



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Métodos de Controle Aplicados a um Conversor Emulador de Rede Monofásica

Luciano Guedes Cota

João Monlevade, MG

2020

Luciano Guedes Cota

Métodos de Controle Aplicados a um Conversor Emulador de Rede Monofásica

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Igor Dias Neto de Souza

Universidade Federal de Ouro Preto

João Monlevade

2020

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

C843m Cota, Luciano Guedes .

Métodos de controle aplicados a um conversor emulador de rede monofásica. [manuscrito] / Luciano Guedes Cota. - 2020.

57 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Me. Igor Dias Neto de Souza.

Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Controladores elétricos. 2. Emuladores (Programas de computador). 3. Eletrônica de potência. I. Souza, Igor Dias Neto de. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU 681.5

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6-2431



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE OURO PRETO
REITORIA
INSTITUTO DE CIÊNCIAS EXATAS E APLICADAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA



FOLHA DE APROVAÇÃO

Luciano Guedes Cota

Métodos de controle aplicados a um conversor emulador de rede monofásica

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista

Aprovada em 01 de dezembro de 2020

Membros da banca

De acordo com o artigo 29 da resolução COEE nº 11/2018, é direito do aluno substituir a defesa da monografia final pela publicação de artigo científico em congresso ou aceite para publicação em periódico.

Professor M.Eng. Igor Dias Neto de Souza, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 01/12/2020



Documento assinado eletronicamente por **Igor Dias Neto de Souza, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 15/12/2020, às 21:09, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_organizacao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0115952** e o código CRC **50FD409A**.

Referência: Caso responda este documento, indicar expressamente o Processo nº 23109.009784/2020-81

SEI nº 0115952

R. Diogo de Vasconcelos, 122, - Bairro Pilar Ouro Preto/MG, CEP 35400-000
Telefone: - www.ufop.br

Dedico este trabalho à minha família e aos meus amigos.

AGRADECIMENTOS

À Deus pela força e perseverança durante essa caminhada, em especial meus pais, Nair e José, ao meu irmão e amigo José Guedes, por todo incentivo, suporte, motivação e confiança.

Ao meu orientador, Igor Dias Neto de Souza, pelos ensinamentos compartilhados e por toda ajuda durante o decorrer do trabalho. Além disso, agradeço pela disponibilidade de tempo e esperança depositada em mim.

Ao professor Gabriel Azevedo Fogli, por participar da banca na primeira parte do trabalho e ter me ajudado com algumas dicas que contribuíram para chegar na parte final do trabalho com uma proposta nova.

"Nunca se vence uma guerra lutando sozinho."

Raul Seixas.

RESUMO

O trabalho concentra-se no projeto, nas análises e nos resultados, obtidos através de simulações realizadas via softwares: PSIM 9.1 e MATLAB R2015a, de uma fonte de tensão CA monofásica com filtro LC. Onde foi feito um estudo dos tipos de controle aplicados a sistemas VSCs (Fonte de Tensão Controlada), e utilizado dois métodos distintos de controle de duas malhas utilizando controladores proporcionais ressonantes com amortecimento ativo. Além disso, um dos métodos apresenta uma ideia nova, onde é proposto a utilização da aferição da corrente de carga como ação *feed-forward*. É apresentado a análise da estabilidade em malha aberta, e da impedância de saída para as estruturas de controle utilizadas. Para verificar a eficácia das estratégias de controle propostas, a fonte de tensão é testada à vazio, com uma carga linear, e dois perfis de cargas não-lineares que apresentam um nível considerado alto da Taxa de Distorção Harmônica Total (TDHT). São apresentados os resultados temporais da corrente e tensão de saída da fonte. Os resultados são apresentados com e sem os compensadores harmônicos, e, com e sem a ação *feed-forward*. Além disso, é apresentado uma análise em malha fechada do rastreamento do sinal de referência utilizado para verificação das estruturas propostas.

Palavra-chave: Fonte CA monofásica, filtro LC, VSCs, controlador proporcional ressonante, amortecimento ativo, ação *feed-forward*.

ABSTRACT

The work focuses on the project, analyzes, and results, obtained through simulations carried out via software: PSIM 9.1 and MATLAB R2015a, from a single-phase AC voltage source with LC filter. A study considering types of CVS (Controlled Voltage Source) systems control was provided, and two different methods of controlling two loops were applied with resonant proportional controllers and active damping. In addition, one of the methods presents a new approach, where it is proposed to use the measurement of the load current as a feed-forward action. The analysis of open loop stability and output impedance for the control structures used is presented. To verify the effectiveness of the proposed control strategies, the voltage source is tested in no-load condition; with a linear load; and two non-linear load profiles, that present a considerable level of total harmonic distortion (TDH). The temporal results of the source current and output voltage are shown. The results are presented with and without harmonic compensators, and with and without the feed-forward action. In addition, a closed-loop analysis of the reference signal tracking is used to verify the proposed structures.

Keywords: Single-phase AC source, LC filter, VSCs, resonant proportional controller, active damping, feed-forward action.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama do sistema VSC-LC conectado a diferentes perfis de carga.	17
Figura 2 – Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.	22
Figura 3 – Resposta em frequência do controlador ressonante modificado (não ideal) para diferentes valores de ω_c	23
Figura 4 – Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes (não ideais) sintonizados para compensar os harmônicos de 1°, 3°, 5° e 7°.	24
Figura 5 – Equivalente monofásico Conversor Formador de Rede.	25
Figura 6 – Representação do sistema físico em diagramas de blocos.	27
Figura 7 – Estrutura I : Estratégia de controle de um VSC utilizando duas malhas de controle.	28
Figura 8 – Estrutura II : Estratégia de controle de um VSC utilizando duas malhas de controle.	29
Figura 9 – Regras de álgebra aplicada em diagramas de blocos.	31
Figura 10 – Análise na frequência da Equação 4.5 para diferentes valores de k_c	32
Figura 11 – Resposta em frequência do controlador PR para diferentes valores de K_i	33
Figura 12 – Resposta em frequência do controlador PR para diferentes valores de K_p	34
Figura 13 – Posição dos Polos e Zeros de malha aberta do sistema da Estrutura I	35
Figura 14 – Posição dos Polos e Zeros de malha aberta do sistema da Estrutura II	36
Figura 15 – Análise na frequência da estabilidade do sistema da Estrutura I em malha aberta.	37
Figura 16 – Análise na frequência da estabilidade do sistema da Estrutura II em malha aberta.	38
Figura 17 – Análise da impedância de saída para o sistema da Estrutura I	39
Figura 18 – Análise da impedância de saída para o sistema da Estrutura II	40
Figura 19 – Análise em Malha Fechada para o sistema da Estrutura I	41
Figura 20 – Análise em Malha Fechada para o sistema da Estrutura II	42
Figura 21 – Cargas conectadas ao PAC para simulação dos resultados.	43
Figura 22 – Resultado da tensão de saída do sistema proposto na Estrutura I com compensação: (a) Realizando a realimentação pela corrente que passa no capacitor (I_{cap}) do filtro LC; (b) Realizando a realimentação pela corrente que passa no indutor (I_{ind}) do filtro LC.	44
Figura 23 – Resultado da corrente de saída do sistema proposto na Estrutura II com compensação: (a) Realizando a realimentação pela corrente que passa no capacitor (I_{cap}) do filtro LC; (b) Realizando a realimentação pela corrente que passa no indutor (I_{ind}) do filtro LC.	45

Figura 24 – Resultado do teste a vazio utilizando a Estrutura I : (a) Resultado da corrente a vazio; (b) Resultado da tensão de saída da fonte a vazio sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte a vazio com compensação harmônica.	46
Figura 25 – Resultado do teste a vazio utilizando a Estrutura II : (a) Resultado da corrente a vazio; (b) Resultado da tensão de saída da fonte a vazio sem compensação harmônica; (c) resultado da tensão de saída da fonte a vazio com compensação harmônica.	47
Figura 26 – Resultados para Carga I utilizando a Estrutura I : (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.	48
Figura 27 – Resultados para Carga I utilizando a Estrutura II : (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.	49
Figura 28 – Resultados para Carga II utilizando a Estrutura I : (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.	50
Figura 29 – Resultados para Carga II utilizando a Estrutura I : (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.	51
Figura 30 – Resultados para Carga III utilizando a Estrutura I : (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.	52
Figura 31 – Resultados para Carga III utilizando a Estrutura I : (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.	53
Figura 32 – Resultados da tensão na Carga I : (a) análise sem FF, (b) análise com FF.	55
Figura 33 – Resultados da tensão na Carga II : (a) sem FF, (b) com FF.	55
Figura 34 – Resultados da tensão na Carga III : (a) sem FF, (b) com FF.	56

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Contextualização	14
1.2	Identificação do Problema	15
1.3	Objetivos	16
1.4	Estrutura do Trabalho	16
2	REVISÃO TEÓRICA	17
2.1	Ressonância de Filtros LC	18
2.1.1	Amortecimento Passivo	18
2.1.2	Amortecimento Ativo	18
2.2	Estratégias de Controle aplicados a sistemas VSC	19
2.2.1	Controlador Proporcional Ressonante	21
3	MODELAGEM	25
4	PROJETO DOS CONTROLADORES	28
4.1	Amortecimento Ativo - Malha Interna	30
4.2	Projeto dos Controladores Ressonantes	32
4.3	Análise de Estabilidade	34
5	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	43
5.1	Teste a vazio	46
5.2	Teste Carga I	48
5.3	Teste Carga II	50
5.4	Teste Carga III	52
5.5	Análise da compensação Feed-forward - Estrutura II	54
6	CONCLUSÃO	57
	REFERÊNCIAS	58

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Atualmente, o desenvolvimento sustentável e fontes renováveis de energia tem alcançado cada vez mais espaço no cenário global, contribuindo assim, para uma maior preservação dos recursos naturais do planeta, e, ao mesmo tempo, promovendo desenvolvimento nos setores da sociedade. Um dos aspectos importantes para o desenvolvimento sustentável está ligado ao planejamento do uso dos recursos energéticos e na geração de energia elétrica, com a utilização cada vez maior de fontes renováveis de energia na matriz energética (TIEPOLO et al., 2012).

Embora as fontes renováveis de energia poderem ser usadas em várias aplicações como: meios de transporte, sistemas de aquecimento, na maioria das vezes o interesse reside na utilização para geração de eletricidade (VILLALVA; GAZOLI, 2012).

Uma das formas alternativas de conversão de energia existente é a energia do Sol que pode ser convertida em eletricidade pela aplicação do efeito fotovoltaico, que consiste na conversão da luz solar em eletricidade, que é aplicada em painéis fotovoltaicos (VILLALVA; GAZOLI, 2012).

Um sistema de geração de corrente contínua (CC), como: painéis fotovoltaicos (PV), fontes de corrente contínua: baterias, banco de capacitores, *flywheel* (dispositivo de armazenamento de energia), podem ser conectados às cargas através de um conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC).

O VSC, é um conversor CC/CA que possui um elemento com característica de fonte de tensão contínua no lado CC. Além disso, utiliza dispositivos semicondutores com capacidade de condução e interrupção, ou seja, dispositivos que podem entrar em condução e interromper a condução através de pulsos. Os dispositivos semicondutores mais comumente encontrados na indústria atualmente, que desempenham adequadamente esse papel nos equipamentos de sistemas de potência, são os GTOs, IGBTs, MOSFET e SCR (PING et al., 2009).

Os conversores operando de forma isolada podem ter como um dos objetivos emular as tensões de uma rede de distribuição de energia. Neste sentido, é necessário atender determinadas especificações como frequência da rede e valores de tensão. O objetivo dos sistemas de fonte ininterrupta de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*) (UPS), e das micro redes CA, é manter a tensão e a frequência de alimentação dentro de faixas preestabelecidas por normas específicas, sob quaisquer condições de carga.

Para atender esses critérios, e alcançar os resultados desejados, diferentes estratégias de controle têm sido propostas na literatura. Algumas delas utilizam os controladores proporcionais ressonantes (PRs) por introduzirem ganho elevado na frequência de ressonância selecionada de maneira a atenuar o erro em regime permanente do sinal rastreado nesta frequência, podendo ser empregado em sinais de referência senoidal (ALMEIDA, 2013).

1.2 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Com o constante crescimento de cargas eletrônicas conectadas na rede de distribuição tais como: computadores, televisores, carregador de celular, notebooks, entre outros. Quando uma quantidade relativamente alta desses tipos de carga são conectadas, a qualidade da tensão fornecida pela rede de distribuição é afetada. Porém, como se trata de uma rede consideravelmente estável, ou seja, a resposta oscilatória do sistema ao longo de um período transitório, passada a perturbação é amortecida e o sistema é capaz de estabelecer um novo ponto de operação em um tempo finito, fazendo com que os valores de amplitude e frequência das tensões fornecidas sofrem pequenas variações que são controladas rapidamente (KUNDUR, 1994). Assim, ela não sofre muito quando tem poucas cargas conectadas a ela.

Já que a intenção é emular uma rede monofásica, é preciso manter uma boa qualidade da tensão de saída independente do tipo de carga conectada. Porém, como se trata de um projeto de fonte CA, sua estabilidade é relativa, dependendo da quantidade e do tipo de carga conectada. Assim, ela sofre muito com as cargas conectadas a ela, principalmente quando são cargas não-lineares.

As cargas não-lineares são as principais causadoras de harmônicos na rede elétrica. A presença de uma característica não-linear leva à distorção da forma de onda de saída do sistema em relação à entrada, conhecida como distorção não-linear. A distorção é um efeito que ocorre no sinal de saída do sistema, quando suas características são modificadas pela excitação externa (corrente da carga) (GALHARDO; PINHO, 2003).

O comportamento de um refrigerador, que é uma das cargas indutivas mais presentes no ambiente residencial, produz harmônicos pela distorção da corrente. Outros aparelhos, que possuam motores ou transformadores em sua entrada, como máquinas de lavar, aparelhos de ar condicionado, ventiladores, bombas, etc, Podem ser incluídos nesse grupo (POMILIO; DECKMANN, 2006).

As cargas eletrônicas domésticas, tipicamente possuem um estágio retificador a diodos, com filtro capacitivo na saída. Resultando-se em uma corrente de entrada muito distorcida. A forma de onda da corrente é influenciada pela impedância do alimentador, de modo que um mesmo retificador apresentará diferentes espectros de corrente para fontes com impedâncias distintas (POMILIO; DECKMANN, 2006).

Nos sistemas VSCs, usados para emular uma rede CA. Geralmente usa-se filtros LC na saída para auxiliar no controle da tensão. Entretanto esse filtro de segunda ordem gera uma ressonância que pode levar o sistema à instabilidade (SOUZA, 2017).

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho apresenta duas estratégias de controle aplicadas a conversores estáticos (VSCs), onde são abordados o projeto e modelagem de uma fonte CA monofásica. A primeira estrutura de controle é uma proposta já abordada na literatura. Enquanto, a segunda apresenta um novo método, com algumas características distintas que serão discutidas e comparadas, mostrando a eficácia em relação à primeira. Buscando alcançar o melhor resultado para a tensão de saída da fonte, em relação a Taxa de Distorção Harmônica (TDH). Os resultados serão apresentados através de simulações utilizando o *software PSIM 9.1*, com análise de estabilidade fornecido pelo *software MATLAB R2015a*.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O capítulo 2 aborda a revisão teórica do trabalho. Destacando a ressonância de filtros LC, amortecedores ativos e passivos, estruturas de controles abordados na literatura e o controlador proporcional ressonante com suas formas oriundas.

O capítulo 3 aborda a modelagem do sistema utilizado, definindo e identificando os parâmetros do sistema físico e das estruturas de controle utilizadas.

O capítulo 4 aborda o projeto do sistema físico e dos controladores PR's utilizados na simulação no *software PSIM 9.1*, mostrando e explicando sua montagem.

O capítulo 5 aborda os resultados do projeto da fonte CA monofásica, funcionando a vazio, com carga linear e não-linear. Apresentando também, as respostas temporais e na frequência e discutindo-as.

O capítulo 6 aborda a conclusão do projeto, explicitando as descobertas e análises perante os resultados obtidos nas simulações.

