

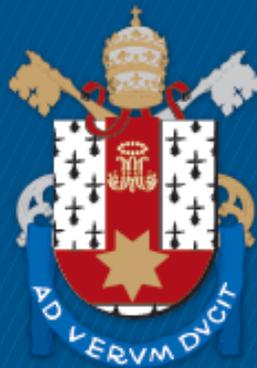
ESCOLA POLITÉCNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EDUARDO GABE NERY

**CONTROLE RESSONANTE MACRO-MICRO PARA
CONVERSORES DE TENSÃO CC-CA MULTINÍVEL**

Porto Alegre
2019

PÓS-GRADUAÇÃO - *STRICTO SENSU*



Pontifícia Universidade Católica
do Rio Grande do Sul

Eduardo Gabe Nery

**Controle Ressonante Macro-micro para
Conversores de Tensão CC-CA Multinível**

Porto Alegre - RS, Brasil

2019

Eduardo Gabe Nery

Controle Ressonante Macro-micro para Conversores de Tensão CC-CA Multinível

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação

Linha de Pesquisa: Automação e Sistemas.

Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul – PUCRS

Escola Politécnica

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Guilherme Araujo Pimentel

Coorientador: Eduardo Rath Rohr

Porto Alegre - RS, Brasil

2019

Ficha Catalográfica

N456c Nery, Eduardo Gabe

Controle Ressonante Macro-micro para Conversores de Tensão CC-CA Multinível / Eduardo Gabe Nery . – 2019.

69 p.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PUCRS.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Araujo Pimentel.

Co-orientador: Prof. Dr. Eduardo Rath Rohr.

1. Atuadores Macro-micro. 2. Controle Feedforward. 3. Controle Ressonante. 4. Inversores Multinível. 5. Padrões de Pulso Otimizados. I. Pimentel, Guilherme Araujo. II. Rohr, Eduardo Rath. III. Título.

Elaborada pelo Sistema de Geração Automática de Ficha Catalográfica da PUCRS
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Bibliotecária responsável: Salete Maria Sartori CRB-10/1363



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

ESCOLA POLITÉCNICA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

Controle Ressonante Macro-micro para Conversores de Tensão CC-CA Multinível

CANDIDATO: EDUARDO GABE NERY

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

DR. GUILHERME ARAUJO PIMENTEL - ORIENTADOR

DR. EDUARDO RATH ROHR - COORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA

DR. JEFERSON VIEIRA FLORES - PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE - UFRGS

DR. RAFAEL DA SILVEIRA CASTRO - PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE - PUCRS

PUCRS

Agradecimentos

Primeiramente, eu gostaria de agradecer aos meus pais, Delmar Duarte Nery e Celia Gabe, e à toda minha família, que sempre esteve ao meu lado me incentivando e dando o apoio necessário para seguir em frente.

Agradeço também aos meus orientadores, Prof. Guilherme Pimentel e Dr. Eduardo Rohr, e ao Prof. Aurélio Salton, pelas incontáveis sugestões e auxílios durante a elaboração deste trabalho.

Um agradecimento especial a meus colegas de mestrado e de laboratório, cujas amizades durante o curso me ajudaram nas mais diversas situações.

Finalmente, agradeço à PUCRS e à CAPES pela infraestrutura fornecida e pelo apoio financeiro.

*“Pode-se encontrar a felicidade mesmo nas horas mais sombrias,
se a pessoa se lembrar de acender a luz.”*
(Alvo Dumbledore)

Resumo

Conversores estáticos de potência CC-CA são utilizados para converter energia elétrica sob a forma de corrente contínua em corrente alternada. Também chamados de inversores, estes dispositivos geram sinais alternados discretos, sendo usualmente necessária a conexão de filtros passa-baixa indutivo-capacitivos (LC) aos terminais de saída de forma a suavizar a tensão em CA desejada. A compensação entre filtragem de tensão de saída e limite de frequência de comutação pode levar a filtros LC grandes e volumosos, significando um aumento no tamanho físico do sistema e seu custo de implementação. Este trabalho propõe uma alternativa para atenuar distorções harmônicas em inversores a partir da combinação de diferentes estágios. Um destes estágios, trata-se de um inversor multinível a diodo grampeado operando em altos valores de tensão e corrente e baixa frequência de comutação. Este inversor, chamado atuador macro, está conectado a um inversor trifásico de dois níveis, chamado atuador micro, mais rápido e mais preciso que o inversor multinível devido à sua frequência de comutação elevada e com níveis de tensão e corrente mais limitados. Nesta abordagem macro-micro, as características opostas dos conversores fazem com que o inversor trifásico corrija as distorções do estágio principal, o qual opera em malha aberta com seus sinais de chaveamento gerados por Padrões de Pulso Otimizados. Para a correta atenuação das distorções harmônicas, o trabalho propõe operar o inversor trifásico a partir de sistemas de controle *feedforward* e múltiplo-ressonante. A estrutura composta por estes controladores foi validada a partir de uma série de simulações, usando modelos numéricos dos circuitos elétricos dos conversores estudados. Os resultados destas simulações demonstram que a estrutura de controle proposta reduz as distorções harmônicas da tensão de carga a níveis satisfatórios.

Palavras-chave: Atuadores Macro-micro, Controle *Feedforward*, Controle Ressonante, Inversores Multinível, Padrões de Pulso Otimizados.

Abstract

Power inverters convert direct current electricity into alternate current. Also called dc-ac converters, these devices generate discrete alternate waveforms. Therefore, they need inductive-capacitive (LC) low-pass filters connected to its output terminals in order to smooth the ac output waveform. The balance between total harmonic distortion (THD) filtering and the limitation of the switching frequency leads to bulky LC filters. Consequently, it increases the physical size of the system and its costs. This work proposes an alternative for THD attenuation in inverters by combining different stages. The main stage, the macro, comprises of a Neutral-Point-Clamped multilevel inverter operating in high voltage and low switching frequency. This converter is connected to a two-level three-phase inverter, called the micro actuator. The micro is faster and more accurate than the macro actuator due to its higher frequency and limited voltages and currents. In this macro-micro approach, the opposite characteristics of the converters lead the micro actuator to correct the distortions of the main stage, which works in open-loop with its switching signals generated by optimized pulse patterns. For correct THD filtering, feedforward and resonant control systems are designed in order to operate the auxiliary three-phase inverter. The control structure was evaluated through a set of simulations, using numerical models of the electric circuits of the studied converters. The simulation results demonstrate that the proposed control structure reduces THD on the load voltage waveforms.

Keywords: Dual-Stage Actuators, Feedforward Control, Multilevel Inverters, Optimized Pulse Patterns, Resonant Control.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Circuito de inversor trifásico.	18
Figura 2 – Formas de onda de tensão de fase geradas pelo inversor trifásico modulado por CBPWM e seus respectivos sinais de referência.	19
Figura 3 – Inversor multinível NPC.	20
Figura 4 – Formas de onda de tensão de fase geradas pelo inversor NPC modulado por CBPWM e seus respectivos sinais de referência.	21
Figura 5 – Formas de onda de degrau unitário e de $v_{a_n}(\theta)$ durante um quarto de período.	22
Figura 6 – Formas de onda de $v_{a_n}(t)$ obtida por soma de degraus unitários, séries de Fourier, e sinal de referência, e seus respectivos espectros em frequência.	23
Figura 7 – Exemplo mecânico do funcionamento de atuadores macro-micro.	25
Figura 8 – Estruturas de controle para sistemas macro-micro.	26
Figura 9 – Exemplo de estrutura de controle <i>feedforward</i> em função do sinal de perturbação, para um sistema genérico.	28
Figura 10 – Exemplo de estrutura de controle <i>feedforward</i> em função do sinal de referência, para um sistema genérico.	28
Figura 11 – Conexão entre os filtros LC macro e micro.	33
Figura 12 – Circuito equivalente do filtro LC acoplado em função de $u_{L_1}(t)$	34
Figura 13 – Circuito equivalente do filtro LC acoplado em função de $u_{L_2}(t)$	35
Figura 14 – Curva da magnitude da resposta em frequência de $G_{11}(s)$, $G_{12}(s)$, $G_{21}(s)$ e $G_{22}(s)$	39
Figura 15 – Curva da magnitude da resposta em frequência de $G_{p_1}(s)$ e $G_{p_2}(s)$	40
Figura 16 – Representação esquemática do atuador macro desacoplado.	41
Figura 17 – Forma de onda do sinal de controle da fase a do inversor NPC gerado por OPP durante um quarto de período de operação.	42
Figura 18 – Sinais de controle do inversor NPC gerados por OPP.	42
Figura 19 – Formas de onda e espectro em frequência de $v_{C1_a}(t)$ com o atuador macro desacoplado e de seu sinal de referência.	43
Figura 20 – Formas de onda e espectro em frequência das três fases de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ com o atuador macro desacoplado.	44
Figura 21 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.	45
Figura 22 – Estrutura macro-micro proposta.	47
Figura 23 – Formas de onda e espectro em frequência da entrada da fase a do filtro LC macro, do modelo da perturbação de $u_{L_{1a}}(t)$, e do sinal de referência.	48

Figura 24 – Valor máximo estimado de $u_{r_1}(t)$ em função do ganho do controlador ressonante.	51
Figura 25 – Curvas da magnitude do diagrama de Bode de $G_{p_2}(s)$ e de $G_{c_r}(s)G_{p_2}(s)$	52
Figura 26 – Curvas da magnitude do diagrama de Bode de $G_{p_2}(s)$ e de $G_{c_r}(s)G_{p_2}(s)$ com o filtro <i>Notch</i>	53
Figura 27 – Curvas da magnitude do diagrama de Bode de $G_{p_2}(s)$ e de $G_{c_r}(s)G_{p_2}(s)$ com o controlador múltiplo-ressonante e o filtro <i>Notch</i>	54
Figura 28 – Formas de onda e espectro em frequência de $v_{out_a}(t)$ com o controlador <i>feedforward</i> e de seu sinal de referência.	55
Figura 29 – Formas de onda e espectro em frequência das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com o controlador <i>feedforward</i>	56
Figura 30 – Formas de onda e espectro em frequência de $v_{out_a}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e ressonante e de seu sinal de referência.	57
Figura 31 – Formas de onda e espectro em frequência das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e ressonante.	57
Figura 32 – Formas de onda e espectro em de $v_{out_a}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e ressonante com o filtro <i>Notch</i> e de seu sinal de referência.	58
Figura 33 – Formas de onda e espectro em frequência das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e ressonante com o filtro <i>Notch</i>	59
Figura 34 – Formas de onda e espectro em frequência de $v_{out_a}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e múltiplo-ressonante com o filtro <i>Notch</i> e de seu sinal de referência.	60
Figura 35 – Formas de onda e espectro em frequência das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e múltiplo-ressonante com o filtro <i>Notch</i>	60
Figura 36 – Formas de onda das três fases de $\mathbf{v}_{C_1}(t)$ e $\mathbf{v}_{C_2}(t)$ com os controladores <i>feedforward</i> e múltiplo-ressonante com o filtro <i>Notch</i>	61

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do atuador macro.	38
Tabela 2 – Parâmetros de projeto do atuador micro.	38
Tabela 3 – Parâmetros de carga.	39
Tabela 4 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ obtida com o atuador macro desacoplado.	44
Tabela 5 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com o controlador <i>feedforward</i>	56
Tabela 6 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores <i>feedforward</i> e ressonante.	58
Tabela 7 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores <i>feedforward</i> e ressonante com o filtro <i>Notch</i>	59
Tabela 8 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores <i>feedforward</i> e múltiplo-ressonante com o filtro <i>Notch</i>	61
Tabela 9 – Análise dos resultados de simulação apresentados.	62

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CBPWM	<i>Carrier-Based Pulse Width Modulation</i>
CC	Corrente Contínua
DSA	<i>Dual-Stage Actuators</i>
IGCT	<i>Integrated Gate-Comutated Thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LC	relativo a filtro indutivo-capacitivo
MIMO	<i>Multiple-Input-Multiple-Output</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
OPP	<i>Optimized Pulse Patterns</i>
PMI	Princípio do Modelo Interno
PI	Proporcional-integral
PID	Proporcional-integral-derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SVC	<i>Space Vector Control</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Objetivos	15
1.2	Organização do Manuscrito	15
2	PRELIMINARES	17
2.1	Inversores	17
2.2	Padrões de Pulso Otimizados - OPP	21
2.3	Atuadores Macro-micro	24
2.4	Sistemas de Controle <i>Feedforward</i>	27
2.5	Princípio do Modelo Interno	29
2.6	Considerações Finais	30
3	METODOLOGIA PROPOSTA	32
3.1	Acoplamento dos Filtros LC	32
3.2	Parâmetros de Projeto	37
3.3	Análise do Atuador Macro Desacoplado	40
3.4	Considerações Finais	44
4	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	45
4.1	Estrutura de Controle	45
4.2	Controlador <i>Feedforward</i>	46
4.3	Controlador Ressonante	50
4.4	Considerações Finais	53
5	RESULTADOS	55
5.1	Considerações Finais	62
6	CONCLUSÕES	63
6.1	Perspectivas de Trabalhos Futuros	64
	REFERÊNCIAS	65

1 Introdução

Conversores estáticos de potência desempenham um papel fundamental no contexto atual da Engenharia Elétrica, estando presente nos sistemas de geração, transmissão, distribuição e processamento de eletricidade, e empregados em diversas aplicações de eletrônica. Como exemplo, pode-se citar a inserção de fontes renováveis na rede elétrica (PRODANOVIC; GREEN, 2003), flexibilização e qualidade dos sistemas de transmissão de energia para os centros consumidores (PENG, 2017), acionamento de máquinas e motores elétricos (ZHU; HOWE, 2007; RICK et al., 2016), alimentação de equipamentos eletrônicos e sistemas de iluminação (PINTO; RONCALIO; PRADO, 2013; LI; NIU; SU, 2015), entre outras aplicações as quais requerem manter tensão ou corrente a níveis desejáveis (RASHID, 2011). São chamados de inversores aqueles conversores de potência destinados a transformar energia elétrica sob a forma de corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA), através de dispositivos de chaveamento. Também chamados de conversores CC-CA, estes dispositivos estão presentes em motores de velocidade controlável (LIU; LI, 2012; ZHANG; YANG, 2014), sistemas de transmissão flexíveis (PENG, 2017; ZHANG et al., 2017), fontes ininterruptas de energia (GUERRERO et al., 2009; SERBAN; MARINESCU, 2014), compensadores de tensão estáticos e filtros ativos (BOGODOROVA; VANFRETTI, 2017; WANG; LAM; WONG, 2018), entre outras aplicações em CA.

