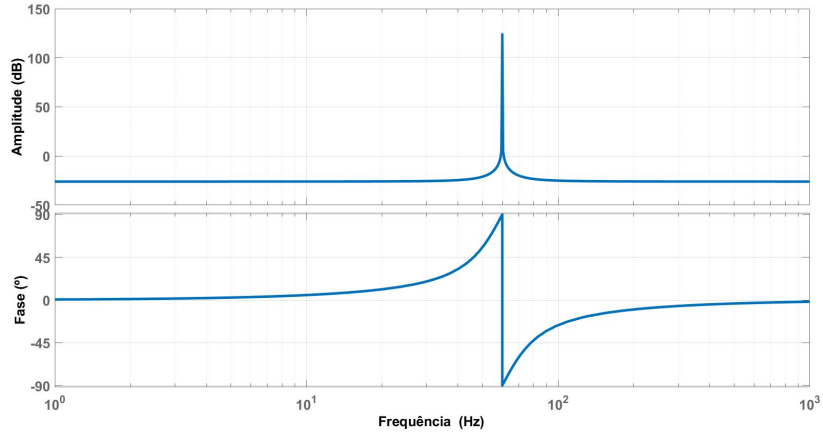
Acrescentando um termo proporcional, conforme (17), a fase é atenuada, retornando gradualmente para zero depois da frequência de ressonância, à medida que o valor do ganho proporcional k_p for aumentando. Contudo, independentemente do termo

proporcional, a fase do sistema é muito influenciada na frequência de ressonância [22]. As respostas no domínio da frequência de (16) e (17) são visualizadas nas Figuras 12a e 12b.

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (17)$$



(a) Controlador Ressonante



(b) Controlador Proporcional-Ressonante

Figura 12: Diagramas de bode do controlador.

O controlador descrito em (17) é um controlador ideal, entretanto, segundo [36], este controlador não é factível na prática. A alternativa prática do proporcional-ressonante é um controlador não-ideal descrito por:

$$G_{cn}(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_{rc}s + \omega_0^2}, \quad (18)$$

sendo ω_{rc} a frequência de corte do controlador a um ganho de $-3dB$, a qual, de acordo com a referência [36], reduz a variação da frequência fundamental da rede. O parâmetro k_i é uma constante integrativa, citada anteriormente, sendo a mesma a recíproca da constante de tempo integrativa τ_i , ou seja, $k_i = 1/\tau_i$.

O controlador proporcional-ressonante (PR) fornece diversas vantagens no quesito de controle de sistemas conectados à rede. Além de rastrear referências senoidais com erro de regime nulo, necessita de menor esforço computacional e complexidade devido a não utilização da transformada de Park. Além do que, para sistemas trifásicos, cada fase possui seu respectivo controle, o qual atua de forma independente entre si, fato este que permite desempenhar a análise do transiente através da teoria clássica [35].

2.8.3 Discretização

De forma geral, os controladores para controle de inversores são desenvolvidos no domínio do tempo contínuo e são implementados digitalmente. A versatilidade dos sistemas de controles digitais possibilitam uma grande capacidade de armazenamento de informações e a utilização de equipamentos de baixo custo para o processamento de algoritmos complexos [37]. Para se projetar o controle digital a ser utilizado em microprocessadores especializados em processamento digital de sinal, como um DSP (*Digital Signal Processor*), a função de transferência da planta contínua, deve ser discretizada. Como também, para se obter a representação discreta de um controle contínuo, o mesmo também deve ser discretizado.

Uma das estratégias de discretização utilizada neste trabalho é a *Zero-Order-Hold* cuja transformação se dá através da função de transferência em "z" dada por,

$$G(z) = [1 - z^{-1}]Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\}, \quad (19)$$

onde $G(s)$ é a função de transferência a ser discretizada [20].

Outro método de aproximação discreta utilizado é o Tustin. Este método é conhecido pela transformação de Tustin ou transformação bilinear, o qual baseia-se na integração representada pelo fator $\frac{1}{s}$. Através de considerações e relações matemáticas deduzidas em [38], a relação estabelecida pelo método é descrita por,

$$s \rightarrow \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (20)$$

sendo T_s o tempo de amostragem. Assim, a transformação afirma que o parâmetro "s" pode ser substituído pela expressão mostrada em (20), estabelecendo assim a discretização.

3 Capítulo 3

Principais propostas de projeto

Este capítulo descreve, sistematicamente, as metodologias utilizadas nas estratégias de dimensionamento do controlador proporcional-ressonante. Tal controlador tem por finalidade atuar sobre a corrente de saída de um inversor trifásico conectado à rede.

Inicialmente, é apresentada a estratégia de projeto de um controlador proporcional-ressonante para o controle de um inversor tipo L conectado à rede [8]. Esta mesma estratégia é então utilizada para o dimensionamento do controle de um inversor tipo LCL, também conectado à rede [9]. Entretanto, para uma planta com um filtro LCL, também é estudado o efeito da frequência de ressonância na estabilidade do controle. Este estudo introduz a compreensão da necessidade ou não do amortecimento ativo, no entendimento da estabilidade do sistema, com base na frequência de ressonância do filtro LCL. Por fim, fundamentado na referência [10], o estudo se direciona para a determinação de uma relação entre as opções de realimentação do sistema de controle. Esta análise determina a correlação existente entre o local onde a realimentação é realizada e a região de estabilidade.

Segundo as referências [8] e [9], os parâmetros de controle dimensionados garantem estabilidade, robustez quanto à presença de harmônicos e minimização do erro em regime permanente. Além de prover melhor resposta de controle aos fenômenos causados pela ressonância, nos casos envolvendo o filtro LCL.

3.1 Descrição do inversor tipo L

A referência [8] apresenta um método analítico de dimensionamento dos ganhos de controladores lineares de corrente, especificamente, controladores PI e proporcionais-ressonantes. O estudo foi realizado para um sistema composto de inversor trifásico com conexão a um motor de indução através do filtro L.

No entanto, o motor de indução pode ser substituído pela rede elétrica. Dessa forma,

as deduções feitas em [8] servem para inversores conectados à rede.

Assim, neste trabalho, o sistema da referência [8] foi adaptado e caracteriza-se por um inversor trifásico de 6 pulsos conectado à rede através de um filtro L. O circuito é composto de duas fontes contínuas $V_{DC} = 325V$ cada, um filtro L, conectado à uma rede de $220V_{rms}$, por fase, com frequência de 60Hz. O diagrama simplificado pode ser visualizado na Figura 13.

Segundo [8], o máximo ganho proporcional k_p depende da indutância do filtro em série com a planta, da tensão contínua de entrada do inversor (V_{DC}) e do atraso de amostragem proveniente do PWM. O parâmetro referente ao atraso de amostragem também é fator determinante do ganho integral k_i ou da sua recíproca, a constante de tempo integrativa τ_i .

As chaves da ponte inversora são controladas através dos sinais provenientes do PWM, a uma frequência de 5kHz. Na saída do inversor, um filtro $L = 20mH$, juntamente com uma resistência $R = 1.2\Omega$ compõem a conexão intermediária com a rede.

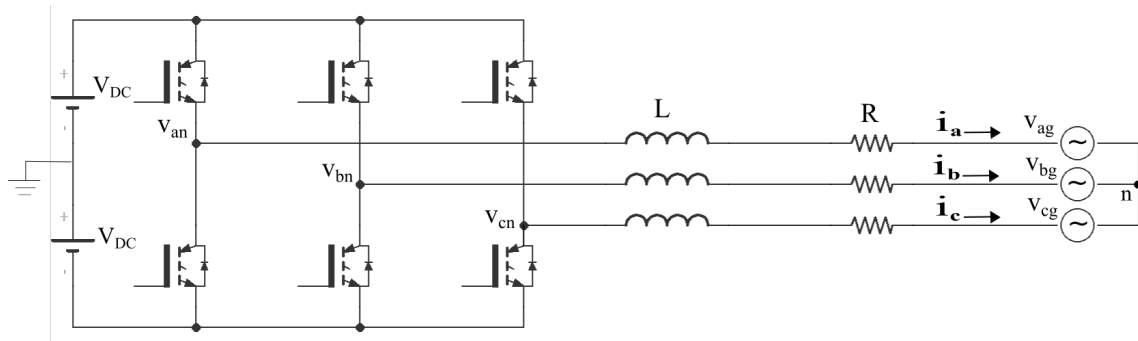


Figura 13: Diagrama simplificado do inversor tipo L.

3.1.1 Funções de transferência relativas à planta

Adotando a lei das malhas de Kirchoff, as tensões através das três fases podem ser descritas por,

$$v_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{ag}, \quad (21)$$

$$v_{bn} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_{bg}, \quad (22)$$

$$v_{cn} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_{cg}, \quad (23)$$

em que v_{an}, v_{bn}, v_{cn} são as tensões de saída do inversor e v_{ag}, v_{bg}, v_{cg} são as tensões da rede.

A expressão visualizada em 21 representa a planta do sistema, referente somente à fase A, e compõe a corrente injetada a ser controlada, i_a . O equivalente pode ser obtido para as correntes das fases restantes, evidenciando que cada fase pode ser controlada independentemente. Observa-se que a planta é modelada de forma independente a qualquer comando de controle determinado ao PWM. Assim, estabelecendo as condições iniciais nulas e realizando a transformada de Laplace em (21) obtém-se,

$$\begin{aligned} V_{an}(s) &= RI_a(s) + LsI_a(s) + V_{ag}(s), \\ V_{an}(s) - V_{ag}(s) &= RI_a(s) + LsI_a(s). \end{aligned} \quad (24)$$

Isolando $I_a(s)$ e reagrupando (24) resulta na função de transferência da planta, estabelecida pela corrente da rede em relação à tensão de saída do inversor subtraída da tensão da rede, a mesma é determinada por

$$G_P(s) = \frac{I_a(s)}{(V_{an}(s) - V_{ag}(s))} = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{1 + sT_p} \right), \quad (25)$$

em que a constante de tempo da planta é $T_p = \frac{L}{R}$. A Figura 14 é a representação do diagrama de blocos do sistema em malha fechada. Nesta figura, $I^*(s)$ é a corrente de referência, $I(s)$ o sinal a ser controlado e $V_s(s) - V_g(s)$ a variável de controle. O controlador de corrente é representado por $G_c(s)$ e o efeito da tensão $V_g(s)$ é tratado como um distúrbio.

A função de transferência de malha fechada geral do sistema é dada por

$$I(s) = I^*(s) \frac{G_c(s)G_P(s)}{1 + G_c(s)G_P(s)} - V_g(s) \frac{G_P(s)}{1 + G_c(s)G_P(s)}. \quad (26)$$

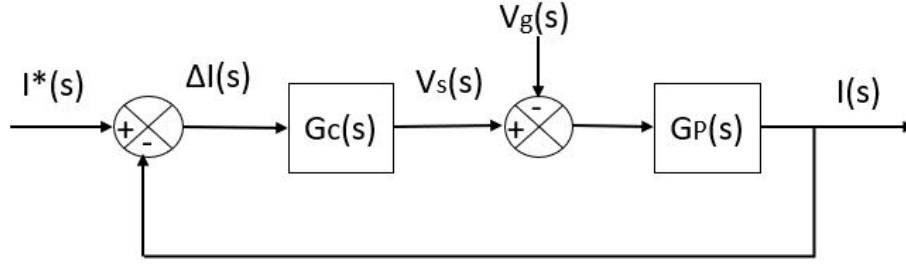


Figura 14: Diagrama de blocos do inversor tipo L.

A análise de (26) confirma o fato de que para reduzir os efeitos dos distúrbios da rede e aproximar a corrente injetada $I(s)$ da referência $I^*(s)$, o ganho do controlador $G_c(s)$ deve ser o maior possível, necessário para atender as especificações.

Com o intuito de desenvolver e estabelecer uma estratégia de redução de erro, determina-se a função de transferência do mesmo. A função do erro da corrente, $\Delta I(s)$, é especificada por

$$\Delta I(s) = \frac{I^*(s) + V_g(s)G_P(s)}{1 + G_c(s)G_P(s)} = \Delta I_I(s) + \Delta I_D(s). \quad (27)$$

A equação (27) pode ser decomposta em dois erros. O de rastreamento, o qual determina a capacidade da planta controlada em seguir a referência imposta, dado por (28).

$$E_I(s) = \frac{\Delta I_I(s)}{I^*(s)} = \frac{1}{1 + G_c(s)G_P(s)}. \quad (28)$$

E o erro de distúrbio, que identificará a sensibilidade da planta quanto à perturbação da rede, indicado por

$$E_D(s) = \frac{\Delta I_D(s)}{V_g(s)} = \frac{G_P(s)}{1 + G_P(s)G_c(s)}. \quad (29)$$

Para alcançar o mínimo erro de regime permanente, ambos E_I e E_D devem convergir a zero. Para tal fato proceder, pela análise das equações, confirma-se que o ganho de G_c deve ser preferivelmente elevado. Contudo, elevação de ganho exacerbada pode levar o

sistema à instabilidade.

3.1.2 Projeto de controle

O controlador a ser projetado é um proporcional-ressonante não ideal, o qual, neste caso, é especificado pela seguinte função transferência.

$$G_c(s) = k_p \left[1 + \frac{s}{\tau_i(s^2 + \omega_{rc}s + \omega_0^2)} \right]. \quad (30)$$

O mesmo é composto pela frequência de corte do controlador ω_{rc} , frequência fundamental ω_0 , constante proporcional k_p e constante de tempo integrativa τ_i .

Com o controlador proporcional-ressonante é possível aumentar o ganho na frequência fundamental sem comprometer a estabilidade do sistema. O ganho nas frequências mais altas tende a não se elevar, fazendo com que o sistema não se torne instável.

Como mencionado no Capítulo 2, através do processo de operação do PWM é possível modelar o inversor e determinar a função de transferência do mesmo reescrita em

$$G_D(s) = V_{DC} e^{-sT_d}. \quad (31)$$

Esta função é composta da tensão contínua de entrada V_{DC} e do atraso e^{-sT_d} referente à operação do PWM. Em que T_d pode ser aproximado para $1,5T_s$, sendo T_s o período de amostragem [8]. Assim, com a contribuição da função de transferência do inversor, o diagrama de blocos da Figura 14 é modificado resultando no diagrama da Figura 15.

Logo, a função de transferência de malha aberta com a nova configuração é dada por

$$G_c(s)G_P(s)G_D(s) = k_p \left[1 + \frac{s}{\tau_i(s^2 + \omega_{rc}s + \omega_0^2)} \right] \frac{V_{DC} e^{-sT_d}}{R(1 + sT_p)}, \quad (32)$$

sendo $G_P(s)$ a função de transferência da planta, dada por (25), R a resistência em série com filtro L , T_p a constante de tempo da planta e T_d o tempo referente ao atraso

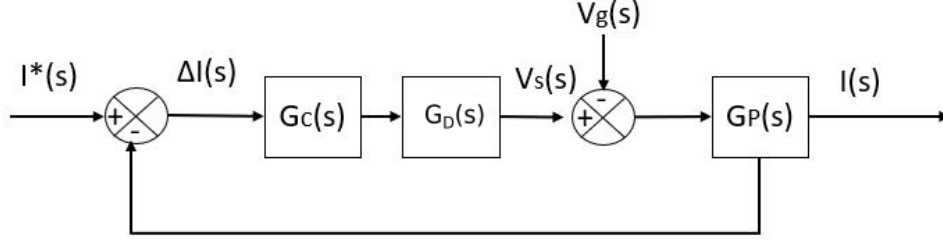


Figura 15: Diagrama de blocos do inversor tipo L com adição do atraso.

ocasionado pela operação do PWM.

Para o dimensionamento de um controlador proporcional-ressonante é ideal ter como objetivos: maximizar o ganho proporcional k_p e minimizar a constante de tempo integrativa τ_i para que o ganho de $G_c(s)$ se eleve e assim os erros de rastreamento (28) e de dstrbio (29) reduzam. Deve-se também considerar o efeito do atraso ocasionado pelo PWM e, por fim, determinar a margem de fase Φ_m focando na estabilidade.

De acordo com [8], o máximo ganho k_p possível, limítrofe da estabilidade, é o valor que configura o ganho de malha aberta em unidade, quando a fase atinge $-180^\circ + \Phi_m$. Sendo que Φ_m consiste na margem de fase requerida para a estabilidade. Logo, pode ser determinada a equação descrita por (33), a qual faz uso do ângulo da função de transferência em malha aberta na frequência de cruzamento ω_c para estabelecer a relação desejada. Sendo ω_c a frequência na qual o ganho  unitário.

$$\begin{aligned} \angle G_c(j\omega_c)G_P(j\omega_c)G_D(j\omega_c) &= \\ = \angle \left\{ \frac{k_p V_{DC}}{R} \left[1 + \frac{j\omega_c}{\tau_i[(\omega_0^2 - \omega_c^2) + j\omega_{rc}\omega_c]} \right] \frac{e^{-j\omega_c T_d}}{(1 + j\omega_c T_p)} \right\} &= (-\pi + \phi_m). \end{aligned} \quad (33)$$

Levando em consideração que quanto maior o ganho k_p , maior é a frequência ω_c , a aproximação escrita em (34) pode ser realizada, com a finalidade de simplificar os procedimentos matemáticos.

$$\left| \frac{j\omega_c}{\tau_i[(\omega_0^2 - \omega_c^2) + j\omega_{rc}\omega_c]} \right| \approx \left| \frac{1}{j\omega_c \tau_i} \right|. \quad (34)$$

Nota-se que em altas frequências o controlador proporcional ressonante G_c se apro-

xima de um controlador PI (Proporcional Integral). Logo, em frequências elevadas o controlador possui a característica de reduzir o erro de regime permanente.

Substituindo (34) em (33), obtém-se

$$= \angle \left\{ \frac{k_p V_{DC}}{R} \left[1 + \frac{1}{j\omega_c \tau_i} \right] \frac{e^{-j\omega_c T_d}}{(1 + j\omega_c T_p)} \right\} \approx tg^{-1}(\omega_c \tau_i) - \pi/2 - \omega_c T_d - tg^{-1}(\omega_c T_p),$$

$$tg^{-1}(\omega_c \tau_i) - \pi/2 - \omega_c T_d - tg^{-1}(\omega_c T_p) = (-\pi + \phi_m). \quad (35)$$

Presumidamente, a frequência de corte se localizará em um valor muito acima do que a frequência correspondente aos polos da planta, portanto, a contribuição angular gerada pela expressão $tg^{-1}(\omega_c T_p)$ é, aproximadamente, $\pi/2$. Logo, substituindo esse valor em (35) tem-se

$$\phi_m = tg^{-1}(\omega_c \tau_i) - \omega_c T_d, \quad (36)$$

isolando o ω_c ,

$$\omega_c = \frac{tg^{-1}(\omega_c \tau_i) - \phi_m}{T_d}. \quad (37)$$

O valor de k_p é determinado para se obter ganho unitário na máxima frequência de corte $\omega_{c(max)}$. Essa máxima frequência, por sua vez, está ligada a uma margem de fase, a qual é um valor previamente estabelecido. Analisando (37), para um valor máximo de ω_c , tem-se $tg^{-1}(\omega_c \tau_i) = \pi/2$. Logo,

$$\omega_{c(max)} = \frac{\pi/2 - \phi_m}{T_d}. \quad (38)$$

Em vista disso, o maior valor possível de k_p pode ser encontrado configurando o ganho da função de transferência em malha aberta à unidade, na frequência de corte.

$$|G_c(j\omega_{c(max)})G_P(j\omega_{c(max)})G_D(j\omega_{c(max)})| = 1. \quad (39)$$

Assim, fazendo o módulo e reestruturando a equação obtém-se,

$$\frac{k_p V_{DC}}{R \tau_i \omega_{c(max)}} \sqrt{\frac{1 + (\omega_{c(max)}^2 \tau_i^2)}{1 + (\omega_{c(max)}^2 T_p^2)}} = 1, \quad (40)$$

isolando o k_p ,

$$k_p = \frac{R \tau_i}{V_{DC}} \omega_{c(max)} \sqrt{\frac{1 + (\omega_{c(max)}^2 T_p^2)}{1 + (\omega_{c(max)}^2 \tau_i^2)}}, \quad (41)$$

como $\omega_{c(max)} \tau_i \gg 1$ e $\omega_{c(max)} T_p \gg 1$, tem-se

$$k_p \approx \frac{R \tau_i}{V_{DC}} \omega_{c(max)} \frac{T_p}{\tau_i} \quad (42)$$

Sendo $T_p = L/R$, a aproximação pode ser simplificada em

$$k_p \approx \frac{\omega_{c(max)} L}{V_{DC}}. \quad (43)$$

Nota-se que o valor do ganho k_p depende somente da indutância do filtro da planta, da frequência de corte máxima e da tensão DC de entrada. Por fim, a constante de tempo integrativa τ_i pode ser encontrada considerando, novamente, a aproximação,

$$tg^{-1}(\omega_{c(max)} \tau_i) \approx \pi/2,$$

$$\omega_{c(max)} \tau_i \approx 10,$$

$$\tau_i \approx \frac{10}{\omega_{c(max)}}. \quad (44)$$

Logo, os parâmetros dimensionados para o sistema em questão são: $k_p = 0.58 A^{-1}$ e $\tau_i = 0.0017s$. Além do termo referente à frequência de ressonância do controlador $\omega_{rc} = 0.628 rad/s$, valor sugerido por [8]. Assim, o controlador resultante é dado por,

$$G_c(s) = 116 \left(1 + \frac{s}{0.0017(s^2 + 0.628s + 142129)} \right). \quad (45)$$

A resposta em frequência do sistema de malha aberta, contendo o controlador dimensionado, é mostrada na Figura 16.