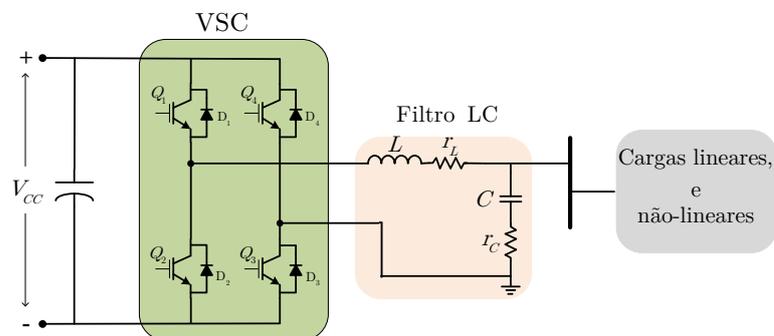
2 REVISÃO TEÓRICA

São usados dois modos distintos para controle de um sistema VSC, o Controle Modo de Corrente (do inglês, *current-mode control*) (CMC) e o Controle Modo de Tensão (do inglês, *voltage-mode control*) (VMC). O segundo é o mais utilizado em aplicações de controles de alta tensão. Portanto, tem o mérito de ser simples e ter um baixo número de malhas de controle. No entanto, como não há loop de controle dedicado à corrente da linha do VSC, o mesmo não é protegido contra sobrecorrentes, e a corrente pode passar por grandes variações se os comandos forem alterados rapidamente ou o sistema CA for submetido a uma falha. Na segunda alternativa, pelo CMC, a corrente do VSC é controlada, através da tensão do terminal do VSC. Tanto a potência ativa quanto a reativa é controlada pelo ângulo da fase e pela amplitude da corrente da linha do VSC em relação à tensão do ponto de acoplamento comum. (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Para obtenção do sinal alternado na saída do conversor, é realizada uma modulação em alta frequência. É possível obter esse tipo de modulação, comparando uma tensão de referência com um sinal triangular cuja frequência determina a frequência de comutação dos interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4 (Figura 1). A largura de pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa de referência em comparação com a portadora (triangular). Assim, tem-se uma modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Na Figura 1 é mostrado um sistema VSC com filtro LC (denominado VSC-LC) alimentando cargas conectadas ao PAC.

Figura 1 – Diagrama do sistema VSC-LC conectado a diferentes perfis de carga.



Fonte: O autor

2.1 RESSONÂNCIA DE FILTROS LC

Os harmônicos provindos dos conversores eletrônicos de potência são atenuados com usos de filtros, podendo eles ser de primeira ordem (L) segunda ordem (LC) ou de ordens superiores, como por exemplo (LCL – terceira ordem). No entanto, a presença de componentes indutivos e capacitivos geram ressonância, que podem ainda ser influenciada pela parte indutiva (BAI et al., 2017). Tais ressonâncias podem ser atenuadas pela adição de amortecedores passivos ou ativos. Os amortecedores passivos utilizam elementos resistivos físicos, que ocasionam perdas de energia por aquecimento e são sensíveis as variações paramétricas do sistema (BERES et al., 2016). Os amortecedores ativos, comumente utilizados na literatura conseguem atenuar a ressonância dos filtros LC através de estratégias de controle do sistema VSC (LI, 2009). Por esse motivo, duas técnicas de amortecimento ativo são investigadas, amortecimento harmônico através da resistência virtual e métodos de *control-signal-shaping*.

O primeiro método cria uma resistência física fictícia, similar a resistência física que seria adicionada para amortecimento, onde é utilizada somente nas frequências harmônicas. Portanto, o processo de filtragem utilizando esse método pode apresentar uma resposta dinâmica ruim (LI, 2009).

O segundo método (*control-signal-shaping*) cria o sinal da modulação por largura de pulso (do inglês, Pulse Width Modulation) (PWM), através de uma sequência de degraus, de modo a cancelar o efeito oscilatório da ressonância (Zhong; Hang, 2004).

2.1.1 AMORTECIMENTO PASSIVO

O problema de ressonância de filtros LC pode ser resolvido através da adição de um resistor em série com o capacitor do filtro. (BüYük et al., 2016).

Se um resistor passivo é colocado em série com o capacitor do filtro, o amortecimento torna-se mais robusto e a estabilidade do filtro é melhorada, mas ao preço de maiores perdas e diminuição da atenuação de alta frequência (BERES et al., 2016).

A ressonância dos filtros, também pode ser diminuída adicionando um resistor em paralelo com o indutor ou com o capacitor do filtro. Adicionando o resistor em paralelo com o capacitor é a melhor opção para estabilidade do sistema (BüYük et al., 2016).

2.1.2 AMORTECIMENTO ATIVO

Os amortecedores ativos são usados para atenuar a ressonância dos filtros LC através das estratégias de controle do conversor estático (LI, 2009).

Para amortecer ainda mais a ressonância LC nesses sistemas de conversores, técnicas de amortecimento ativo, como métodos de amortecedores harmônicos virtuais e de controle

de sinal podem ser utilizadas (LI, 2009).

A maioria dos algoritmos de controle apresentados para fontes de alimentação ininterruptas (UPSs) usam a corrente que passa pelo indutor ou capacitor do filtro LC como variáveis de realimentação, realizando-se assim, o amortecimento ativo, para regular a tensão de saída (LOH et al., 2003).

A realimentação usando a corrente que passa pelo capacitor é uma alternativa para evitar os distúrbios causados pela carga, enquanto que, a realimentação usando a corrente que passa pelo indutor é uma alternativa para amortecer a ressonância gerada pelo filtro LC (LI, 2009).

Pode-se utilizar uma malha única de realimentação para controlar a tensão em um sistema VSC. Onde, tal controle é utilizado para diminuir gastos com sensores de corrente e manter uma certa capacidade de rastrear a frequência de referência de tensão. Porém, essa estratégia é sensível a distúrbios em frequências próximas à frequência de ressonância do controlador. Para garantir mais robustez ao sistema, uma malha interna de corrente pode ser inserida ao controlador. Para atenuar os componentes reativos do filtro na saída (filtro LC) que causam ressonância, os amortecedores ativos que usam duas malhas de controle, são mais indicados. Portanto seus ganhos têm que ser calculados com mais cautela para não comprometer a filtragem dos harmônicos de alta frequência (SOUZA, 2017)

2.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE APLICADOS A SISTEMAS VSC

Para atender os critérios, e, alcançar os resultados, diferentes estratégias de controle tem sido propostas na literatura, desde controladores lineares como proporcional-integral, H_∞ , *deadbeat*, repetitivo, até controladores não-lineares como modos deslizantes e controle por linearização da realimentação (do inglês, *Feedback Linearization Control*) (FLC), entre outros (SOUZA, 2017).

O controle PI sugerido em (Karimi; Yazdani; Iravani, 2011) garante estabilidade robusta, resposta dinâmica rápida a perturbações, e, erro zero no regime estacionário. Porém, apresenta uma taxa de distorção harmônica (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) considerável alta quando cargas não-lineares são alimentadas.

O controle PI sugerido por (Modesto et al., 2013) apresenta uma resposta dinâmica na tensão do barramento DC lenta e um alto valor da THD quando cargas não-lineares são alimentadas.

O controle H_∞ sugerido por (Tzann-Shin Lee; Chiang; Jhy-Ming Chang, 2001) aborda dois métodos de controle, onde, apresenta um controle em malha única que tem uma estrutura simples de fácil implementação. Mas, seu desempenho transitório e robustez

não são satisfatórios. O segundo método de controle apresenta uma estrutura de malha dupla, fornece desempenho aprimorado comparado ao de malha única, possui baixas distorções, bom desempenho, e, insensibilidade à variação da carga.

O controle preditivo, aplicados a sistemas UPS, descrito por (Cortes et al., 2009), usa observadores para estimar a corrente da carga, melhorando o comportamento do controlador proposto sem aumentar o número de sensores de corrente. No entanto, os resultados não revelaram melhoras significativas em termos de THD e erro em regime estacionário.

O controlador proposto por (Mattavelli, 2005) utiliza o controle *deadbeat* aliado a observadores de estado e de distúrbios, apresentando uma solução capaz de garantir uma resposta dinâmica rápida e uma compensação precisa sob qualquer perturbação imprevisível da planta.

O controladores propostos por (Kukrer; Komurcugil; Doganalp, 2009) e (Komurcugil, 2012) apresentam métodos de modo deslizante aplicados aos sistema UPS, garantindo robustez frente a distúrbios e variações paramétricas, embora essa estratégia está associada com ao fenômeno indesejável conhecido como *chattering*, ocorrendo oscilações em alta frequência no processo de controle, que é refletido no comportamento real da trajetória (TAN S.C., 2011). O mesmo fenômeno pode aparecer como resultado de pequenas constantes de tempo de sensores e atuadores negligenciada no modelo ideal. É indesejável, levando a uma menor precisão no controle dos conversores, desgastes nas partes mecânicas, bem como o aumento das perdas por comutação (UTKIN V., 2009).

Em (Escobar et al., 2007) o controle repetitivo, equivalente ao banco de filtros ressonantes, atua como um termo de refinamento para rejeitar a distorção harmônica causada pela corrente de carga desequilibrada e distorcida.

Em (Botteron; Pinheiro, 2007), com o controle repetitivo é possível obter resultados tensões com distorção harmônica total reduzida, garantindo bom desempenho transitório para cargas lineares e não lineares. O controle repetitivo é aplicado para obter uma tensão de saída senoidal de alta qualidade de um sistema UPS. Geralmente, essa técnica de controle tem um tempo de resposta lento (Kim et al., 2015).

O sistema de controle proposto por (Do et al., 2013) pode estabelecer boa regulação de tensão, como resposta dinâmica rápida, pequenas erro de estado estacionário e baixa distorção harmônica total (THD) sob mudança repentina de carga, carga desequilibrada e carga não linear.

No modelo de controle linearizado proposto por (Kim; Lee, 2010), é mostrado experimentalmente que o esquema de controle proposto fornece respostas dinâmicas elevadas em resposta à variação de carga, bem como erro em regime estacionário zero.

Entre as estratégias relatadas acima, outros trabalhos tem destacado o uso dos

controladores proporcional-integral derivativo (PID), onde estratégias com malhas em cascata chamaram atenção entre pesquisadores devido à sua facilidade de implementação e excelente desempenho (Poh Chiang Loh et al., 2003).

2.2.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

Algumas das estratégias de controle aplicada a conversores estáticos com filtro LC incluem o controlador PR, podendo ser implementado usando uma malha de controle, duas malhas de controle, ou mais malhas de controle. Na estratégia de duas malhas, geralmente há uma malha de realimentação de corrente e uma malha de realimentação de tensão, onde, a malha de corrente oferece proteção contra sobrecorrente e robustez contra variações dos parâmetros do sistema, e, a malha de tensão ocasiona o valor de referência para o controlador de corrente e controla a tensão. (SOUZA, 2017).

O controlador PR ideal, introduz um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada de maneira a atenuar o erro em regime permanente do sinal rastreado nesta frequência, podendo ser empregado em sinais de referência senoidais. (ALMEIDA, 2013).

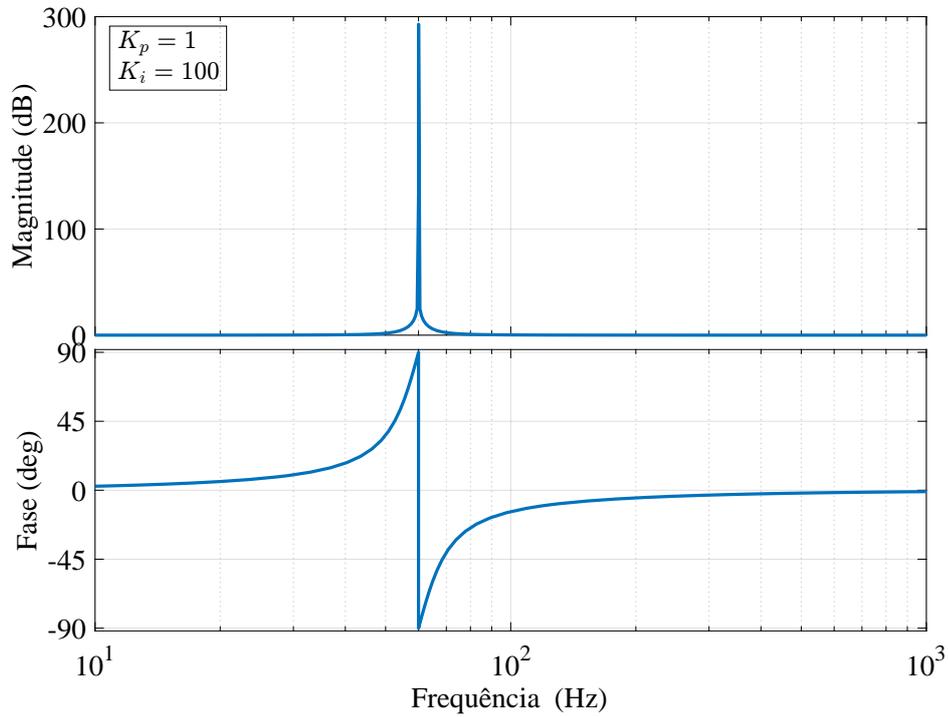
O controlador PR pode ser descrito no domínio de Laplace como:

$$C_p r(s) = K_p + K_I \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right), \quad (2.1)$$

onde K_p e K_I , representam os ganhos proporcional e integral, respectivamente, e ω_0 a frequência de ressonância do controlador (frequência do sinal de referência que será rastreado ou frequência harmônica que será filtrada).

A seguir é mostrada a resposta em frequência do controlador ressonante descrito em 2.1.

Figura 2 – Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.



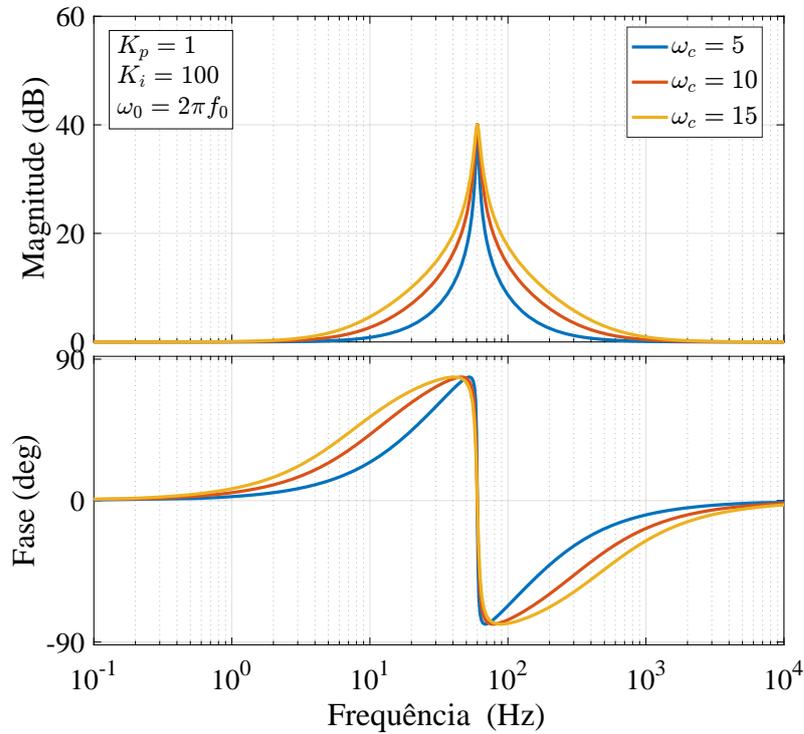
Fonte: Do autor.

Para evitar problemas relacionados ao ganho infinito da frequência de ressonância do controlador PR, modifica-se a equação 2.1, reescrevendo a função de transferência da seguinte forma:

$$C_p r(s) = K_p + K_I \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right), \quad (2.2)$$

em que ω_c é a faixa de passagem da parcela ressonante. Essa nova função de transferência não possui ganho finito, mas ainda elevado para garantir um erro em regime desprezível na frequência de ressonância. Como podemos observar na Figura 3.

Figura 3 – Resposta em frequência do controlador ressonante modificado (não ideal) para diferentes valores de ω_c .



Fonte: Do autor.

Uma das vantagens observada desse controlador comparado ao ideal (mostrado na Figura 2) é que a faixa da parcela ressonante é aumentada. Assim, pode ser escolhido um ω_c adequado para reduzir a sensibilidade do controlador quanto a pequenas variações na frequência de um determinada SEP. (ALMEIDA, 2013).