Por ser gerado a partir da comutação de interruptores, o sinal em CA de saída de inversores possui característica discreta. Tal característica leva a baixos níveis de eficiência em diferentes tipos de saída, como motores elétricos e linhas de transmissão (MOTAPON et al., 2012; JOUANNE; ENJETI, 1997). Para suavizar este sinal, ou seja, torná-lo próximo do sinal de referência, utiliza-se filtros passa-baixa indutivos-capacitivos (LC) conectados entre os terminais de saída do inversor e os terminais de entrada da carga. Por outro lado, um dos fatores a serem levados em conta ao projetar inversores é a conciliação entre qualidade do sinal de saída e eficiência. Tal fato tem como consequência altos níveis de distorções harmônicas (*total harmonic distortion*, THD), que são atenuadas com filtros em geral grandes e volumosos (PRODANOVIC; GREEN, 2003). O uso destes filtros ainda não garante um sinal em CA livre de distorções devido à presença de harmônicos realçados pelo próprio filtro. Estes harmônicos residuais mantêm o sistema vulnerável a efeito *skin*, sobretensão, incompatibilidade eletromagnética e baixa eficiência (ASADI; JALILIAN, 2012; HABETLER; NAIK; NONDAHL, 2002).

Sistemas de controle geralmente são aplicados a inversores com o propósito de minimizar os efeitos de perturbações presentes na etapa em CC na saída do conversor (ERROUSSI; AL-DURRA; MUYEEN, 2016). Também é possível sincronizar o sinal ge-

rado com a tensão já presente na carga, como a rede elétrica ou um motor em operação (GEYER, 2011; CABRAL et al., 2016). Diferentes abordagens são utilizadas para atenuação de harmônicos em sistemas de acionamento e controle de rotação de motores, como em (HAN et al., 2017), onde os autores trabalham na compensação de potência ativa e reativa. Em (PÉREZ-IBACACHE; SILVA; YAZDANI, 2018), um controlador LQR projetado por realimentação de estados é aplicado a sistemas de microgeração distribuída. Já em (MIRHOSSEINI et al., 2016), a estrutura de controle ressonante é apresentada como uma melhor alternativa ao controle proporcional-integral (PI) em sistemas fotovoltaicos. Também é observado que é possível de se trabalhar com o controle ressonante no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, poupando custo computacional de se trabalhar no sistema dq recomendado para a aplicação de controladores PI tradicionais, tal qual apresentado em (EBRAHIMI; KHAJEHODDIN; KARIMI-GHARTEMANI, 2016).

A modulação por Padrões de Pulso Otimizados (*Optimized Pulse Patterns*, OPP) propõe uma alternativa para gerar os sinais de comutação dos interruptores de um inversor de forma *offline* (BUJA, 1980; GEYER, 2011). Nesta abordagem, calcula-se os sinais de comutação apenas uma vez, de forma menos complexa. Os problemas mais significantes de se trabalhar com OPP em malha fechada estão relacionados à variação do índice de modulação, que pode causar descontinuidades que afetam a eficiência de controladores lineares (VASILADIOTIS; CHRISTE; GEYER, 2019). Além disso, sinais gerado por OPP em geral são de baixa frequência, o que leva a problemas na dinâmica do sistema em alguns casos, embora pode-se obter menores perdas de chaveamento. No que se refere ao filtro LC, a baixa frequência do sinal gerado por OPP resulta em elevados valores de capacitância e indutância para manter a tensão de saída livre de distorções.

O conceito de atuadores macro-micro aplicado a conversores estáticos pode ser uma alternativa para redução de harmônicos. Também chamada de Atuadores de Duplo Estágio (*Dual-Stage Actuators*, DSA), esta abordagem é largamente utilizada em sistemas de posicionamento nanométrico, como leitores de disco rígido e microscopia (FLEMING, 2011; TUMA et al., 2014). Tais atuadores tratam-se de dois sistemas similares de características opostas. O atuador macro possui larga margem de atuação, mas é relativamente lento, impreciso, e sujeito a perturbações externas. Já o atuador micro possui uma atuação mais restrita, porém, é mais rápido e preciso que o atuador principal (SALTON, 2011). Combinando ambos atuadores com uma estrutura de controle adequada faz com que o atuador micro compense os efeitos de perturbações providas do estágio macro. No âmbito de sistemas eletrônicos, a teoria de atuadores macro-micro pode ser aplicada ao projeto de circuitos de forma que um atuador elétrico compense distorções presentes na tensão ou corrente de outro. Estas distorções podem ser providas de perturbações na tensão de alimentação, do acoplamento entre um atuador e sua respectiva carga, e harmônicos residuais de filtragem.

Este trabalho propõe uma estrutura de controle que possibilite a atenuação de harmônicos em inversores operados por OPP com filtros LC de menor porte a partir da combinação de diferentes estágios em um mesmo sistema. Nesta abordagem macro-micro, um inversor multinível a diodo grampeado (*Neutral Point Clamped*, NPC) opera a elevados valores de tensão e corrente, e seus sinais de comutação são gerados por OPP em malha aberta, a uma frequência equivalente a algumas centenas de Hertz. Simultaneamente, um inversor trifásico de dois níveis operando a menores valores de tensão e corrente é conectado ao inversor NPC através do acoplamento de seus filtros LC. A frequência de chaveamento elevada a milhares de Hertz faz com que seja possível o inversor trifásico atuar nos harmônicos presentes na tensão de saída do inversor NPC, e assim, melhorar a qualidade da tensão de carga. Por consequência, pode-se utilizar filtros LC de menor escala para ambos inversores, reduzindo o tamanho físico do circuito e custos de implementação.

1.1 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma topologia de controle para atenuação de harmônicos em conversores de potência, particularmente conversores CC-CA, partindo do conceito de atuadores macro-micro. Para tal, a abordagem de chaveamento por OPP em malha aberta é aplicada ao conversor macro, enquanto o conversor micro opera tanto em malha aberta com controlador *feedforward*, quanto em malha fechada com controlador ressonante. Este último deve ser projetado no domínio frequência a partir de uma análise da resposta do atuador macro desacoplado e de modelos numéricos do acoplamento dos filtros LC de cada inversor.

Resultados de simulação do circuito e da topologia de controle projetada servirão para confirmar a funcionalidade e viabilidade do sistema proposto. Como parâmetro de avaliação, utiliza-se do cálculo da THD na tensão de carga para as três fases do sistema. Esta deve se manter a níveis aceitáveis pelo padrão 519 do IEEE, que limitam em 5% a THD de tensão em CA para aplicações entre 1 kV e 69 kV (IEEE, 1993, 2014). Busca-se, portanto, contribuir de maneira relevante para as áreas de sistemas de controle e eletrônica de potência através da aplicação de conceitos teóricos em ambientes de simulação.

1.2 Organização do Manuscrito

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira. O Capítulo 2 apresenta conceitos teóricos fundamentais para compreender a estrutura de controle proposta. Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica acerca de inversores, a modulação por OPP, e controladores *feedforward*, bem como a definição de controladores ressonante a partir do Princípio do Modelo Interno, e finaliza descrevendo sistemas de controle macro-micro. Na sequência, o Capítulo 3 inicia a descrição da metodologia proposta com foco no com-

portamento do filtro LC acoplado, e apresenta os parâmetros de projeto e resultados de simulação do atuador macro desacoplado. O Capítulo 4 é dedicado ao projeto numérico dos sistemas de controle *feedforward* e ressonante utilizados. O Capítulo 5 apresenta e discute os resultados da aplicação de cada um dos controladores projetados em ambiente de simulação. Também é feita uma comparação entre os resultados obtidos a medida que foram adicionados os controladores, levando em conta a THD e o erro médio percentual entre a referência e a tensão de carga. Por fim, o Capítulo 6 traz as considerações finais do trabalho, sintetizando os conceitos mais importantes e resumindo as conclusões dos resultados de simulação encontrados, e apresentando propostas para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

2 Preliminares

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos teóricos utilizados no trabalho descrito nesta dissertação. Primeiramente, se discute a teoria por trás de inversores trifásico e multinível, detalhando seus princípios de operação. Após, é apresentado o conceito de Padrões de Pulso Otimizados aplicado à geração de sinais de acionamento de inversores, seguido por uma revisão bibliográfica acerca de sistemas de controle *feed-forward*. Na sequência, é descrita a estrutura de controle ressonante a partir do Princípio do Modelo Interno. O capítulo encerra abordando a teoria de atuadores macro-micro.

2.1 Inversores

São chamados de inversores os conversores de potência dedicados a transformar energia elétrica em CC para CA, justificando o nome “conversores CC-CA”. Esta transformação é feita a partir da comutação de interruptores eletrônicos chaveados de forma síncrona, gerando assim um sinal alternado discreto (RASHID, 2011).

Os interruptores que compõem um conversor de potência são implementados sob a forma de transistores, comandados por sinais de comutação ($v_{S_i}(t)$). Os valores destes sinais alternam-se entre 0 e 1, representando o estado do transistor em questão: aberto e fechado, respectivamente. Para a geração destes sinais, utiliza-se técnicas de modulação que podem ser tanto analógicas quanto digitais. Uma destas técnicas é a modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*, PWM), a qual é largamente utilizada no âmbito da eletrônica de potência.

A modulação de pulso baseada em portadora (*carrier-based pulse width modulation*, CBPWM) é um caso especial da modulação PWM na qual o sinal de comutação é gerado a partir da comparação entre um sinal de entrada $v_m(t)$ e uma forma de onda chamada sinal portadora $v_t(t)$:

$$v_{S_i} = \begin{cases} 1 & \text{se } v_m(t) > v_t(t) \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.1)$$

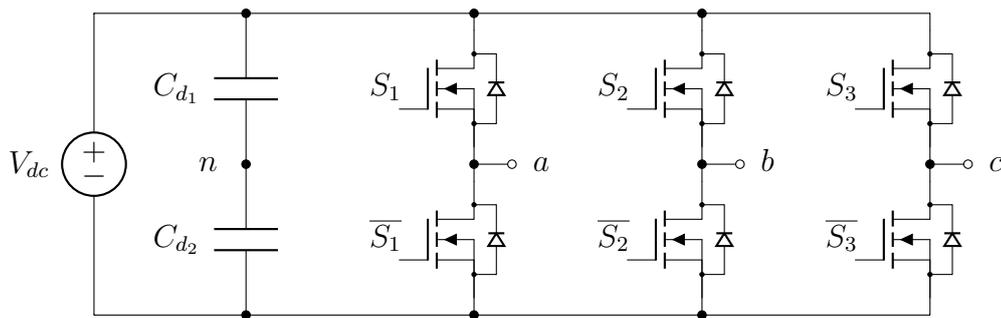
Para inversores, $v_m(t)$ assume a condição de um sinal senoidal cuja frequência f_m corresponde à frequência desejada para a tensão de saída do inversor, e $v_t(t)$ é um sinal triangular de frequência f_t que corresponde à chamada frequência de chaveamento do transistor. As amplitudes de $v_m(t)$ e $v_t(t)$ (\hat{v}_m e \hat{v}_t , respectivamente) são definidas a partir do índice de modulação $m = \hat{v}_m/\hat{v}_t$ (RODRÍGUEZ et al., 2007).