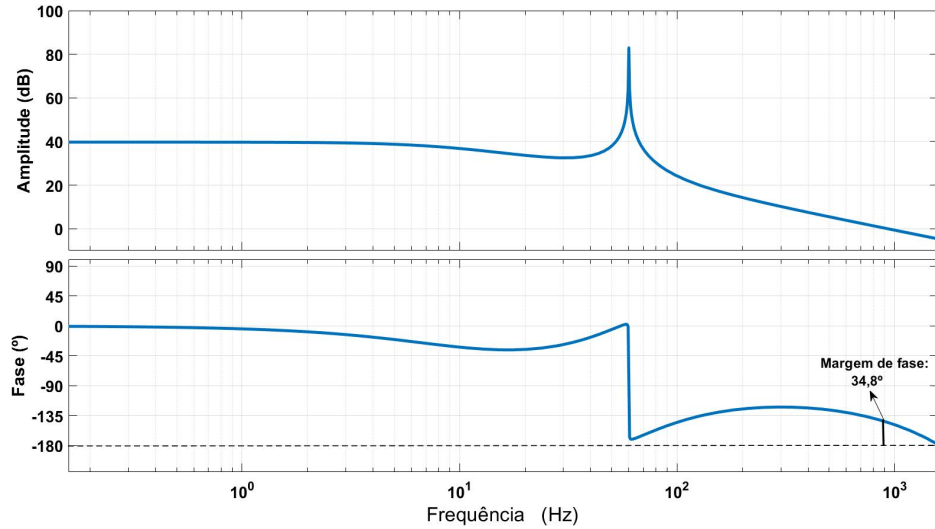


Figura 16: Resposta em frequência do sistema contendo o controlador dimensionado.

A margem de fase proposta no dimensionamento do projeto foi de 45° . Pelo diagrama de bode, a margem obtida foi de $34,8^\circ$, sendo este valor diferente do esperado. Isto se deve ao fato de que no processo de dimensionamento do controlador, aproximações foram feitas, refletindo no resultado.

É de conhecimento da literatura que um sistema que excede o ângulo de -180° , ao cruzar a frequência de corte (ou seja, ao cruzar $0dB$), é devidamente instável. Partindo do que foi exposto, pode-se afirmar que além do sistema fornecer elevado ganho na frequência fundamental, reduzindo-o nas altas frequências, o mesmo proporciona a estabilidade desejada, alcançando -180° após o ganho $0dB$.

Associadamente, as equações se tornam uma estratégia que permitem o dimensionamento otimizado de um controlador proporcional-ressonante.

3.2 Descrição do inversor tipo LCL

No controle de inversores conectados à rede, os sistemas que fazem uso do filtro LCL encontram dificuldades no que diz respeito aos efeitos da frequência de ressonância que, por sua vez, trazem instabilidade ao controle. Nesta configuração, o fenômeno de ressonância entre os elementos do filtro introduz um par de pólos localizados na fronteira de estabilidade do controle. Em [9], uma análise teórica no tempo discreto identifica três regiões distintas de ressonância do filtro: alta ressonância, na qual o amortecimento ativo não é necessário, na frequência crítica, onde o controle não estabiliza o sistema e a de baixa ressonância, na qual o amortecimento ativo é necessário. Estas regiões são definidas para um sistema realimentado pela corrente da rede.

Com as regiões identificadas, a estratégia de dimensionamento de controle é então apresentada para as de alta e baixa frequência. A técnica determina a seleção dos máximos ganhos de controle para garantir maior faixa de estabilidade para cada uma das duas situações propostas. No que diz respeito à região da frequência crítica, [9] conclui, através das análises dos lugares das raízes, que é uma região na qual o controle não se estabiliza, independente do controlador utilizado. Assim como os ganhos de controle, a técnica de dimensionamento do ganho do amortecimento ativo é também apresentada.

Os resultados demonstraram a necessidade de seleção dos ganhos de controle com base nas regiões de frequência de ressonância. Além do mais, foi identificado que o desempenho do filtro LCL, em elevadas frequências, é similar a de um filtro L, o que fez possível embasar o dimensionamento do controle pela técnica utilizada em [8].

Portanto, o sistema da referência [9], utilizado neste trabalho, caracteriza-se pela conexão com a rede de um inversor trifásico através de um filtro LCL. O circuito exemplificado nesta dissertação, é composto de um inversor trifásico de 6 pulsos com tensão de entrada definida por duas fontes contínuas de $V_{DC} = 325V$, cada. Na saída do inversor, a interface com a rede é realizada por um filtro LCL composto de $L_1 = 6mH$, $L_2 = 2mH$ e um capacitor variando entre os valores $15\mu F$, $6\mu F$ e $1.5\mu F$. A rede é

definida por $240V_{rms}$, por fase, e frequência de $60Hz$. O PWM configura-se a uma frequência de $5kHz$. A Figura 17 representa o diagrama simplificado deste sistema.

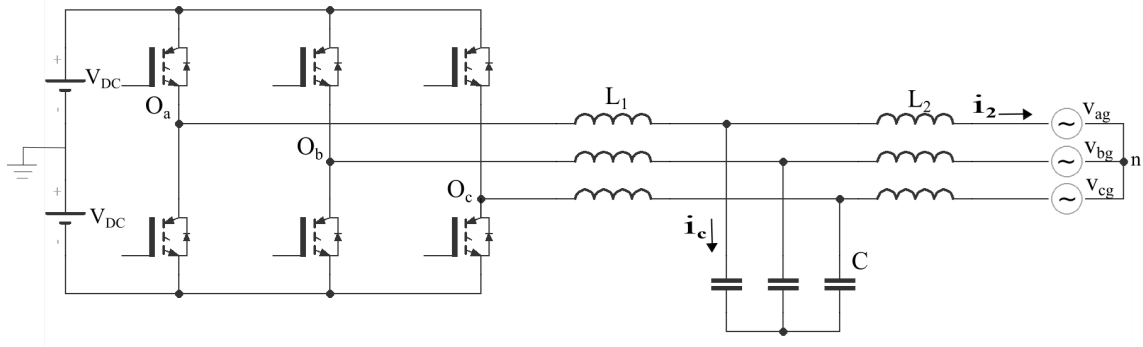


Figura 17: Diagrama simplificado do inversor tipo LCL.

3.2.1 Funções de transferência relativas à planta

Nesta modelagem, o capacitor possui o valor de $C = 1.5\mu F$ categorizando uma frequência de ressonância de $f_r = 3.36kHz$. A configuração inicial do sistema é determinada com somente uma malha de realimentação, observando que diferentemente do inversor tipo L, a tensão da rede não é tratada como distúrbio. O diagrama de blocos é descrito na Figura 18.

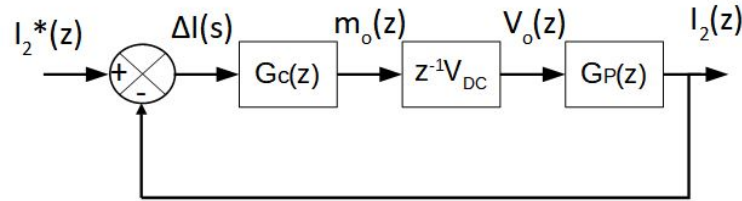


Figura 18: Diagrama de blocos do inversor tipo LCL sem amortecimento.

O diagrama de blocos no domínio discreto, da Figura 18, é composto da função de transferência do controlador $G_c(z)$, da função de transferência do inversor $z^{-1}V_{DC}$, composta do atraso inserido pelo PWM, juntamente com o ganho da fonte, e da planta $G_P(z)$. Observa-se que em alguns trabalhos, como em [9], a representação do atraso devido à atuação do PWM digital é realizada por z^{-1} , ou seja, um atraso equivalente

apenas a um período T_s . Os sinais $I_2^*(z)$ e $I_2(z)$ são, respectivamente, a corrente de referência a ser seguida e a corrente da rede medida.

Aplicando o método de discretização ZOH (*Zero-order-hold*) [20], a função de transferência da planta obtida é dada em (46).

$$G_P(z) = \frac{T_s}{(L_1 + L_2)(z - 1)} - \frac{\text{sen}(\omega_r T_s)}{\omega_r(L_1 + L_2)} \frac{z - 1}{z^2 - 2z\cos(\omega_r T_s) + 1}, \quad (46)$$

sendo T_s o período de amostragem e ω_r a frequência de ressonância do filtro.

3.2.2 Projeto de controle

O controle projetado para o controle de um inversor tipo LCL é um proporcional-ressonante ideal, o qual no domínio "s" é dado por (47). Quando discretizado através do método de Tustin [38], resulta na equação descrita em (48).

$$G_c(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_r} \frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)} \right), \quad (47)$$

$$G_c(z) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_r} \frac{\text{sen}(\omega_0 T_s)}{2\omega_0} \frac{z^2 - 1}{(z^2 - 2z\cos(\omega_0 T_s) + 1)} \right), \quad (48)$$

sendo T_r correspondente à constante de tempo de ressonância, k_p a constante proporcional e ω_0 a frequência fundamental em rad/s.

3.2.2.1 Determinação da frequência crítica

Estabelecendo a função de transferência em malha aberta obtém-se,

$$\frac{I_2(z)}{\Delta I(z)} = z^{-1} V_{DC} G_c(z) G_P(z). \quad (49)$$

O diagrama de bode da função de transferência descrita em (49) apresenta dois picos de ressonância como mostrado na Figura 19. Um deles, em baixa frequência, é relativo ao controlador ressonante. O segundo é relativo à frequência de ressonância da planta ($\omega_r = 2.1080 \times 10^4 \text{ rad/s}$). O pico de ressonância da planta pode causar instabilidade se

ocorrer antes que a fase cruze -180° .

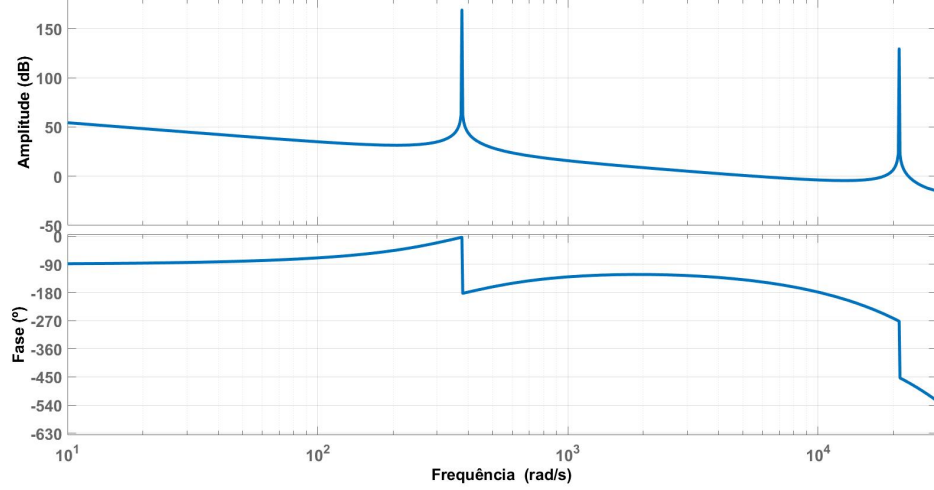


Figura 19: Diagrama de bode do inversor tipo LCL sem amortecimento ativo: $C = 1.5\mu F$.

Com base no diagrama, nota-se que para um sistema de frequência de ressonância elevada, o aumento do ganho e a variação brusca da fase, ocasionados pela ressonância da planta, ocorrem depois de cruzar -180° , configurando-se como estável. Esse cruzamento determina uma frequência crítica (ω_{cr}), a qual pode ser entendida como o ponto em que o ângulo da função de transferência de malha aberta alcança o -180° .

$$\angle \frac{I_2}{\Delta I}(z = e^{j\omega_{cr}T_s}) = \angle e^{-j\omega_{cr}T_s} V_{DC} G_c(e^{j\omega_{cr}T_s}) G_P(e^{j\omega_{cr}T_s}) = -\pi. \quad (50)$$

Os efeitos de fase do controlador são perceptíveis em baixa frequência, especificamente, até a frequência fundamental, $\omega_0 = 377 rad/s$, a qual possui um valor reduzido em comparação com as frequências de ressonância do filtro ($\omega_r = 2.1080 \times 10^4 rad/s$) e de corte. Esta última caracteriza-se como o ponto que antecede a frequência crítica e no qual o ganho é unitário. Portanto, na frequência crítica, a contribuição de fase do controlador pode ser desconsiderada. Logo, para fins de cálculo, pode-se presumir $\angle G_c(e^{j\omega_{cr}T_s}) \approx 0$.

Outro fato a ser considerado é que pela análise da função de transferência da planta,

(46), o filtro LCL somente realiza contribuição de fase significativa na frequência de ressonância, portanto, na frequência crítica, o cálculo da contribuição de fase de (46) pode ser aproximado para $\angle G_P(e^{j\omega_{cr}T_s}) \approx \angle\{T_s/[(L_1 + L_2)(e^{j\omega_{cr}T_s} - 1)]\}$. Assim, realizando as devidas substituições em (50) obtém-se,

$$\angle e^{-j\omega_{cr}T_s} \frac{T_s}{(L_1 + L_2)(e^{j\omega_{cr}T_s} - 1)} = -\pi. \quad (51)$$

Com o intuito de calcular o ângulo da expressão $\angle[1/(e^{j\omega_{cr}T_s} - 1)]$, faz-se necessário a análise das componentes vetoriais da equação. A Figura 20 mostra a decomposição dos vetores da expressão $e^{j\omega_{cr}T_s} - 1$ no plano complexo. O vetor resultante da expressão $e^{j\omega_{cr}T_s} - 1$, caracteriza-se como a bissetriz de um triângulo isósceles, já que o módulo de $e^{j\omega_{cr}T_s}$ é igual a 1. Consequentemente, o ângulo $\pi - \omega_{cr}T_s$ é dividido em duas medidas iguais. Assim, o ângulo correspondente ao vetor resultante é a soma de um dos ângulos gerados pela bissetriz com o ângulo $\omega_{cr}T_s$.

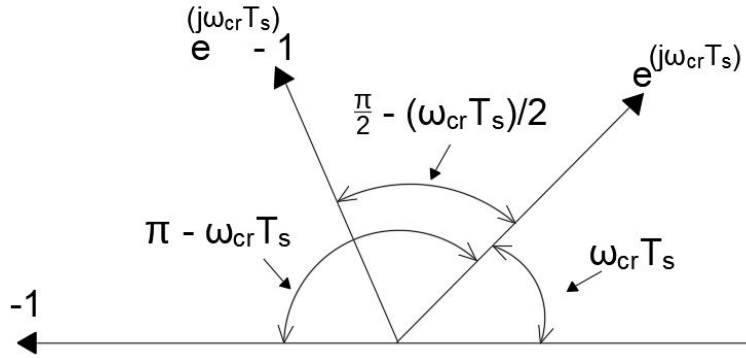


Figura 20: Vetores no plano complexo.

$$\angle(e^{j\omega_{cr}T_s} - 1) = \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_{cr}T_s}{2}\right) + \omega_{cr}T_s. \quad (52)$$

Levando em consideração que a expressão utilizada no cálculo de origem é a inversa do vetor resultante $(1/(e^{j\omega_{cr}T_s} - 1))$, o ângulo obtido é descrito em (53).

$$\angle[1/(e^{j\omega_{cr}T_s} - 1)] = -\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_{cr}T_s}{2}. \quad (53)$$

Logo, a expressão resultante para o ω_{cr} , proveniente de (51), é dada em (54).

$$-\omega_{cr}T_s - \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_{cr}T_s}{2} = -\pi \rightarrow \omega_{cr} = \frac{\pi}{3T_s}. \quad (54)$$

Vale ressaltar que a frequência crítica é um parâmetro existente para as plantas de filtro LCL, definida por [9]. A mesma estabelece uma relação com a frequência de ressonância em que se é possível determinar uma referência para a necessidade ou não do amortecimento ativo. Mesmo sendo limitada à planta LCL, a frequência crítica é um valor que independe dos parâmetros definidos para a planta, mas somente do tempo de amostragem selecionado.

3.2.2.2 Projeto sem amortecimento ativo.

Após estabelecido o valor da frequência crítica, o controle proporcional-ressonante é então dimensionado com foco em uma estratégia de projeto que alcance a estabilidade.

Como citado no projeto de controle do sistema baseado na referência [8], a constante proporcional k_p alcança seu máximo valor se a frequência de corte (ω_c) for a maior possível. Calcula-se ω_c na situação em que a mesma configura o ganho de malha aberta em unidade, quando a fase atinge $-\pi + \phi_m$. Sendo ϕ_m categorizado como a margem de fase que a função de transferência de malha aberta deve alcançar para manter a estabilidade.

Na frequência de corte, o controlador pode ser reduzido a uma constante proporcional k_p , pois o mesmo não exerce influência de fase para frequências superiores à fundamental (ω_0). A função de transferência da planta, na frequência de corte, pode ser novamente aproximada para a expressão utilizada no cálculo da frequência crítica. Em vista disso, a função de transferência de malha aberta do sistema é dada por,

$$\frac{I_2(z)}{\Delta I(z)} = z^{-1}V_{DC}k_p \frac{T_s}{(z-1)(L_1 + L_2)}. \quad (55)$$

Dentre as etapas do cálculo do ganho k_p , a seleção da margem de fase necessária e o cálculo da frequência de corte são de extrema relevância. Deste modo, o ângulo da

função de transferência de malha aberta relacionado com a condição necessária para se atingir o máximo ganho, é dado em (56).

$$\begin{aligned} \angle \frac{I_2}{\Delta I}(z = e^{j\omega_c T_s}) &= \angle \frac{V_{DC} k_p T_s}{(L_1 + L_2)} \frac{1}{e^{j\omega_c T_s} (e^{j\omega_c T_s} - 1)} = -\pi + \phi_m, \\ -\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_c T_s}{2} - \omega_c T_s &= -\pi + \phi_m. \end{aligned} \quad (56)$$

Logo isolando a frequência de corte ω_c tem-se,

$$\omega_c = \frac{\frac{\pi}{2} - \phi_m}{\frac{3T_s}{2}}. \quad (57)$$

O ganho proporcional então é definido na situação em que o ganho da função dada por (55), na frequência de corte, é unitário.

$$\left| \frac{I_2}{\Delta I}(z = e^{j\omega_c T_s}) \right| = \frac{V_{DC} k_p T_s}{(L_1 + L_2)} \left| \frac{1}{(e^{j\omega_c T_s} - 1)} \right| = 1, \quad (58)$$

isolando o k_p tem-se,

$$k_p = \left| \frac{(L_1 + L_2)(e^{j\omega_c T_s} - 1)}{V_{DC} T_s} \right|. \quad (59)$$

Fazendo uso do teorema de Taylor, o qual define,

$$e^x = \sum_{n=0}^m \frac{x^n}{n!}. \quad (60)$$

Pode-se realizar a aproximação $|e^{j\omega_c T_s} - 1| \approx \omega_c T_s$ fazendo,

$$\begin{aligned} e^{j\omega_c T_s} &\approx \frac{(j\omega_c T_s)^0}{0!} + \frac{(j\omega_c T_s)^1}{1!}, \\ e^{j\omega_c T_s} &\approx 1 + j\omega_c T_s, \\ |e^{j\omega_c T_s} - 1| &\approx \omega_c T_s. \end{aligned} \quad (61)$$

Assim, substituindo (61) em (59), obtém-se o valor aproximado de k_p .

$$k_p \approx \frac{\omega_c(L_1 + L_2)}{V_{DC}}. \quad (62)$$

Por fim, a constante de tempo de ressonância T_r pode ser calculada considerando que a contribuição de fase do controlador é irrisória na frequência de corte [9]. A mesma é descrita em (63).

$$T_r = \frac{10}{\omega_c}. \quad (63)$$

Nota-se que (62) e (63) são as mesmas expressões obtidas para os parâmetros k_p e T_r da estratégia de dimensionamento da seção anterior, com a diferença da adição do L_2 na equação do k_p . Este fato demonstra e confirma o exposto por [9] acerca da similaridade entre as plantas dos filtros L e LCL com alta frequência de ressonância. Desta forma, o controle é dimensionado para um sistema de alta frequência de ressonância ($\omega_r = 2.1080 \times 10^4 \text{ rad/s}$), com uma margem de fase desejada de $\phi_m = 45^\circ$, ganho proporcional calculado de $k_p = 0.129 \text{ A}^{-1}$ e constante de tempo de ressonância de $T_r = 0.0019 \text{ s}$, como visualizado em (64).

$$G_c(z) = 0.129 \left(1 + \frac{1}{0.0019} \frac{\text{sen}(0.0377)}{753.98} \frac{z^2 - 1}{(z^2 - 2z\cos(0.0377) + 1)} \right). \quad (64)$$

Pode-se observar que a estratégia de dimensionamento do controle é semelhante à da referência [8], diferenciando, principalmente, na configuração do controlador utilizado. Na seção anterior, o controlador dimensionado foi um proporcional-ressonante não-ideal, diferente do controlador mostrado em (64), o qual é um proporcional-ressonante ideal. Além do fato de [8] propor um dimensionamento no domínio contínuo e [9], por sua vez, determinar a estratégia no domínio discreto visando o uso de processadores como os DSP's ("Digital Signal Processor").

A Figura 19, previamente apresentada, é a representação do diagrama de bode do sistema dimensionado em malha aberta. Em contrapartida, a Figura 21 é o lugar das

raízes, o qual determina o deslocamento dos polos da função em malha fechada através da variação do ganho. Nota-se que, pelo lugar das raízes, para um sistema no qual a frequência de ressonância do filtro LCL (ω_r) é maior do que a frequência crítica (ω_{cr}), os polos introduzidos pela ressonância iniciam o percurso dentro da circunferência unitária, mantendo a estabilidade até um valor alto de k_p . Portanto, o sistema estará estável em uma ampla faixa de ganho.

Diante do que foi exposto, pode-se concluir que para um sistema com uma frequência de ressonância (ω_r) maior do que a crítica (ω_{cr}), somente uma malha de realimentação unitária é suficiente para se alcançar a estabilidade, não sendo necessário o uso de uma malha secundária configurando um amortecimento ativo. Confirmando assim a teoria que foi proposta e implementada por [9].