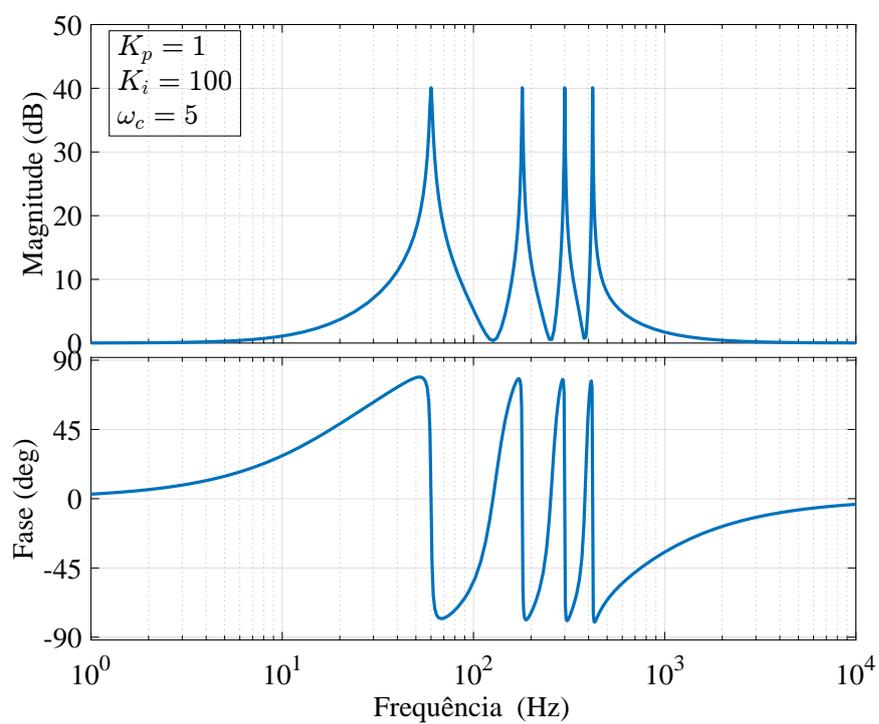
Uma terceira formulação para o PR é baseada na transformada de Laplace do seno:

$$C_p r(s) = K_p + \frac{K_I}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.3)$$

A função de transferência da equação 2.3 não é muito usada pelo fato de não possuir um zero em $s = 0$, resultando em uma resposta dinâmica mais lenta para o sistema compensado. (ALMEIDA, 2013).

São usados múltiplos controladores paralelos juntos sem reduzir a margem de fase do sistema, o que poderia causar instabilidades ao sistema. Uma vez que a parcela ressonante possui um alto ganho da frequência central e não influencia nas outras frequências. (ALMEIDA, 2013).

Figura 4 – Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes (não ideais) sintonizados para compensar os harmônicos de 1º, 3º, 5º e 7º.

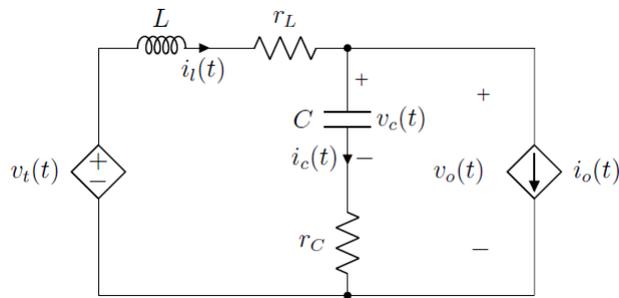


Fonte: Do autor.

3 MODELAGEM

Para encontrar o modelo matemático do sistema, primeiro, foi desprezado os harmônicos gerados pela comutação das interrupções do VSC, em seguida foi feita a representação da conexão do conversor formador de rede através do circuito equivalente mostrado abaixo, onde a tensão de saída do conversor $v_t(t)$ é representado por uma fonte controlada e a fonte de corrente $i_0(t)$ representa a corrente consumida pela carga, considerada como um distúrbio para o controle da tensão de saída $v_o(t)$. (SOUZA, 2017).

Figura 5 – Equivalente monofásico Conversor Formador de Rede.



Fonte: Retirada de (SOUZA, 2017).

Aplicando a lei das tensões de Kirchoff, é possível obter as seguintes equação:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_t(t) - r_L i_L(t) - v_o(t) \quad (3.1)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (3.2)$$

$$i_L(t) = i_c(t) + i_o(t) \quad (3.3)$$

$$v_o(t) = v_c(t) + r_C i_c(t) \quad (3.4)$$

onde, i_L e i_c são as correntes no indutor e capacitor, respectivamente. As variáveis r_l e r_c são as resistências inerentes do indutor e capacitor, respectivamente. E, v_c é a tensão no capacitor.

Aplicando a transformada de Laplace nas equações 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4:

$$LsI_L(s) = V_t(s) - r_L I_L(s) - V_o(s) \quad (3.5)$$

$$CsV_c(s) = I_L(s) - I_o(s) \quad (3.6)$$

$$I_L(s) = I_C(s) + I_o(s) \quad (3.7)$$

$$V_0(s) = V_c(s) + r_c I_c(s) \quad (3.8)$$

Explicitando $V_C(s)$ na Equação 3.6, resulta-se em:

$$V_c(s) = \frac{1}{C_s} [I_L(s) - I_0(s)] \quad (3.9)$$

Explicitando $V_C(s)$ na Equação 3.8, resulta-se em:

$$V_c(s) = V_0(s) - r_C I_C(s) \quad (3.10)$$

Igualando as Equações 3.9, 3.10, resulta-se em:

$$\frac{1}{C_s} [I_L(s) - I_0(s)] = V_0(s) - r_C I_C(s) \quad (3.11)$$

Explicitando $I_C(s)$ na Equação 3.7 e substituindo em 3.11, resulta-se em:

$$\frac{1}{C_s} [I_L(s) - I_0(s)] = V_0(s) - r_C [I_L(s) - I_0(s)] \quad (3.12)$$

Explicitando $I_L(s)$ na Equação 3.12, resulta-se em:

$$I_L(s) = \frac{C_s}{C r_C s + 1} V_0(s) + I_0(s) \quad (3.13)$$

Explicitando $V_t(s)$ na Equação 3.5, resulta-se em:

$$V_t(s) = (Ls + r_L) I_L(s) + V_0(s) \quad (3.14)$$

Substituindo 3.13 em 3.14, resulta-se em:

$$V_t(s) = (Ls + r_L) \left[\frac{C_s}{C r_C s + 1} V_0(s) + I_0(s) \right] + V_0(s) \quad (3.15)$$

Explicitando $V_0(s)$ na Equação 3.15, depois de alguns rearranjos, tem-se:

$$V_0(s) = \frac{C r_C s + 1}{L C s^2 + (r_L + r_C) C s + 1} V_t(s) - \frac{L C r_C s^2 + (C r_C r_L + L) s + r_L}{L C s^2 + (r_L + r_C) C s + 1} I_0(s) \quad (3.16)$$

A Equação 3.16 pode ser representada como:

$$V_0(s) = G_{io}(s) V_t(s) - Z_0(s) I_0(s) \quad (3.17)$$

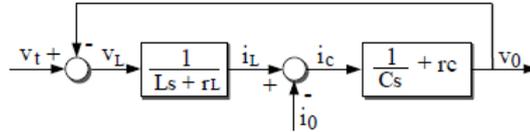
onde, $G_{io}(s)$ representa a função de transferência entrada/saída e $Z_0(s)$ a impedância de saída do conversor, ou seja:

$$G_{io}(s) = \frac{C r_C s + 1}{L C s^2 + (r_L + r_C) C s + 1} \quad (3.18)$$

$$Z_0(s) = \frac{LCr_C s^2 + (Cr_C r_L + L)s + r_L}{LCs^2 + (r_L + r_C)Cs + 1} \quad (3.19)$$

Representando o sistema físico em diagrama de blocos:

Figura 6 – Representação do sistema físico em diagramas de blocos.



Fonte: Do autor.

onde os parâmetros: L , C , r_L e r_C são considerados através de dados práticos abordados por (SOUZA, 2017) na Tabela 1. Os valores são observados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do filtro de saída LC.

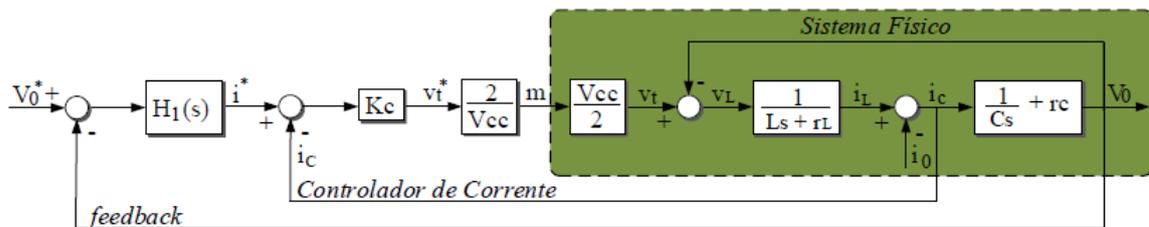
L	C	r_L	r_C
$175\mu H$	$85\mu F$	$75 m\Omega$	$37m\Omega$

4 PROJETO DOS CONTROLADORES

O conversor estático tem que ser capaz de prover tensões senoidais de alta qualidade, independente das cargas conectadas a ele. Por este motivo, o controle deve não apenas rastrear o sinal de referência mas rejeitar perturbações, neste caso, causadas pela corrente na carga i_0 .

Foi utilizado duas estratégia de controle de um VSC com duas malhas de controle (uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão), a primeira estrutura é mostrada na Figura 7.

Figura 7 – **Estrutura I:** Estratégia de controle de um VSC utilizando duas malhas de controle.



Fonte: Do autor.

Onde, H_1 é definido como:

$$H_1(s) = K_{p1} + K_{i1} \sum_{n=0}^6 \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + [(2n+1)\omega_0]^2} \right) \quad (4.1)$$

onde, n é um número inteiro que varia de acordo com o somatório.

Como observado na Figura 7 e na equação 4.1, a estrutura proposta apresenta controladores proporcionais ressonantes ligados em paralelo, que são sintonizados nas frequência impares de ω_0 (fundamental) até a frequência do décimo terceiro harmônico (ω_{13}), onde os mesmos realizam o controle do sinal de tensão na malha externa. Sua função é seguir o sinal de referência $(v_0)^*$, e os demais ressonantes são projetados para rejeitar distúrbios causados por cargas não-lineares nas frequências em que estão sintonizados. Mais detalhes serão observados na análise da impedância de saída que será discutido posteriormente.

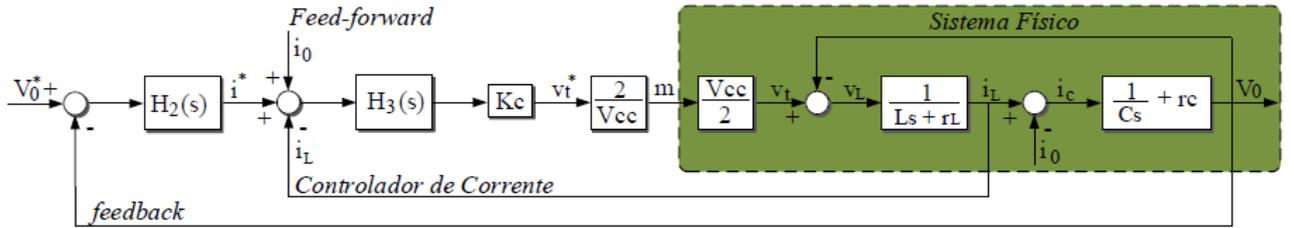
Além dos ressonantes, um ganho proporcional k_c é introduzida na malha interna de controle. Este ganho é responsável por produzir um amortecimento ativo na ressonância inerente ao filtro LC. Esta estratégia foi proposta por (LI, 2009).

A proposta, destacada na Figura 8 utiliza uma estratégia de controle de um VSC também com duas malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, além disso é realizado um *feedforward* utilizando o sinal de corrente da carga para garantir uma maior robustez do controlador frente as variações de tensão da carga (FOGLI, 2018). É importante destacar que a corrente na carga pode ser estimada através da aferição da corrente que passa no indutor e no capacitor do filtro LC, com um sensor de corrente (indutor) e um sensor de tensão (capacitor), como pode ser observado na Equação 4.2 . Esta ação permite compensar a influência da corrente da carga sem a modificação do tipo de controlador.

$$I_0(t) = I_L(t) - C \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (4.2)$$

O diagrama completo do controlador pode ser observado Figura 8.

Figura 8 – **Estrutura II:** Estratégia de controle de um VSC utilizando duas malhas de controle.



Fonte: Do autor.

Para rejeitar os distúrbios que podem ser induzidos pela corrente de saída i_0 , são incluídos, na malha interna de corrente, múltiplos controladores PRs em paralelo, projetados em frequências específicas. A função de transferência dos ressonantes projetados neste trabalho é definida por

$$H_3(s) = K_{p3} + K_{i3} \sum_{n=1}^6 \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + [(2n+1)\omega_0]^2} \right) \quad (4.3)$$

onde, $\omega_0 = 2 * \pi * f_0$ e n é um número inteiro que varia de acordo com o somatório.

Na malha externa é utilizado um PR sintonizado na frequência fundamental do sistema. Sua função é seguir o sinal de referência $(v_0)^*$. Representado por $H_2(s)$ na Figura 7, sua função de transferência é:

$$H_2(s) = K_{p2} + K_{i2} \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \quad (4.4)$$

O valor de V_{cc} é definido de forma que a alimentação da fonte seja suficiente para gerar um sinal de saída com amplitude de 180 V, assim, foi considerada uma fonte de alimentação

constante de 400 V. Como mencionado anteriormente, a entrada I_0 representa o distúrbio (corrente consumida pela carga), que provoca variações na tensão de saída do sistema.

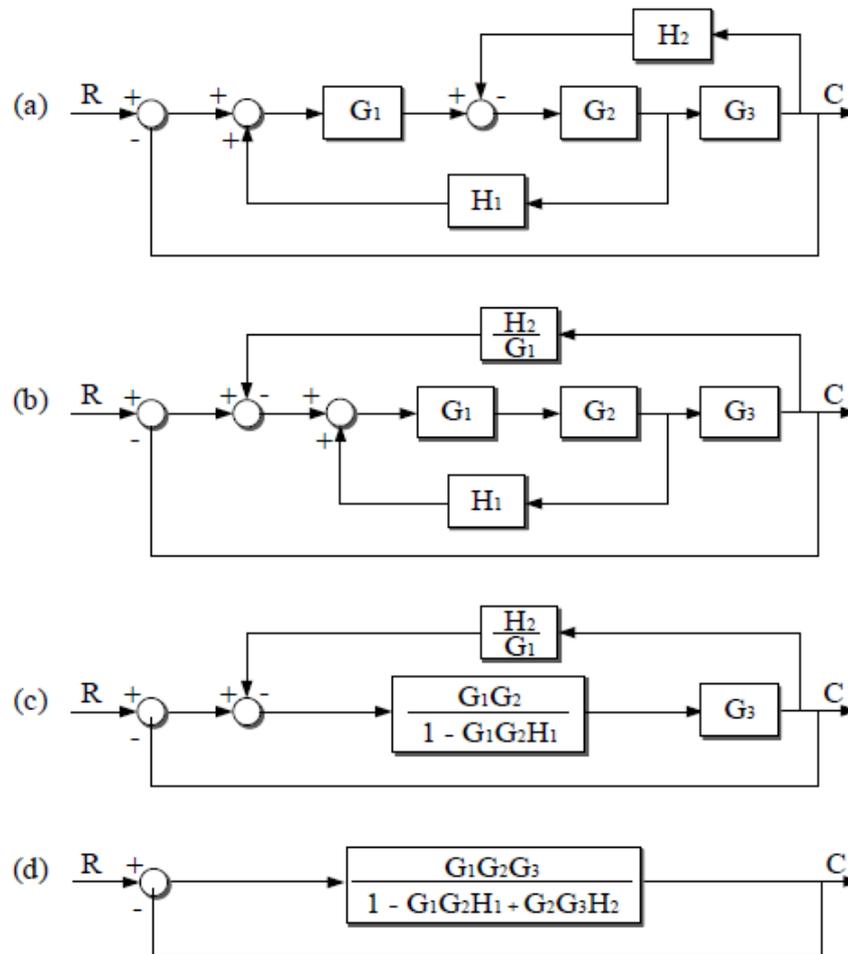
Os parâmetros $2/V_{cc}$ e $V_{cc}/2$ são normalizações aplicadas na simulação, onde $2/V_{cc}$ é aplicada entre o sinal de saída do controlador e a entrada do sistema físico, e $V_{cc}/2$ é aplicada na parte interna do sistema físico considerado.

4.1 AMORTECIMENTO ATIVO - MALHA INTERNA

Para determinar a escolha do parâmetro K_c (ganho do controlador de corrente), primeiro, desconsideramos o distúrbio, em seguida, fazemos uma análise da função de transferência da malha de corrente interna, onde o procedimento foi feito simplificando o diagrama de bloco usando as relações algébricas de blocos.