Os inversores podem ser de dois níveis ou multinível (RODRÍGUEZ et al., 2007). A seguir, são apresentadas as topologias de inversor a serem estudadas neste trabalho. Para cada uma, são apresentadas formas de onda das tensões de fase geradas a partir da modulação CBPWM onde é possível observar o sinal alternado gerado pela comutação dos interruptores eletrônicos.

Inversor Trifásico

Inversores trifásicos são indicados para aplicações em médias e altas potências. Para aplicações em baixas potências, utilizam-se inversores monofásicos (RASHID, 2011). A topologia de um circuito de inversor trifásico é exibida na Figura 1, onde V_{dc} representa a tensão CC de entrada do inversor, S_i e \bar{S}_i ($i \in \{1; 2; 3\}$) são os interruptores responsáveis pelo chaveamento eletrônico, e a , b , e c são os terminais de saída de cada fase do inversor. A tensão de entrada em CC é filtrada por dois capacitores em série (C_{d1} e C_{d2}), conectados em paralelo com a fonte de tensão de entrada. O ponto de conexão entre estes capacitores é chamado de ponto neutro (n). No circuito apresentado, os interruptores eletrônicos são implementados a partir de transistores do tipo MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Também é possível implementar estes dispositivos a partir de diodos, tiristores IGCT (*Integrated Gate-Comutated Thyristor*), e transistores do tipo bipolar de junção (TBJ) e IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (RODRÍGUEZ et al., 2007).

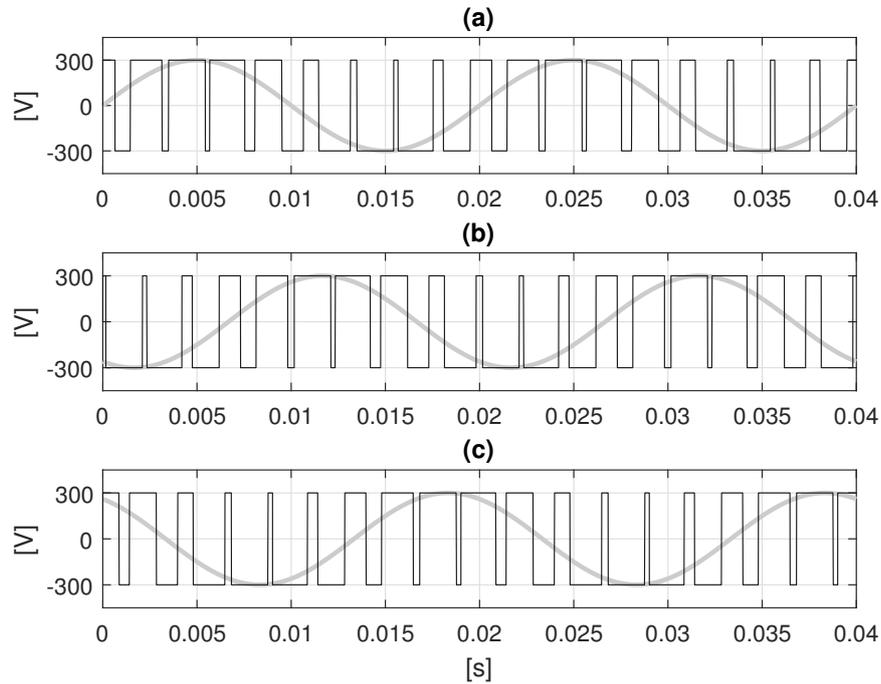
Figura 1 – Circuito de inversor trifásico.



Fonte: O Autor (2019).

Os transistores de cada braço do inversor são chaveados de forma complementar, evitando que fiquem na posição fechada simultaneamente, a fim de não causar um curto circuito na tensão de entrada V_{dc} . Os sinais de comutação de cada braço do inversor são defasados em 120° um em relação ao outro. Empregando a modulação CBPWM, é possível criar três sinais alternados periódicos, um para cada fase, representados pelo vetor de tensão de fase $\mathbf{v}_n(t) = [v_{a_n}(t) \ v_{b_n}(t) \ v_{c_n}(t)]^T$. A título de exemplo ilustrativo, a Figura 2 exhibe as formas de onda dos sinais gerados por um inversor trifásico de $V_{dc} = 600$ V a partir de uma modulação CBPWM de $\hat{v}_m = 300$ V, $f_m = 50$ Hz, $\hat{v}_t = 375$ V e $f_t = 450$ Hz.

Figura 2 – Formas de onda de tensão de fase geradas pelo inversor trifásico modulado por CBPWM (escuro) e seus respectivos sinais de referência (claro). (a): $v_{a_n}(t)$. (b): $v_{b_n}(t)$. (c): $v_{c_n}(t)$.



Fonte: O Autor (2019).

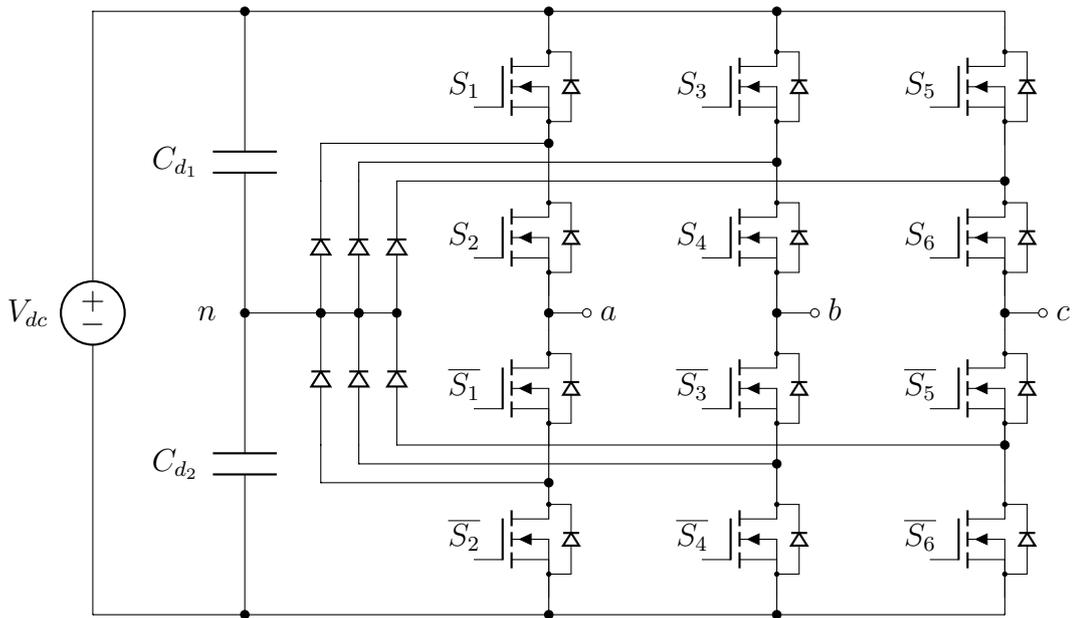
Observa-se na Figura 2 o comportamento discreto da tensão resultante do chaveamento dos interruptores do inversor trifásico. Também é possível observar os dois estados deste sinal: $V_{dc}/2$ e $-V_{dc}/2$. Observa-se também que o tempo durante o qual cada fase de $\mathbf{v}_n(t)$ se mantém em cada estado segue o valor de v_m , sendo mais tempo em $V_{dc}/2$ quando $v_m > 0$, e mais tempo em $-V_{dc}/2$ quando $v_m < 0$.

Inversor Multinível

Os inversores multinível são usualmente utilizados em aplicações de média tensão, na ordem de 3000 V ou mais (HANG et al., 2017), estando presentes em sistemas de acionamento e controle de motores de indução trifásicos e motores síncronos (BRANDO et al., 2016; HABIBULLAH et al., 2017), em sistemas de geração de energia eólica (HANG et al., 2017; YARAMASU et al., 2017) e fotovoltaica (SHAFFER et al., 2018; TAFTI et al., 2016), entre outras. As topologias de inversor multinível mais utilizadas são a topologia de diodo grampeado (*Neutral-Point Clamped, NPC*), a de capacitor flutuante, e a de ponte completa em cascata (RODRÍGUEZ et al., 2007). Destas, a topologia NPC, proposta por Nabae, Takahashi e Akagi (1981), é a que apresenta melhor eficiência, pois possui menor variação da tensão no ponto neutro da carga, além de possibilitar mais métodos de chaveamento alternativas à PWM (RODRIGUEZ et al., 2010). Por causa disso, esta topologia também é a mais utilizada, e é o principal objeto de estudo deste trabalho.

Assim como a topologia de inversor trifásico, no inversor NPC, a tensão de alimentação em CC também é filtrada por dois capacitores em série (C_{d1} e C_{d2}), conectados em paralelo com a fonte de tensão de entrada. O diferencial desta topologia em relação aos demais inversores multinível é a presença de diodos conectados entre o ponto neutro e os pontos de conexão entre os interruptores. A Figura 3 representa esquematicamente esta configuração, onde V_{dc} representa a tensão CC de entrada do inversor, S_i e \bar{S}_i ($i \in \{1; 2; 3; 4; 5; 6\}$) são os transistores responsáveis pelo chaveamento eletrônico, e a , b , e c são os terminais de saída de cada fase do inversor.

Figura 3 – Inversor multinível NPC.

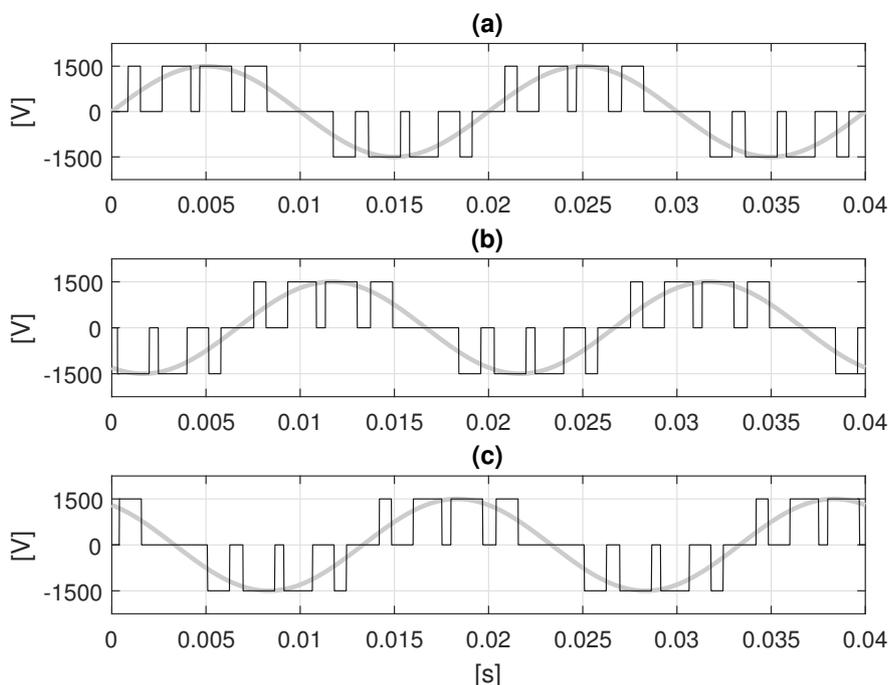


Fonte: O Autor (2019).

Considerando quatro interruptores em cada fase, os sinais de saída do inversor apresentam, portanto, três estados: $V_{dc}/2$, 0 , e $-V_{dc}/2$. Estes estados representam os chamados níveis de tensão, e quanto mais interruptores em cada fase, mais níveis terá a forma de onda de saída, e conseqüentemente, melhor será sua resolução (RODRIGUEZ et al., 2010). Para suavizar estes sinais, ou seja, torná-los próximos do sinal de referência, conecta-se filtros LC entre cada um dos três terminais de saída (a , b , e c) e os terminais da carga. Tais filtros devem apresentar frequência de corte menor que a frequência de chaveamento, de forma a reduzir os componentes harmônicos que dão a forma discreta alternada a estes sinais. A Figura 4 apresenta as formas de onda dos sinais gerados por um inversor NPC com uma tensão CC de entrada de $V_{dc} = 3000$ V e uma modulação CBPWM com $\hat{v}_m = 1500$ V, $f_m = 50$ Hz, $\hat{v}_t = 1875$ V e $f_t = 450$ Hz. Nesta figura, observa-se os três níveis de tensão de fase que justificam o nome “inversor multinível”.

A melhor resolução da tensão de saída permite que se trabalhe com maiores valores de tensão sem a necessidade de aumentar as dimensões do filtro LC. Aumentando os

Figura 4 – Formas de onda de tensão de fase geradas pelo inversor NPC modulado por CBPWM (escuro) e seus respectivos sinais de referência (claro). (a): $v_{a_n}(t)$. (b): $v_{b_n}(t)$. (c): $v_{c_n}(t)$.