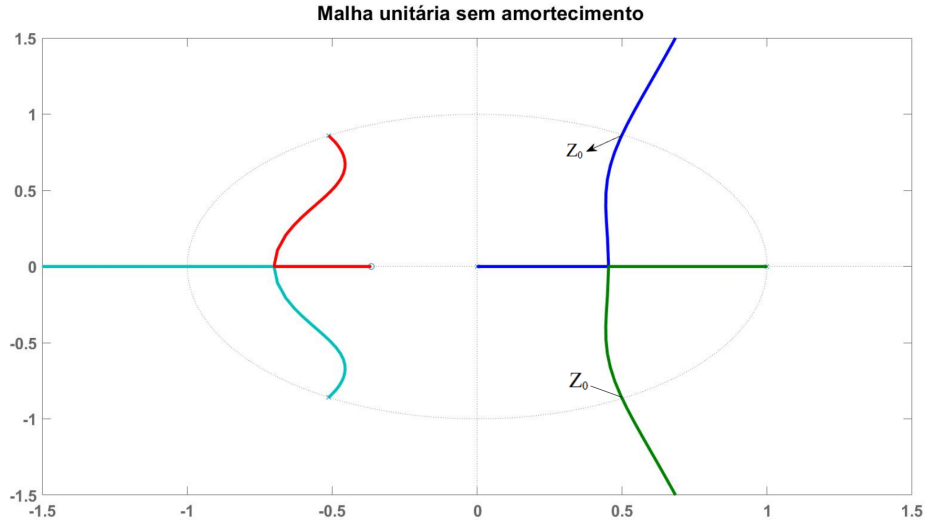


Figura 21: Lugar das raízes do inversor tipo LCL sem amortecimento ativo.

3.2.2.3 Projeto com amortecimento ativo

Nesta situação, o sistema com o inversor trifásico conectado à rede através do filtro LCL apresenta uma frequência de ressonância menor do que a frequência crítica, sendo esta calculada por (54). Para se adequar a tal situação, o valor do capacitor é alterado para $C = 15\mu F$, fazendo com que frequência de ressonância seja reduzida para o valor de $\omega_r = 6.66 \times 10^3 \text{ rad/s}$.

Segundo [9], o controle de um sistema composto de um filtro LCL com frequência de ressonância menor do que a frequência crítica, apresenta-se com a necessidade do amortecimento ativo para se alcançar a estabilidade. Assim, é relevante como estratégia de projeto o devido dimensionamento do ganho de amortecimento para um bom desempenho de controle.

A estrutura referente ao amortecimento ativo pode ser melhor visualizada no diagrama de blocos da Figura 22. A realimentação proveniente do capacitor configura um arranjo comumente utilizado para a finalidade de amortecimento. Uma estratégia de dimensionamento do ganho K objetiva a garantia de estabilidade e amortecimento da resposta de controle.

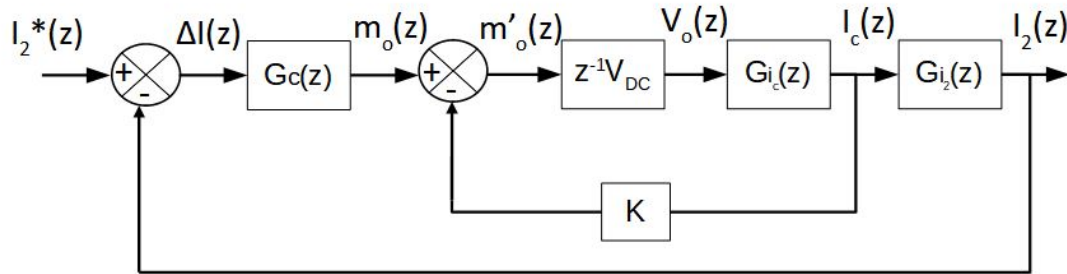


Figura 22: Diagrama de blocos do inversor tipo LCL com amortecimento ativo K .

Sendo $G_c(z)$ o mesmo dado por (48), $G_{ic}(z)$ e $G_{i2}(z)$ estabelecidos por,

$$G_{ic}(z) = \frac{\sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} \frac{z - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1}, \quad (65)$$

$$G_{i_2}(z) = \frac{\gamma_{LC}^2 T_s^2 z}{(z-1)^2}. \quad (66)$$

Com γ_{LC} definido como,

$$\gamma_{LC} = \sqrt{\frac{1}{L_2 C}}. \quad (67)$$

Os termos ω_r e T_s são a frequência de ressonância do filtro LCL e o período de amostragem, respectivamente. Logo, a função de transferência em malha aberta do inversor tipo LCL com amortecimento é dada por,

$$\begin{aligned} \frac{I_2(z)}{\Delta I(z)} &= G_c(z) \frac{z^{-1} V_{DC} G_{i_c}(z) G_{i_2}(z)}{1 + K V_{DC} G_{i_c}}, \\ \frac{I_2(z)}{\Delta I(z)} &= G_c(z) \frac{V_{DC} G_{i_c}(z) G_{i_2}(z)}{z + K V_{DC} G_{i_c}}. \end{aligned} \quad (68)$$

Consequentemente, a função de malha fechada é descrita por,

$$\frac{I_2(z)}{I_2^*(z)} = \frac{V_{DC} G_{i_c}(z) G_c(z) G_{i_2}(z)}{z + K V_{DC} G_{i_c}(z) + V_{DC} G_{i_c}(z) G_c(z) G_{i_2}(z)}. \quad (69)$$

De acordo com [9], mesmo com a inclusão do amortecimento, as considerações de cálculo dos parâmetros k_p e T_r são as mesmas utilizadas para o sistema sem amortecimento. Isto é explicado pelo fato de que a função de transferência de malha aberta do inversor tipo LCL sem amortecimento é determinada por:

$$\frac{I_2(z)}{\Delta I(z)} = z^{-1} V_{DC} G_c(z) G_P(z). \quad (70)$$

Em contrapartida, com o amortecimento, a função de transferência de malha aberta é obtida por (68). Fazendo uma comparação entre (70) e (68), nota-se que em baixas frequências as funções são praticamente iguais. Afinal, a expressão $G_{i_c}(z) G_{i_2}(z)$ é equivalente à $G_P(z)$ e G_{i_c} tende a zero. Desse modo, o controlador projetado para o sistema sem amortecimento, pode ser o mesmo utilizado para o com amortecimento. Consequentemente, os cálculos dos termos k_p e T_r podem ser realizados através das

equações (62) e (63), respectivamente.

Analisando o diagrama de blocos da Figura 22, nota-se que para um sistema com frequência de ressonância menor do que a crítica sem amortecimento, a função de transferência de malha aberta é a mesma que descrita em (70). Assim, após determinadas as funções do sistema em ambas as situações, (70) e (68), sem e com amortecimento ativo, respectivamente, os diagramas de bode de ambas foram determinados e comparados, como visto na Figura 23. Nota-se que, inclusive com o amortecimento ativo, a fase decai rapidamente para fases menores que -180° ao alcançar a ressonância. Em vista disso, objetivando manter a estabilidade, é adequado alocar a frequência de corte abaixo desta região, em uma proporção segura, sugerida por [9], em torno de $\omega_c \approx 0.3\omega_r$. Assim, os termos dimensionados para o sistema são: $k_p = 0.0574A^{-1}$, $T_r = 0.0043s$ e $\omega_c = 0.35\omega_r = 2.33 \times 10^3 \text{ rad/s}$. Consequentemente, o controlador é descrito por,

$$G_c(z) = 0.0574 \left(1 + \frac{1}{0.0043} \frac{\sin(0.0377)}{754} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z\cos(0.0377) + 1} \right). \quad (71)$$

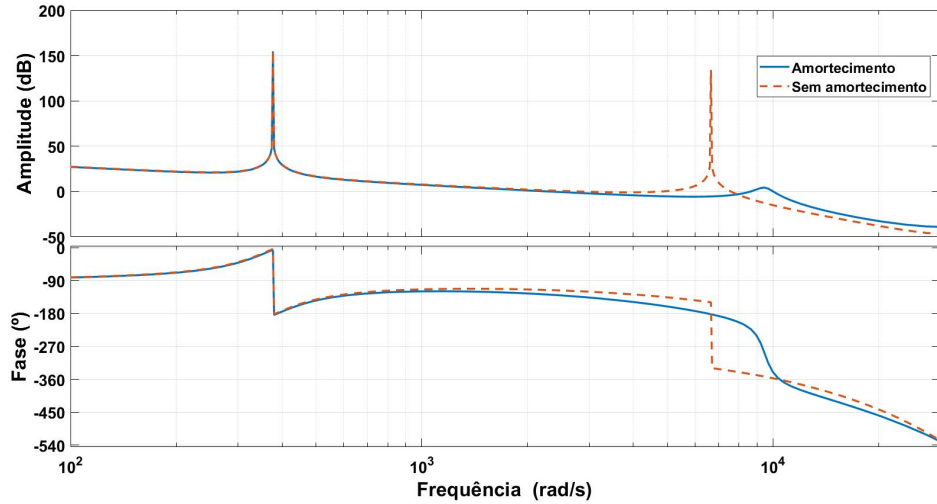


Figura 23: Diagrama de Bode do inversor tipo LCL com a malha de amortecimento e sem a malha: $C = 15\mu F$.

Com o amortecimento ativo, objetiva-se alocar, da melhor forma possível, os polos no interior da circunferência unitária do lugar das raízes discreto. Com o aumento

do ganho K , os polos direcionam-se para o interior da circunferência, aumentando a margem de estabilidade. Contudo, o excesso de ganho faz com que os polos retornem a sua trajetória para fora da circunferência, trazendo instabilidade ao sistema. Portanto, a determinação de K é realizada através de um intervalo, o qual determinará o máximo e mínimo ganho possível para que os polos permaneçam dentro da circunferência unitária. Neste intervalo, o valor de K que estabelecer a melhor resposta é selecionado para compor a malha de amortecimento ativo.

Na dedução do intervalo de valores que englobam o ganho, o máximo valor de K é determinado igualando o módulo do denominador de (69) a 1. Após as substituições e simplificações devidas, obtém-se a equação,

$$\left| \frac{V_{DC} \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1} \frac{K(z_0 - 1)^2 + k_p \gamma_{LC}^2 T_s^2 z_0}{z_0(z_0 - 1)(z_0^2 - 2z_0 \cos(\omega_r T_s) + 1)} \right| = 1. \quad (72)$$

Sendo z_0 um ponto comum deduzido através das análises dos lugares das raízes das Figuras 21 e 25, referentes aos sistemas de alta ressonância e do, futuramente explanado, sistema no qual a frequência de ressonância é similar à frequência crítica ($\omega_r \approx \omega_{cr}$), respectivamente. Em ambas as situações, o lugar das raízes atravessa (Figura 21) ou tangencia (Figura 25) a circunferência unitária no mesmo ponto especificado por $z_0 = 0.5 \pm j\sqrt{3}/2$, podendo o mesmo ser entendido como um ponto limítrofe entre a estabilidade e instabilidade. Portanto, ao realizar a substituição do ponto em (72), pode-se eliminar as expressões $z_0(z_0 - 1)$ e $(z_0 - 1)^2$, pois os módulos das mesmas resultam em 1. Isoladamente, a equação $z_0^2 - 2z_0 \cos(\omega_r T_s) + 1$ pode ser reduzida a,

$$\left| (0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2})^2 - 2(0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}) \cos(\omega_r T_s) \right| = |1 - 2\cos(\omega_r T_s)|. \quad (73)$$

Assim, substituindo (73) em (72), o valor máximo para o qual K mantém a estabilidade, K_{max} , pode ser encontrado em,

$$K_{max} = \frac{\omega_r L_1}{V_{DC} \sin(\omega_r T_s)} |1 - 2\cos(\omega_r T_s)| + k_p \gamma_{LC}^2 T_s^2. \quad (74)$$

Já o K_{min} é determinado pela relação de limitação do ganho proporcional deduzido por [39] através do critério de estabilidade de Routh.

$$\frac{k_p}{K} \leq \frac{L_1 + L_2}{L_1}. \quad (75)$$

Assim, o valor mínimo do ganho para que a estabilidade seja mantida é determinado por,

$$K_{min} = \frac{k_p L_1}{L_1 + L_2}. \quad (76)$$

Dentre os valores determinados no intervalo $K_{min} \leq K \leq K_{max}$, é selecionado aquele que proporciona o melhor amortecimento. Esta faixa de valores compreende os ganhos entre $K_{min} = 0.043A^{-1}$ até $K_{max} = 0.133A^{-1}$. Através de análises dos lugares das raízes, o valor do ganho que melhor aloca os polos dentro da circunferência unitária é $K = 0.100A^{-1}$.

Considerando a teoria do lugar das raízes, retratada no Capítulo 2, pode-se reescrever no domínio discreto,

$$T_{MF} = \frac{N(z)}{D(z) + KN(z)}, \quad (77)$$

sendo T_{MF} uma função de transferência de malha fechada para um sistema hipotético com ganho de realimentação K . Estabelecendo uma comparação entre o denominador de (77) com o denominador da função de transferência de malha fechada do inversor tipo LCL com amortecimento, definido em (69), tem-se,

$$D(z) + KN(z) = z + KV_{DC}G_{i_c}(z) + V_{DC}G_{i_c}(z)G_c(z)G_{i_2}(z), \quad (78)$$

correlacionando os fatores,

$$D(z) = z + V_{DC}G_{i_c}(z)G_c(z)G_{i_2}(z), \quad (79)$$

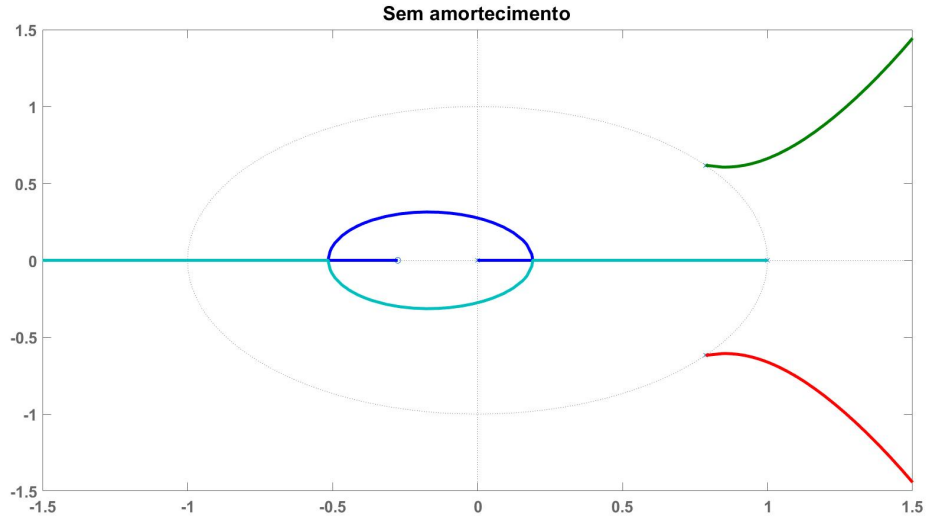
e

$$N(z) = V_{DC}G_{i_c}(z). \quad (80)$$

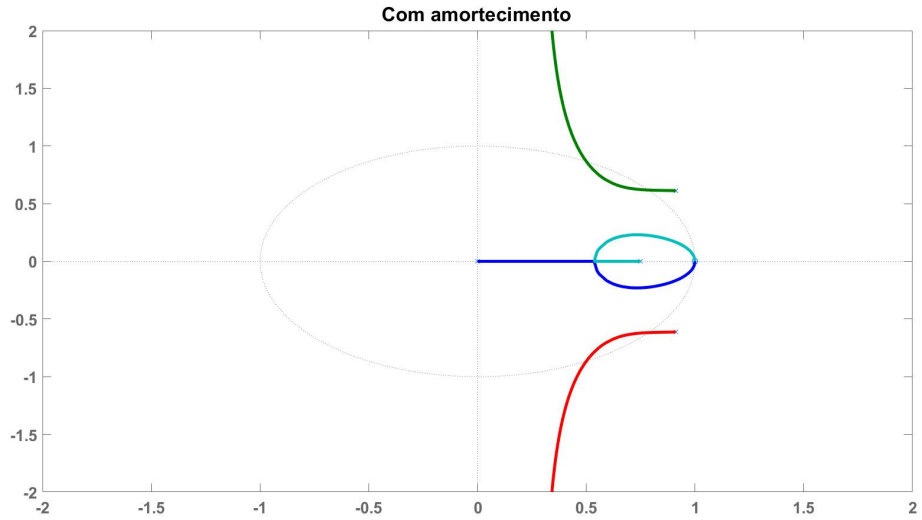
Assim, com o objetivo de variar somente o ganho de amortecimento K na trajetória dos polos de malha fechada, a função de transferência de malha aberta utilizada para gerar os lugar das raízes do inversor tipo LCL com amortecimento é dada por,

$$\frac{N(z)}{D(z)} = \frac{V_{DC}G_{i_c}(z)}{z + V_{DC}G_{i_c}(z)G_c(z)G_{i_2}(z)}. \quad (81)$$

Os lugares das raízes da Figura 24 retratam os trajetos dos polos em um sistema sem e com amortecimento ativo. Nota-se que antes da inserção da malha de amortecimento, Figura 24a, o sistema é instável com polos fora da circunferência unitária. Na situação do sistema com o amortecimento ativo, Figura 24b, os polos deslocam-se para dentro da circunferência fazendo com que o sistema se torne estável.



(a) Sem amortecimento.



(b) Com amortecimento.

Figura 24: Lugares das raízes do inversor tipo LCL: $C = 15\mu F$.

3.2.3 Projeto de controle para $\omega_r \approx \omega_{cr}$

O controle do inversor LCL com a frequência de ressonância situada na região da frequência crítica, configura-se também com um inversor trifásico de 6 pulsos conectado à rede através de um filtro LCL com o valor do capacitor alterado para $C = 6\mu F$. A

frequência de ressonância estabelecida é de $\omega_r = 1.0493 \times 10^4 \text{ rad/s}$, sendo o valor da frequência crítica determinado por $\omega_{cr} = 1.0472 \times 10^4 \text{ rad/s}$.

Segundo [9], as etapas de dimensionamento dos parâmetros do controlador, utilizadas nas situações de alta e baixa ressonância, também podem ser empregadas no cenário onde $\omega_r \approx \omega_{cr}$. Portanto, através da aproximação $\omega_c \approx 0.32\omega_r$ em conjunto com o uso das equações (62) e (63), os parâmetros são calculados. Logo, $\omega_c = 3.4627 \times 10^3 \text{ rad/s}$, $k_p = 0.085 \text{ A}^{-1}$ e $T_r = 0.0029 \text{ s}$, resultando no controle discreto visualizado em (82).

$$G_c(z) = 0.085 \left(1 + \frac{1}{0.0029} \frac{\text{sen}(0.0377)}{754} \frac{z^2 - 1}{z^2 - 2z\cos(0.0377) + 1} \right). \quad (82)$$

A Figura 25 descreve o lugar das raízes do sistema dimensionado sem amortecimento.

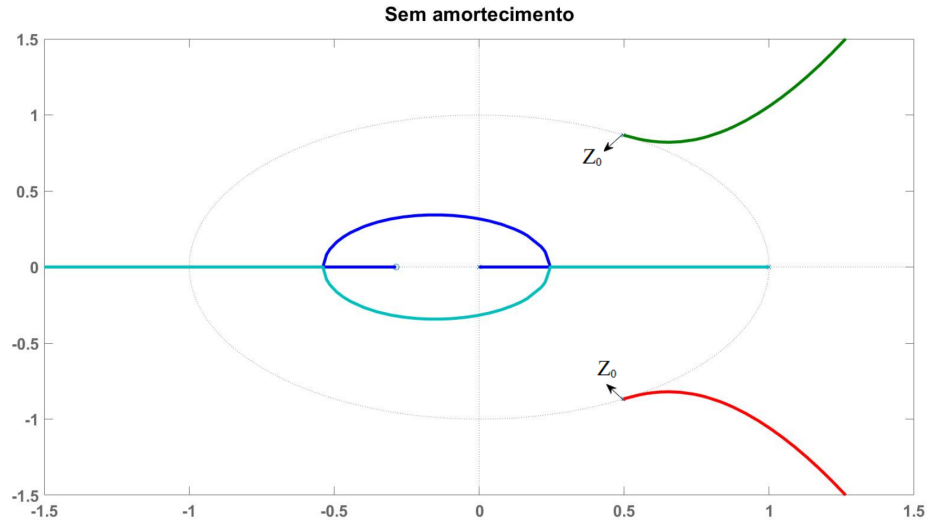


Figura 25: Lugar das raízes do inversor tipo LCL na região de frequência crítica sem amortecimento: $C = 6\mu F$.

Nota-se instabilidade devido à excursão de alguns polos em direção à região externa da circunferência unitária, tocando somente a fronteira da mesma no ponto $z_0 = 0.5 \pm j\sqrt{3}/2$.

Após determinada a situação de instabilidade, a estratégia de projeto direciona-se para o dimensionamento do amortecimento ativo como opção para que o sistema

se estabilize. O intervalo do ganho K , deduzido anteriormente, será dimensionado fazendo uso das equações (74) e (76), resultando na faixa de ganho de $0.062A^{-1} \leq K \leq 0.0697A^{-1}$. Diversos valores neste intervalo foram testados e o comportamento do lugar das raízes, Figura 26, sofre mínimas alterações, conforme a variação do valor de K . Entretanto, o que não pôde ser observado pelo lugar das raízes, foi comprovado pela análise dos pólos de malha fechada.

Fazendo uso do valor mínimo do ganho, $0.0620A^{-1}$, dois pólos da função de malha fechada são maiores que 1, caracterizando instabilidade. Contudo, utilizando o K máximo, $0.0697A^{-1}$, todos os pólos são menores do que 1, compondo um sistema estável. Assim, somente para o K mínimo e valores próximos ao mesmo, o sistema de controle é instável. Já para as configurações com os valores restantes do intervalo de K , é possível um desempenho estável do controle. Fato este que não condiz com a hipótese proposta por [9], a qual afirma que na frequência crítica o sistema não é controlável, mesmo com o uso do amortecimento ativo.