Um diagrama de blocos complexo pode ser simplificado por um arranjo passo a passo, usando regras de álgebra de diagramas de blocos. Algumas dessas regras são fornecidas nos itens de (a) à (d) na Figura 9. Essas regras são obtidas reescrevendo a mesma equação de uma maneira diferente. A simplificação de blocos por rearranjos e substituições reduz consideravelmente o trabalho necessário na análise matemática subsequente (OGATA, 1998).

Figura 9 – Regras de álgebra aplicada em diagramas de blocos.

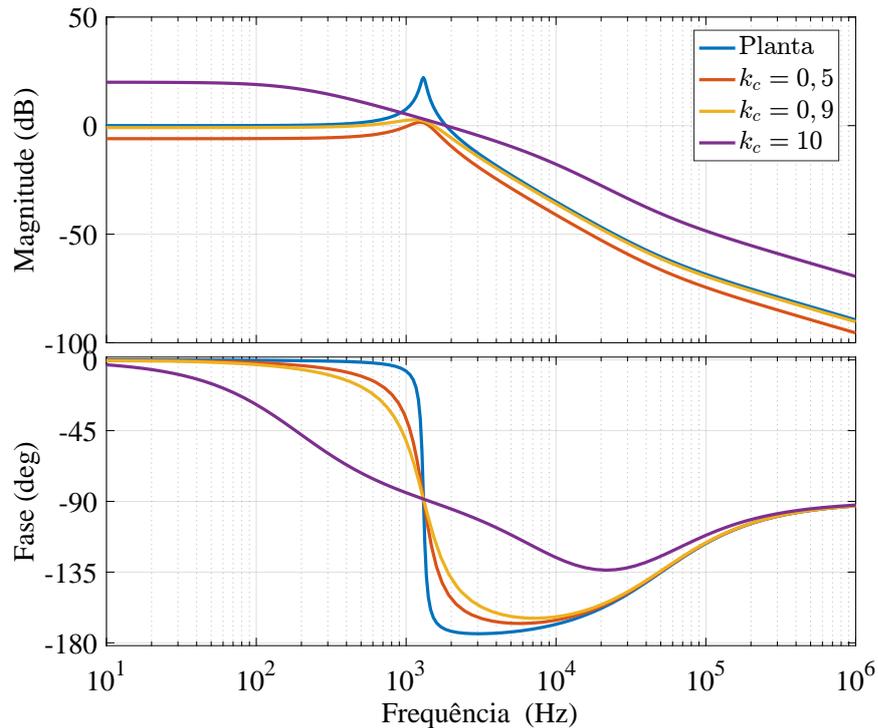


Fonte: Do autor.

Utilizando as regras da álgebra aplicada à diagramas de blocos, foram realizados alguns passos simplificando o diagrama de blocos visto na Figura 6, para encontrar a função de transferência de malha interna, apresentada em 4.5

$$G_V(in) = \frac{v_0}{i^*} = \frac{k_c(Cr_Cs + 1)}{LCs^2 + (r_L + r_C + k_c)Cs + 1} \quad (4.5)$$

Como observado na equação 4.5, há uma influencia do ganho k_c no amortecimento dos polos da função de transferência. De modo a ilustrar melhor essa observação, a Figura 10 mostra as respostas em frequência da malha interna para diferentes valores de k_c .

Figura 10 – Análise na frequência da Equação 4.5 para diferentes valores de k_c .

Fonte: O autor.

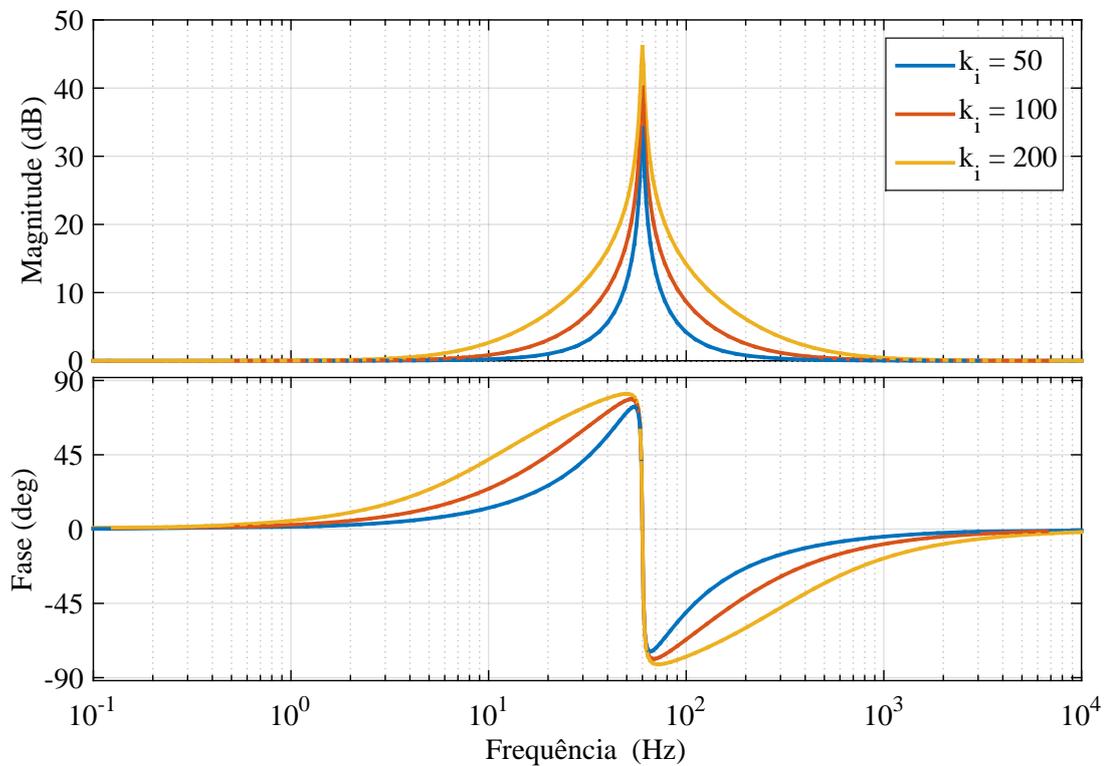
Pode ser observado que quando aumenta-se o valor do ganho k_c diminuí-se o pico de ressonância, mas, por outro lado, a um aumento do atraso de fase na frequência de operação do sistema.

4.2 PROJETO DOS CONTROLADORES RESSONANTES

Para o controlador, será usada a versão modificada (não ideal) especificada na Equação 2.2.

Uma das vantagens observada desse controlador comparado ao ideal, é que a faixa da parcela ressonante é aumentada. Assim, pode ser escolhido um ω_C adequado para reduzir a sensibilidade do controlador (ALMEIDA, 2013). No projeto em estudo adotou-se $\omega_C = 5$ de modo a trabalhar com uma faixa estreita da região de ressonância do sistema.

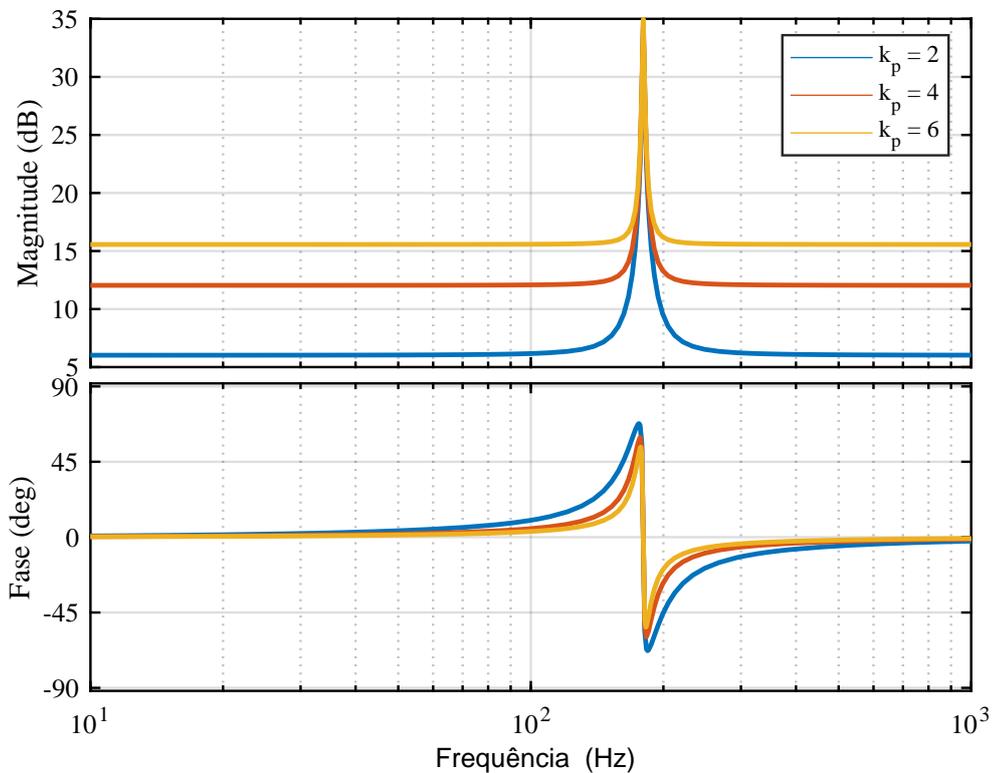
Pode ser observado na Figura 11 que o pico de ressonância aumenta conforme o ganho k_i aumenta. No entanto, maior valores k_i introduzem um maior atraso de fase na frequência de operação do sistema.

Figura 11 – Resposta em frequência do controlador PR para diferentes valores de K_i .

Fonte: O autor.

Quanto maior o valor de K_i , maior será o amortecimento dos zeros e a velocidade de rastreamento. Contudo, quanto maior o amortecimento dos zeros, maior será o deslocamento de fase na vizinhança da frequência ressonante. Por este motivo, para o caso em estudo é considerado o valor de $K_{i1} = K_{i2} = k_{i3} = 100$, que mostrou-se adequado a análise desejada.

De acordo com a Figura 12, o valor da constante K_p afeta igualmente os sinais em todo o espectro de frequência. A mesma basicamente determina a dinâmica do sistema em termos da faixa de passagem, margem de fase e ganho. Assim, através das análises realizadas, escolheu-se $K_{p1} = K_{p2} = 1$ e $k_{p3} = 2$.

Figura 12 – Resposta em frequência do controlador PR para diferentes valores de K_p .

Fonte: O autor.

4.3 ANÁLISE DE ESTABILIDADE

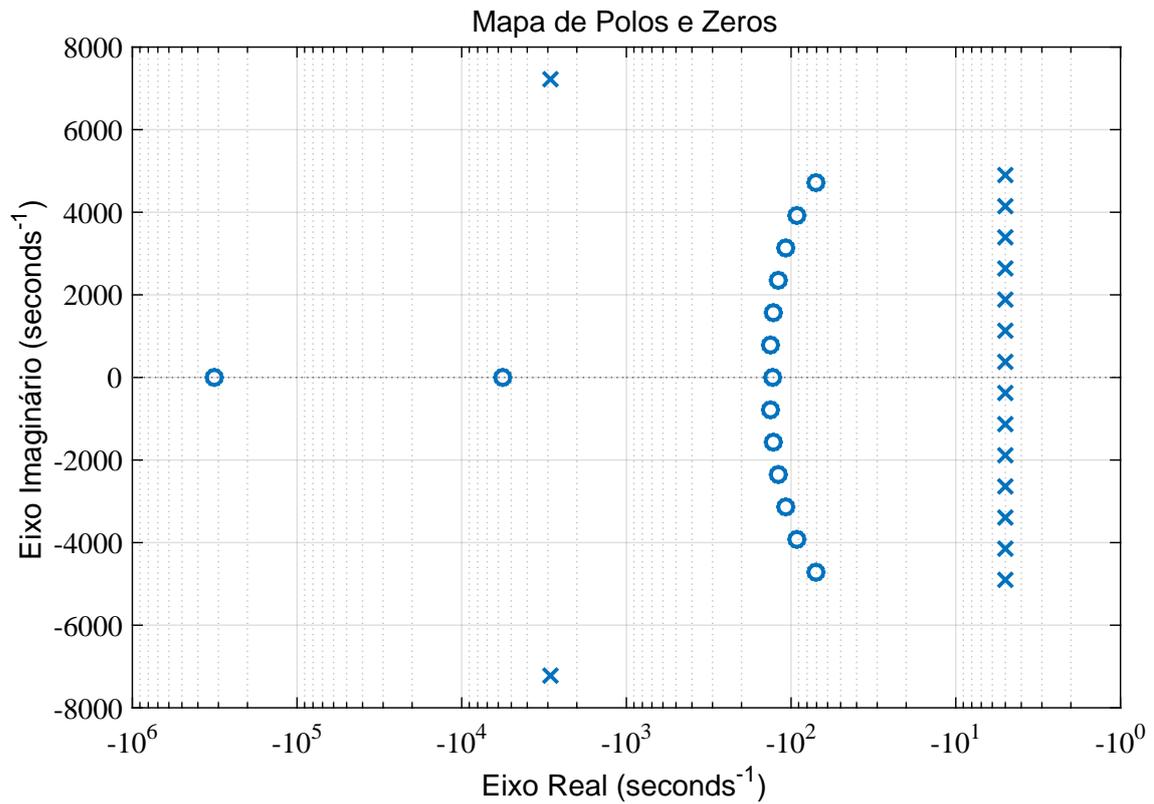
Após as definições dos parâmetros dos sistemas, foi feita uma análise da estabilidade das estruturas dos dois controladores que serão implementados.

Segundo (OGATA, 1998), nos sistemas de fase mínima, a função de transferência de malha aberta não possui polos nem zeros no semiplano direito do plano s . Para sistemas de fase mínima, as margens de fase e ganho devem ser positivas para que o sistema seja estável. Margens negativas indicam instabilidade. Além disso, margens de fase e ganho apropriadas protegem contra variações nos componentes do sistema e são especificadas por valores positivos definidos. Os dois valores limitam o comportamento do sistema de malha fechada nas proximidades da frequência de ressonância. Para obter um desempenho satisfatório, a margem de fase deve estar entre 30° e 60° e a margem de ganho deve ser maior que 6 dB. Com esses valores, um sistema de fase mínima tem estabilidade garantida, mesmo que o ganho de malha aberta e as constantes de tempo dos componentes variem dentro de certos limites.

Assim, foi utilizado o *software MATLAB R2015a* para identificar a posição dos zeros e polos de malha aberta das estruturas (utilizando a função *pzmap*), e, realizada uma

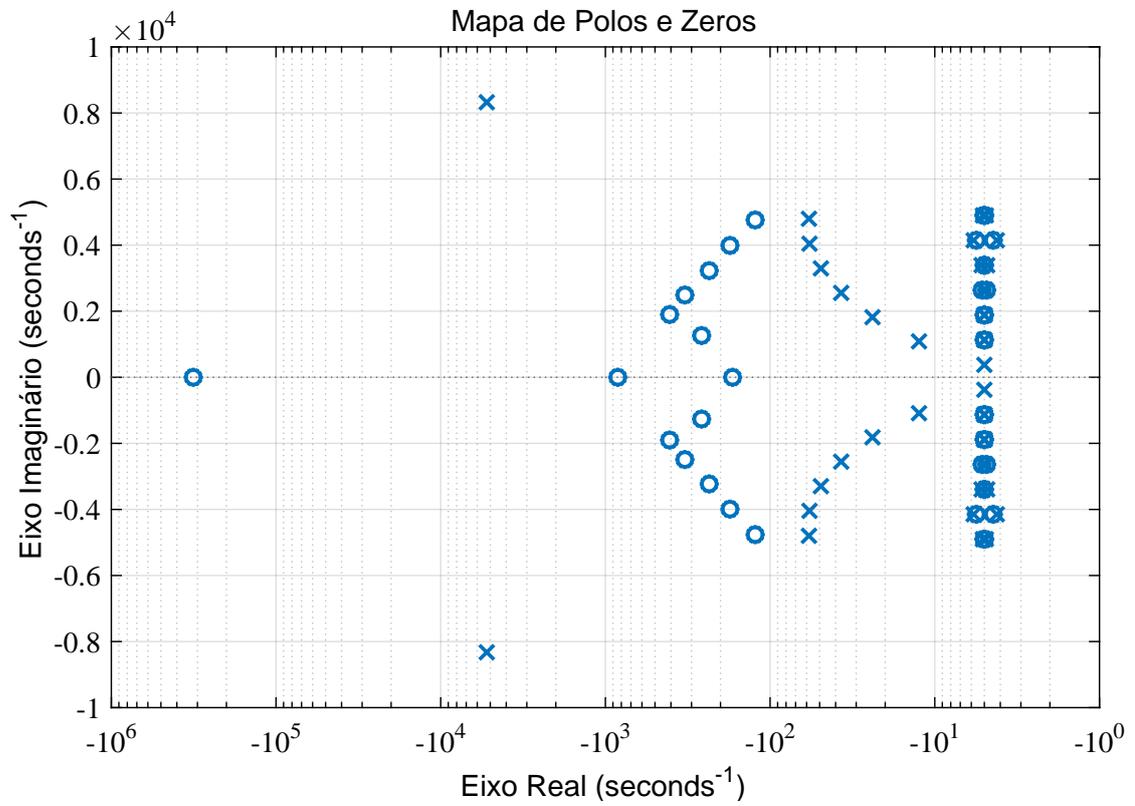
análise da resposta em frequência da magnitude e fase dos sistemas (utilizando a função *margin*). Onde, os zeros e polos são mostrados nas Figuras 13 e 14, e as margens de de fase e ganho são observadas nas Figuras 15 e 16 da resposta dos sistema em malha aberta.