Fonte: O Autor (2019).

níveis do inversor, a amplitude dos harmônicos da tensão de saída reduzem ainda mais em comparação com a componente fundamental, possibilitando trabalhar com maiores valores de V_{dc} , e conseqüentemente, aumentar a amplitude da tensão gerada.

Conforme visto nas Figuras 2 e 4, os sinais de saída do inversor seguem $v_m(t)$. Portanto, em sistemas de controle de inversores, é possível controlar $\mathbf{v}_n(t)$ a partir de $v_m(t)$, o qual deve ser o sinal de saída do controlador a ser projetado. Neste trabalho, há um inversor trifásico modulado por CBPWM em malha fechada, e um inversor NPC que operado em malha aberta e é modulado por padrões de pulso otimizados. Estes padrões são apresentados na próxima seção.

2.2 Padrões de Pulso Otimizados - OPP

Motores CA de média tensão acionados por inversores multinível geralmente requerem baixa frequência de comutação, minimizando perdas de chaveamento. Porém, baixas frequências levam a altas distorções harmônicas em outros sistemas (PRODANO-VIC; GREEN, 2003). A modulação por padrões de pulso otimizados (*optimized pulse patterns*, OPP) emerge como uma solução para reduzir harmônicos para uma frequência de comutação constante (GEYER et al., 2012).

O método de OPP define um conjunto de ângulos de disparo Θ , e um vetor de

mudança de estados \mathbf{f} . Estes representam o comportamento dos interruptores de um conversor para um quarto de período: de 0° a 90° (0 rad a $\pi/2\text{ rad}$). Enquanto Θ indica os instantes nos quais os interruptores abrem ou fecham, \mathbf{f} indica se o interruptor abre ou fecha para cada ângulo de disparo de Θ . A partir de reflexões de 90° , é possível descrever o sinal gerado por OPP devido à simetria de um quarto de onda.

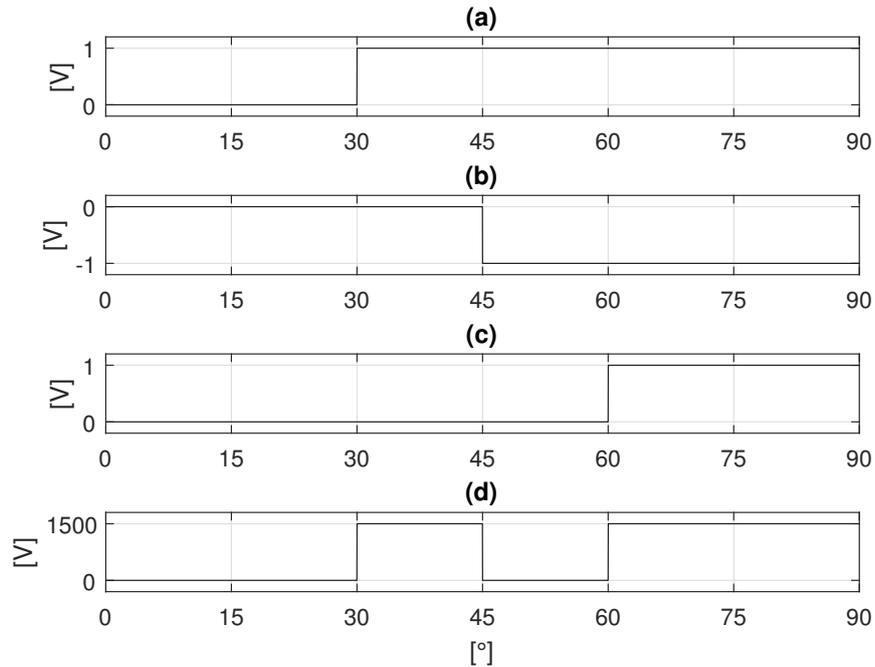
Segundo o método OPP, a tensão de saída da fase a de um inversor NPC (v_{a_n}) pode ser definida durante um quarto de período por:

$$v_{a_n}(\theta) = \frac{V_{dc}}{2} \sum_{k=1}^K f_k H(\theta - \theta_k), \quad (2.2)$$

onde $\theta = \omega t$, $0 \leq \theta \leq \pi/2$. K é o número de transições em um quarto de período (número de elementos em Θ e \mathbf{f}), $f_k \in \mathbf{f}$ e $\theta_k \in \Theta$, $0 < \theta_k < \pi/2$ representam o k -ésimo elemento de \mathbf{f} e Θ , respectivamente. $H(\theta)$ é uma função de degrau unitário.

A Figura 5 ilustra a aplicação da equação (2.2) para um dado $\Theta = [30^\circ \ 45^\circ \ 60^\circ]$ e seu correspondente vetor $\mathbf{f} = [1 \ -1 \ 1]^\top$, para $V_{dc} = 3000\text{ V}$. No eixo (d) desta Figura, observa-se a soma dos degraus unitários $f_k H(\theta - \theta_k)$ mostrados nos eixos (a), (b) e (c) multiplicados por $V_{dc}/2$.

Figura 5 – Formas de onda de degrau unitário ($f_k H(\theta - \theta_k)$) para $k = 1$ (a), $k = 2$ (b), e $k = 3$ (c), e de $v_{a_n}(\theta)$ (d) durante um quarto de período.



Fonte: O Autor (2019).

Descrevendo (2.2) por Séries de Fourier:

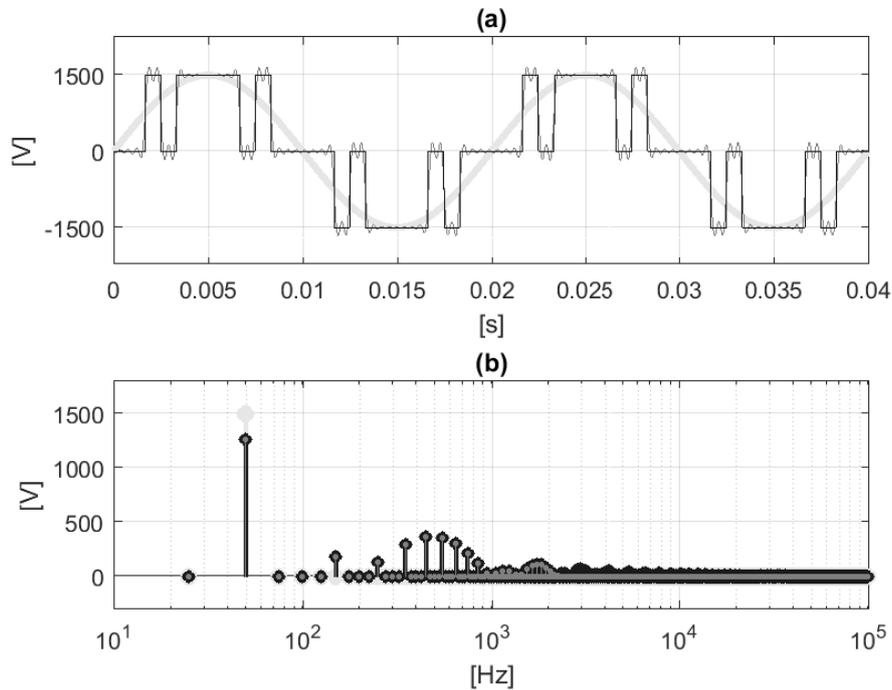
$$v_{a_n}(\theta) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin(h\theta), \quad (2.3)$$

$$V_h = \frac{V_{dc}}{2} \frac{4}{h\pi} \sum_{k=1}^K f_k \cos(h\theta_k), \quad h = 1, 3, 5, \dots, \infty,$$

onde h representam os harmônicos de v_{a_n} . Harmônicos de ordem par podem ser consideradas iguais a zero, devido à simetria de meio período. A tensão de saída das fases b e c (v_{b_n} e v_{c_n}) também podem ser descritas por (2.3) respeitando suas respectivas defasagens de $-2\pi/3$ e $-4\pi/3$.

A Figura 6-a apresenta a forma de onda de $v_{a_n}(t)$ obtida com por (2.2) e por (2.3) para $\Theta = [30^\circ \ 45^\circ \ 60^\circ]$, $\mathbf{f} = [1 \ -1 \ 1]^T$ e $V_{dc} = 3000$ V, bem como um sinal de referência de 3000 V_{pp} de amplitude e frequência 50 Hz. A soma de harmônicos de (2.3) considera até a 45^a harmônica.

Figura 6 – (a): forma de onda de $v_{a_n}(t)$ obtida por soma de degraus unitários (preto) e séries de Fourier (cinza escuro), e sinal de referência (cinza claro), e (b): seus respectivos espectros em frequência.



Fonte: O Autor (2019).

Os espectros em frequência na Figura 6-b ilustram a similaridade dos sinais obtidos com as expressões (2.2) e (2.3). Ampliando as séries de Fourier para mais harmônicos, pode-se obter a forma de onda de $v_{a_n}(t)$ em maior detalhe. Além disso, nota-se a concentração de harmônicos em baixa frequência, abaixo de 1 kHz.

Os valores de Θ e \mathbf{f} são calculados a partir da minimização de uma dada função objetivo, relacionada com a dinâmica de comportamento da carga. Esta função pode ser relacionada à THD de tensão ou de corrente, a níveis de ondulação, perdas de comutação, e outras características do sistema. Este trabalho visa reduzir THD na tensão de saída de inversores multinível. O percentual desta pode ser calculada a partir de:

$$\text{THD (\%)} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_\infty^2}}{V_1} \times 100, \quad (2.4)$$

onde V_i representa a amplitude da i -ésima harmônica do sinal, e V_1 é a amplitude da fundamental.

Para simplificar o algoritmo de otimização, a função objetivo $J(\theta)$ pode ser definida como a soma dos quadrados das amplitudes dos harmônicos de ordem ímpar, as quais podem ser calculadas a partir da equação de V_h em (2.3). Portanto:

$$J(\theta) = \sum_{h \in \mathcal{H}} V_h^2, \quad \mathcal{H} := \{3, 5, 7, \dots, \infty\}. \quad (2.5)$$

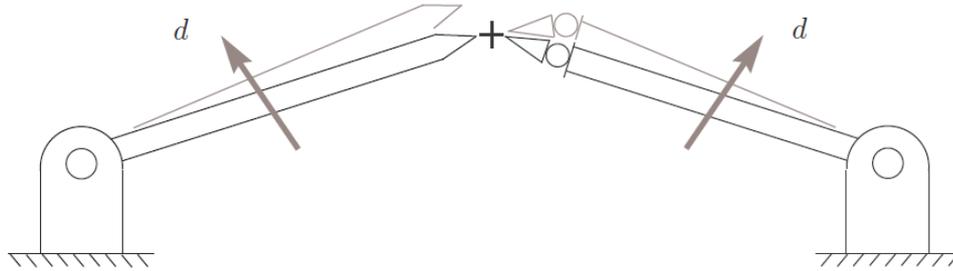
No âmbito deste trabalho, os sinais de comando do inversor NPC ($v_{S_1, \dots, 6}(t)$) são gerados a partir de um vetor de sinais gerados por OPP, $\mathbf{u}_1(t) = [u_{1a} \ u_{1b} \ u_{1c}]^T$, definido por (2.3) para um número limitado de harmônicos h . A tensão de saída do inversor NPC, $\mathbf{v}_n(t)$, definida por (2.2) em função de $\theta = \omega t$, possui característica alternada discreta. Como mencionado anteriormente, este sinal deve ser filtrado para que o inversor seja conectado à carga. O filtro LC que deve suavizar $\mathbf{v}_n(t)$ deve apresentar elevados valores de indutância e capacitância. Para possibilitar a utilização de componentes de menor porte, este trabalho sugere o acoplamento de um inversor trifásico auxiliar para atenuar harmônicos residuais. A teoria por trás do acoplamento de dois atuadores com características distintas, e as estruturas em malha fechada específicas para esta configuração são apresentadas na próxima seção.

2.3 Atuadores Macro-micro

O conceito de atuadores macro-micro compreende dois sistemas similares com características opostas. Um sistema, chamado de atuador macro ou atuador principal, opera em uma larga margem de atuação. Porém, é demasiado lento e impreciso, além de estar sujeito a perturbações externas. O atuador auxiliar micro, por sua vez, é mais rápido e preciso que o atuador macro, mas opera em uma área de atuação limitada (SALTON, 2011). A abordagem macro-micro, também chamada de atuadores de duplo estágio, sugere combinar ambos atuadores de forma que o atuador auxiliar compense as perturbações da fase macro, além de reduzir o tempo de acomodação do sistema como um

todo. A Figura 7 apresenta um exemplo ilustrativo de uma aplicação de atuadores macro-micro em um sistema mecânico. Observa-se a forma como uma perturbação externa d é corrigida pelo atuador micro no sistema à direita, enquanto o sistema à esquerda depende unicamente da atuação do mais lento e impreciso atuador macro.