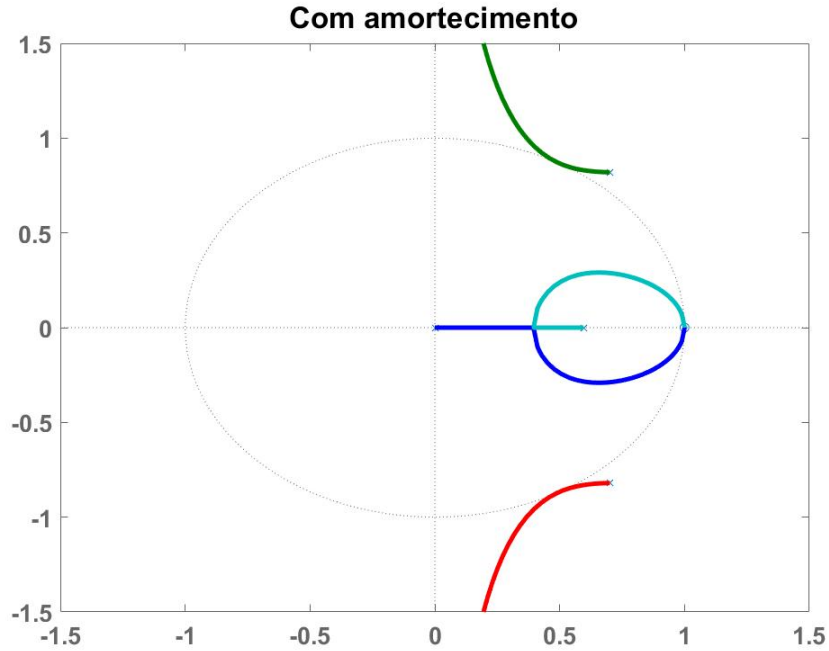


Figura 26: Lugar das raízes do inversor tipo LCL na região de frequência crítica com amortecimento: $C = 6\mu F$.

3.2.4 Estudo das regiões de estabilidade com base na retroalimentação do controle

De maneira geral, as referências [8] e [9], estudadas na seção e subseções anteriores, determinam uma estratégia de projeto do controlador proporcional-ressonante para as plantas com filtro L e LCL, respectivamente. Essas referências também consideram o atraso ocasionado pelo processo de operação do PWM servindo como uma forma de modelar o funcionamento do inversor. Além do que, em [9], foi abordada a técnica de determinação de um intervalo referente ao ganho de amortecimento K com o objetivo de estabilizar sistemas com a frequência de ressonância menor do que a crítica.

Em face disso, a referência [10] faz um estudo do inversor tipo LCL em uma abordagem em que a retroalimentação do controle pode ser realizada tanto pela corrente da rede quanto pela corrente de saída do inversor. No artigo foram determinadas as regiões de estabilidade para ambas as realimentações e estabelecida uma relação entre o sistema de malha unitária, realimentado pela corrente do inversor e o sistema composto da malha de amortecimento com realimentação pela rede.

De acordo com [10], impor o valor do ganho de amortecimento $K \geq k_p$ permite fixar a região de estabilidade, de um sistema realimentado pela rede, abaixo da frequência crítica, independente da variação da rede. Sendo esta variação não considerada nas referências estudadas anteriormente. Por fim, foi proposto um SOGI ("*Second-order-generalized-integrator*") para ampliar a região de estabilidade através da compensação do tempo de atraso do sistema. Entretanto, este assunto não será abordado neste trabalho.

Portanto, o inversor tipo LCL pela abordagem de [10], configura-se de forma similar aos sistemas apresentados anteriormente, diferindo na adição de um elemento de incerteza definido pela indutância da rede L_g . De modo geral, para este trabalho, o sistema foi adaptado caracterizado por um inversor 6 pulsos conectado à uma rede de $415V_{rms}$ de linha, e $60Hz$, por intermédio de um filtro LCL. A entrada do inversor é composta de duas fontes contínuas $V_{DC} = 325V$, filtro $L1 = 3mH$, $L_2 + L_g = 1.8mH$ com o ca-

pacitor variando nos valores: $25\mu F$, $11\mu F$, $5\mu F$ e $2\mu F$. A frequência de comutação do PWM é definida por $10kHz$. O diagrama simplificado do sistema pode ser visualizado na Figura 27.

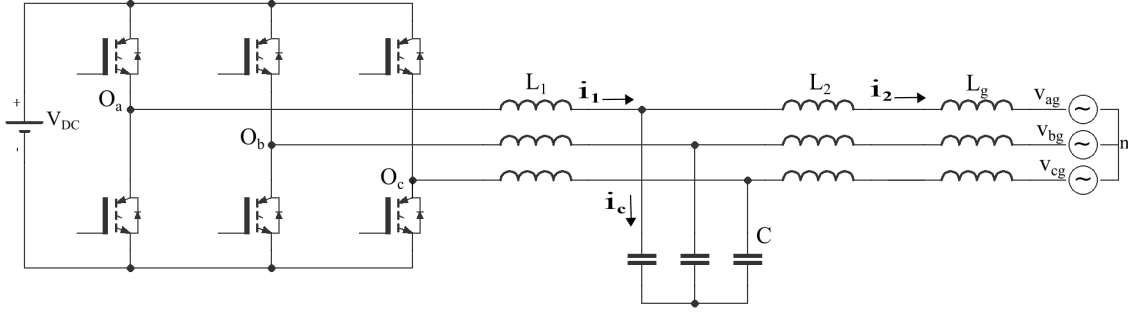


Figura 27: Diagrama simplificado do inversor tipo LCL com a adição da indutância da rede elétrica.

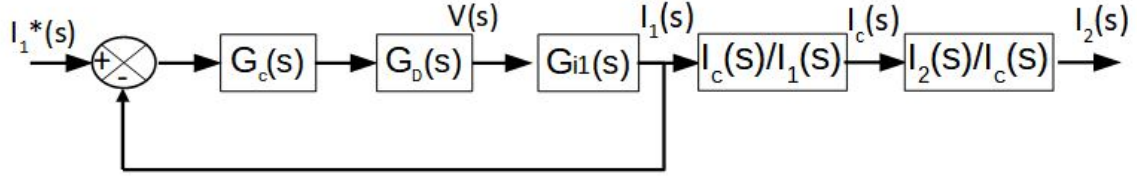
De fato, o estudo é focado na análise de duas opções de realimentação de corrente: na saída do inversor (i_1) e na conexão com a rede (i_2). A região de estabilidade é analisada em cada situação, além de uma estratégia para ampliá-la sem comprometer a dinâmica do sistema. O controle é dimensionado conforme a estratégia utilizada para o inversor tipo LCL demonstrada na seção anterior.

3.2.5 Funções de transferência relativas à planta

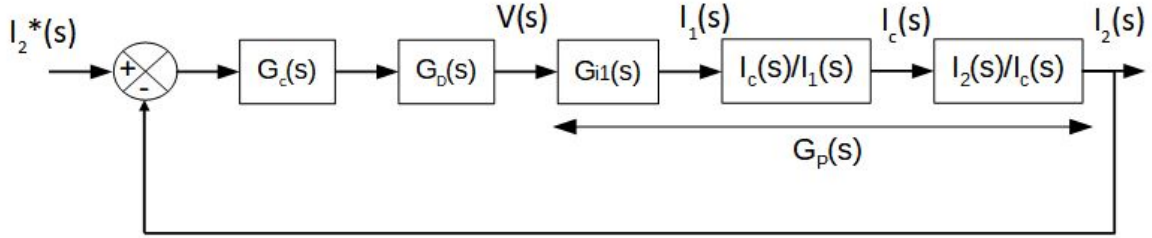
Cada opção de realimentação pode ser melhor descrita através dos diagramas de blocos, no domínio "s", das Figuras 28a e 28b.

As funções de transferência $G_c(s)$ e $G_D(s)$ são referentes ao controlador e ao atraso proveniente da operação do PWM no inversor, sendo as mesmas escritas por:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (83)$$



(a) Realimentação através da corrente de saída do inversor (i_1).



(b) Realimentação através da corrente da rede (i_2).

Figura 28: Diagramas de blocos do inversor tipo LCL com duas opções de realimentação.

$$G_D = V_{DC} e^{-s1.5T_s}. \quad (84)$$

A planta é dividida nas seguintes funções de transferência

$$G_{i1}(s) = \frac{1}{sL_1} \frac{s^2 + \omega_{ar}^2}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (85)$$

$$\frac{I_c(s)}{I_1(s)} = \frac{s^2}{s^2 + \omega_{ar}^2}, \quad (86)$$

$$\frac{I_2(s)}{I_c(s)} = \frac{\omega_{ar}^2}{s^2}. \quad (87)$$

O produto das equações (85), (86) e (87) resulta na planta $G_P(s)$, a qual é descrita por,

$$G_P(s) = \frac{1}{sL_1} \frac{\omega_{ar}^2}{s^2 + \omega_{res}^2}, \quad (88)$$

em que ω_0 é a frequência fundamental, ω_{res} é a frequência de ressonância do filtro e ω_{ar} a frequência de antirressonância, estas duas últimas expressas em,

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}}, \quad (89)$$

$$\omega_{ar} = \sqrt{\frac{1}{(L_2 + L_g)C}}. \quad (90)$$

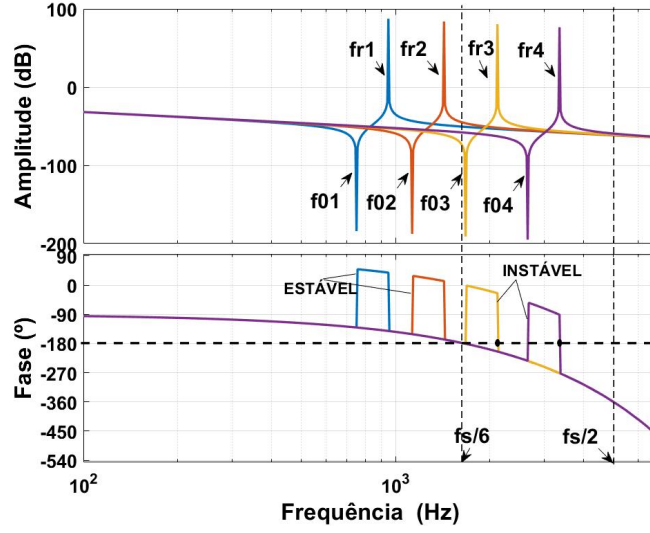
Finalmente, as funções de transferência de malha aberta para ambas as estruturas são definidas por,

$$\begin{aligned} G_{MA1} &= G_c(s)G_D(s)G_{i1}(s), \\ G_{MA2} &= G_c(s)G_D(s)G_P(s). \end{aligned} \quad (91)$$

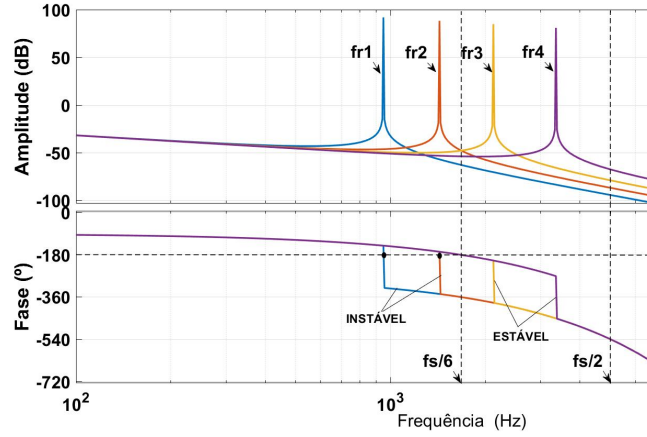
3.2.6 Análise das regiões de estabilidade

Com as funções de transferência de malha aberta definidas, faz-se possível a determinação e análise dos diagramas de bode visualizados nas Figuras 29a e 29b. Sendo $f_{r1} = 0.95kHz$, $f_{r2} = 1.43kHz$, $f_{r3} = 2.12kHz$ e $f_{r4} = 3.36kHz$, frequências de ressonância referentes, respectivamente, aos capacitores $C_1 = 25\mu F$, $C_2 = 11\mu F$, $C_3 = 5\mu F$ e $C_4 = 2\mu F$.

De acordo com [10], pelo critério de estabilidade de Nyquist, qualquer resposta de fase que cruzar acima da linha $\pm(2k+1)\times 180^\circ$, com a amplitude maior ou igual a 0dB, é identificada como um cruzamento positivo N^+ . Já o cruzamento no sentido oposto, ou seja, para baixo da linha, com a amplitude maior ou igual a 0dB, é considerado um cruzamento negativo N^- . Para se configurar a estabilidade, a quantidade de cruzamentos N^+ e N^- devem ser iguais ($N^+ = N^-$). Aplicando este critério nos diagramas de bode da Figura 29, observa-se que para o esquema de realimentação pela saída do inversor, Figura 29a, nos casos de frequências de ressonância maiores do que $f_s/6$, ou seja, f_{r3} e f_{r4} , um cruzamento negativo N^- ocorrerá associado a cada frequência. Com f_s sendo a frequência de amostragem em "Hz". Contudo, nas frequências f_{03} e f_{04} não há indícios de cruzamentos positivos N^+ , já que a amplitude é menor do que 0dB. Assim, $N^- \neq N^+$, e o sistema é considerado instável conforme o critério de Nyquist.



(a) Realimentação usando a corrente de saída do inversor (i_1).



(b) Realimentação usando a corrente da rede (i_2).

Figura 29: Diagramas de bode do inversor tipo LCL com duas opções de realimentação e sem amortecimento.

Já nas frequências abaixo de $f_s/6$, como f_{r1} e f_{r2} , N^+ e N^- serão zero, implicando em estabilidade.

Observa-se que $f_s/6$ é um parâmetro limítrofe das regiões de estabilidade e é a frequência crítica em "Hz", como descrito em,

$$\omega_{cr} = \frac{\pi}{3T_s},$$

$$f_{cr}2\pi = \frac{f_s\pi}{3},$$

$$f_{cr} = \frac{f_s}{6}. \quad (92)$$

Procedimento semelhante pode ser realizado na Figura 29b, a qual retrata o diagrama de bode do sistema em questão realimentado através da corrente da rede. Nota-se que nas frequências abaixo de $f_s/6$, ou seja f_{r1} e f_{r2} , o sistema é instável devido à ocorrência de somente cruzamentos negativos N^- nas respectivas frequências. Este fato difere nas frequências acima de $f_s/6$, f_{r3} e f_{r4} , onde não há cruzamentos positivos e negativos, caracterizando-se um sistema estável.

Em geral, pode-se concluir que cada opção de realimentação possui larguras diferenciadas de regiões de estabilidade. A configuração da realimentação através da corrente de saída do inversor (i_1) tem a região de instabilidade compreendida entre f_{cr} a $f_s/2$ e a de estabilidade é determinada na faixa de 0 a f_{cr} . Já para um sistema composto de uma malha de controle realimentada com a corrente da rede, o oposto ocorre. A região instável é compreendida entre 0 a f_{cr} e a de estabilidade determinada entre f_{cr} a $f_s/2$.

Uma das maneiras de evitar a região de instabilidade é alterando os parâmetros do filtro LCL para que a sua frequência de ressonância sempre esteja englobada na região estável. Entretanto, segundo [10], isto não é possível na prática, devido à variação da impedância da rede, a qual altera o valor do filtro podendo fazer a frequência de ressonância se deslocar para uma região instável. Outro método sugerido por [40] e [41] é ampliar a faixa de estabilidade, a qual para a realimentação utilizando i_1 significa aumentar o valor da frequência crítica f_{cr} . Ao aumentar o parâmetro f_{cr} , o sistema se torna mais rápido e, portanto, com melhor desempenho dinâmico. No entanto, um sistema mais rápido é também susceptível a ruídos e outros tipos de distorção. Já para a realimentação com i_2 , o método sugere diminuir o valor da frequência crítica para ampliar a região de estabilidade, desde que seu intervalo de estabilidade é entre f_{cr} a $f_s/2$. Este fato acarreta na redução na largura de banda e decaimento da dinâmica de controle.

Para solucionar o problema da região de estabilidade reduzida da realimentação com i_2 , os autores em [10] sugerem o procedimento de amortecimento ativo. Logo, o esquema em termos de diagramas de blocos com a malha de amortecimento ativo é apresentado na Figura 30.

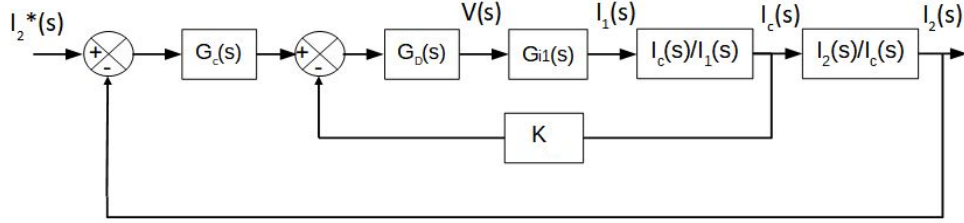


Figura 30: Diagrama de blocos do inversor tipo LCL com realimentação através de i_2 e com amortecimento ativo.

A função de transferência de malha aberta da nova estrutura é dada por,

$$G_{MA3} = G_c(s)G_D(s)G_{MI}(s)\frac{I_2(s)}{I_c(s)}, \quad (93)$$

sendo G_{MI} a função de transferência de malha fechada referente ao *loop* interno de amortecimento definida por,

$$G_{MI} = \frac{G_D(s)G_{i1}(s)\frac{I_c(s)}{I_1(s)}}{1 + KG_D(s)G_{i1}(s)\frac{I_c(s)}{I_1(s)}}, \quad (94)$$

sendo o ganho de amortecimento K definido como k_p . Assim, novamente, os diagramas de bode plotados para as mesmas quatro frequências de ressonância da Figura 29 são descritos na Figura 31.

Observa-se que após a adição da malha de amortecimento ativo, o efeito produzido foi de permutação entre as regiões de estabilidade e instabilidade em relação ao caso sem amortecimento. Assim, os sistemas referentes às frequências f_{r1} e f_{r2} são agora estáveis. E os sistemas referentes às frequências f_{r3} e f_{r4} são instáveis.

Para uma análise da trajetória dos polos, primeiramente, define-se a função de transferência em malha fechada do diagrama de blocos da Figura 30. A mesma é

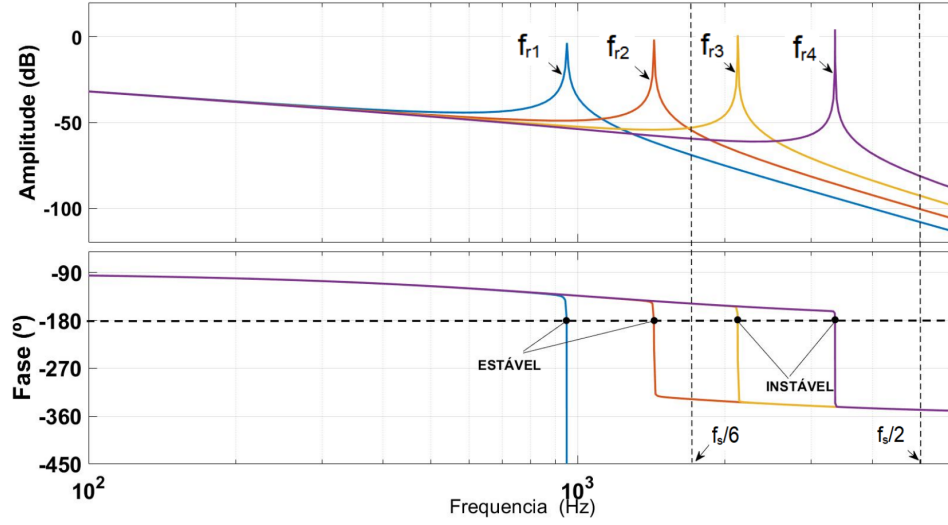


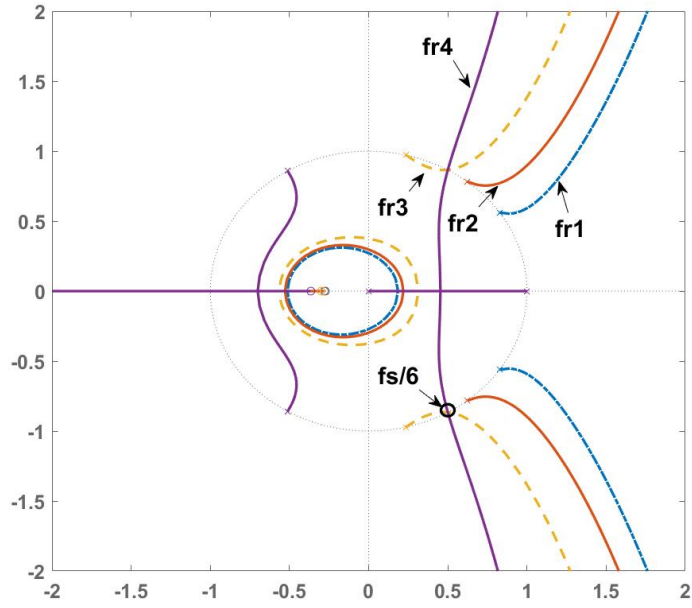
Figura 31: Diagrama de bode do inversor tipo LCL realimentado com i_2 amortecido.

discretizada pelo método ZOH ("Zero-and-Holder") e o seu lugar das raízes pode ser visualizado na Figura 32b. Em conjunto, na Figura 32a, o lugar das raízes do sistema com realimentação através de i_2 , mas sem amortecimento ativo, também é desenhado.