Figura 13 – Posição dos Polos e Zeros de malha aberta do sistema da **Estrutura I**.

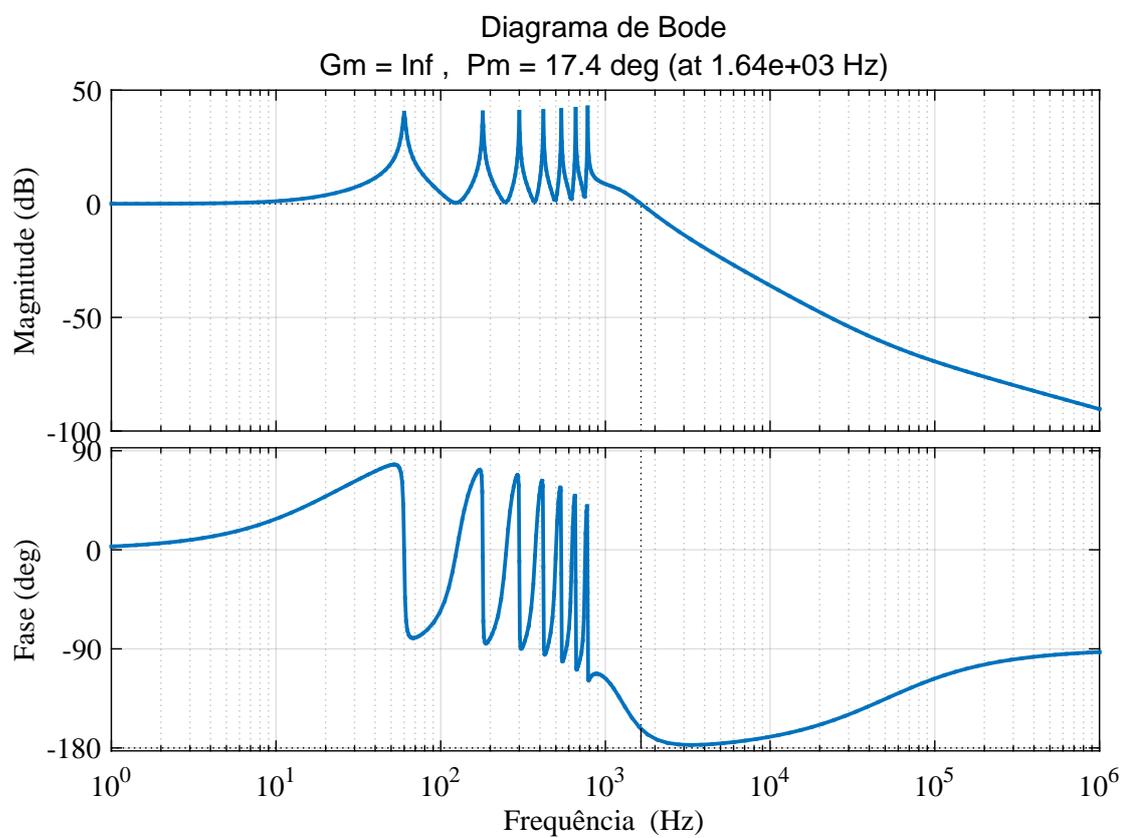


Fonte: O autor.

Figura 14 – Posição dos Polos e Zeros de malha aberta do sistema da **Estrutura II**.

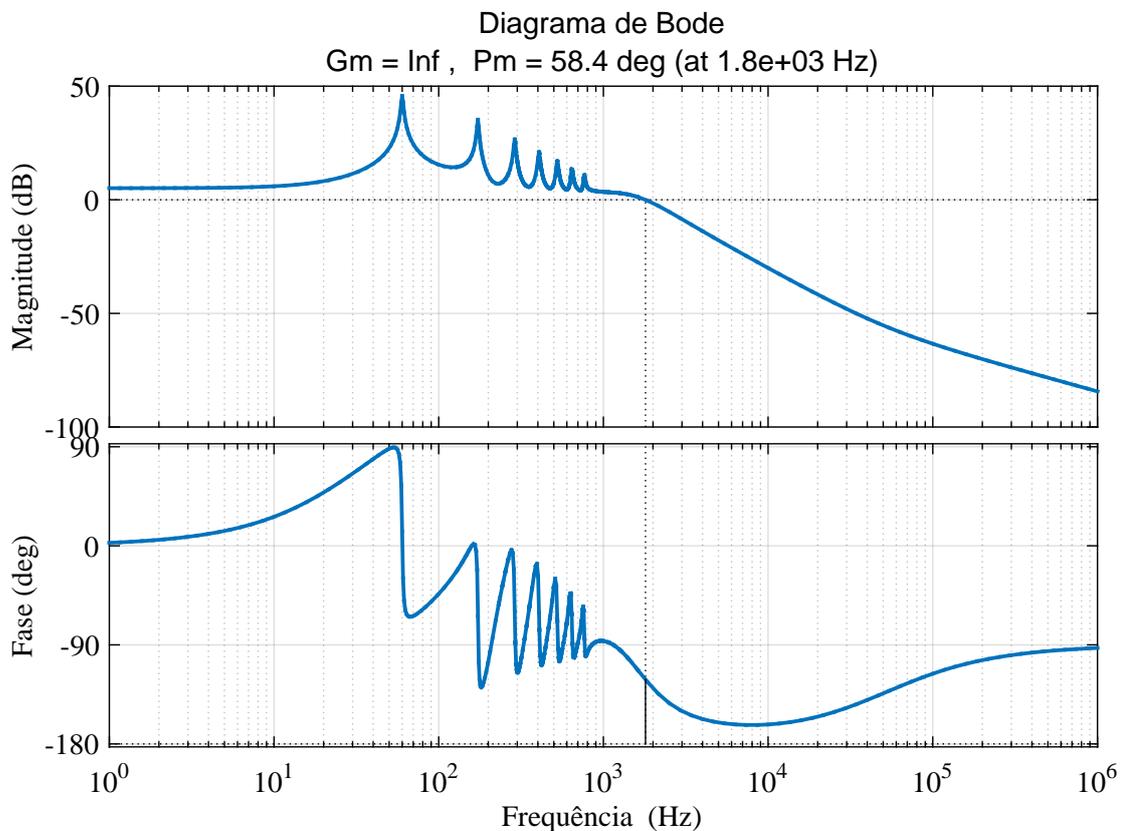


Fonte: O autor.

Figura 15 – Análise na frequência da estabilidade do sistema da **Estrutura I** em malha aberta.

Fonte: O autor.

Figura 16 – Análise na frequência da estabilidade do sistema da **Estrutura II** em malha aberta.



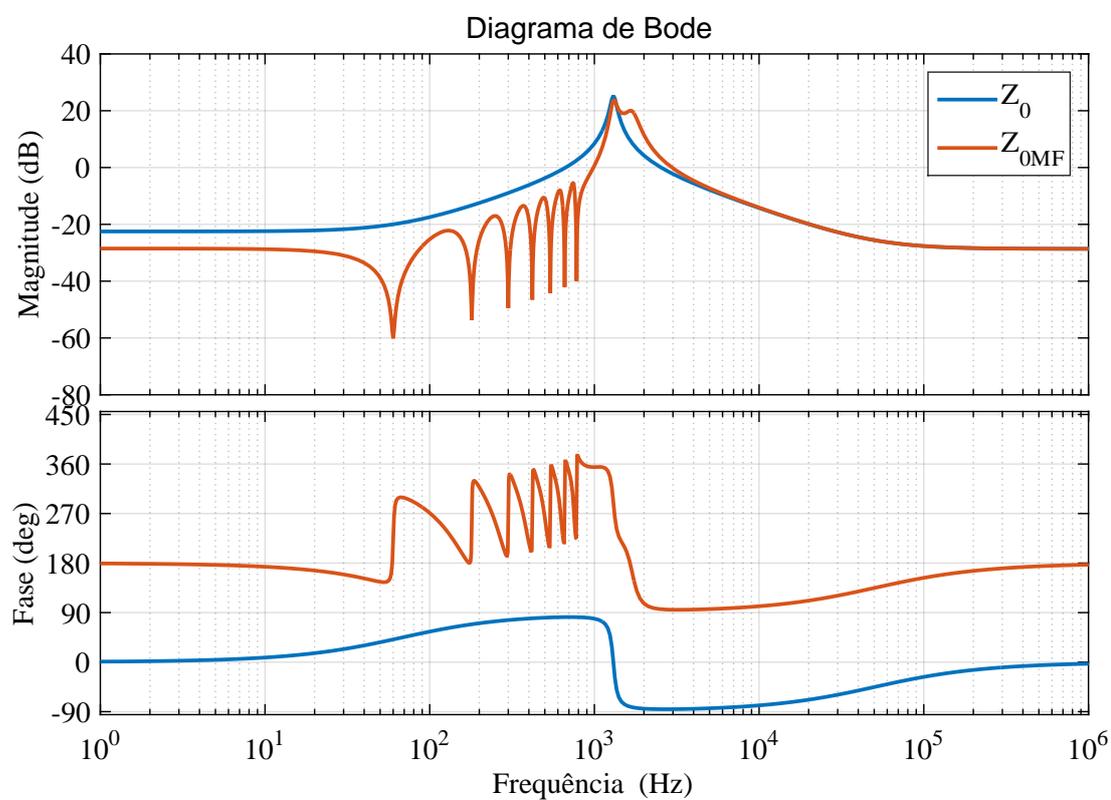
Fonte: O autor.

Como observado nas Figuras 13 e 14, ambas as estruturas de controle apresentadas possuem todos os polos e zeros da função de transferência de malha aberta localizados à esquerda do plano s , conclui-se, que ambos os sistemas são denominados de fase mínima.

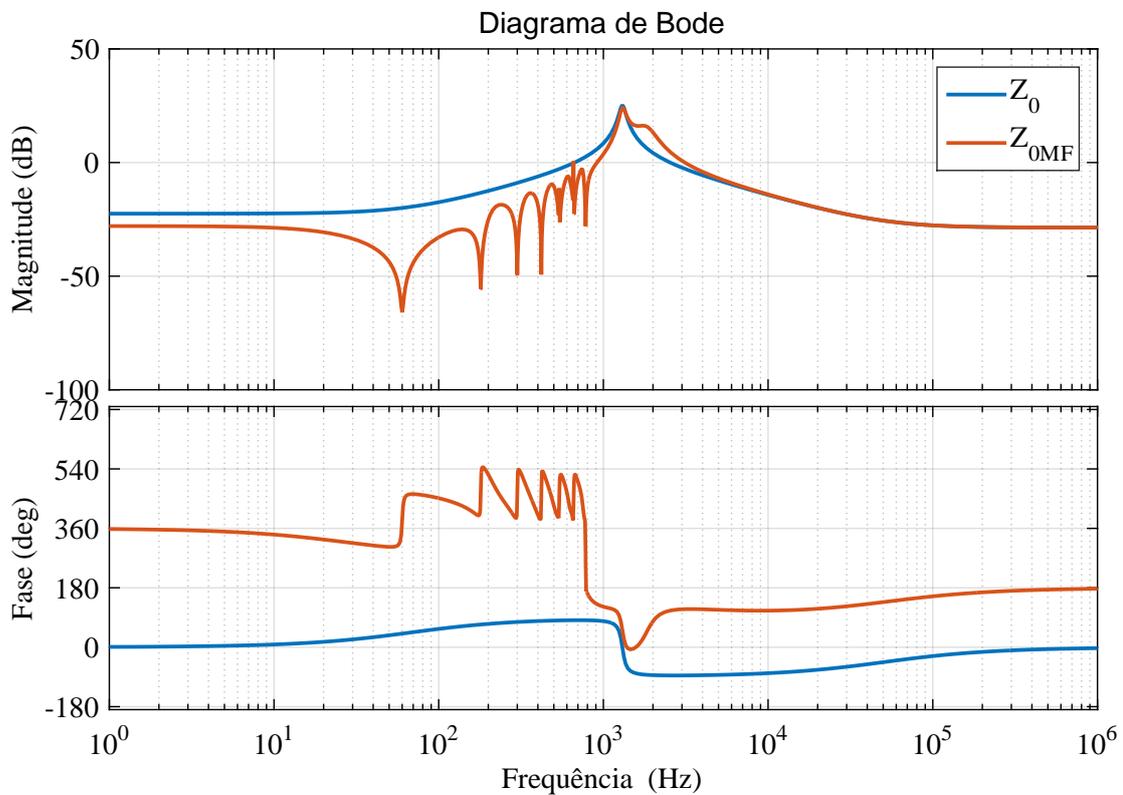
Nas Figuras 15 e 16, observa-se que os sistemas apresentam uma margem de ganho infinita e uma margem de fase positiva. Porém, a estrutura de controle da Figura 8 apresenta uma maior margem de fase comparada à estrutura da Figura 7. Assim, conclui-se que o sistema apresentado na Figura 8 apresenta um nível de estabilidade maior.

Como mencionado anteriormente, para esclarecer um pouco mais sobre os controladores PRs, é realizada uma análise da impedância de saída das duas estruturas de controle em estudo. As mesmas podem ser observadas nas Figuras 17 e 18, onde é mostrado a impedância de saída da Planta (sem os controladores) Z_0 , e com os controladores (compensada) Z_{0MF} .

Figura 17 – Análise da impedância de saída para o sistema da **Estrutura I**.



Fonte: O autor.

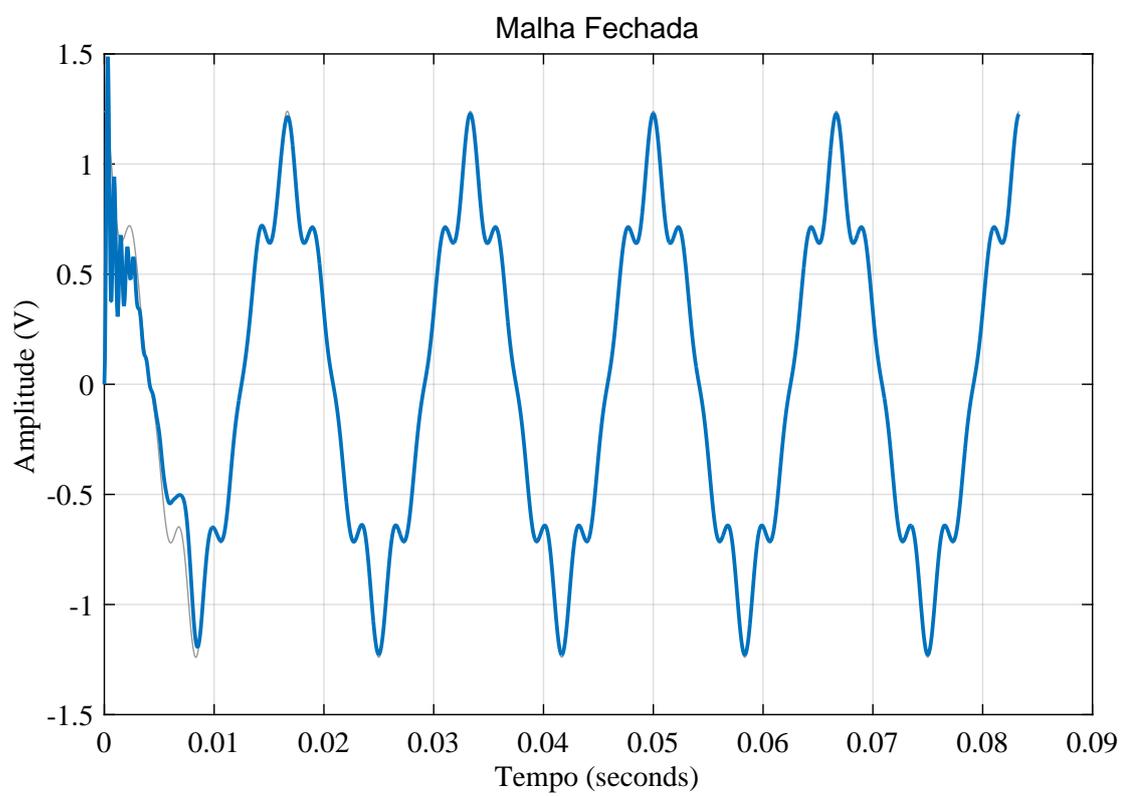
Figura 18 – Análise da impedância de saída para o sistema da **Estrutura II**.