Figura 7 – Exemplo mecânico do funcionamento de atuadores macro-micro.



Fonte: (SALTON, 2011).

Diversas estruturas de controle para atuadores macro-micro são apresentadas na literatura. A Figura 8 apresenta quatro diferentes estruturas específicas para o controle em malha fechada de atuadores macro-micro, representadas por diagrama de blocos (SALTON, 2011). Nestes diagramas, $G_{p1}(s)$ representa a função de transferência do atuador macro, enquanto $G_{p2}(s)$ representa o mesmo para o atuador micro. $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$ representam as funções de transferência dos controladores dos estágios macro e micro, respectivamente.

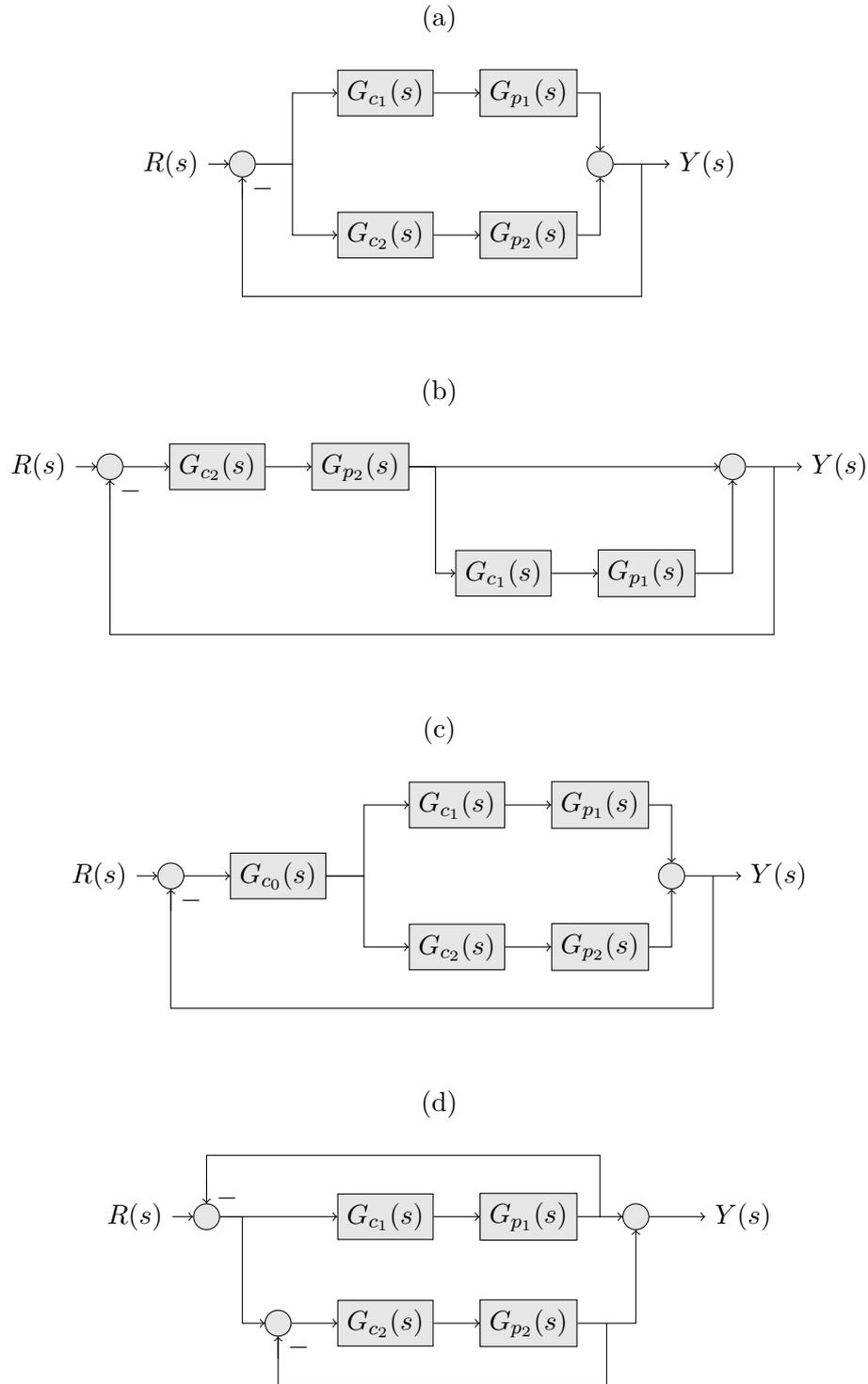
A estrutura de controle paralelo (Figura 8-a) é uma das formas de controle de atuadores macro-micro mais simples, pois requer apenas informação sobre a saída do sistema acoplado. Nesta estrutura, o controlador micro deve ser projetado primeiro, pois este fica encarregado de atuar nas perturbações em altas frequências, enquanto o atuador macro garante a estabilidade do sistema como um todo. Já na estrutura mestre-escravo (Figura 8-b), o controle é focado no atuador micro, de forma que este tenha preferência ao compensar o erro entre a saída e a referência. Portanto, cabe ao controlador macro atuar apenas quando o erro ultrapassa os limites de operação do estágio micro. Nesta estrutura, é necessária informação da diferença entre a saída dos atuadores individualmente, além da saída do sistema acoplado.

A estrutura PQ (Figura 8-c) é chamada de tal forma pois os atuadores definem duas funções de transferência:

$$\begin{aligned} P(s) &= \frac{G_{p1}(s)}{G_{p2}(s)}, \\ Q(s) &= \frac{G_{c1}(s)}{G_{c2}(s)}. \end{aligned} \tag{2.6}$$

Os controladores são projetados de forma que o produto entre $P(s)$ e $Q(s)$ tenha

Figura 8 – Estruturas de controle para sistemas macro-micro. (a): Laço Paralelo. (b): Mestre-escravo. (c): PQ. (d): Desacoplado.



Fonte: Adaptado de (SALTON, 2011).

alta magnitude em baixas frequências, e baixa magnitude em altas frequências. Desta forma, o atuador macro compensa distúrbios em baixa frequência, e o atuador micro, distúrbios em alta frequência. Um controlador adicional $G_{c0}(s)$ é projetado de forma

equivalente à de um sistema de único estágio.

A estrutura de controle desacoplado, representado na Figura 8-d, apresenta dois laços de realimentação independentes. A atuação desta estrutura é concentrada no estágio auxiliar, mantendo o controlador principal operando apenas quando o erro entre a saída do sistema DSA e sua referência ultrapassa os limites do atuador micro. De forma similar à estrutura mestre-escravo, é necessário mensurar a diferença entre as saídas de ambos atuadores.

No trabalho aqui apresentado, é esperado que a saída do atuador micro siga o sinal de erro entre a referência e a saída do atuador macro. A estrutura de controle desacoplado (Figura 8-d) apresenta-se adequada para tal. Para o projeto de $G_{c2}(s)$, utiliza-se do Princípio do Modelo Interno de forma a projetar um controlador ressonante, pois o atuador micro deverá seguir o erro entre a referência e a saída do atuador macro, que apresenta característica senoidal periódica. Este controlador ressonante é adicionado em paralelo um controlador *feedforward* que atua em malha aberta de forma a antecipar a saída do atuador macro. As estruturas de controle *feedforward* e ressonante são apresentadas próximas seções.

2.4 Sistemas de Controle *Feedforward*

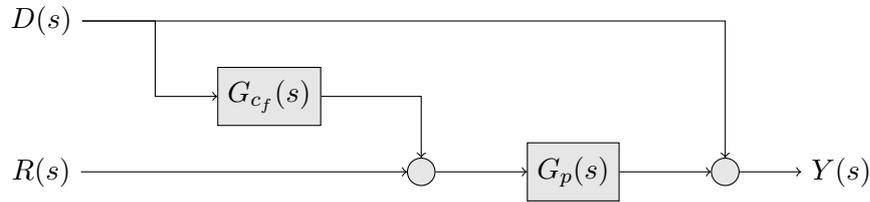
Sistemas de controle em malha fechada por realimentação respondem ao efeito de distúrbio a partir da medição da saída do sistema e da comparação desta com sua referência, de forma a tornar o erro entre tais grandezas igual ou próximo de zero. O controle *feedforward* responde diretamente aos distúrbios (BAO et al., 2018). Também chamada de controle por antecipação, esta abordagem modifica a entrada do sistema prevendo o efeito na saída, de forma a reduzir o erro entre esta e a referência.

As vantagens de se trabalhar com controladores *feedforward* em relação a controladores do tipo *feedback* é a possibilidade de dispensar medições do estado da saída da planta, além de ter a atuação mais rápida que controladores por realimentação e não afetar a estabilidade do sistema. Porém, estes controladores operam em malha aberta, não podendo corrigir erros causados por perturbações imprevistas ou não-harmônicas. Além disso, é necessário um modelo mais fiel do sistema que se deseja controlar para que esta estrutura funcione de forma eficaz.

Técnicas de controle *feedforward* são aplicadas em diversas áreas da ciência. No campo da engenharia elétrica, destacam-se trabalhos no campo da acústica para cancelamento de ruído (NAGAM; KINGET, 2018), em redes neurais e lógica *Fuzzy* (OU et al., 2015), em sistemas de posicionamento nanométrico (HABINEZA; RAKOTONDRABE; GORREC, 2015) e controle de vibrações (RODRIGUEZ-FORTUN et al., 2013). Também encontram-se aplicações desta técnica na eletrônica de potência, em estudos dedicados

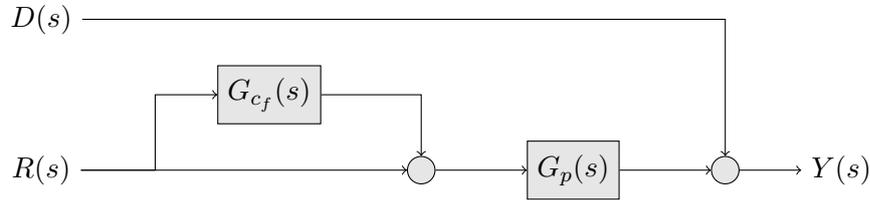
ao controle de conversores CC-CC, por exemplo (YAO; RUAN; WANG, 2015; BAO et al., 2018). Em inversores, o controle *feedforward* é utilizado para manter o barramento CC livre de distúrbios (SUN et al., 2016), e para auxiliar algoritmos de seguimento de referência (RICCOBONO; SANTI, 2012). Os diagramas de blocos das Figuras 9 e 10 representam exemplos de estruturas de controle *feedforward* tendo como entrada uma referência ($R(s) = \mathcal{L}\{r(t)\}$) e uma perturbação ($D(s) = \mathcal{L}\{d(t)\}$), além de uma saída ($Y(s) = \mathcal{L}\{y(t)\}$). Nestas figuras, $G_p(s)$ representa a função de transferência da planta, e $G_{c_f}(s)$, o controlador *feedforward*

Figura 9 – Exemplo de estrutura de controle *feedforward* em função do sinal de perturbação, para um sistema genérico.



Fonte: O Autor (2019).

Figura 10 – Exemplo de estrutura de controle *feedforward* em função do sinal de referência, para um sistema genérico.



Fonte: O Autor (2019).

No sistema representado na Figura 9, o controlador $G_{c_f}(s)$ controla a entrada da planta ($G_p(s)$) antecipando a resposta da mesma em função de $D(s)$. De forma similar, o controle *feedforward* também pode atuar como um modelo de $D(s)$ em função de $R(s)$, tal qual o sistema representado na Figura 10. Nesta estrutura, não há a necessidade de mensurar a perturbação ou o erro entre a referência e a saída.

O trabalho aqui descrito busca atenuar distorções harmônicas provenientes do estágio macro. O atuador *feedforward* se mostra adequado para tal, pois $D(s)$ deve apresentar comportamento oscilatório periódico em regime estacionário. A estrutura de controle *feedforward* apresentada na Figura 10 se mostra mais propícia para o sistema aqui proposto. A modulação OPP define os sinais de comando do inversor NPC ($v_{S_i}(t)$) a partir do modelo do sinal de saída do inversor, $\mathbf{u}_{L_1}(t) = [u_{L_{1a}}(t) \ u_{L_{1b}}(t) \ u_{L_{1c}}(t)]^T$, calculado de forma *offline*. Para obter o modelo de $D(s)$, basta subtrair a referência $\mathbf{r}(t) = [r_a(t) \ r_b(t) \ r_c(t)]^T$ de $\mathbf{u}_{L_1}(t)$.

O controlador *feedforward* é apresentado nesta estrutura para otimizar a filtragem de harmônicos dos sinais alternados discretos provenientes do inversor NPC. Porém, o filtro LC macro-micro pode inserir alguns harmônicos além dos já presentes nestes sinais. Estes harmônicos podem ser atenuados com controladores ressonantes, os quais são apresentados na próxima seção.