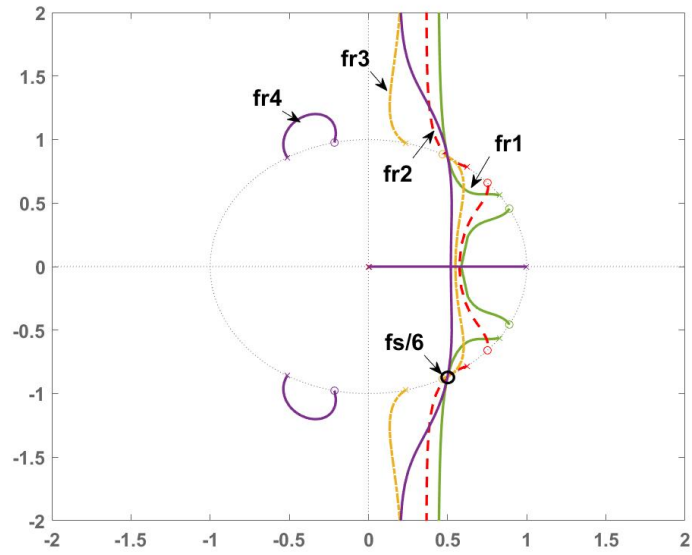
Assim, pode-se concluir que para um sistema sem amortecimento ativo, o intervalo f_{cr} a $f_s/2$, o qual engloba a região de alta frequência de ressonância, f_{r3} e f_{r4} , mantém-se estável. Entretanto, já para um sistema amortecido, o intervalo de estabilidade é de 0 a f_{cr} , o qual compreende a extensão de baixa ressonância, f_{r1} e f_{r2} , exatamente como ocorre no caso da realimentação com i_1 .

Segundo [10], quando é estabelecido $K = k_p$, o sistema realimentado através de i_2 com a malha de amortecimento é equivalente à configuração do sistema realimentado pela corrente de saída do inversor i_1 . A estratégia utilizada pode ser visualizada na Figura 33.

Para ilustrar a equivalência entre esses sistemas, o diagrama de blocos da Figura 28a foi readaptado para o da Figura 33a, o qual a realimentação com i_1 foi substituída pelo equivalente composto da corrente da rede i_2 e da corrente do capacitor i_c . As realimentações destas duas correntes (i_2 e i_c) podem ser reorientadas como visualizado na Figura 33b. A malha referente à corrente do capacitor (i_c) pode ser dividida em



(a) Lugar das raízes do sistema realimentado com i_2 , sem amortecimento ativo.



(b) Lugar das raízes do sistema realimentado com i_2 , com amortecimento ativo.

Figura 32: Lugar das raízes inversor tipo LCL: $K = k_p$.

dois caminhos, como mostrado na Figura 33c. Um caminho é composto de um filtro passa baixa ideal (FPB), o qual extrai a componente fundamental de i_c , enquanto o outro caminho representa um filtro Notch ideal (NF) inserido para filtrar as componentes harmônicas. A corrente fundamental do capacitor, i_{cf} , ao ser somada com a referência do inversor i_1^* , na Figura 33d, resulta na corrente de referência da rede i_2^* . O deslocamento da realimentação com a corrente dos harmônicos do capacitor, posterior ao controlador $G_c(s)$, acarreta na duplicidade do bloco de controle como estratégia de simplificação do diagrama de blocos.

A estrutura equivalente obtida na Figura 33e, pode ser simplificada considerando que este estudo é feito com o sistema atuando na frequência de ressonância. Logo, o filtro Notch pode ser desconsiderado, por atuar no que diz respeito às frequências dos harmônicos e o mesmo pode ser aplicado ao controle $G_c(s)$, o qual exerce considerável contribuição de fase somente na região da frequência fundamental $60Hz$. Assim, o controle pode ser reduzido ao ganho proporcional k_p , originando a Figura 33f. Esta configuração é similar à estrutura de realimentação através da corrente da rede i_2 , vista na Figura 30. Esta análise comprova a existência da equivalência entre a realimentação pela corrente de saída do inversor com a realimentação pela rede quando a mesma faz uso da malha de amortecimento com o ganho especificado por $K = k_p$.

Para o estudo fazendo uso de outros valores de K , o cálculo deste parâmetro será o mesmo realizado na referência [9]. Logo, K_{min} e K_{max} são determinados pelas equações (76) e (74), respectivamente, estabelecendo um intervalo englobando possíveis valores de K . Para este sistema, o intervalo é dado por $0.048A^{-1} \leq K \leq 0.081A^{-1}$. O controlador dimensionado também pela estratégia de [9], é dado por,

$$G_c(z) = \frac{0.01143z^2 - 0.223z + 0.1084}{1.44z^2 - 2.878z + 1.44} \quad (95)$$

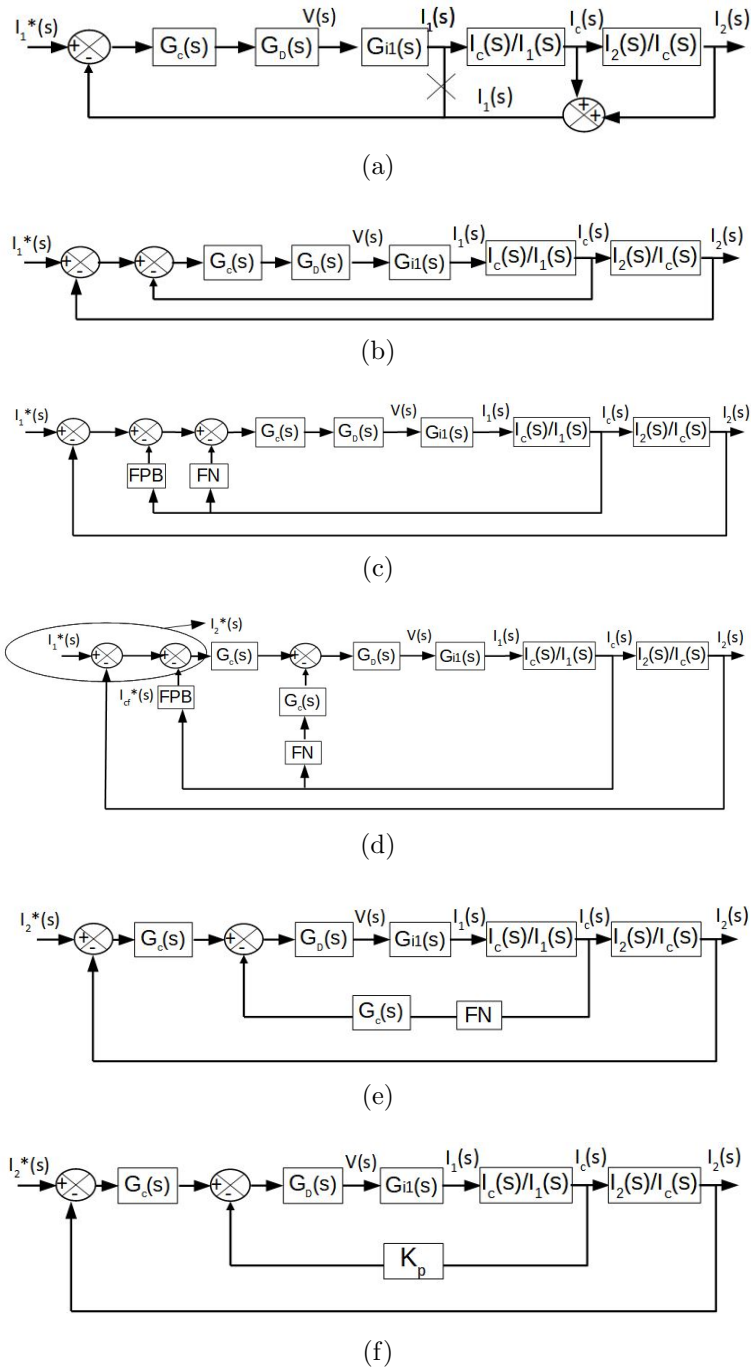


Figura 33: Diagrama de blocos equivalente.

4 Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados provenientes das simulações computacionais realizadas no Matlab, especificamente, no ambiente do Simulink. Essas simulações são referentes aos controles dos inversores L e LCL.

Em geral, também são avaliados os resultados obtidos na aplicação dos parâmetros dimensionados para os controladores proporcionais-ressonantes. Sendo a técnica de dimensionamento a estratégia de projeto proposta no capítulo 3. As teorias sobre a região de estabilidade e como os parâmetros de controle influenciam na mesma também serão discutidas ao decorrer dos resultados das simulações. Serão também analisados: a influência do tempo de atraso T_d , associado ao processo de amostragem do PWM, o efeito da variação da indutância da rede L_g no sistema de controle, além da situação em que a planta se configura com a frequência de ressonância similar à frequência crítica, $\omega_r \approx \omega_{cr}$.

4.1 Resultados das simulações computacionais via Matlab

Para o projeto do controlador, há variáveis do sistema que devem ser observadas. Primeiramente, a planta, sendo ela um filtro L ou LCL, influencia diretamente na definição do ganho k_p . Além do mais, no inversor LCL, devido ao fenômeno da frequência de ressonância, o projeto deve-se atentar aos limites impostos em K_{min} e K_{max} , em caso da necessidade do uso amortecimento ativo. Outro ponto importante, é o tempo de atraso associado ao processo de amostragem do PWM digital. O mesmo é utilizado na modelagem da função de transferência do inversor e é um parâmetro que pode gerar instabilidade ao sistema.

O primeiro sistema estudado foi o do inversor conectado à rede através do filtro L. Esta planta é mais simples e não há o efeito da frequência de ressonância para desestabilizar o sistema, além de ser capaz de mitigar os efeitos dos harmônicos [17]. No

entanto, o controle possui uma ação limitada no quesito de seguir degraus de referências com uma dinâmica rápida [18].

A Tabela 1 faz referência aos parâmetros utilizados na simulação do circuito da Figura 13.

Tabela 1: Parâmetros utilizados na simulação do inversor tipo L.

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada do inversor, $2V_{DC}$	650 V
Resistência, R	1.2Ω
Indutância, L	20 mH
Frequência de comutação do PWM, f_{PWM}	5 kHz
Frequência de amostragem do controlador, f_s	10 kHz
Constante de tempo da planta, T_p	16.67 ms
Tensão de fase da rede, V_g	$220 V_{rms}$
Frequência da rede, f_{rede}	60 Hz

Objetiva-se que o sistema injete na rede, inicialmente, $5A$, variando em $t = 0.045s$ para $7.5A$. As referências são geradas através de fontes senoidais do Matlab, configuradas em sequência positiva e frequência $60Hz$. Os resultados das simulações determinarão a capacidade do controlador em rastrear as referências desejadas. A Figura 34 retrata a corrente trifásica injetada na rede, juntamente com a referência a ser seguida.

A simulação permite concluir que o controlador proporcional-ressonante, projetado para esta planta, realiza o rastreamento conforme esperado.

Em relação à qualidade de energia injetada, um dos parâmetros a ser analisado é a de Distorção de Harmônico Total, ou DHT. O mesmo relaciona o valor RMS de todos os termos de frequência não fundamental ao valor RMS do termo de frequência fundamental [7]. O seu resultado indica o nível de distorção do sinal em relação ao sinal de frequência fundamental [42]. Sua equação é expressa por,

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_{n,RMS}^2}}{I_{1,RMS}}, \quad (96)$$

sendo "n" a ordem dos harmônicos. Para fins de cálculo do DHT, foi considerado so-

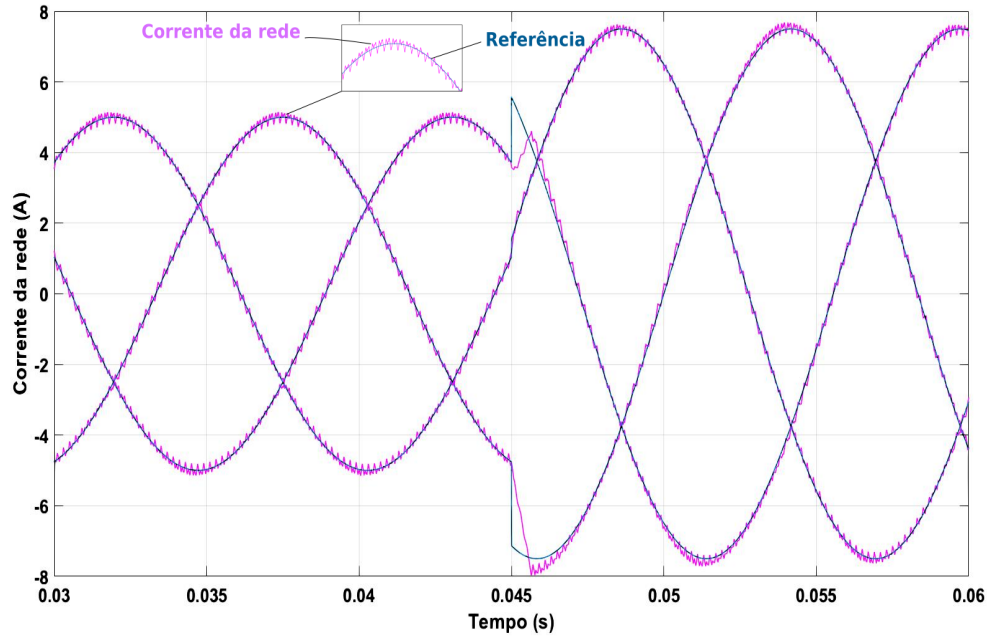


Figura 34: Corrente injetada na rede.

mente um ciclo referente à corrente de referência com amplitude de $7.5A$.

O espectro de frequência da corrente do inversor tipo L injetada na rede é descrito pela Figura 35.

Foram retratados os harmônicos de 5^a , 7^a e 11^a ordem, dado que são os mais comuns em sistemas como o deste trabalho. O DHT resultante para o inversor tipo L é de 2.26%. Segundo a norma IEC 61727, há limites de distorção aceitáveis no que diz respeito à qualidade de energia, para a presença de alguns harmônicos ímpares tomados individualmente, como no caso dos harmônicos de 3^a a 9^a ordem, os quais não devem ultrapassar 4%, de 11^a a 15^a , 2%, e acima da 17^a , 1.5%. Assim, podendo concluir que os resultados encontrados para o inversor tipo L encontram-se no limite aceitável de qualidade de energia.

Do ponto de vista de um sistema de controle de um inversor LCL, os efeitos da frequência de ressonância devem ser analisados no que diz respeito à estabilidade. De acordo com [19], o filtro LCL fornece maior atenuação aos harmônicos de alta frequência

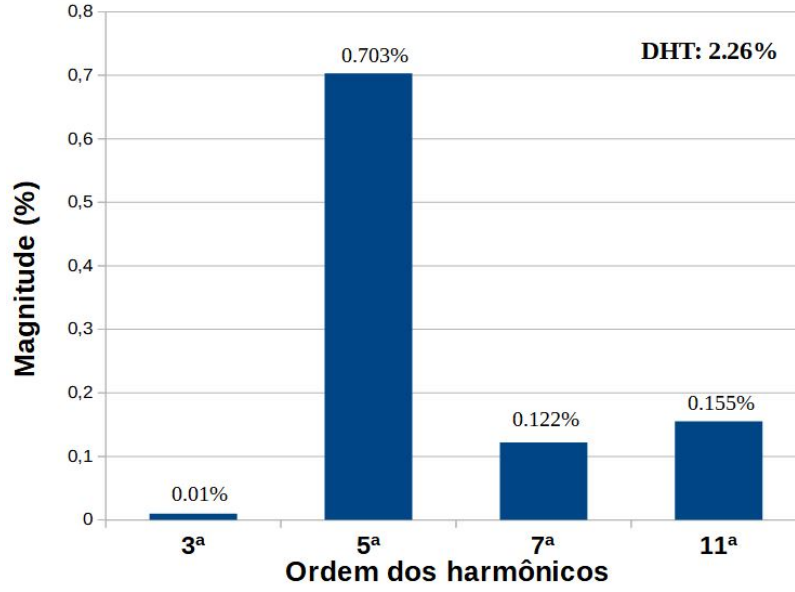


Figura 35: Espectro de frequência da corrente injetada na rede.

e uma melhor resposta às variações de degrau em comparação a um filtro L.

Em relação ao tempo de atraso T_d , a referência [8], condizente ao inversor tipo L, considerou o mesmo no valor de $T_d = 1.5T_s$. Contudo, em [9], para um sistema com frequência de ressonância menor do que a crítica, o dimensionamento do parâmetro K_{max} foi determinado ao se considerar o tempo de atraso referente à $T_d = T_s$. Já para o K_{min} , o tempo de atraso não tem influência, sendo $T_d = 0$ resultando em $G_D = V_{DC}$ [43]. Em contrapartida, na referência [10], ao discretizar a função de transferência $G_D(s)$, os autores alteram o tempo de atraso, o qual no domínio contínuo era equivalente à $T_d = 1.5T_s$, para $T_d = T_s$. Logo, para os resultados do controle do inversor LCL, será investigado, por meio de simulações, o efeito de se considerar diferentes tempos de atraso T_d .

A Tabela 2 retrata os parâmetros utilizados nas simulações da Figura 27, referente ao inversor tipo LCL. O capacitor se manterá no valor de $C = 25\mu F$ caracterizando um sistema com a frequência de ressonância menor do que a frequência crítica. Logo, faz-se necessária a adição da malha de amortecimento ativo.

As referências de corrente a serem impostas na rede são de $5A$, sofrendo um degrau

Tabela 2: Parâmetros utilizados nas simulações do inversor tipo LCL.

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada do inversor, $2V_{DC}$	650 V
Indutância, L_1	3 mH
Indutância, $L_2 + L_g$	1.8 mH
Frequência de comutação do PWM, f_{PWM}	10 kHz
Frequência de amostragem do controlador, f_s	10 kHz
Tempo de amostragem, T_s	100 μ s
Tensão de linha da rede, V_g	415 V_{rms}
Frequência da rede, f_{rede}	60 Hz
Frequência crítica, f_{cr}	1.667 kHz
Capacitor	Frequência de ressonância
$C = 25\mu F$	$f_{res} = 949$ Hz

em $t = 0.06s$ para $7.5A$. As mesmas são geradas através de blocos senoidais do Matlab, com sequência de fase positiva a uma frequência de $60Hz$. Assim como realizado na simulação do inversor tipo L.

A Figura 36 mostra a referência da corrente i_2 sendo rastreada na situação em que o atraso da atuação PWM é imposto na simulação a $T_d = T_s$, além do ganho de amortecimento ser estabelecido por $K = k_p = 0,077$, como sugerido em [10].

Verifica-se que mesmo com a instabilidade inicial, o controle segue a referência como esperado. O espectro de frequência da corrente injetada é descrito na Figura 37.

A distorção harmônica é calculada de forma equivalente ao DHT dimensionado para o inversor tipo L e resultou em 5.5%. O valor dos harmônicos individualizados descritos no espectro de frequência da corrente estão dentro dos limites aceitáveis no que diz respeito à qualidade de energia, exceto o 11°, o qual ultrapassa o valor limite de 2%. Contudo, o comparativo entre os dois sistemas mostra que a corrente injetada pelo inversor LCL possui maior distorção do que a injetada pelo inversor L. Isto pode estar relacionado ao fato do filtro LCL não estar otimizado para o valor de corrente injetado. Afinal, nas referências [9] e [10] o dimensionamento do filtro e suas limitações não são escopos dos artigos.

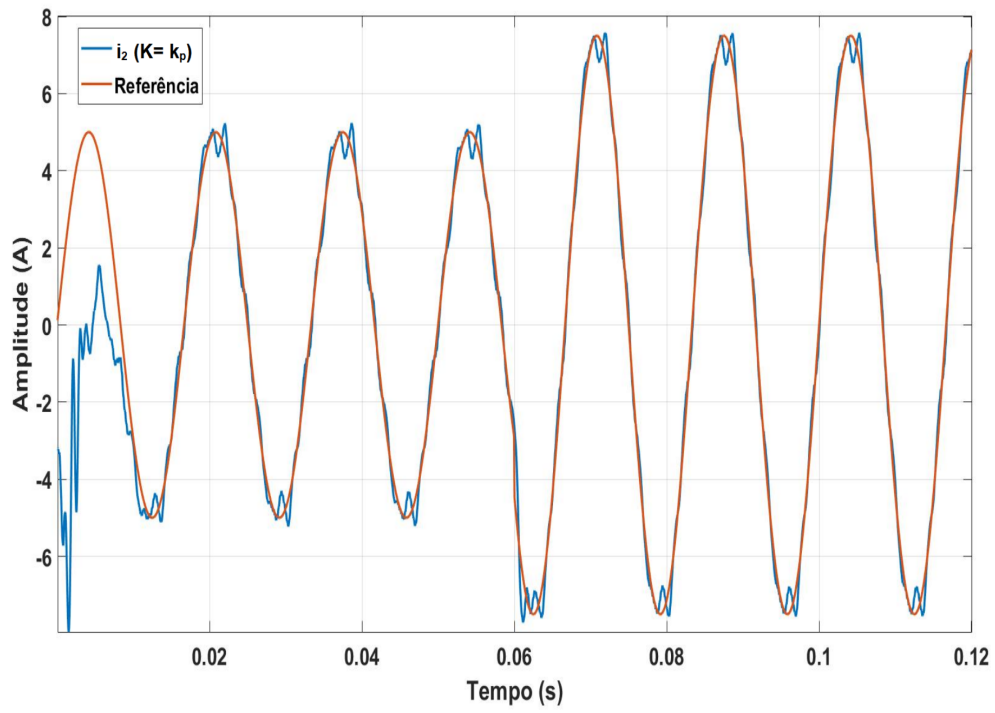


Figura 36: Controle da corrente i_2 para $K=k_p$ ($T_d = T_s$).