Fonte: O autor.

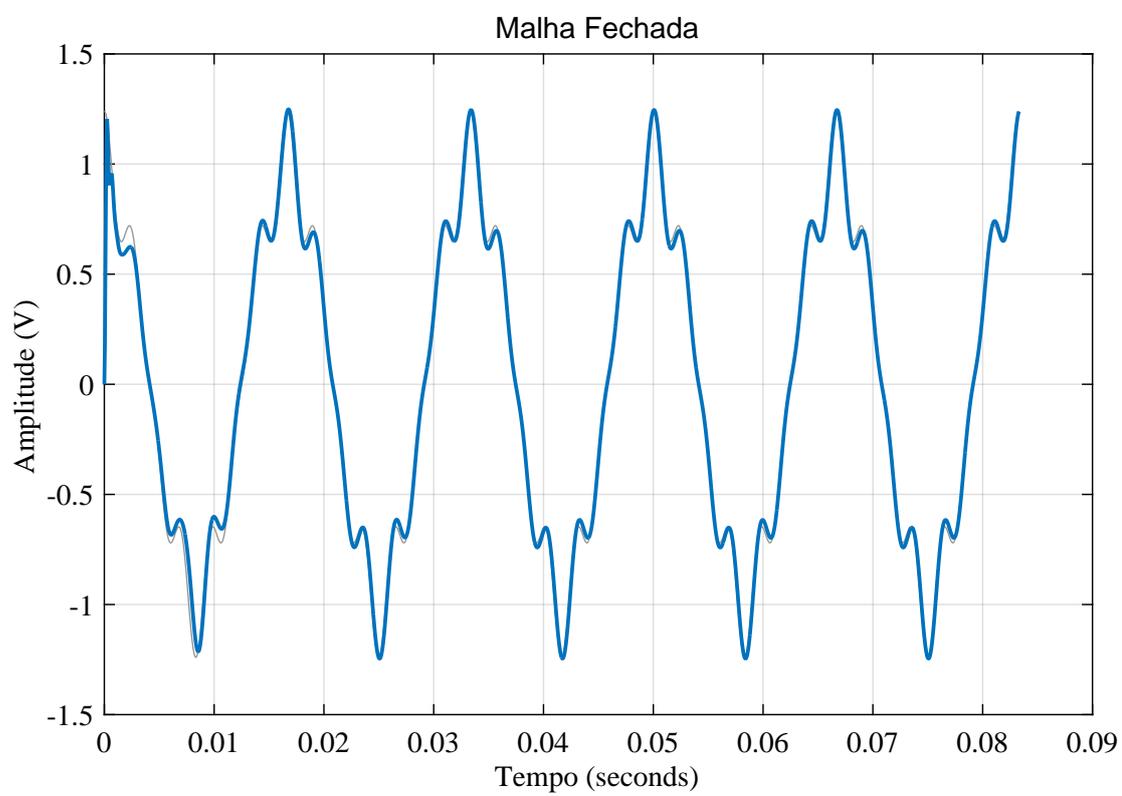
De acordo com as Figuras 17 e 18, os controladores ressonantes se comportam como um filtro rejeita banda. Portanto, pode-se afirmar que eles rejeitam os distúrbios na frequência em que foram sintonizados.

Como apresentado anteriormente, o termo Z_0 mostrado na Equação 3.19, é denominado impedância de saída do sistema, e sua inversa é nomeada como rigidez dinâmica. A rigidez dinâmica avalia a capacidade da corrente consumida pela carga produzir uma queda unitária na tensão de saída. Portanto, a corrente na carga pode ser considerada um distúrbio para o sistema. (SOUZA, 2017).

Por fim, foi feito um teste em malha fechada de ambas as estruturas de controle em estudo, onde foi criado um sinal para rastreo e aplicou-se nos sistemas, os resultados podem ser observados nas Figuras 19 e 20.

Figura 19 – Análise em Malha Fechada para o sistema da **Estrutura I**.

Fonte: O autor.

Figura 20 – Análise em Malha Fechada para o sistema da **Estrutura II**.

Fonte: O autor.

Como observado nas Figuras 19 e 20, ambas estratégias de controle seguem o sinal de referência (sinal a ser rastreado) mostrando eficiência.

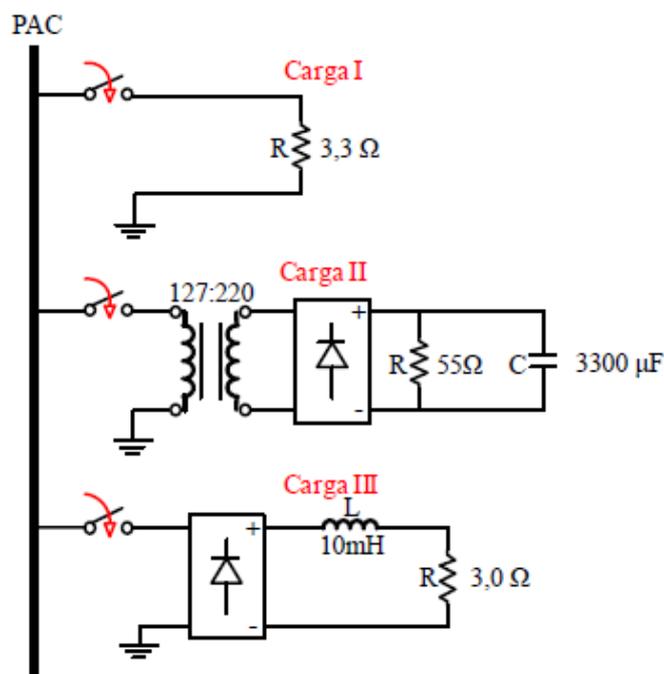
5 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para a simulação, foi montado a estrutura do sistema VSC-LC mostrado na Figura 1, onde os IGBTs Q1, Q2, Q3 e Q4 são acionadas por um sinal PWM bipolar oriundo das saídas dos controladores projetados. A frequência de comutação dos IGBTs é definida como f_{sw} .

O sistema é alimentado por uma fonte de tensão contínua. Como discutido anteriormente, na saída do VSC, temos um filtro LC com suas respectivas resistências internas consideradas. Além disso, há dois sensores de corrente, um medindo a corrente que passa pela indutância do filtro LC e outro medindo a corrente que passa pelo capacitor do filtro. Há também um sensor de tensão na saída da fonte CA que realiza a leitura da tensão atual que é usada como realimentação da malha externa dos controladores em estudo, onde seu sinal é comparado com o sinal de referência (v_0^*).

Para a avaliação dos resultados, foi utilizado o *software PSIM 9.1*, onde foi feito o teste a vazio, com uma carga linear (carga resistiva), e com duas cargas não-lineares (Figura 21), estabelecendo um limite de corrente em torno de $I_{max} = 50A_{rms}$. Os parâmetros do sistema VSC-LC considerado, são mostrados na Tabela 2.

Figura 21 – Cargas conectadas ao PAC para simulação dos resultados.



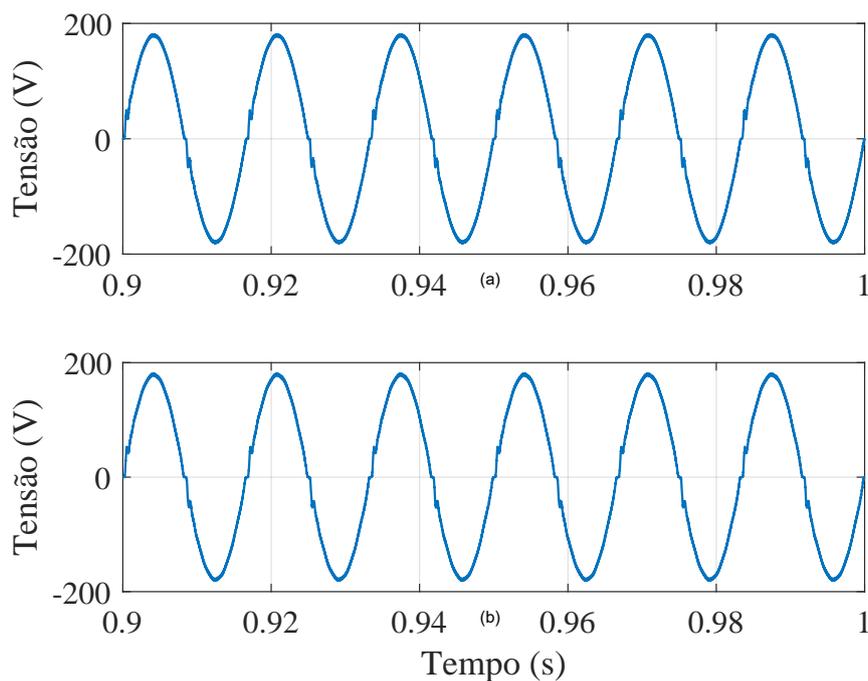
Fonte: O autor.

Tabela 2 – Parâmetros do sistema considerados nas simulações.

<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
Tensão no barramento CC (V_{cc})	400 V
Amplitude da tensão (V_0^*)	180 V
Frequência da tensão (f_0)	60 Hz
Frequência de comutação (f_{sw})	20 kHz

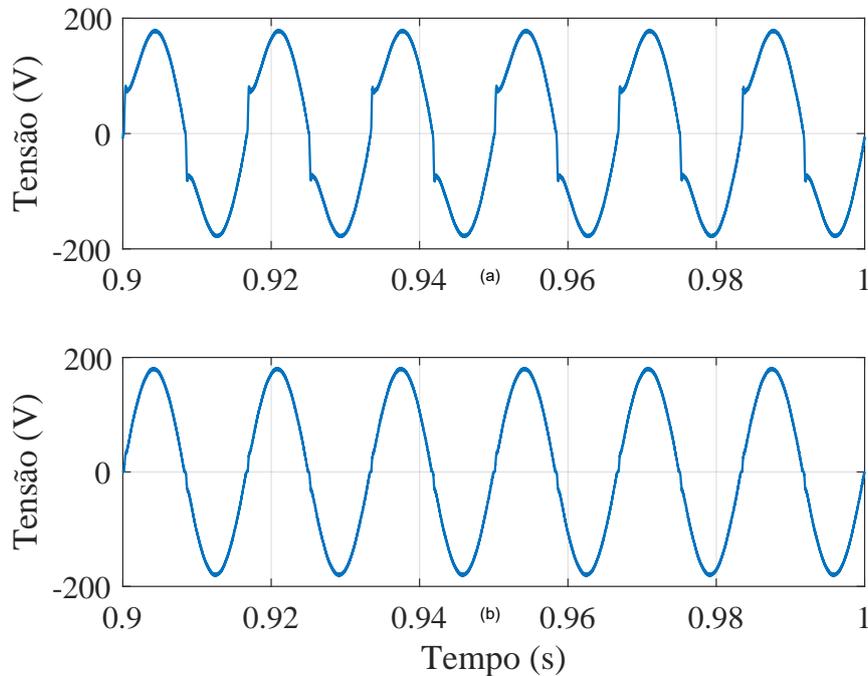
Para análises das realimentações dos sistemas, foram simuladas as respostas temporais utilizando a **Carga III** da Figura 21, realizando a realimentação pela corrente de passa no indutor e capacitor do filtro LC, para apresentar a melhor escolha para cada estrutura de controle em estudo. Os resultados podem ser observados nas Figuras 22 e 23.

Figura 22 – Resultado da tensão de saída do sistema proposto na **Estrutura I** com compensação: **(a)** Realizando a realimentação pela corrente que passa no capacitor (I_{cap}) do filtro LC; **(b)** Realizando a realimentação pela corrente que passa no indutor (I_{ind}) do filtro LC.



Fonte: O autor.

Figura 23 – Resultado da corrente de saída do sistema proposto na **Estrutura II** com compensação: **(a)** Realizando a realimentação pela corrente que passa no capacitor (I_{cap}) do filtro LC; **(b)** Realizando a realimentação pela corrente que passa no indutor (I_{ind}) do filtro LC.



Fonte: O autor.

A Tabela 3 apresenta a THD para os diferentes tipos de realimentação das estruturas de controle em estudo (**Estrutura I** e **Estrutura II**).

Tabela 3 – Valores do THD para os tipos de realimentação.

	<i>Estrutura I (THD%)</i>	<i>Estrutura II (THD%)</i>
<i>Realimentação I_{cap}</i>	2,696	10,157
<i>Realimentação I_{ind}</i>	2,862	1,588

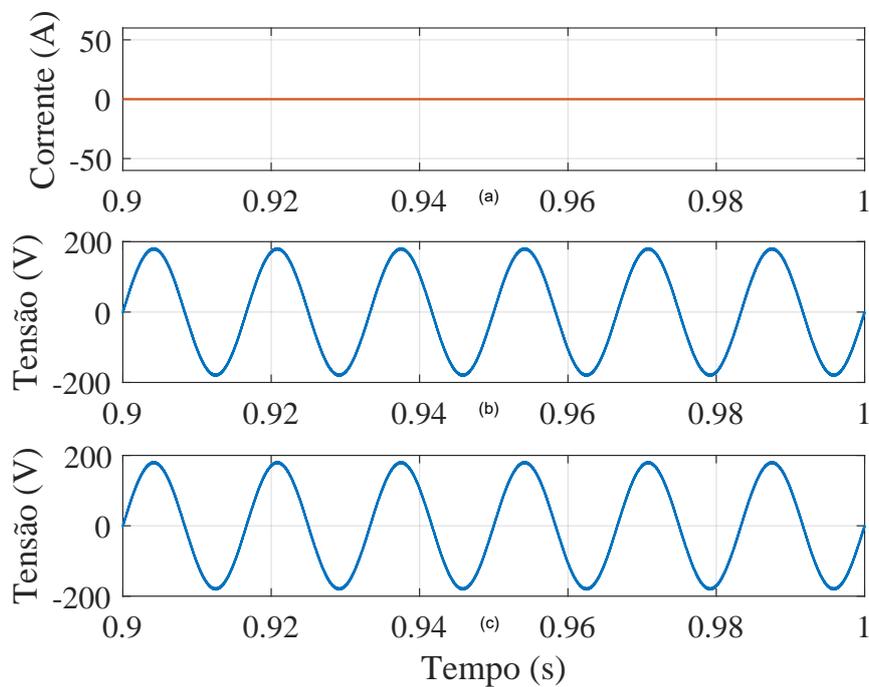
Como observado, os valores da Tabela 3 mostram que, pela análise da THD, a **Estrutura I** apresenta melhor resultado quando é realizada a realimentação pela corrente que passa pelo capacitor do filtro LC, enquanto que na **Estrutura II** a melhor escolha é a realimentação pela corrente que passa pelo indutor. Portanto, foi escolhido a corrente de realimentação pelo menor valor do TDH apresentado, conseqüentemente, a **Estrutura I** é realimentada pela corrente que passa pelo capacitor do filtro LC, enquanto que a **Estrutura II** é realimentada pela corrente que passa pelo indutor do filtro LC.

Em seguida, são apresentados os resultados do sistema **VSC-LC** a vazio e com as cargas apresentadas na Figura 21.