2.5 Princípio do Modelo Interno

O Princípio do Modelo Interno (PMI) se trata de um conceito teórico acerca de projeto de sistemas de controle para seguimento de referência e rejeição de distúrbios. Segundo o PMI aplicado a sistemas lineares estáveis, se o modelo da dinâmica do sinal de referência (ou do distúrbio) é incorporado à realimentação, é possível obter convergência assintótica do erro (FRANCIS; WONHAM, 1976; WANG; CHU; TSAO, 2009). Considerando uma planta cujo sinal de referência apresente característica harmônica, utiliza-se das técnicas do PMI na forma de um controlador ressonante para levar o sistema a obter melhor eficiência (CASTRO et al., 2014; OLIVEIRA et al., 2018).

O controlador ressonante projetado deve inserir uma dinâmica senoidal no sistema de frequência f_r . Assim, o controlador apresenta a seguinte estrutura:

$$G_{c_r}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (2.7)$$

onde $\omega_r = 2\pi f_r$, $U(s)$ representa o comportamento da saída do controlador e sinal de entrada da planta, e $E(s)$ é o erro entre a referência e o sinal de saída do sistema controlado em malha fechada.

A principal característica da estrutura de controle apresentada em (2.7) é o ganho infinito em f_r , devido ao par de polos imaginários localizados em $s = \pm j\omega_r$. Para evitar problemas de estabilidade, dois zeros são adicionados à estrutura (PEREIRA et al., 2014; BERTOLDI; FLORES; PEREIRA, 2018), o que resulta em:

$$G_{c_r}(s) = K_r \frac{s^2 + 2\xi_r \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (2.8)$$

onde ξ_r representa um fator de amortecimento e K_r é um ganho de saída.

Expandindo (2.8) para h frequências, a estrutura de controle múltiplo-ressonante fica definida como:

$$G_{c_r}(s) = K_{r_1} \frac{s^2 + 2\xi_{r_1} \omega_{r_1} s + \omega_{r_1}^2}{s^2 + \omega_{r_1}^2} + K_{r_2} \frac{s^2 + 2\xi_{r_2} \omega_{r_2} s + \omega_{r_2}^2}{s^2 + \omega_{r_2}^2} + \dots \quad (2.9)$$

$$\dots + K_{r_h} \frac{s^2 + 2\xi_{r_h} \omega_{r_h} s + \omega_{r_h}^2}{s^2 + \omega_{r_h}^2}$$

Em (2.9), os parâmetros $\omega_{r_{1,2,\dots,h}}$, $\xi_{r_{1,2,\dots,h}}$, e $K_{r_{1,2,\dots,h}}$ podem ser definidos de forma gráfica a partir do espectro em frequência do sinal a ser seguido e a resposta em frequência do sistema em malha fechada. Os fatores de amortecimento $\xi_{r_{1,2,\dots,h}}$ fazem com que harmônicos próximos a $f_{r_{1,2,\dots,h}}$ também sejam atenuados, melhorando a eficiência do sistema.

Filtro *Notch*

O filtro LC do estágio micro pode amplificar harmônicos de alta frequência na saída do sistema. Como a distorção causada por estes harmônicos é causada pelo próprio estágio micro, estes não podem ser atenuados pelo controlador ressonante. O filtro *Notch* surge como uma alternativa para reduzir a amplitude de harmônicos próximos da frequência de ressonância do filtro LC micro (f_{c_2}), de forma a evitar que estes estejam presentes na saída do sistema acoplado. Trata-se de um sistema de controle inverso ao ressonante, que introduz um pico negativo na curva de resposta em frequência de $G_{c_r}(s)$. A função de transferência do filtro *Notch* é dada por:

$$G_{c_n}(s) = K_n \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi_n \omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.10)$$

onde ω_n é a frequência do harmônico o qual deseja-se remover da saída da planta. O fator de amortecimento ξ_r aumenta ou reduz a largura de banda do controlador, fazendo que mais harmônicos sejam atenuados.

Para inserir o filtro *Notch* ao controlador ressonante, parte da descrição da estrutura de controle múltiplo-ressonante para h frequências descrita em (2.9), resultando em:

$$G_{c_r}(s) = \sum_{i=1}^h \left(K_{r_i} \frac{s^2 + 2\xi_{r_i} \omega_{r_i} s + \omega_{r_i}^2}{s^2 + \omega_{r_i}^2} \right) + K_{r_n} \frac{s^2 + \omega_{r_n}^2}{s^2 + 2\xi_{r_n} \omega_{r_n} s + \omega_{r_n}^2}. \quad (2.11)$$

2.6 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os principais conceitos teóricos utilizados no trabalho descrito nesta dissertação de forma a tornar possível a compreensão da metodologia a ser apresentada nos próximos capítulos. Primeiramente, detalhou-se os princípios de operação de inversores trifásico e multinível e os sistemas de coordenadas de duas fases foram brevemente abordados. Posteriormente, foi descrita a aplicação de OPP à geração de sinais de acionamento de inversores e como estes descrevem o comportamento do inversor NPC. Na sequência, foi apresentada a teoria por trás de atuadores macro-micro. O capítulo encerra descrevendo as estruturas de controle *feedforward* e ressonante, esta última a partir do Princípio do Modelo Interno.

O acoplamento entre os atuadores macro e micro insere a tensão gerada pelo inversor trifásico na saída do sistema. O comportamento desta conexão pode apresentar algum comportamento inesperado, como inserção de harmônicos provindos de um filtro LC em outro. O próximo capítulo apresenta um modelo matemático do acoplamento dos filtros LC macro e micro de forma a obter a resposta de cada filtro em relação aos sinais gerados por cada inversor individualmente.

3 Metodologia Proposta

Este capítulo descreve primeiramente o processo de obtenção do modelo matemático do acoplamento dos filtros LC macro e micro. Após, são apresentados os parâmetros dos componentes do filtro, e é descrita a obtenção do sinal de comando do inversor NPC por OPP. Por fim, são apresentados resultados de simulação, para análise da resposta da aplicação deste sinal em um modelo trifásico do atuador macro. A partir da análise em frequência destes resultados, incluindo as curvas do diagrama de Bode e o espectro de Fourier da saída do atuador macro em malha aberta, são projetados os controladores *feedforward* e ressonante no Capítulo 4.

3.1 Acoplamento dos Filtros LC

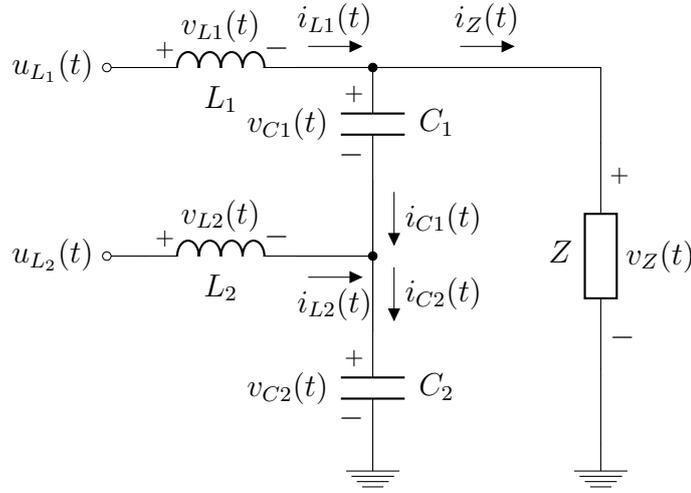
Os atuadores macro e micro são acoplados um ao outro através de seus filtros passa-baixa indutivos-capacitivos. Tendo como saída de cada atuador a tensão no capacitor de filtro, conecta-se ambos atuadores de forma que a tensão na carga corresponda à soma das tensões de saída de cada atuador macro e micro, tal qual apresentado pela estrutura de controle representada no diagrama de blocos da Figura 8-d.

O acoplamento dos filtros LC se encontra representado esquematicamente na Figura 11 para um modelo monofásico. Neste circuito, L_1 e C_1 representam os componentes do filtro do estágio macro, enquanto L_2 e C_2 representam o mesmo para o estágio micro. Z representa a impedância equivalente da carga. $v_{L_i}(t)$ e $v_{C_i}(t)$ representam a tensão em cada componente dos filtros LC, e $i_{L_i}(t)$ e $i_{C_i}(t)$ são as respectivas correntes. $v_Z(t)$ e $i_Z(t)$ são a tensão e a corrente na carga, respectivamente. $u_{L_1}(t)$ e $u_{L_2}(t)$ representam as entradas do filtro LC acoplado. Ressalta-se que estes sinais provêm dos inversores NPC e trifásico, respectivamente, conforme os terminais indicados nos circuitos das Figuras 1 e 3.

Um modelo matemático no domínio frequência do filtro LC acoplado descreve a resposta de ambos filtros para cada entrada. Trata-se de um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multiple-input-multiple-output*, MIMO). Portanto, para descrever o comportamento de cada filtro LC em relação a cada uma de suas entradas, uma matriz de funções de transferências deve ser definida:

$$\begin{bmatrix} V_{C1}(s) \\ V_{C2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L1}(s) \\ U_{L2}(s) \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Figura 11 – Conexão entre os filtros LC macro e micro.



Fonte: O Autor (2019).

O acoplamento dos filtros também pode ser descrito matematicamente sob a forma de espaço de estados, pela seguinte relação (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001):

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t),\end{aligned}\tag{3.2}$$

onde $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{p \times n}$ e $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{p \times m}$, sendo n o número de estados do sistema, m o número de entradas, e p o número de saídas.

Para obter um modelo no domínio frequência a partir do modelo em espaço de estados, utiliza-se a seguinte expressão (OGATA, 2010):

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}.\tag{3.3}$$

No modelo apresentado, as variáveis de estado podem ser definidas como as correntes nos indutores L_1 e L_2 ($i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$) e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 ($v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$). As entradas do sistema são os sinais provenientes dos inversores, $u_{L1}(t)$ e $u_{L2}(t)$, e as saídas são as tensões nos capacitores, $v_{C1}(t)$ e $v_{C2}(t)$. Portanto, os vetores de estados, de entrada e de saída do sistema, ($\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{u}(t)$ e $\mathbf{y}(t)$) são definidos como:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{C1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{L1}(t) \\ u_{L2}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix}.\tag{3.4}$$

A partir da associação de capacitores C_1 e C_2 em paralelo com a impedância de carga Z , a tensão a ser enviada à carga $v_Z(t)$ corresponde a soma das saídas do sistema,

tal qual define a estrutura de controle macro-micro desacoplado (Figura 8-d).

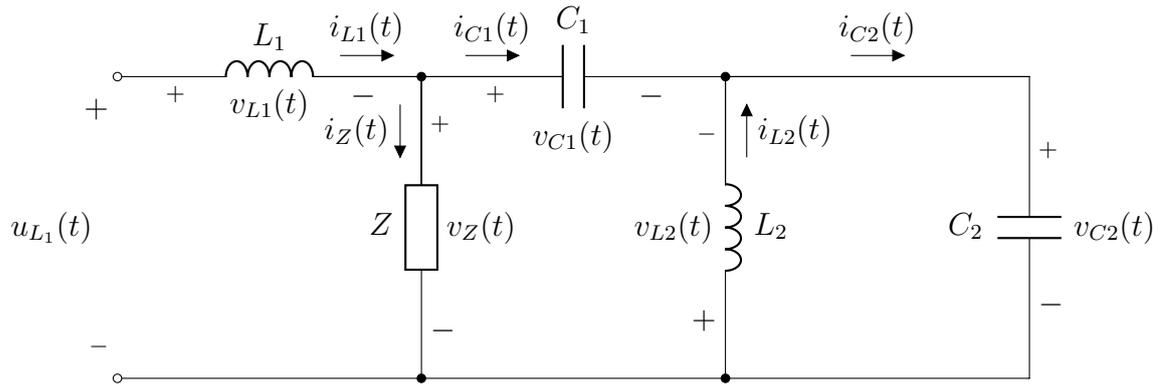
$$v_Z(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t). \quad (3.5)$$

A obtenção de um modelo matemático que descreva o comportamento das variáveis de estado parte das expressões da corrente em indutores e da tensão em capacitores:

$$\begin{aligned} v_L(t) &= L \frac{d}{dt} i_L(t), \\ i_C(t) &= C \frac{d}{dt} v_C(t). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Para obter o modelo da resposta do filtro acoplado em função de $u_{L1}(t)$, parte-se do princípio da superposição. Primeiramente, considera-se $u_{L2}(t) = 0$ e analisa-se o circuito resultante, exibido esquematicamente na Figura 12.

Figura 12 – Circuito equivalente do filtro LC acoplado em função de $u_{L1}(t)$ ($u_{L2}(t) = 0$).



Fonte: O Autor (2019).