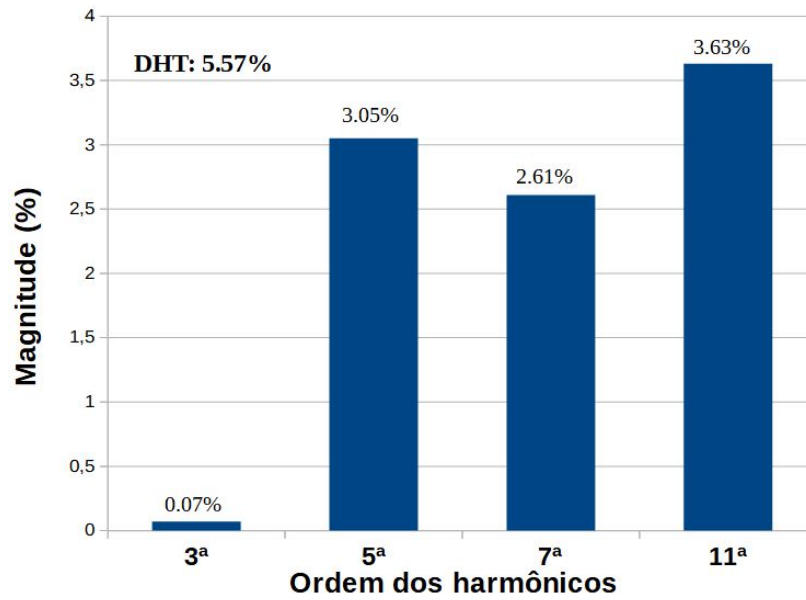


Figura 37: Espectro de frequência da corrente injetada ($K = k_p$ e $T_d = T_s$).

4.1.1 Efeito do ganho de amortecimento K no inversor tipo LCL.

O ganho da malha de amortecimento K relaciona-se com a estabilidade do sistema de controle. Para o controle do inversor LCL, foi calculado um intervalo para o parâmetro K e os seus valores limites são determinados por: $K_{min} = 0.048A^{-1}$ e $K_{max} = 0.0814A^{-1}$. Observando que o parâmetro k_p , utilizado na simulação anterior, está englobado neste intervalo.

Mantendo o tempo de atraso $T_d = T_s$, como sugerido em [10], para os valores de ganho $K = K_{min}$ e $K = 1.5K_{min}$, obtém-se o resultado da Figura 38.

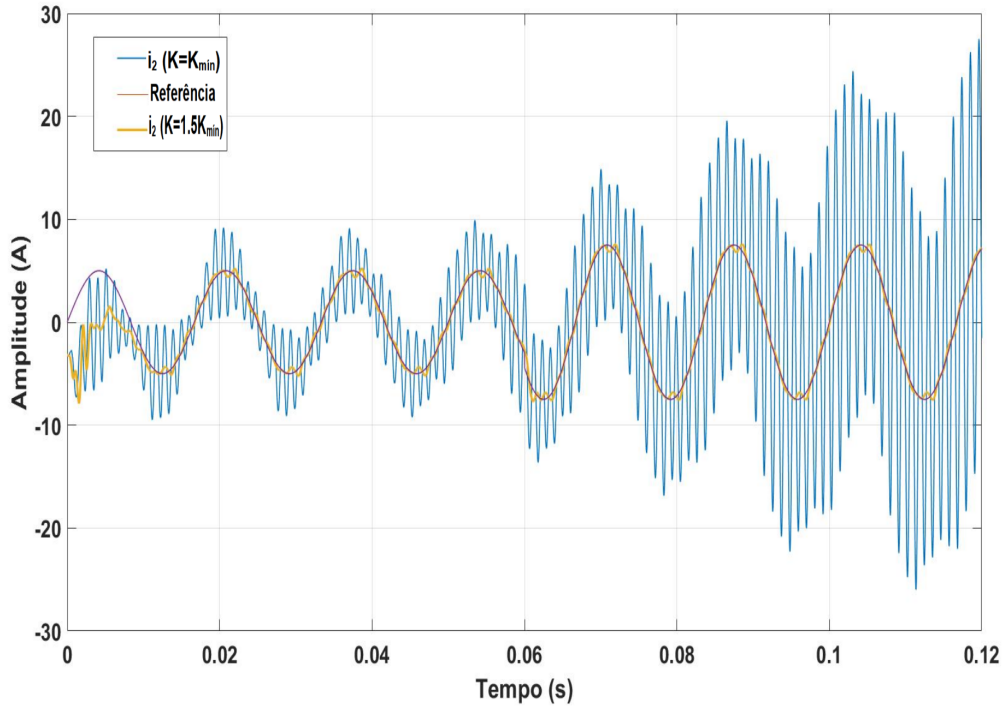


Figura 38: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = T_s$).

Nesta simulação, para o caso em que $K = K_{min}$ o sistema não sucede em rastrear a referência. Já no caso em que o ganho de amortecimento é ampliado em 50%, a referência é rastreada com êxito. Observa-se que ambos os parâmetros estão englobados no intervalo de valores que, segundo [9], podem ser utilizados sem desestabilizar o sistema. Entretanto, de acordo com os resultados e a referência [43], o ganho mínimo

K_{min} não garante estabilidade ao sistema.

O controle diverge ao se utilizar o K_{min} , devido às aproximações realizadas no processo de dimensionamento deste parâmetro. Entende-se que o mesmo é um valor limítrofe de estabilidade, mas não exato, sendo necessário que seja elevado para se alcançar o resultado desejado.

O DHT calculado para $K = K_{min}$ foi de 42.08%, sendo perceptível a alta distorção da corrente. Já para $K = 1.5K_{min}$, o DHT foi de 5.95%, condizente com o resultado de uma corrente com baixo teor harmônico.

Simulando agora para o panorama em que $K = K_{max}$ e $K = 1.2K_{max}$, pode-se observar o resultado na Figura 39, onde a referência de corrente i_2 está sendo rastreada para os dois valores de ganho.

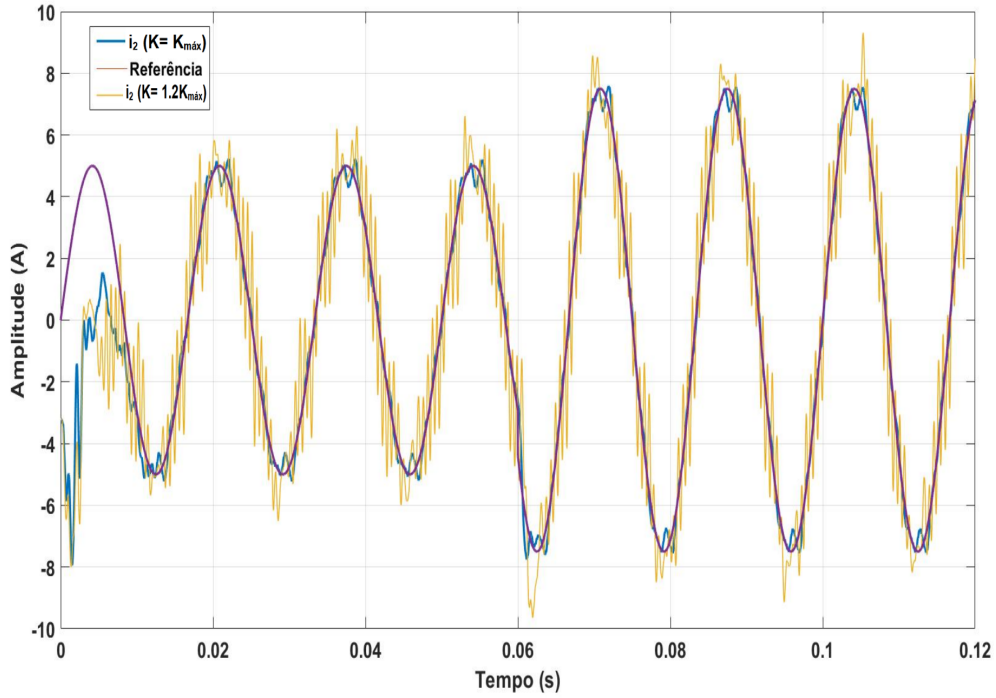


Figura 39: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite superior ($T_d = T_s$).

Nota-se que com ambos os ganhos o controle rastreia a referência, diferenciando na questão da qualidade de energia da corrente injetada. Quando $K = K_{max}$, o DHT é de 6.28%, em contrapartida, no caso em que $K = 1.2K_{max}$, o DHT é de 24.5%. Logo,

para um ganho de pelo menos 20% acima do limite máximo, o sistema de controle é capaz de seguir a corrente de referência, embora com alto conteúdo harmônico.

Novamente, o raciocínio realizado para o K_{min} , pode ser utilizado para o K_{max} , ou seja, o processo de dimensionamento de ambos os limites envolvem aproximações matemáticas que podem influenciar na exatidão desses ganhos.

Assim, os limites estabelecidos em [9] não são respeitados, tanto para o limite inferior, quanto para o superior. Este último, por sua vez, pode ser elevado, mantendo o sistema ainda estável [43].

4.1.2 Efeito do tempo de atraso T_d no inversor tipo LCL.

Nas simulações anteriores com o filtro LCL, o tempo de atraso foi estabelecido como $T_d = T_s$, assim como nas referências [10] e [9]. Nesta seção, além da variação do ganho K , também será considerado o efeito na estabilidade do sistema ao se determinar o tempo de atraso de $T_d = 1.5T_s$, assim como na referência [8].

Primeiramente foi simulado o sistema com os parâmetros propostos por [10], em que $K = k_p$, descrito na Figura 40.

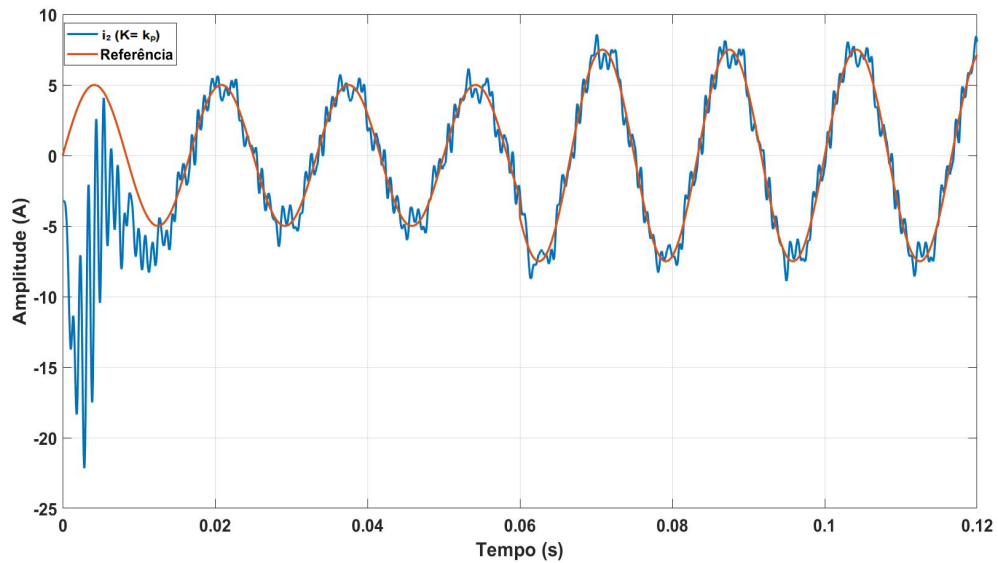


Figura 40: Controle da corrente i_2 para $K = k_p$ ($T_d = 1.5T_s$).

Pode ser observado que o controle rastreia a referência como esperado, entretanto, com alta distorção harmônica, fato que não aconteceu na simulação para $T_d = T_s$. O DHT calculado para esta simulação foi de 14.59%.

Na Figura 41 são retratados os resultados das simulações para os ganhos $K = K_{min}$ e $K = 1.5K_{min}$ para um atraso imposto de $1.5T_s$. Nota-se que para esta nova abordagem, em ambas as variações de ganho, o controle rastreia a referência devidamente. Entretanto, em termos de qualidade de sinal, ambas as correntes estão distorcidas e com valores de DHT correspondentes à 10.97% no caso em que $K = K_{min}$ e 14.45% para $K = 1.5K_{min}$.

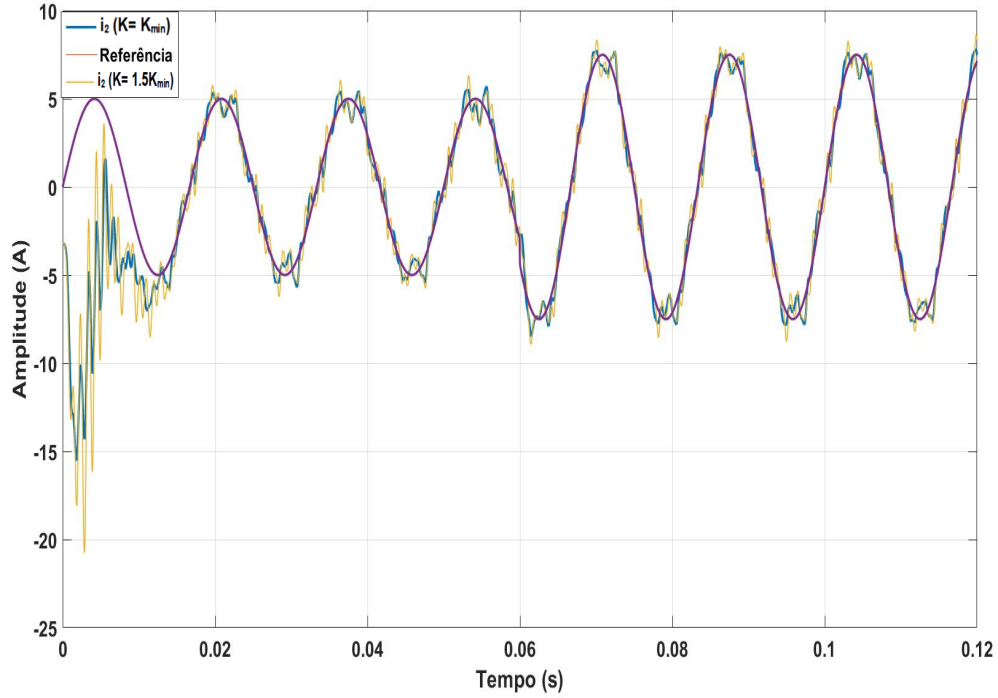


Figura 41: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = 1.5T_s$).

Por fim, na Figura 42 são mostradas as simulações para os ganhos $K = K_{max}$ e $K = 1.2K_{max}$. Observa-se que para o limite máximo do intervalo do ganho K , o controle é capaz de seguir a referência, entretanto com alto conteúdo harmônico, sendo a distorção calculada no valor de 16.63%. Já para um ganho de 20% acima do valor máximo de K , o controle é instável e a corrente diverge apresentando alta distorção.

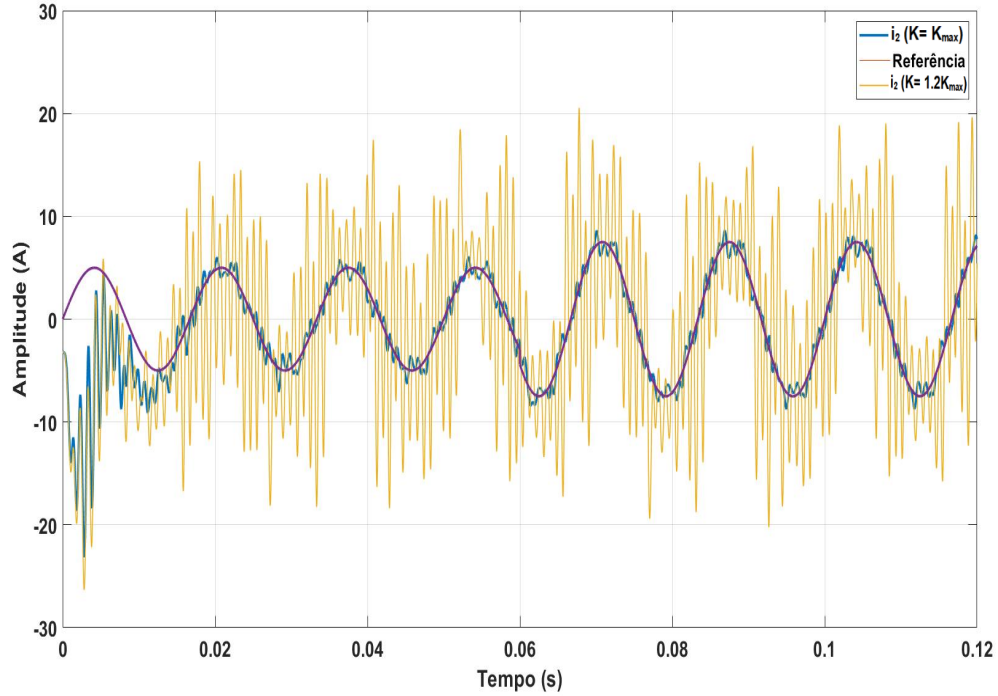


Figura 42: Controle da corrente i_2 para valores de K perto do limite inferior ($T_d = 1.5T_s$).

Alterando o tempo de atraso para $T_d = 1.5T_s$, de modo geral, observa-se que o sistema sofre um aumento de conteúdo harmônico da corrente injetada. Os resultados também mostram, que a faixa de ganhos de amortecimento é, significativamente, reduzida quando o novo atraso é imposto [43]. Pode-se notar também que na simulação em que os ganhos são estabelecidos perto do limite inferior, a corrente não diverge em $K = K_{min}$, da mesma forma como ela diverge quando simulada a um tempo de atraso T_s , contudo, o conteúdo harmônico de ambas é elevado.

De acordo com [10], ao se aumentar o tempo de atraso, a frequência crítica diminui.

Com base no que foi discutido no capítulo 3, a região de estabilidade para um sistema realimentado pela corrente da rede i_2 , sem amortecimento, compreende-se na faixa de f_{cr} a $f_s/2$. Sendo f_{cr} a frequência crítica e f_s a frequência de amostragem, ambas em Hz. Ao se acrescentar a malha de amortecimento, esta região é então alterada para o intervalo compreendido entre 0 a f_{cr} . Assim, ao se aumentar o tempo de atraso e, conseqüentemente, reduzir f_{cr} , a nova região de estabilidade é então diminuída. Esta situação reduz a largura de banda do sistema, prejudicando a sua dinâmica e comprometendo a qualidade da corrente injetada.

4.1.3 Efeito da variação da rede, L_g no inversor tipo LCL.

O inversor conectado à rede da concessionária, pode se deparar com eventos que causam instabilidade ao sistema de controle, a exemplo da variação de impedância da rede. Devido a isto, é interessante uma análise da resposta do controle a este tipo de situação.

Nas simulações prévias, a rede é representada por L_g , como mostrado na Figura 27. Até o momento, considerou-se $L_2 + L_g = 1.8mH$. Entretanto, ao fixar $L_2 = 1.8mH$ e variar o valor de L_g , a frequência de ressonância também se altera. A relação entre estes parâmetros é mostrada na curva descrita na Figura 43.

Pode-se observar que à medida em que a indutância L_g aumenta, a frequência de ressonância do filtro diminui.

Fazendo uso do sistema da Figura 27 e dos mesmos parâmetros estabelecidos na Tabela 2, foram realizadas simulações variando o L_g . Foram selecionados os valores limites de $1mH$ e $9mH$. Para tanto, na Figura 44 verifica-se o resultado referente à simulação com o $L_g = 1mH$.

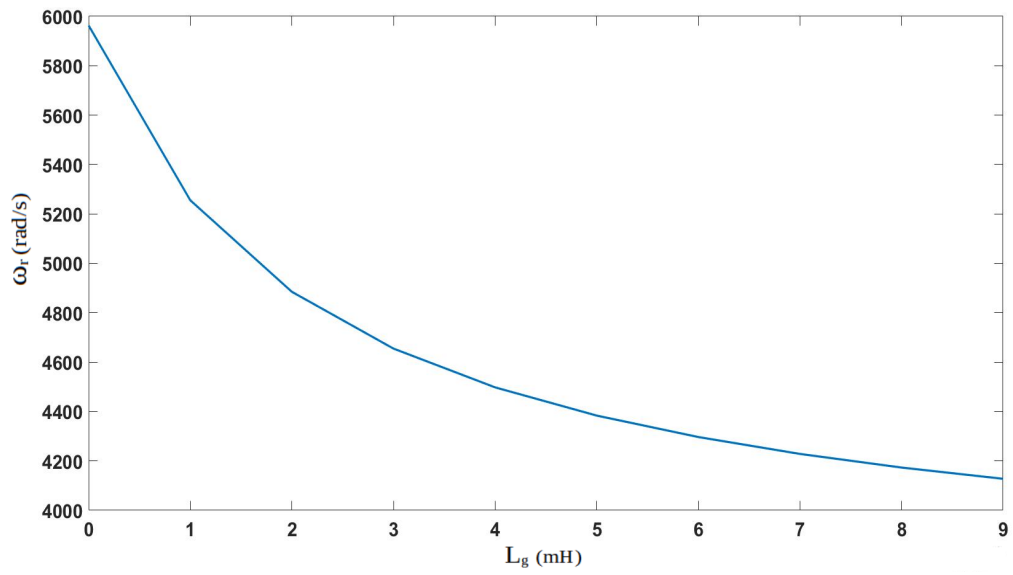


Figura 43: Curva $L_g \times \omega_r$.