5.1 TESTE A VAZIO

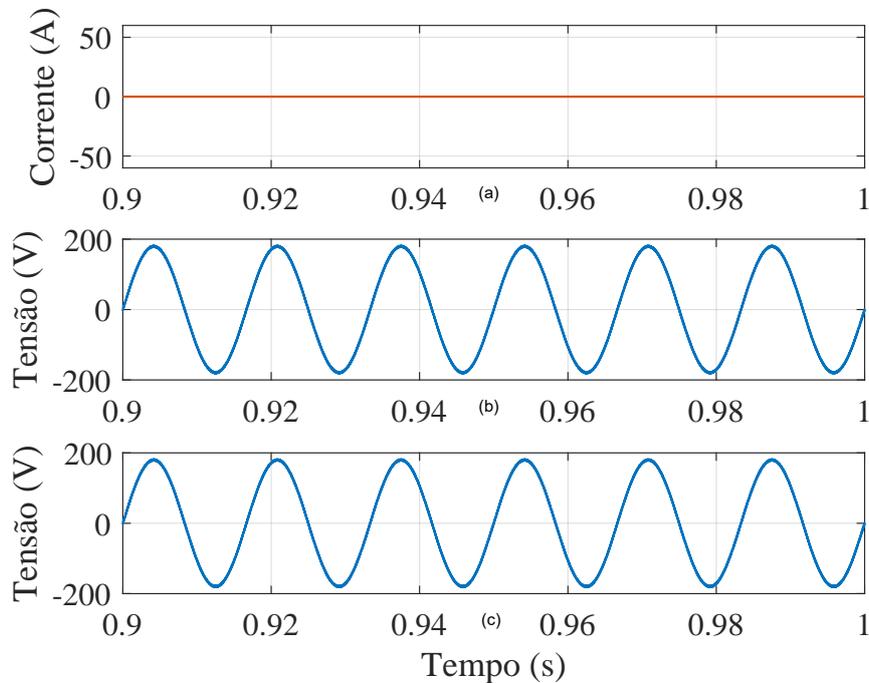
Primeiro, realizou-se o teste a vazio, para verificação do sinal de saída do conversor e atuação do filtro LC. Onde, ambas as estruturas de controle seguem o sinal de referência adotado e não apresentam componentes harmônicos, mostrando-se eficientes (vide Figuras 24 e 25).

Figura 24 – Resultado do teste a **vazio** utilizando a **Estrutura I**: (a) Resultado da corrente a vazio; (b) Resultado da tensão de saída da fonte a vazio sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte a vazio com compensação harmônica.



Fonte: O autor.

Figura 25 – Resultado do teste a **vazio** utilizando a **Estrutura II**: (a) Resultado da corrente a vazio; (b) Resultado da tensão de saída da fonte a vazio sem compensação harmônica; (c) resultado da tensão de saída da fonte a vazio com compensação harmônica.



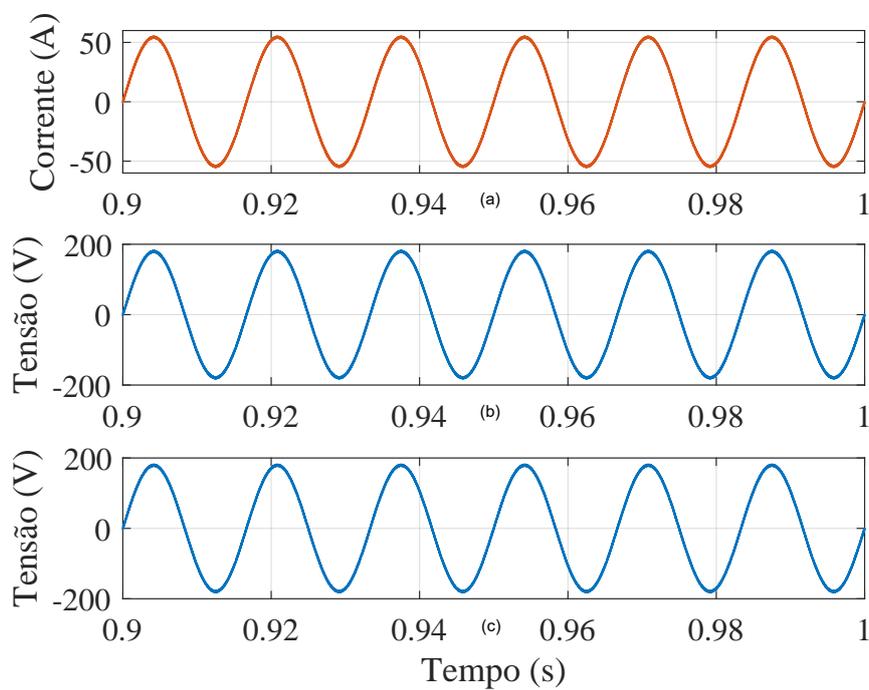
Fonte: O autor.

Como observado nas Figuras 24 e 25, ambas as estruturas seguem o sinal de referência considerado e apresentam um valor nulo de corrente, característico de uma fonte a vazio. Como não há cargas conectadas ao PAC, o sistema não possui distúrbios que podem ser causados pela característica da corrente da carga.

5.2 TESTE CARGA I

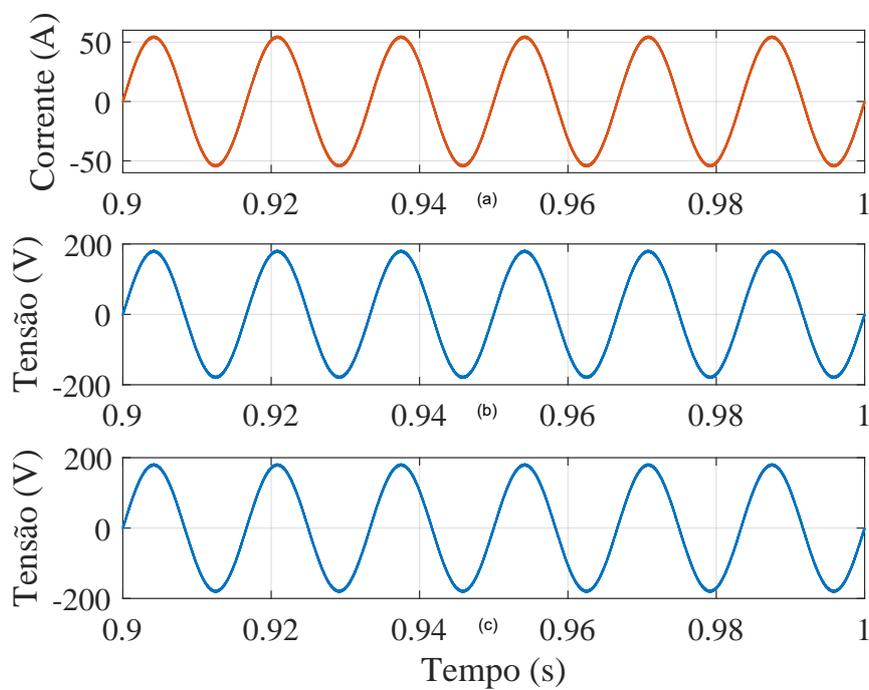
Em seguida, foi conectado a Carga I, onde a mesma possui uma característica linear, apresentando uma corrente linear em relação à tensão e livre de distúrbios. Neste cenário, foi possível perceber novamente que as estruturas de controle mostram-se eficientes, seguindo a frequência e a amplitude do sinal de referência (vide Figuras 26 e 27).

Figura 26 – Resultados para **Carga I** utilizando a **Estrutura I**: (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.



Fonte: O autor.

Figura 27 – Resultados para **Carga I** utilizando a **Estrutura II**: (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.

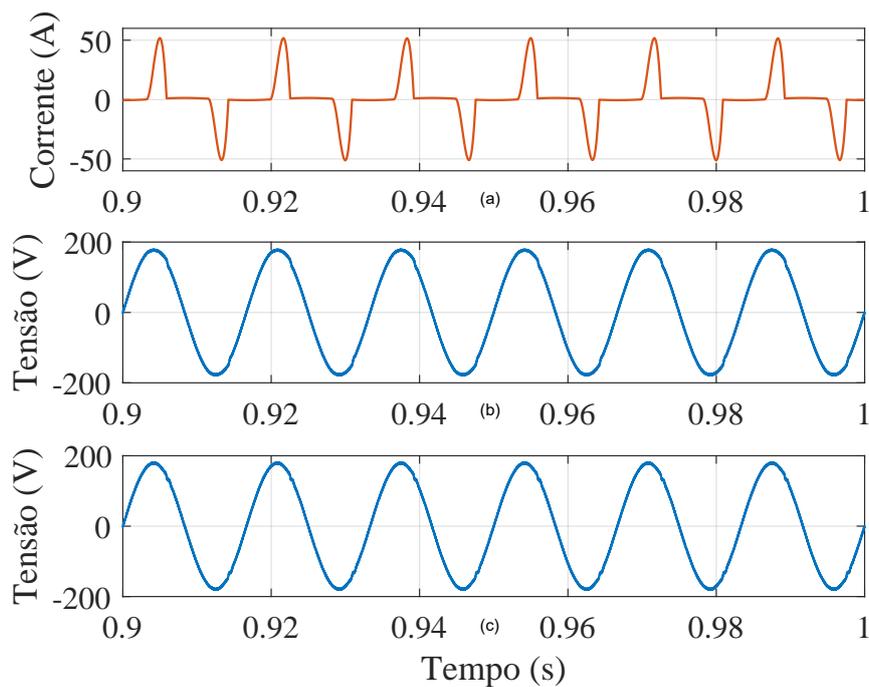


Fonte: O autor.

5.3 TESTE CARGA II

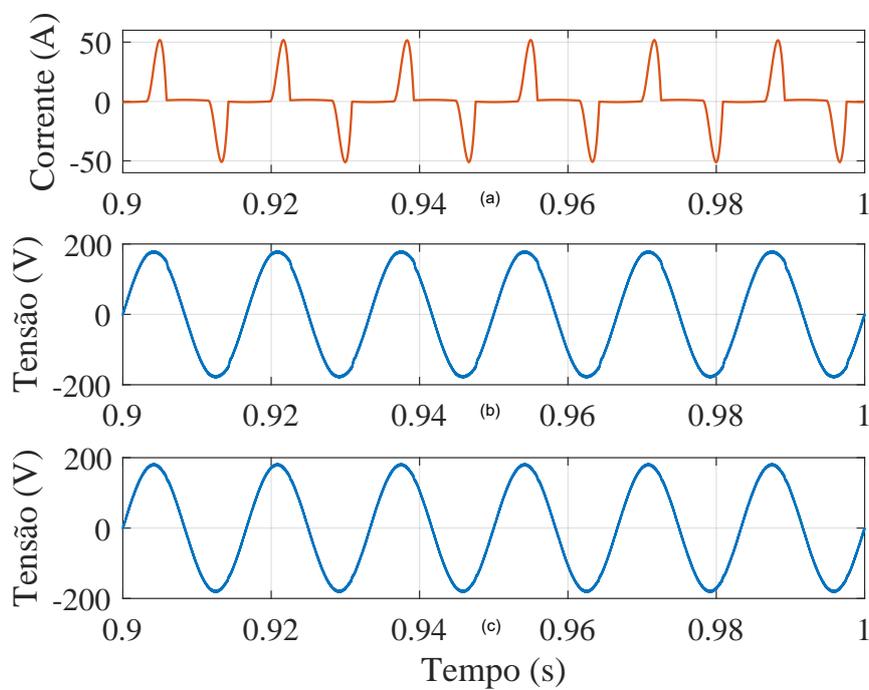
Em seguida, foi conectado a Carga II, com características não lineares, devido a presença do retificador meia onda com filtro capacitivo, que é conectado ao VSC-LC por meio de um transformador com relação de 127/220 V. A corrente na carga é composta por componentes harmônicos ímpares. Neste cenário, foi possível verificar a atuação dos ressonantes considerados na malha externa ($H1(s)$ - Estrutura I, e $H2(s)$ - Estrutura II), e os ressonantes de malha interna ($H3(s)$ - Estrutura II). Onde, os componentes harmônicos presentes na corrente (vide Figuras 28 e 29) influenciaram muito pouco no sinal de tensão na carga ($V0(t)$).

Figura 28 – Resultados para **Carga II** utilizando a **Estrutura I**: (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.



Fonte: O autor.

Figura 29 – Resultados para **Carga II** utilizando a **Estrutura I**: (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.

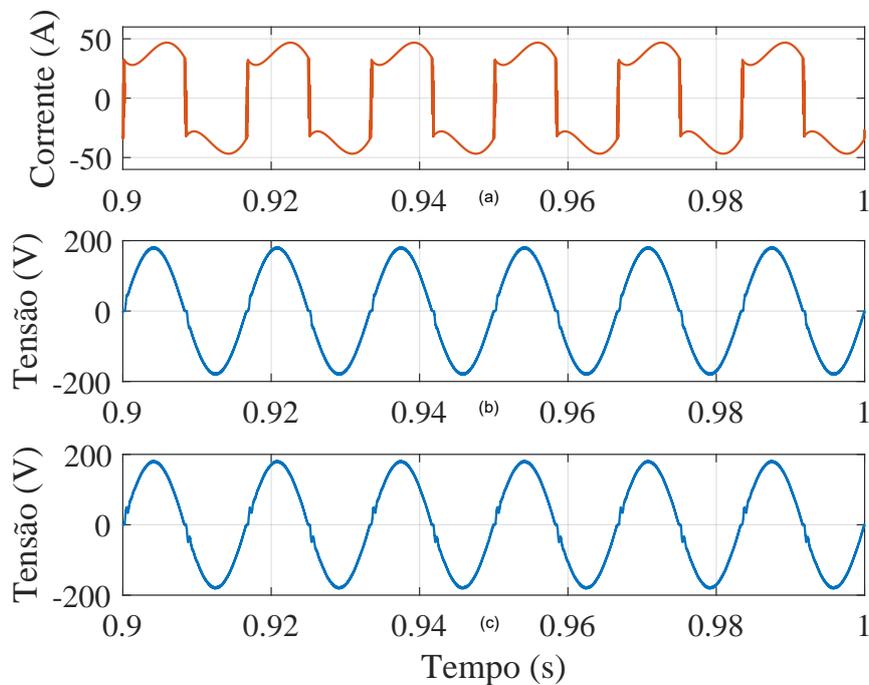


Fonte: O autor.

5.4 TESTE CARGA III

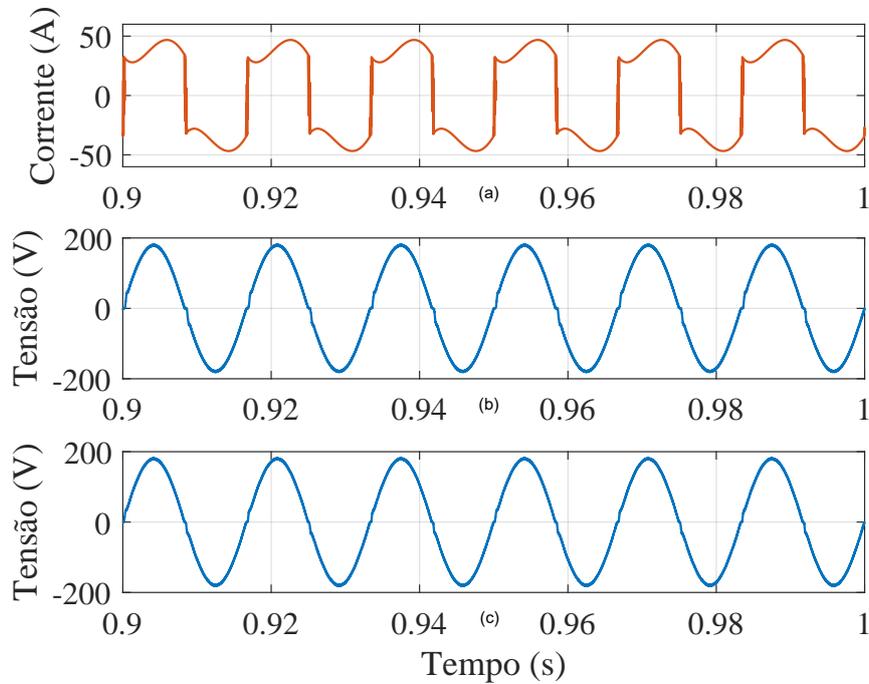
Por fim, foi inserida outro perfil de carga não-linear monofásica (Carga III), que apresenta um alto nível de componentes harmônicos ímpares, devido à presença do retificador de meia onda seguido de um indutor. A não linearidade apresentada prejudica muito a tensão, portanto, foi possível verificar a atuação dos ressonantes ($H1(s)$, $H2(s)$ e $H3(s)$). Onde, é observado que os componentes harmônicos presentes na corrente (vide Figuras 30 e 31) influenciam muito pouco no sinal de tensão na carga ($V0(t)$).

Figura 30 – Resultados para **Carga III** utilizando a **Estrutura I**: (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.



Fonte: O autor.

Figura 31 – Resultados para **Carga III** utilizando a **Estrutura I**: (a) Resultado da corrente na carga; (b) Resultado da tensão de saída da fonte sem compensação harmônica; (c) Resultado da tensão de saída da fonte com compensação harmônica.