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK), a Lei das Correntes de Kirchhoff (LCK), e a Lei de Ohm no circuito da Figura 12, obtém-se as seguintes expressões para o comportamento do filtro em relação a $u_{L1}(t)$:

$$\begin{aligned} v_{L1}(t) &= u_{L1}(t) - v_{C1}(t) - v_{C2}(t), \\ i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - \frac{v_{C1}(t) + v_{C2}(t)}{Z}, \\ v_{L2}(t) &= -v_{C2}(t), \\ i_{C2}(t) &= i_{L1}(t) + i_{L2}(t) - \frac{v_{C1}(t) + v_{C2}(t)}{Z}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

A partir das relações de (3.6), e substituindo as variáveis de estado definidas em

(3.4), pode-se reescrever (3.7) sob a forma de espaço de estados:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= -\frac{x_2(t)}{L_1} - \frac{x_4(t)}{L_1} + \frac{u_1(t)}{L_1}, \\ \dot{x}_2(t) &= \frac{x_1(t)}{C_1} - \frac{x_2(t)}{ZC_1} - \frac{x_4(t)}{ZC_1}, \\ \dot{x}_3(t) &= -\frac{x_4(t)}{L_2}, \\ \dot{x}_4(t) &= \frac{x_1(t)}{C_2} + \frac{x_2(t)}{ZC_2} - \frac{x_3(t)}{C_2} - \frac{x_4(t)}{ZC_2}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Portanto, as matrizes de estado e entrada do sistema tendo apenas $u_{L_1}(t)$ como entrada são:

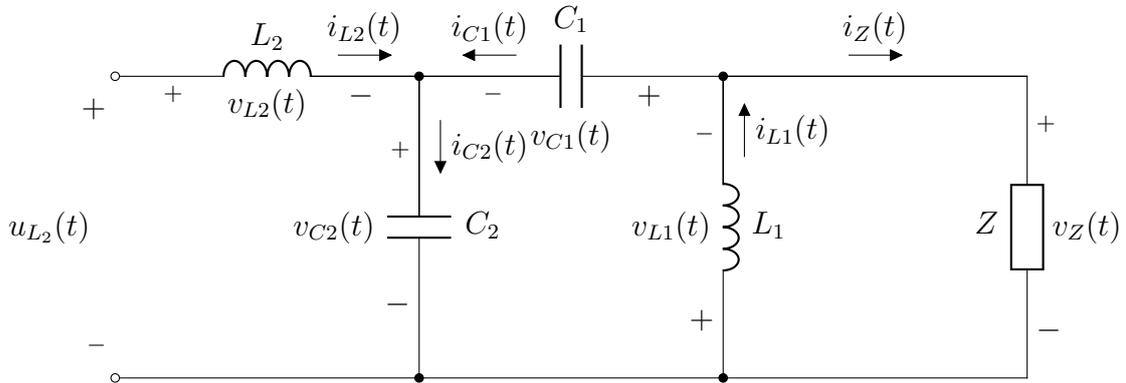
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{ZC_1} & 0 & -\frac{1}{ZC_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{ZC_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{ZC_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

As saídas do sistema são as tensões sobre os capacitores C_1 ($v_{C_1}(t)$) e C_2 ($v_{C_2}(t)$):

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Para encontrar as equações que descrevem o comportamento do filtro em relação a $u_{L_2}(t)$, define-se $u_{L_1}(t) = 0$. A Figura 13 mostra o circuito equivalente para esta situação.

Figura 13 – Circuito equivalente do filtro LC acoplado em função de $u_{L_2}(t)$ ($u_{L_1}(t) = 0$).



Fonte: O Autor (2019).

De forma similar, analisa-se o circuito da Figura 13 a partir das Leis de Kirchhoff

e de Ohm, e obtém-se as expressões que descrevem o comportamento do filtro.

$$\begin{aligned}
v_{L1}(t) &= -v_{C1}(t) - v_{C2}(t) \\
i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - \frac{v_{C1}(t) + v_{C2}(t)}{Z} \\
v_{L2}(t) &= u_{L2}(t) - v_{C2}(t) \\
i_{C2}(t) &= i_{L1}(t) + i_{L2}(t) - \frac{v_{C1}(t) + v_{C2}(t)}{Z}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Novamente, substitui-se $v_{L1}(t)$, $i_{C1}(t)$, $v_{L2}(t)$ e $i_{C2}(t)$ pelas suas definições em (3.4), e as variáveis de estado definidas em (3.2), reescreve-se as equações sob a forma de espaço de estados.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= -\frac{x_2(t)}{L_1} - \frac{x_4(t)}{L_1} \\
\dot{x}_2(t) &= \frac{x_1(t)}{C_1} - \frac{x_2(t)}{ZC_1} - \frac{x_4(t)}{ZC_1} \\
\dot{x}_3(t) &= -\frac{x_4(t)}{L_2} + \frac{u_2(t)}{L_2} \\
\dot{x}_4(t) &= \frac{x_1(t)}{C_2} + \frac{x_2(t)}{ZC_2} - \frac{x_3(t)}{C_2} - \frac{x_4(t)}{ZC_2}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Então, são definidas as matrizes de estado e de entrada para $u_{L2}(t)$ como única entrada:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{ZC_1} & 0 & -\frac{1}{ZC_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{ZC_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{ZC_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{3.13}$$

Nota-se que a matriz \mathbf{A} encontrada é igual à descrita em (3.9). As matrizes \mathbf{C} e \mathbf{D} também são as mesmas de (3.10), pois as saídas do sistema se mantêm as mesmas. A matriz de entrada encontrada em cada cenário é diferente uma da outra, pois a variável de entrada de cada um não é a mesma. Para encontrar a matriz de entrada do modelo do filtro acoplado (\mathbf{B}), soma-se as matrizes \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 , tal qual define a técnica da superposição:

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

Substituindo em (3.3) as matrizes encontradas, obtém-se as funções de transferência do sistema do filtro acoplado:

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{ZL_2C_2s^2+Z}{\Delta(s)} & \frac{-(L_1s+Z)}{\Delta(s)} \\ \frac{ZC_1L_2s^2}{\Delta(s)} & \frac{ZL_1C_1s^2+L_1s+Z}{\Delta(s)} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

onde $\Delta(s) = ZL_1C_1L_2C_2s^4 + L_1L_2(C_1 + C_2)s^3 + Z(L_1C_1 + C_1L_2 + L_2C_2)s^2 + L_1s + Z$.

Conforme definido em (3.5), a tensão da carga $v_Z(t)$ corresponde à soma das tensões em cada capacitor. No domínio frequência:

$$V_Z(s) = \mathcal{L}\{v_Z(t)\} = \mathcal{L}\{v_{C1}(t) + v_{C2}(s)\} = V_{C1}(s) + V_{C2}(s). \quad (3.16)$$

Portanto, a função de transferência da tensão de carga em relação à tensão de saída do inversor NPC, $G_{p1}(s)$, é definida como a soma de $G_{11}(s)$ e $G_{21}(s)$:

$$G_{p1}(s) = \frac{V_Z(s)}{U_{L1}(s)} = \frac{ZL_2(C_1 + C_2)s^2 + Z}{\Delta(s)}. \quad (3.17)$$

De forma similar, a função de transferência de $V_Z(s)$ em relação ao inversor trifásico, $G_{p2}(s) = G_{12}(s) + G_{22}(s)$, é definida como:

$$G_{p2}(s) = \frac{V_Z(s)}{U_{L2}(s)} = \frac{ZL_1C_1s^2}{\Delta(s)}. \quad (3.18)$$

As expressões (3.17) e (3.18) descrevem o comportamento da tensão de carga em relação às tensões de saída dos inversores, $u_{L1}(t)$ e $u_{L2}(t)$. Nas próximas seções, após apresentados os parâmetros do sistema proposto, o sistema é simulado em ambiente MATLAB utilizando o pacote Simscape. Os resultados destas simulações são de grande importância para o projeto dos controladores *feedforward* e ressonante, apresentados mais adiante.

3.2 Parâmetros de Projeto

Os parâmetros do atuador macro, o inversor multinível NPC, encontram-se listados na Tabela 1. Conforme mencionado anteriormente, este estágio opera em elevados níveis de tensão e corrente, e é comandado pelo sinal gerado por OPP em baixa frequência de comutação. Para esta condição, seriam necessários indutores e capacitores de elevados valores. Como o objetivo do sistema macro-micro aqui apresentado é o de evitar o uso de tais componentes grandes e volumosos, são esperados altos índices de distorções harmônicas em malha aberta. Ressalta-se que os valores dos indutores e capacitores de filtragem são os mesmos para as três fases do circuito.

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do atuador macro.

Parâmetro	Valor
Tensão CC de entrada (V_{dc1})	3000 V
Frequência de comutação (f_{s1})	350 Hz
Indutância de filtro ($L_{1a,b,c}$)	400 μ H
Capacitância de filtro ($C_{1a,b,c}$)	63 μ F

A frequência de corte do filtro LC do estágio macro é de:

$$f_{c1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = 6300 \text{ rad/s} \approx 1000 \text{ Hz.} \quad (3.19)$$

O capacitor do filtro LC do estágio micro (C_2) foi definido em função do capacitor do estágio macro (C_1), de forma que a relação entre estes siga a relação entre V_{dc1} e V_{dc2} . Já o indutor do estágio micro (L_2) foi definido de forma que a frequência de corte do filtro LC do estágio micro (f_{c2}) seja dez vezes maior que a do estágio macro.

$$\begin{aligned} \frac{C_1}{C_2} = \frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} = \frac{3000 \text{ V}}{600 \text{ V}} &\iff C_2 = \frac{C_1}{5}, \\ \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{10}{\sqrt{L_1 C_1}} &\iff L_2 = \frac{L_1 C_1}{100 C_2}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Os parâmetros do atuador micro, o inversor trifásico, estão listados na Tabela 2, incluindo os valores obtidos a partir de (3.20). A frequência de comutação mais alta e a menor tensão do barramento CC tornam o inversor trifásico mais rápido e preciso que o inversor NPC. O filtro LC projetado, porém, deve amplificar harmônicos próximos de sua frequência de corte.

Tabela 2 – Parâmetros de projeto do atuador micro.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada CC (V_{dc2})	600 V
Frequência de comutação (f_{s2})	20 kHz
Indutância de filtro ($L_{2a,b,c}$)	20 μ H
Capacitância de filtro ($C_{2a,b,c}$)	12,6 μ F

A frequência de corte do filtro LC do estágio micro é de:

$$f_{c2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = 63\,000 \text{ rad/s} \approx 10 \text{ kHz} \quad (3.21)$$

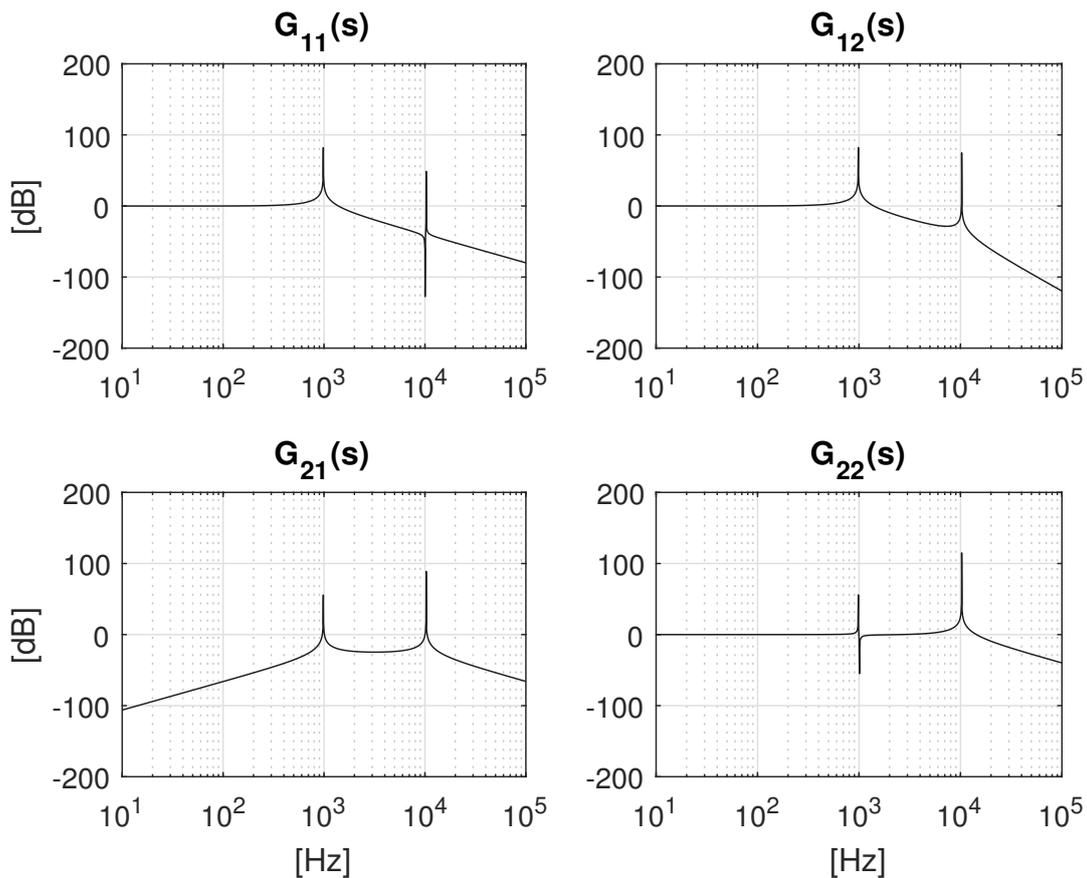
A carga do sistema foi definida como de característica resistiva-indutiva. Portanto, tem-se que $Z = L_O s + R_O$, obedecendo os valores da Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros de carga.