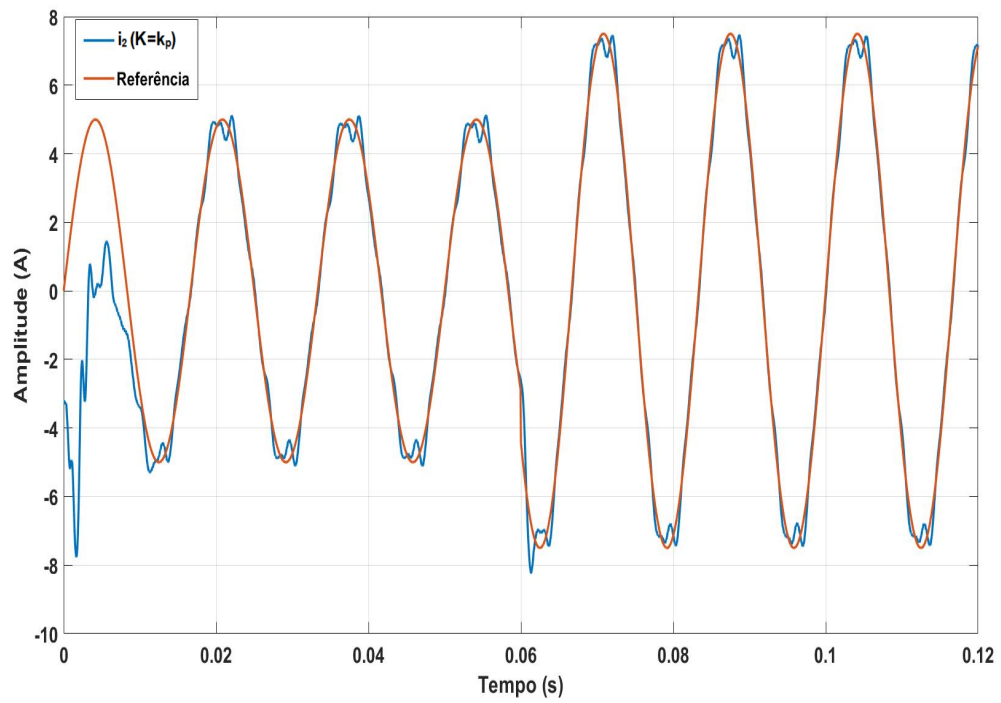


Figura 44: Corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 1mH$ e $K = k_p$.

Através da análise da corrente injetada, pode-se notar que o controle mantém-se estável e rastreia a referência. O DHT calculado foi de 5.65% e o espectro da corrente injetada é descrito na Figura 45.

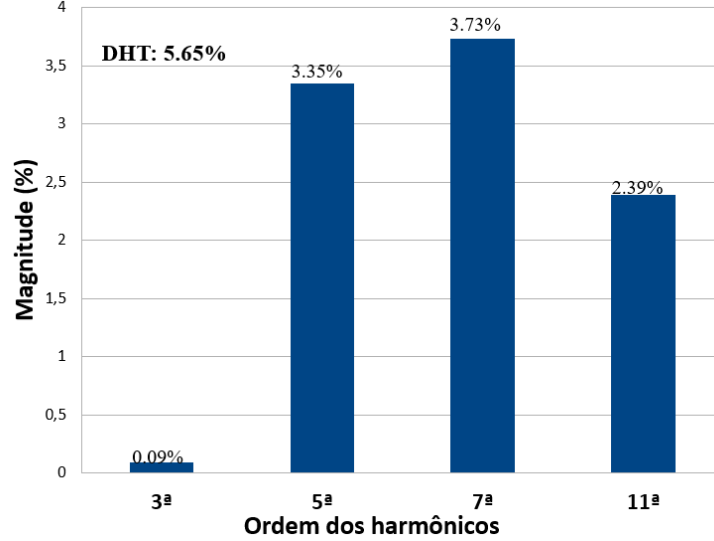


Figura 45: Espectro da corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 1mH$ e $K = k_p$.

Pela perspectiva da qualidade de energia, a corrente possui baixo conteúdo harmônico, ultrapassando somente em 0.39% o limite estabelecido pela norma IEC 61727 para o harmônico de 11ª ordem.

O resultado da simulação para a rede com uma indutância de $L_g = 9mH$ é descrito na Figura 46.

Nota-se que o controle também é estável e o mesmo logra em rastrear a referência. É perceptível que a corrente para $L_g = 9mH$ é menos distorcida do que na simulação com $L_g = 1mH$, podendo-se concluir que quanto maior é o valor da indutância L_g , melhor é o desempenho do sistema de controle. Esta situação se justifica através da interpretação da Figura 43, pela qual nota-se que à medida em que L_g aumenta, ω_r diminui. Ao reduzir a frequência de ressonância, o controle se enquadra na região abaixo da frequência crítica. Este fato é fundamental para que o sistema permaneça na região de estabilidade, determinada pelo intervalo de 0 a f_{cr} para um sistema amortecido.

O DHT calculado para $L_g = 9mH$ foi de 3.30%, confirmando o fato de que a corrente

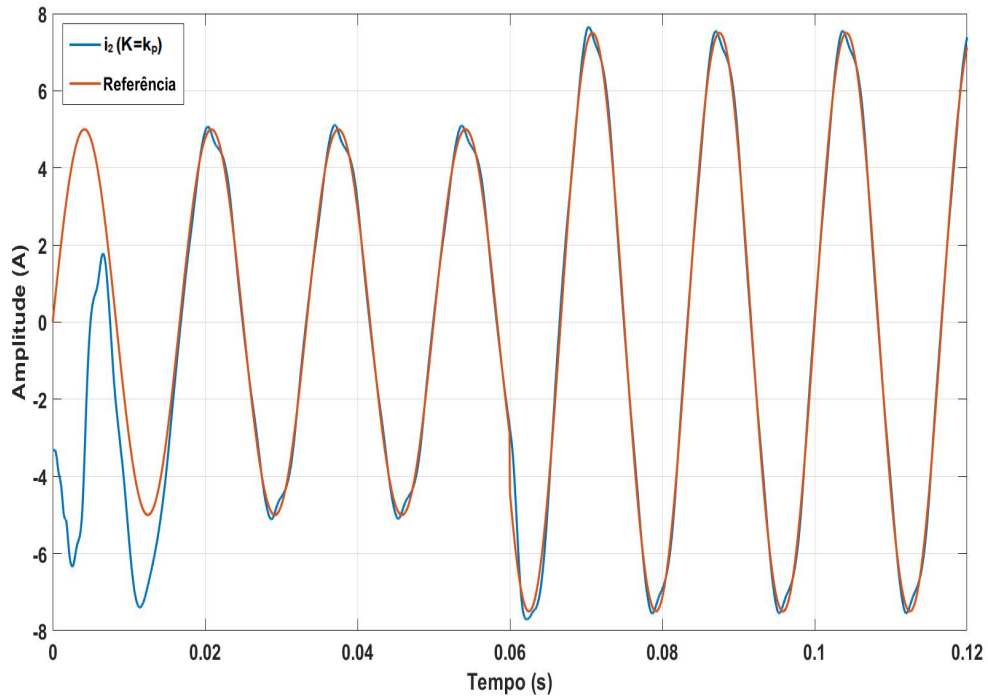


Figura 46: Espectro de corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 9mH$ e $K = k_p$.

injetada nesta situação é menos distorcida. Na Figura 47 é mostrado o espectro da corrente injetada.

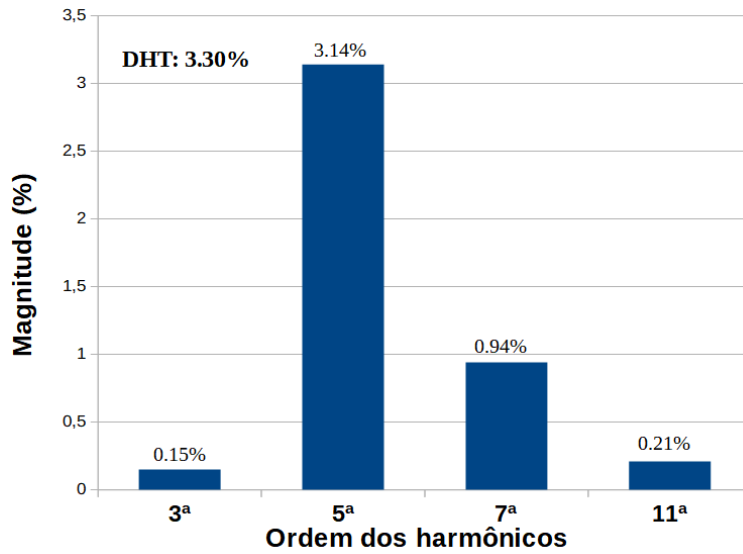


Figura 47: Corrente injetada i_2 com a indutância $L_g = 9mH$ e $K = k_p$.

De modo geral, observa-se que o controle é robusto no que diz respeito às variações de rede. Ademais, segundo os autores de [10], estabelecendo o ganho de amortecimento em $K = k_p$, o sistema será estável, independente da variação da rede. Isto se justifica através da análise no domínio da frequência, onde se identifica que o ganho do sistema não ultrapassa o $0dB$. Pode-se observar este fato na Figura 48.

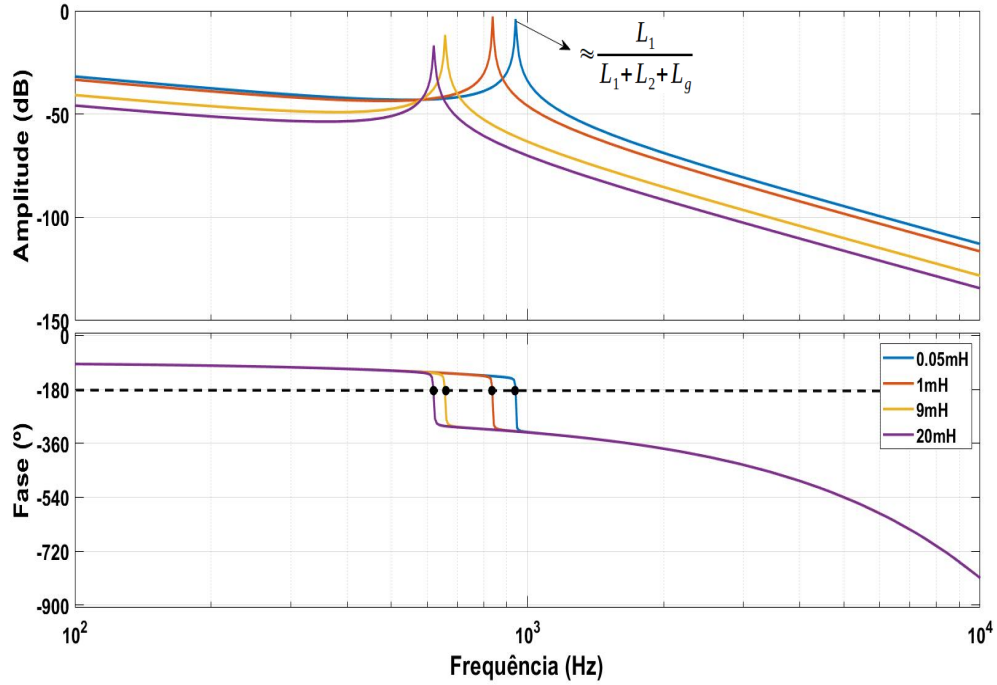


Figura 48: Diagrama de bode do sistema simulado com a variação de L_g .

Através da análise do diagrama de bode, nota-se que independente da variação da rede, até mesmo para valores como $L_g = 0.05mH$ e $L_g = 20mH$, o ganho é menor do que $0dB$. Inclusive quando a fase atinge 180° , configurando-se em um sistema estável. É também verificado que a amplitude do ganho no pico de ressonância, se caracteriza pela relação entre as indutâncias do filtro e da rede, podendo se concluir que à medida em que L_g aumenta o ganho no pico de ressonância reduz.

4.1.4 Inversor tipo LCL com realimentação pela corrente de saída do inversor, i_1 .

De acordo com [10], um sistema de controle do inversor LCL, realimentado através da corrente do inversor, i_1 , com a frequência de ressonância menor do que a frequência crítica, não necessita da adição da malha de amortecimento ativo para que se alcance a estabilidade.

O circuito simulado, novamente, é o da Figura 27, contudo, com a realimentação chaveada para a corrente do inversor e sem amortecimento. Logo, considerando os mesmos parâmetros utilizados na Tabela 2 e o tempo de atraso estabelecido em $T_d = T_s$, obtém-se o resultado da Figura 49.

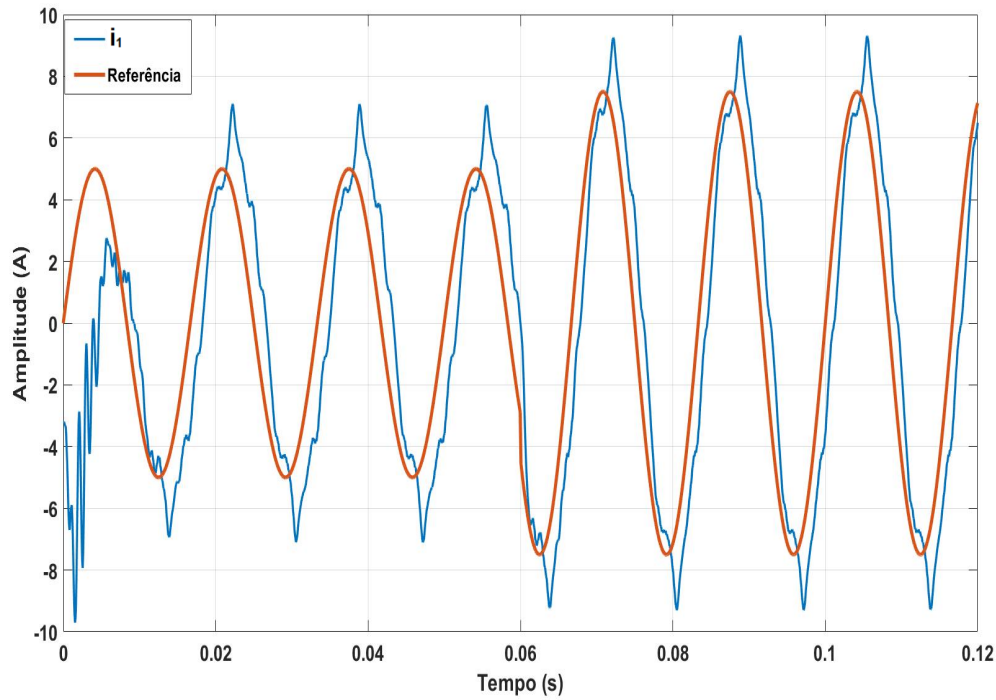


Figura 49: Corrente injetada sem amortecimento com reatrealimentação através de i_1 ($T_d = T_s$).

Pode-se observar que o controle rastreia a referência como esperado, contudo, com distorção. Na Figura 50 é descrito o espectro da corrente injetada na rede.

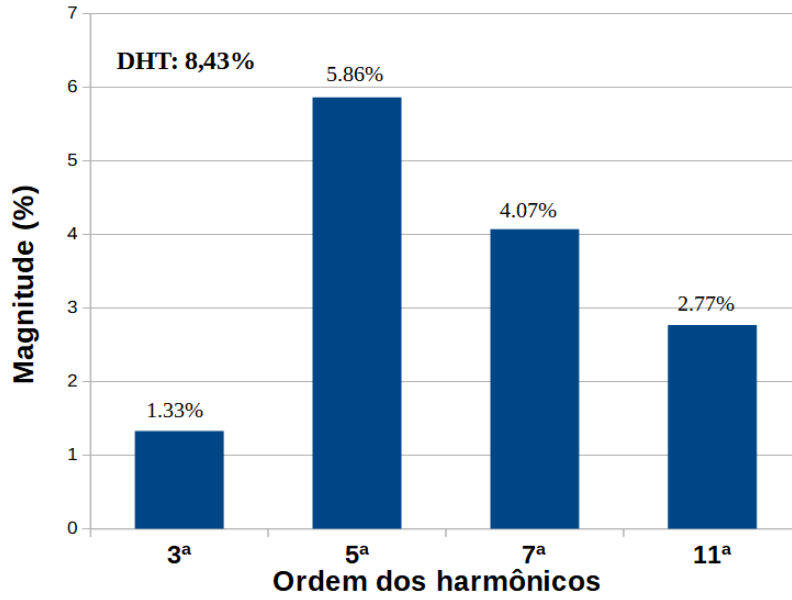


Figura 50: Espectro da corrente injetada com retroalimentação através de i_1

Observa-se que, em termos de qualidade de energia, os espectros individualizados não se encaixam nos valores limites descritos na norma IEC 6127. Isto se deve ao elevado conteúdo harmônico gerado pela comutação do inversor, o qual reflete na corrente de saída do mesmo. Ao realimentar o sistema com esta corrente, são inseridas incertezas na operação de controle.

Deste modo, alterando o tempo de atraso para $T_d = 1.5T_s$, a corrente diverge não conseguindo rastrear a referência, conforme descrito na Figura 51.

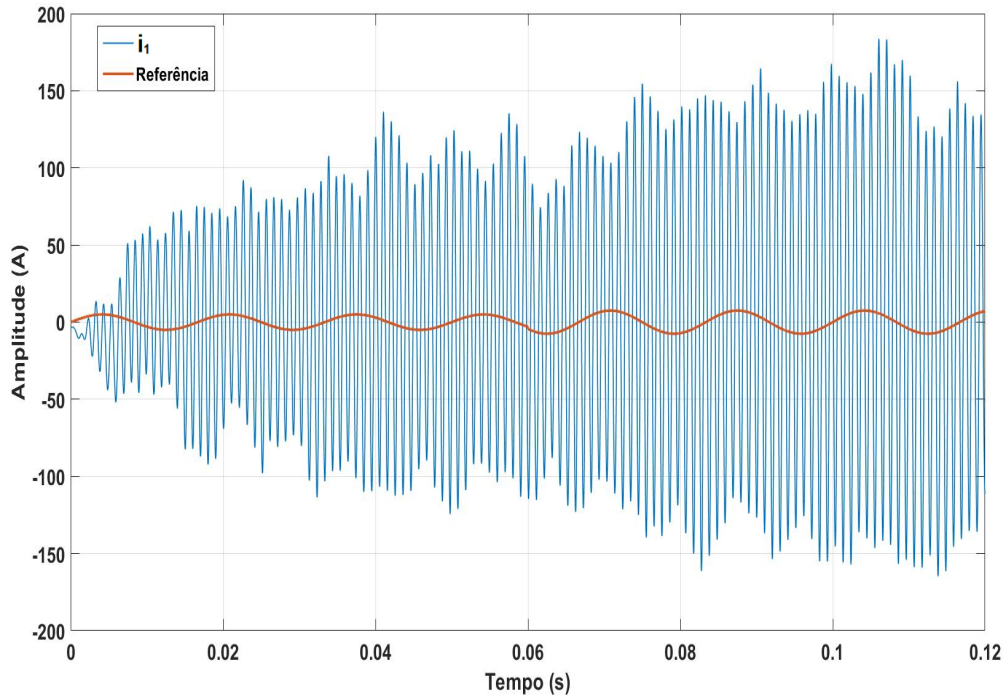


Figura 51: Corrente injetada sem amortecimento com retroalimentação através de i_1 ($T_d = 1.5T_s$).

Como mencionado anteriormente, ao aumentar o tempo de atraso T_d , a frequência crítica reduz, assim como o intervalo de estabilidade e a largura de banda. Afinal, para um sistema realimentado pela corrente do inversor i_1 , a região de estabilidade é compreendida no intervalo de 0 a f_{cr} . Logo, espera-se que o mesmo seja instável.

Outro fato a se observar é que a realimentação pela corrente do inversor é desvantajosa pelo motivo de não se controlar, de fato, a corrente injetada. Para casos no qual o capacitor for mais elevado, a diferença entre i_1 e i_2 será maior [43]. Por outro lado, esta abordagem possui a vantagem de não demandar sensores.

4.1.5 Simulação do inversor tipo LCL para $\omega_r \approx \omega_{cr}$.

De acordo com a referência [9], uma planta na qual a frequência de ressonância tem um valor próxima à frequência crítica, não é controlável, ou seja, independente do controle utilizado, a mesma não alcança a estabilidade. Entretanto, em [9], não foi ge-

rado resultados computacionais e de experimento para a verificação do que foi exposto. Assim, nesta dissertação será averiguado, através de simulações, o comportamento do sistema em questão, quando localizado na região de frequência crítica.

Com o intuito de adequar a frequência de ressonância à nova abordagem, o capacitor do circuito da Figura 27 será alterado para $C = 8\mu F$, resultando em $\omega_r = 1,05 \times 10^4$ rad/s ou, $f_r = 1.678$ kHz. Por outro lado, a frequência crítica não depende da planta, assim a mesma mantém-se no valor de $\omega_{cr} = 1.047 \times 10^4$ rad/s ou, $f_{cr} = 1.667$ kHz, como descrito na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros utilizados nas simulações do inversor tipo LCL para $\omega_r \approx \omega_{cr}$

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada do inversor, $2V_{DC}$	650 V
Indutância, L_1	3 mH
Indutância, $L_2 + L_g$	1.8 mH
Frequência de comutação do PWM, f_{PWM}	10 kHz
Frequência de amostragem do controlador, f_s	10 kHz
Tempo de amostragem, T_s	100 μ s
Tensão de linha da rede, V_g	415 V_{rms}
Frequência da rede, f_{rede}	60 Hz
Frequência crítica, f_{cr}	1.667 kHz
Capacitor	Frequência de ressonância
$C = 8\mu F$	$f_{res} = 1.678$ kHz

Inicialmente, os resultados serão obtidos através da simulação do sistema de controle retroalimentado pela corrente de saída do inversor i_1 . Neste caso, não há a necessidade do amortecimento ativo. Além do mais, assim como em todas as simulações realizadas neste trabalho, as referências são geradas por blocos senoidais do Matlab com valor inicial de 5A, sofrendo um degrau em 0.06s para 7.5A. Na Figura 52 pode-se verificar o resultado obtido.