Fonte: O autor.

Nas Tabelas 4 e 5 são apresentados os resultados da TDH(%) dos sinais de tensão avaliados com e os ressonantes.

Tabela 4 – Valores da THD(%) - Estrutura I.

	Vazio	Carga I	Carga II	Carga III
TDH(%) Com compensação harmônica	1,168	1,149	1,374	2,696
TDH(%) Sem compensação harmônica	1,168	1,149	1,744	2,454

Tabela 5 – Valores da THD(%) - Estrutura II.

	Vazio	Carga I	Carga II	Carga III
TDH(%) Com compensação harmônica	1,164	1,144	1,200	1,588
TDH(%) Sem compensação harmônica	1,168	1,149	1,744	2,454

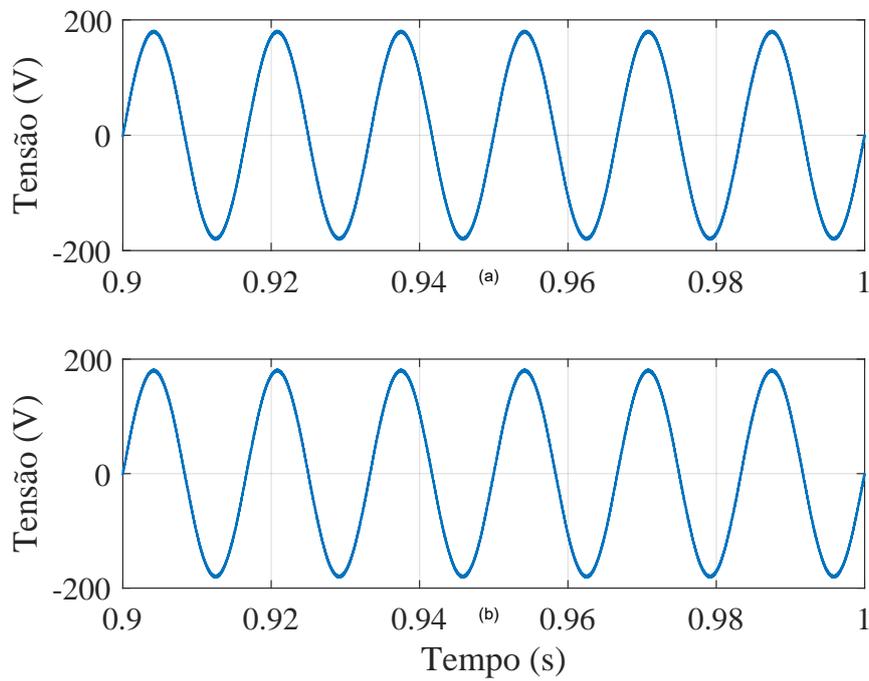
Observando os resultados das Tabelas 4 e 5, pode-se afirmar que a **Estrutura II** oferece uma TDH(%) menor para os mesmos perfis de carga analisados, quando comparado a **Estrutura I**. Pode ser notado, pelos valores da TDH, que ambas as estruturas propostas apresentam resultados satisfatórios mesmo desconsiderando os ressonantes (sem

compensação harmônica), para os perfis de cargas em estudo. Pois, nos resultados onde não tem compensação harmônica, o controle como um todo consegue atenuar um pouco desses harmônicos influenciados pela corrente da carga (vide Figuras 17 e 18), mas dependendo do nível de corrente que a carga for drenar é necessário os compensadores harmônicos. Na Tabela 4, pode ser observado, que para a Carga III, a estrutura sem compensação harmônica apresenta um menor valor do TDH, o que pode ser observado na Figura 30 da resposta temporal. Portanto, conclui-se que a **Estrutura II** apresenta maior qualidade no sinal de tensão de saída da fonte CA proposta para os perfis de carga em estudo, quando considerados os compensadores harmônicos. E, pode ser concluído que ambas as estruturas apresentam uma TDH considerável quando desconsiderado os compensadores harmônicos para o limite de corrente adotado, o que pode facilitar na implementação do projeto mantendo um resultado satisfatório.

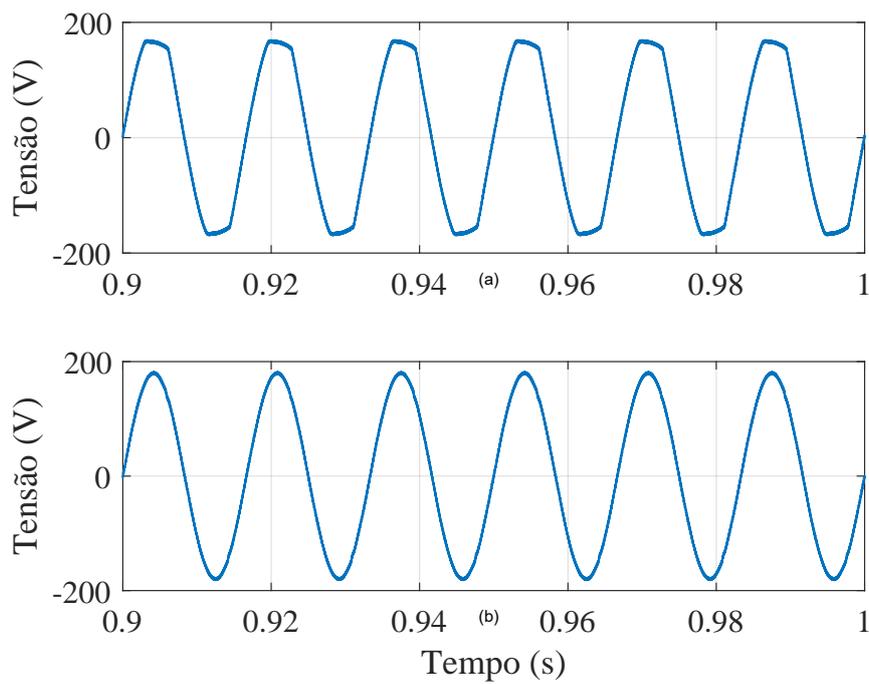
5.5 ANÁLISE DA COMPENSAÇÃO FEED-FORWARD - ESTRUTURA II

Para avaliar a análise da compensação Feed-forward (FF), foi conectado as mesmas cargas mostradas na Figura 21, considerando o sistema com FF e sem FF.

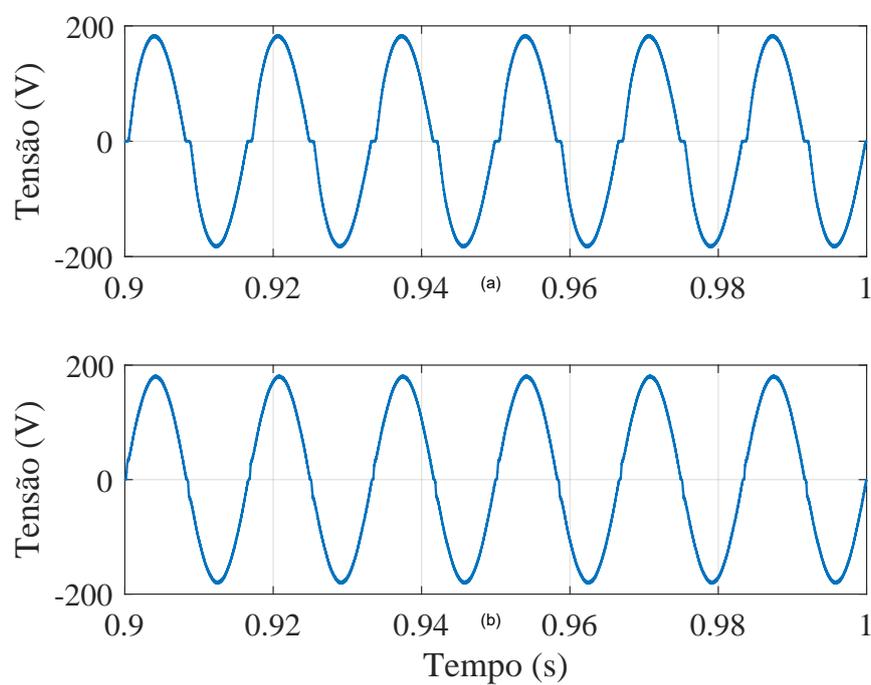
De acordo com as Figuras 32, 33 e 34, e com os resultados mostrados na Tabela 6, pode-se afirmar que o sistema da Estrutura II com FF apresenta menores valores da $TDH(\%)$, mostrando-se mais eficiente. E, para os resultados do sistema sem FF, quando o mesmo alimenta as cargas não-lineares, há um aumento considerável na TDH para os perfis de carga em estudo. Portanto, pode ser concluído que o FF é de grande importância para a estrutura em estudo, quando se quer manter um sinal de tensão da fonte com qualidade diante de cargas não-lineares.

Figura 32 – Resultados da tensão na **Carga I**: (a) análise sem FF, (b) análise com FF.

Fonte: O autor.

Figura 33 – Resultados da tensão na **Carga II**: (a) sem FF, (b) com FF.

Fonte: O autor.

Figura 34 – Resultados da tensão na **Carga III**: (a) sem FF, (b) com FF.

Fonte: O autor.

Tabela 6 – Valores da THD(%) com e sem FF - Estrutura II.

	<i>Carga I</i>	<i>Carga II</i>	<i>Carga III</i>
<i>TDH(%) Com FF</i>	1,144	1,200	1,588
<i>TDH(%) Sem FF</i>	1,148	6,557	7,372

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado o projeto de uma fonte de tensão CA monofásica usando duas estratégias de controle proporcional ressonante distintas, umas delas com compensação *feed-forward*. Foram apresentadas todas as etapas de projeto para as malhas de controle utilizadas. Os controladores proporcionais ressonantes são utilizados para rastrear o sinal de referência e eliminar harmônicos indesejados na tensão de saída da fonte. Além disso, uma técnica de amortecimento ativo é utilizada para eliminar a ressonância do filtro de saída LC. Através dos resultados encontrados é possível afirmar que ambas as estratégias apresentaram um comportamento satisfatório aos critérios analisados (atenuar harmônicos). Foi possível perceber que a **Estrutura II** apresenta melhores resultados do nível da TDHT para o mesmo perfil de carga, e, para o nível de corrente adotado. Mesmo os sistemas sem compensadores harmônicos, observa-se um resultado satisfatório. Por fim, ressalta-se que a medição, ou estimação, da corrente de carga é capaz de melhorar significativamente o perfil da tensão de saída da fonte.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, P. M. de. *Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013. 15, 21, 23, 32
- BAI, H. et al. Passivity enhancement of grid-tied converters by series lc-filtered active damper. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 1, p. 369–379, Jan 2017. ISSN 0278-0046. 18
- BERES, R. N. et al. Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 3, p. 2083–2098, March 2016. ISSN 0885-8993. 18
- Botteron, F.; Pinheiro, H. A three-phase ups that complies with the standard iec 62040-3. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 2120–2136, Aug 2007. ISSN 1557-9948. 20
- BüYük, M. et al. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 62, n. C, p. 46–69, 2016. Disponível em: <<https://ideas.repec.org/a/eee/rensus/v62y2016icp46-69.html>>. 18
- Cortes, P. et al. Model predictive control of an inverter with output lc filter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, June 2009. ISSN 1557-9948. 20
- Do, T. D. et al. An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 12, p. 5660–5672, Dec 2013. ISSN 1557-9948. 20
- Escobar, G. et al. Repetitive-based controller for a ups inverter to compensate unbalance and harmonic distortion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 504–510, Feb 2007. ISSN 1557-9948. 20
- FOGLI, G. A. *Controle de conversor multifuncional aplicado a um sistema de geração distribuída despachável baseado em um grupo motor gerador diesel*. Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2018. 29
- GALHARDO, M. A. B.; PINHO, J. T. Conceitos de distorção e não-linearidades. *Anais do V SBQEE–Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica*, p. 1–6, 2003. 15
- Karimi, H.; Yazdani, A.; Iravani, R. Robust control of an autonomous four-wire electronically-coupled distributed generation unit. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 1, p. 455–466, Jan 2011. ISSN 1937-4208. 19
- Kim, D.; Lee, D. Feedback linearization control of three-phase ups inverter systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 3, p. 963–968, March 2010. ISSN 1557-9948. 20

- Kim, E. et al. An observer-based optimal voltage control scheme for three-phase ups systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 4, p. 2073–2081, April 2015. ISSN 1557-9948. 20
- Komurcugil, H. Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase ups inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 10, p. 3719–3726, Oct 2012. ISSN 1557-9948. 20
- Kukrer, O.; Komurcugil, H.; Doganalp, A. A three-level hysteresis function approach to the sliding-mode control of single-phase ups inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 9, p. 3477–3486, Sep. 2009. ISSN 1557-9948. 20
- KUNDUR. *Power System Stability And Control*. McGraw-Hill, 1994. (EPRI power system engineering series). ISBN 9780070635159. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=v3RxH_GkwmsC>. 15
- LI, Y. W. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, p. 1511–1521, May 2009. ISSN 0278-0046. 18, 19, 28
- LOH, P. C. et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, Sept 2003. ISSN 0885-8993. 19
- Mattavelli, P. An improved deadbeat control for ups using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 206–212, Feb 2005. ISSN 1557-9948. 20
- Modesto, R. A. et al. A simplified strategy used to control the output voltage and the input current of a single-phase line-interactive ups system. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 420–426. ISSN 2165-0454. 19
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. third. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc, 2003. 17
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. LTC, 1998. ISBN 9788521612438. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=UzSskgEACAAJ>>. 30, 34
- PING, W. et al. Aplicaç ao de conversores vsc em sistemas de transmissã o de potênc ia. In: . [S.l.: s.n.], 2009. 14
- Poh Chiang Loh et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, Sep. 2003. ISSN 1941-0107. 21
- POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Caracterizaçã o e compensaçã o de harmôn icos e reativos de cargas nã o lineares residenciais e comerciais. *Eletrônica de Potênc ia*, v. 11, n. 1, p. 9–16, 2006. 15
- SOUZA, I. D. N. de. *Controle Digital com Malha Dupla de Tensã o Aplicado a um Conversor Formador de Rede*. Dissertaçã o (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2017. 16, 19, 21, 25, 27, 40

- TAN S.C., L. Y. T. C. *Sliding Mode Control of Switching Power Converters*. [S.l.: s.n.], 2011. ISBN CRC Press, <https://doi.org/10.1201/9781315217796>. 20
- TIEPOLO, G. et al. Fontes renováveis de energia e a influência no planejamento energético emergente no brasil. In: . [S.l.: s.n.], 2012. 14
- Tzann-Shin Lee; Chiang, S. .; Jhy-Ming Chang. H/sub /spl infin// loop-shaping controller designs for the single-phase ups inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 4, p. 473–481, July 2001. ISSN 1941-0107. 19
- UTKIN V., G. J. S. J. G. S. L. F. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. [S.l.: s.n.], 2009. ISBN CRC Press, <https://doi.org/10.1201/9781420065619>. 20
- VILLALVA, M.; GAZOLI, J. *Energia Solar Fotovoltaica - Conceitos e Aplicações*. [S.l.: s.n.], 2012. ISBN 978-85-365-0416-2. 14
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Grid-imposed frequency vsc system: Control in dq-frame. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, p. 204–244, 2010. 17
- Zhong, Q. .; Hang, C. . Control of processes with dead time and input constraints using control signal shaping. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, v. 151, n. 4, p. 473–480, July 2004. ISSN 1350-2379. 18



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal de Ouro Preto – UFOP
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Colegiado do Curso de Engenharia de Elétrica



**ANEXO VI - AUTORIZAÇÃO DO COLEGIADO PARA LANÇAMENTO DA NOTA
ATV600 NO HISTÓRICO ESCOLAR EM SUBSTITUIÇÃO À ATA DE DEFESA**

Autorização

O colegiado do curso de engenharia elétrica autoriza ao(à) orientador(a) **Igor Dias Neto de Souza** o lançamento da nota do Trabalho de Conclusão de Curso - ATV 600 do(a) aluno(a) **Luciano Guedes Cota** em virtude do aproveitamento do artigo publicado em evento científico ou periódico, conforme previsto no § 3º do Art 5º da resolução COEE nº 011/2018.

João Monlevade, 01 de dezembro de 2020 .

Presidente(a) do Colegiado de Engenharia Elétrica



ANEXO X - TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado "Métodos de Controle Aplicados a um Conversor Emulador de Rede Monofásica" é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 14 de dezembro de 2020.

Luciano Guedes Pata

Nome completo do(a) aluno(a)