Através da análise da Figura 52, é perceptível a instabilidade e distorção da corrente injetada na rede. Logo, o sistema de controle não logra em seguir a referência na configuração de realimentação através da corrente de saída do inversor, para o caso em

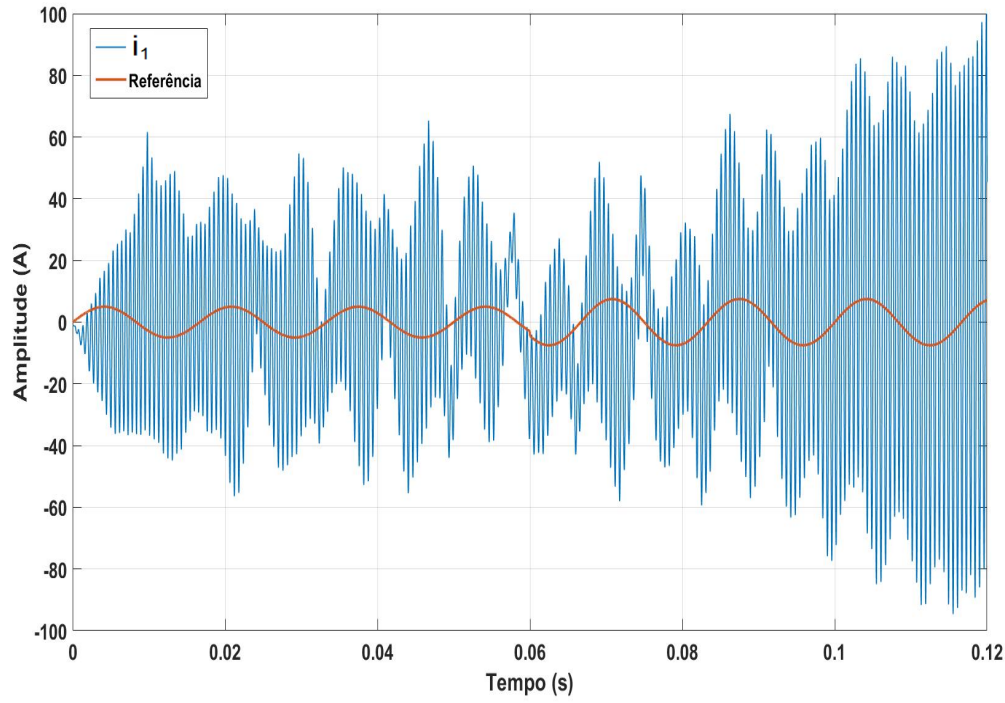


Figura 52: Corrente injetada sem amortecimento com retroalimentação através de i_1 ($\omega_r \approx \omega_{cr}$).

que $\omega_r \approx \omega_{cr}$.

Em seguida, as simulações são realizadas para o inversor tipo LCL, retroalimentado pela corrente da rede i_2 , com amortecimento. Os limites do ganho K dimensionados são: $K_{min} = 0.048A^{-1}$ e $K_{max} = 0.055A^{-1}$.

Na Figura 53 é descrito o resultado para a configuração em que $K = K_{max}$. Verifica-se que o sistema é, novamente, instável, ratificando com a teoria descrita na referência [9]. Entretanto, ao variar o ganho para $K = K_{min}$ e $K = 1.1K_{min}$, a situação de instabilidade se altera, como pode-se observar na Figura 54.

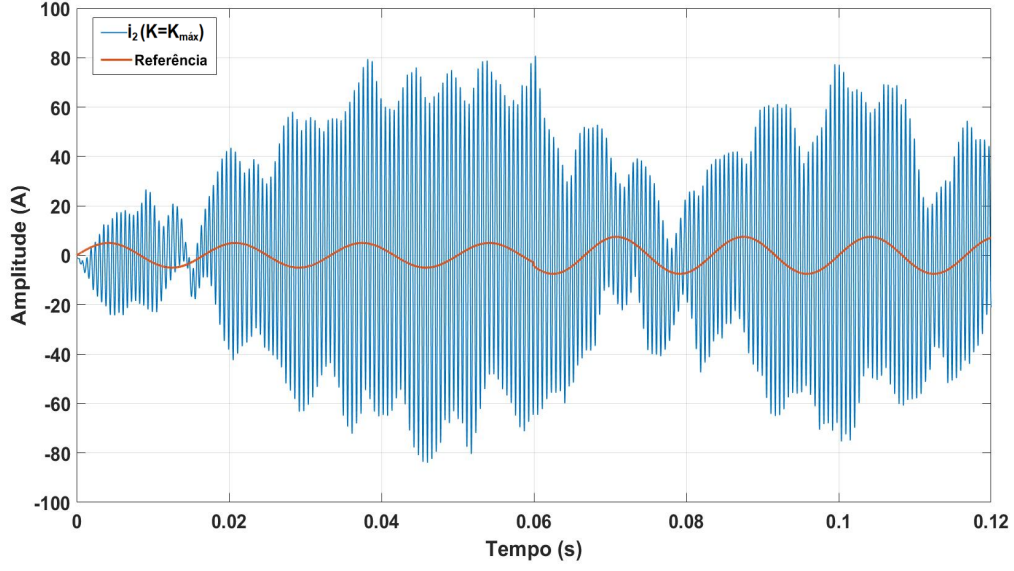


Figura 53: Controle da corrente i_2 para $\omega_r \approx \omega_{cr}$ ($K = k_p$).

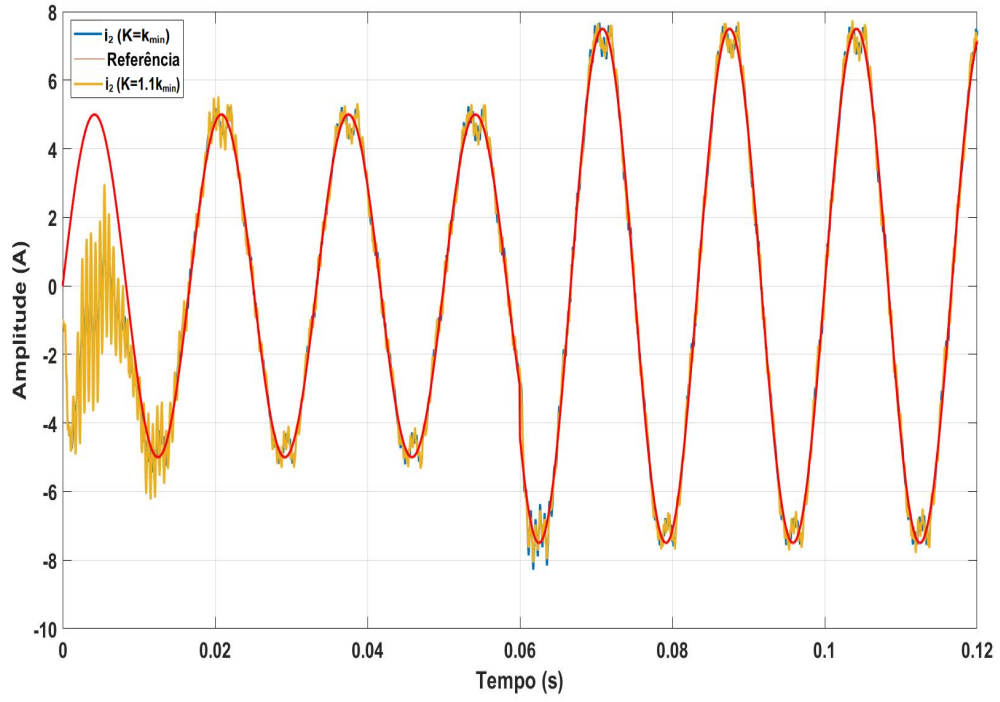


Figura 54: Controle da corrente i_2 para $\omega_r \approx \omega_{cr}$ ($K = K_{\min}$ e $K = 1.1K_{\min}$).

O controle é estável e consegue rastrear a referência em ambas as situações. Para $K = K_{min}$, a distorção é baixa e pouco perceptível, já para $K = 1.1K_{min}$, o conteúdo harmônico é maior e, de fato, observou-se um aumento progressivo da distorção à medida que o valor de K se elevava em direção ao K_{max} . Logo, a faixa de estabilidade é compreendida para um intervalo de K_{min} até um valor de 10% acima do mesmo, fato este que não confirma a teoria proposta por [9], para a situação em que $\omega_r \approx \omega_{cr}$.

Apesar de ter sido identificado valores de K que proporcionam estabilidade ao sistema nestas condições, observou-se que este intervalo de valores é reduzido e de que o controle demonstra sensibilidade à variação do ganho. Isto faz com que, de fato, o alcance da estabilidade seja mais complicado.

4.1.6 Considerações sobre o método.

A estratégia de projeto do controlador proporcional-ressonante apresentada por [8] e [9], é, basicamente, um método de dimensionamento dos parâmetros do controlador. Em geral, o método atende às expectativas de controle, principalmente quando simulado com as especificações dos autores, contudo, durante as simulações foram identificadas dissonâncias entre a teoria proposta e os resultados.

Primeiramente, em [9], define-se um método de dimensionamento do intervalo do ganho de amortecimento K . Este intervalo compõe os valores de ganho que devem satisfazer as condições de amortecimento e estabilidade do sistema. Através dos resultados das simulações, conclui-se que os limites dimensionados não são confiáveis. No que diz respeito ao limite inferior K_{min} , a utilização do mesmo provoca instabilidade ao sistema, sendo necessário que este seja elevado. Por sua vez, o ganho máximo K_{max} , na situação descrita por [10] e [9], em que se utiliza o tempo de atraso de $T_d = T_s$, pode ser elevado sem alterar a estabilidade do sistema. Logo, na prática, os limites do intervalo de ganho não são respeitados. Isto se deve às aproximações e considerações matemáticas utilizadas no processo de dimensionamento de ambos os limites.

Outro tópico importante é a influência do tempo de atraso T_d na estabilidade do controle. Como previamente explanado, este tempo é referente ao atraso gerado pela

operação discreta do PWM. As simulações do inversor tipo LCL, demonstram que a faixa de ganho de amortecimento para este sistema é significativamente reduzida quando o atraso imposto é $1.5T_s$. Além disso, houve um aumento do conteúdo harmônico da corrente injetada. Entretanto, segundo [44], $1.5T_s$ é o tempo que representa mais fidedignamente o atraso da modulação digital que é implementada na prática por um DSP (*Digital Signal Processor*), gerado pela soma do tempo de amostragem T_s , parametrizado no dispositivo, mais $0.5T_s$ ocasionado pelas operações digitais. Logo, o tempo de atraso deve ser modelado corretamente para que os limites de amortecimento sejam estabelecidos para evitar instabilidade do sistema.

Deve-se ressaltar também que a planta composta pelo filtro LCL e a rede, é um sistema de terceira ordem. Entretanto, devido ao atraso imposto pelo PWM digital, a planta ganha mais um polo, se tornando de quarta ordem. Assim, teoricamente, só poderíamos ter controle completo da alocação de seus polos por meio de um ajuste de um controle com quatro parâmetros a serem sintonizados. Isso não se verifica em nenhuma das abordagens apresentadas, pois sem amortecimento, temos dois parâmetros a serem ajustados e com amortecimento, três [43].

Em relação à estratégia de dimensionamento do controlador ressonante, nota-se que na determinação da frequência crítica ω_{cr} a planta não exerce influência neste parâmetro, somente o tempo de amostragem T_s , como pode ser observado na equação reescrita por,

$$\omega_{cr} = \frac{\pi}{3T_s}, \quad (97)$$

isto implica no fato de que a planta não interfere no tamanho da região de estabilidade, sendo a mesma ampliada ou reduzida somente pela variação do tempo de amostragem e, como verificado previamente, do tempo de atraso, os quais estão correlacionados.

Por fim, de acordo com a referência [9], os autores afirmam que a uma frequência de ressonância próxima à frequência crítica o sistema não é controlável, sendo impossibilitado de alcançar a estabilidade, até mesmo com a adição da malha de amortecimento

ativo. Através da análise dos resultados para o sistema em que $\omega_r \approx \omega_{cr}$, verificou-se que uma faixa reduzida, localizada no limite inferior do intervalo do ganho K , proporcionou estabilidade ao sistema, desestruturando a hipótese proposta por [9].

Diante do que foi exposto, embora os controles dimensionados tenham logrado rastrear a referência na maioria das situações, existiram determinadas hipóteses que não foram fidedignas com os resultados e aproximações matemáticas que, durante o processo de dimensionamento, podem ter inserido erros ao método.

5 Capítulo 5

Conclusões e trabalhos futuros

5.1 Conclusões

Os sistemas de geração distribuída vem seguindo uma tendência de expansão ao longo dos últimos anos. Dentre estes sistemas, destacam-se os trifásicos de baixa potência, os quais, geralmente, necessitam de transformadas para se adequar às referências constantes exigidas por controladores não periódicos. Uma vez que este cenário se torna destaque, é notório o interesse de pesquisadores e indústrias em propor estudos e ou aprimoramentos nas teorias já existentes em temas relacionados ao controle dos inversores de potência, que são um dos principais componentes destes sistemas.

Existem diversas técnicas estudadas no âmbito do controle de inversores trifásicos conectados à rede, dentre elas, há aquelas que utilizam controladores clássicos como o PI. Embora estes controladores sejam de simples implementação, os mesmos necessitam de maior esforço computacional devido à necessidade da utilização de transformadas. Isto se deve, pois o PI em sua configuração não consegue rastrear referências senoidais, como as provenientes da rede.

O controlador proporcional-ressonante é uma solução utilizada para se contornar as dificuldades com as referências periódicas. O mesmo é baseado no princípio do modelo interno, e é adequado ao rastreamento de referências senoidais. Do ponto de vista da qualidade de energia, estes controladores apresentam resultados satisfatórios e dentro das normas internacionais.

No que tange à estratégia de dimensionamento demonstrada neste trabalho, a mesma mostrou-se simples e, em geral, confiável, resultando em controladores com bom desempenho de rastreamento.

Durante o estudo, demonstrou-se que uma planta com filtro LCL com frequência de ressonância maior do que a frequência crítica não tem necessidade de amorteci-

mento ativo. Por outro lado, se a frequência de ressonância é menor do que a crítica, comprovou-se que o controle alcança a estabilidade com a adição da malha de amortecimento ativo. Entretanto, o processo de dimensionamento do intervalo do ganho K da malha de amortecimento, insere incertezas e erros devido às aproximações matemáticas consideradas. Assim, através dos resultados, comprovou-se que os valores limites deste intervalo, não são respeitados, ou seja, nem todos os ganhos dimensionados levam o controle à estabilidade.

Em um DSP, as operações de modulação digital e de conversão AD podem ser modeladas de diferentes modos, sendo estes procedimentos que estabelecem o tempo de atraso T_d resultante. Comprovou-se que este tempo de atraso exerce influência na faixa de estabilidade e no intervalo do ganho de amortecimento K . Afinal, a variação do tempo de atraso influencia na largura de banda do sistema de controle, alterando a sua dinâmica e comprometendo a qualidade da corrente injetada.

A qualidade de energia da corrente injetada foi medida com base na distorção harmônica total (DHT), a qual foi comparada com os valores de referência estabelecidos na norma IEC 61727. Este parâmetro determinou que ao se elevar o tempo de atraso T_d , o conteúdo harmônico aumenta e a corrente resultante é altamente distorcida, como já esperado. Entretanto ao simular com os parâmetros determinados na referência [10], ou seja, $K = k_p$ e $T_d = T_s$, a corrente injetada logra seguir a referência e possui baixo conteúdo harmônico, de acordo com os padrões estabelecidos em norma. Assim, pode-se concluir que os parâmetros selecionados pela referência fornecem o desempenho de controle desejado.

Ao se considerar a variação da indutância da rede (L_g), notou-se que à medida em que L_g aumentava, melhor era a qualidade de energia da corrente injetada. Observou-se que com o aumento de L_g , a frequência de ressonância da planta era reduzida, se distanciando cada vez mais da frequência crítica, o que para um sistema de controle com amortecimento se encaixa na região de estabilidade definida por 0 a f_{cr} . Logo, para um sistema com malha de amortecimento ativo, o aumento da indutância da rede, posiciona a frequência de ressonância desta planta em uma região de estabilidade.

Por fim, o estudo realizado considerando a retroalimentação do controle através da corrente de saída do inversor resulta em uma corrente com um nível de distorção maior do que para um sistema realimentado pela corrente da rede. Sendo também desvantajoso pelo fato de não se controlar, de fato, a corrente injetada, afinal, para os casos em que o capacitor é elevado, a diferença entre a corrente de saída do inversor e a corrente da rede será maior.

5.2 Trabalhos futuros

Almejando a continuidade do trabalho, destaca-se a possibilidade da implementação experimental, um estudo sobre a influência da malha do PLL na estabilidade do sistema, projetos com definição de regime transitório, além da utilização de controladores de ordem mais elevada.

6 Referências

Referências

- [1] S. N. Vukosavic and L. S. Peric, “Modified digital current controller with reduced impact of transport delays,” *IET Electric Power Applications*, 2016.
- [2] K. Ogata, *Engenharia de controle moderno*, vol. 5^oed., Pearson. 2011.
- [3] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 2011.
- [4] ANEEL, *RESOLUÇÃO NORMATIVA N^o 482- Condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, e dá outras providências*. 2012.
- [5] J. Carneiro, “Dimensionamento de sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou autônomos,” Master’s thesis, Braga, Portugal, 2009.
- [6] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration.*, vol. IEEE Press series, 1 edition. 2013.
- [7] J. N. da Silva, “Controle repetitivo discreto aplicado a um inversor monofásico conectado à rede elétrica,” Master’s thesis, PPGEE, UFBA, 2017.
- [8] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, “Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 24, 2009.
- [9] S. G. Parker, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, “Regions of active damping control for lcl filters,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 50, 2014.

- [10] Z. Xin, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Grid-current-feedback control for lcl-filtered grid converters with enhanced stability,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 2017.
- [11] K. J. S. de Carvalho, “Sistemas fotovoltaicos distribuídos e integrados à rede,” Master’s thesis, COPPE, UFRJ, 2012.
- [12] M. do Carmo Barbosa Rodrigues, E. C. Teixeira, and H. A. C. Braga, “Uma visão topológica sobre sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede de energia elétrica,” 2003.
- [13] A. Ahmed, *Eletrônica de Potência*. São Paulo, 2016.
- [14] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicação*. 2015.
- [15] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, A. Luna, P. Rodríguez, and R. Teodorescu, “Adaptive droop control applied to voltage-source inverters operating in grid-connected and islanded modes,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, 2009.
- [16] V. D. Bacon, L. B. G. Campanhola, and S. A. O. da Silva, “Análise comparativa das técnicas spwm e svm aplicadas a um inversor de tensão trifásico,” *UNOPAR Cient. Exatas Tecnol*, 2011.
- [17] A. P. N. Tahim, “Controle de microrredes de distribuição de energia elétrica em corrente contínua,” *UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA*, Junho 2014.
- [18] A. G. Andreta, “Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional-ressonante,” Master’s thesis, UFSC, 2014.

- [19] S. Sen, K. Yenduri, and P. Sensarma, “Step-by-step design and control of lcl filter based three phase grid-connected inverter,” in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 503–508, Feb 2014.
- [20] S. G. Parker, *Discrete Time Current Regulation of Grid Connected Converters with LCL Filters*. PhD thesis, RMIT University, 2014.
- [21] R. A. Fantino, C. A. Busada, and J. A. Solsona, “Optimum pr control applied to lcl filters with low resonance frequency,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 33, 2018.
- [22] R. da Silveira Castro, “Controladores ressonante e repetitivo modificados para o tratamento de sinais com período variante no tempo,” Master’s thesis, PUCRS, 2015.
- [23] N. S. Nise, *Engenharia de sistemas de controle*, vol. 5^oed., LTC. 2008.
- [24] Y. W. Li, “Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with lc filters,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, 2009.
- [25] C. Wang, B. Liang, and J. He, “An enhanced power regulation and seamless operation mode transfer control through cooperative dual-interfacing converters,” *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, 2016.
- [26] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 27, 2012.
- [27] S. K. Singh and S. G. Choudhuri, “Proportional integral control realized in stationary and synchronous reference frames for a single-phase ups inverter system: A comparative study,” *IETE Technical Review*, 2017.

- [28] W. Rohouma, P. Zanchetta, P. W. Wheeler, and L. Empringham in *A four-leg matrix converter ground power unit with repetitive voltage control*, vol. 62, p. 2032 – 2040, 2015.
- [29] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, and L. G. de Vicuña, “Reduction of current harmonic distortion in three-phase grid-connected photovoltaic inverters via resonant current control,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 2013.
- [30] P. Rodriguez, C. Citro, I. Candela, J. Rocabert, and A. Luna, “Flexible grid connection and islanding of spc-based pv power converters,” *Transactions on Industry Applications*, 2018.
- [31] C. Lorenzini, “Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes ininterruptas de energia,” Master’s thesis, UFRGS, 2015.
- [32] S. Fukuda and T. Yoda, “A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 2001.
- [33] B. A. Francis and W. M. Wonham, *The internal model principle for linear multi-variable regulators*, vol. 12. 1976.
- [34] J. F. de Borba Junior, “Aplicação de controladores ressonantes e repetitivos para estabilização lateral em elevadores de alta velocidade,” Master’s thesis, PUCRS, 2014.
- [35] S. Fukuda and T. Yoda, “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 2003.
- [36] N. Zhang, H. Tang, and C. Yao, “A systematic method for designing a pr controller and active damping of the lcl filter for single-phase grid-connected pv inverters,” *Open access energies*, 2014.

- [37] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, *Control System Design*. 2000.
- [38] P. M. O. dos Reis Soares, *Discretização de Controladores Contínuos*. 1996.
- [39] C. Liu, X. Zhang, L. Tan, and F. Liu in *A novel control strategy of LCL-VSC based on notch concept.*, p. 343–346, 2010.
- [40] D.Pan, X.Ruan, C.Bao, W.Li, and X. Wang in *Optimized controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation*, vol. 62, pp. 1537–1547, 2015.
- [41] Xi.Li, X.W., Y.Geng, X. Yuan, C. Xia, and X. Zhang in *Wide damping region for LCL-type grig-connected inverter with an improved capacitor-current-feedback method*, vol. 30, pp. 5247–5259, 2015.
- [42] D. W. Hart, *Power Electronics*. 2011.
- [43] F. F. Costa, T. G. de Oliveira, U. S. Araújo, A. Tahim, and J. Pinheiro, “Avaliação de estabilidade e projeto de controladores para inversores lcl conectados à rede,” *IX Seminar on power eletronics and control*, 2019.
- [44] H.-P. To, M. F. Rahman, , and C. Grantham, “Time delay compensation for a dsp-based current-source converter using observer-predictor controller,” *PEDS-IEEE*, 2007.