Parâmetro	Valor
Resistência de Carga ($R_{O_{a,b,c}}$)	1Ω
Indutância de Carga ($L_{O_{a,b,c}}$)	31,8 mH

A Figura 14 apresenta o diagrama de resposta em frequência de $V_{C1}(s)$ (acima) e $V_{C2}(s)$ (abaixo) em relação a $U_{L1}(s)$ (esquerda) e $U_{L2}(s)$ (direita). É possível notar picos de magnitude próximos de 1 kHz e 10 kHz, correspondendo aos valores de f_{c1} e f_{c2} calculados em (3.19) e (3.21). Nota-se também um vale de magnitude em $G_{11}(s)$ próximo de 10 kHz, e outro em $G_{22}(s)$ próximo de 1 kHz. Estes vales podem indicar que cada filtro LC, macro e micro, amplifica apenas harmônicos próximos de sua frequência de corte, rejeitando harmônicos próximos da f_c do filtro complementar.

Figura 14 – Curva da magnitude da resposta em frequência de $G_{11}(s)$, $G_{12}(s)$, $G_{21}(s)$ e $G_{22}(s)$.

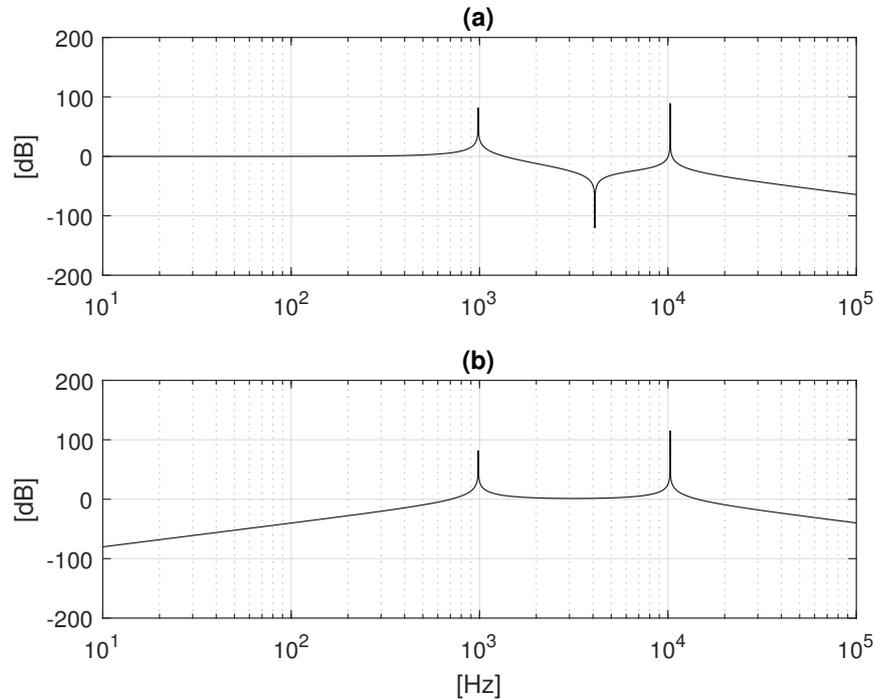


Fonte: O Autor (2019).

A Figura 15-a apresenta o diagrama de resposta em frequência de $V_Z(s)$ em relação a $U_{L1}(s)$. Observa-se novamente os picos de magnitude próximos de f_{c1} e f_{c2} na curva da magnitude de $G_{p1}(s)$. Também é observado um vale de magnitude próximo de 3,97 kHz.

Este vale, resultado do acoplamento de ambos filtros, aponta que o filtro LC acoplado atenua eficientemente harmônicos de $u_{L_1}(t)$ de frequência próxima a este valor.

Figura 15 – Curva da magnitude da resposta em frequência de $G_{p_1}(s)$ (a) e $G_{p_2}(s)$ (b).



Fonte: O Autor (2019).

Na curva da magnitude de $G_{p_2}(s)$, mostrada na Figura 15-b, nota-se os picos em f_{c_1} e f_{c_2} . Porém, não há o pico negativo em 3,97 kHz. Portanto, o filtro LC acoplado atenua apenas os harmônicos de frequência próxima a este valor quando estes provêm de $u_{L_1}(t)$.

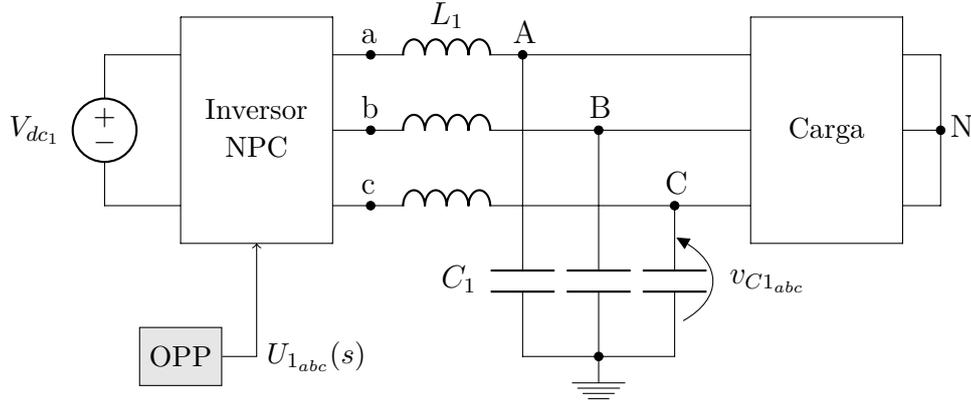
3.3 Análise do Atuador Macro Desacoplado

Para obter a resposta do inversor NPC operado com OPP, o filtro micro é desacoplado do sistema. Desta forma, pode-se observar os harmônicos nos quais o atuador micro deve atuar. Neste cenário, o sistema é implementado de forma trifásica, tendo o ponto neutro da carga (N) desconectado do nó de aterramento do sistema, tal qual representado na Figura 16.

Sinais de Comutação por OPP

Para definir o vetor de sinais de acionamento do inversor NPC por OPP ($\mathbf{u}_1(t)$), os vetores Θ e \mathbf{f} foram definidos minimizando a função objetivo apresentada em (2.5), a

Figura 16 – Representação esquemática do atuador macro desacoplado.



Fonte: O Autor (2019).

qual pode ser simplificada no contexto do presente trabalho:

$$\begin{cases} \min J(\theta) = \sum_{h=3}^{19} V_h^2, & V_h = \frac{V_{dc}}{2} \frac{4}{h\pi} \sum_{k=1}^K f_k \cos(h\theta_k), \\ \text{s. a } 0 < \theta_k < \pi/2, \\ \theta_{k+1} > \theta_k, \quad \forall k < K. \end{cases} \quad (3.22)$$

Para sete posições de disparo ($K = 7$), os vetores Θ e \mathbf{f} foram definidos como:

$$\begin{aligned} \Theta &\simeq [18,7^\circ \quad 44,4^\circ \quad 47,8^\circ \quad 53,2^\circ \quad 55,6^\circ \quad 82,7^\circ \quad 87,6^\circ]^\top, \\ \mathbf{f} &= [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad 1]^\top, \end{aligned} \quad (3.23)$$

onde $f_k = 1$ representa um aumento na tensão de fase a partir da comutação dos interruptores do inversor, e $f_k = -1$, uma redução na mesma. Ressalta-se que os valores de Θ e \mathbf{f} apresentados em (3.23) não se tratam de valores ótimos globais, mas sim valores que mantêm a amplitude da tensão de saída próxima da referência.

Aplicando estes valores aos parâmetros da expressão (2.2), obtém-se u_{1_a} , o qual apresenta o mesmo comportamento da tensão de fase do inversor NPC (v_{a_n}). Para transformar $u_{1_a}(\theta)$ em $u_{1_a}(t)$, considera-se $t = \theta/\omega$, onde ω é a frequência de operação do inversor NPC. No âmbito deste trabalho, $\omega = 2\pi 50$ rad/s. A Figura 17 apresenta a forma de onda de $u_{1_a}(t)$ para um quarto de período de operação.

Realizando as reflexões em 90° , é possível expandir $u_{1_a}(t)$ para um período completo de operação. Considerando uma defasagem em 120° e 240° para cada fase, obtém-se o sinal de entrada de controle do inversor NPC para as três fases. A Figura 18 apresenta as formas de onda destes sinais obtidos por OPP durante um período de operação.

Figura 17 – Forma de onda do sinal de controle da fase a do inversor NPC ($u_{1_a}(t)$) gerado por OPP durante um quarto de período de operação.

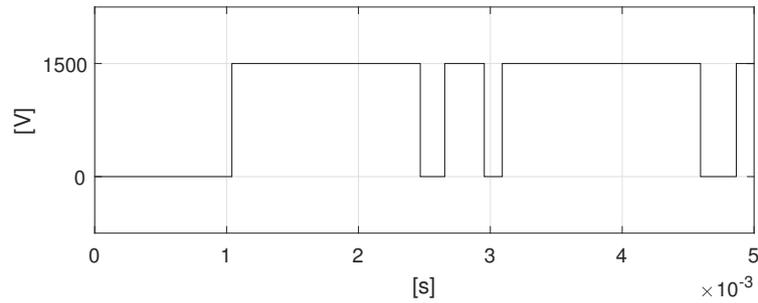
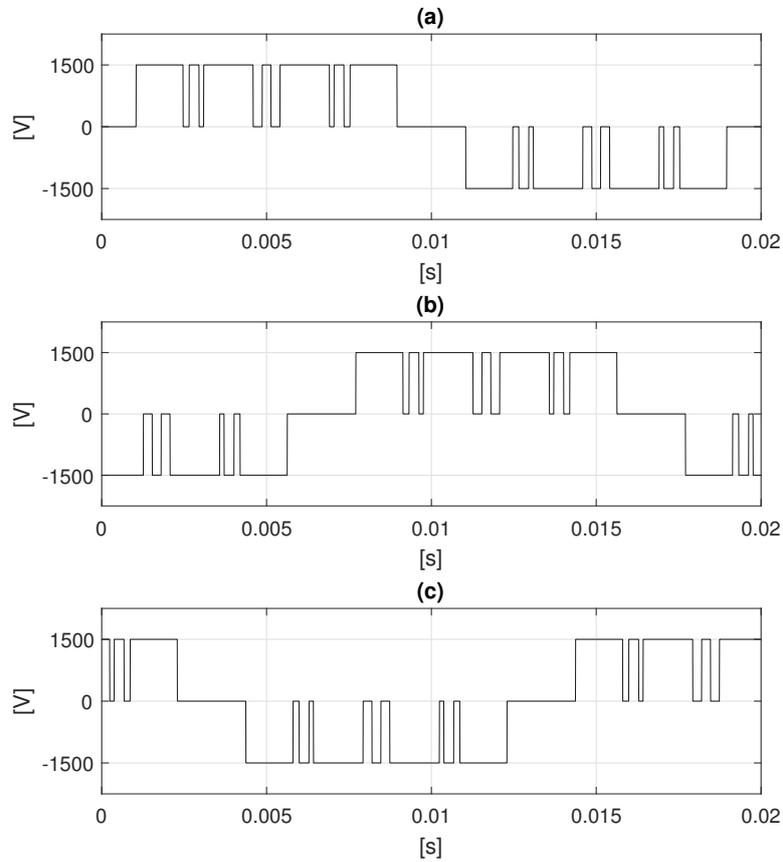


Figura 18 – Sinais de controle do inversor NPC gerados por OPP. (a): $u_{1_a}(t)$. (b): $u_{1_b}(t)$. (c): $u_{1_c}(t)$.



Para obter os sinais de comutação dos interruptores, $v_{S_i}(t)$, parte-se de $\mathbf{u}_1(t)$:

$$\begin{aligned}
 v_{S_1} &= \begin{cases} 1 & \text{se } u_{1_a} > 0, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \\
 v_{S_2} &= \begin{cases} 0 & \text{se } u_{1_a} < 0, \\ 1 & \text{caso contrário.} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

$v_{S_i} = 1$ representa a condição de interruptor fechado, e $v_{S_i} = 0$, interruptor aberto. Para

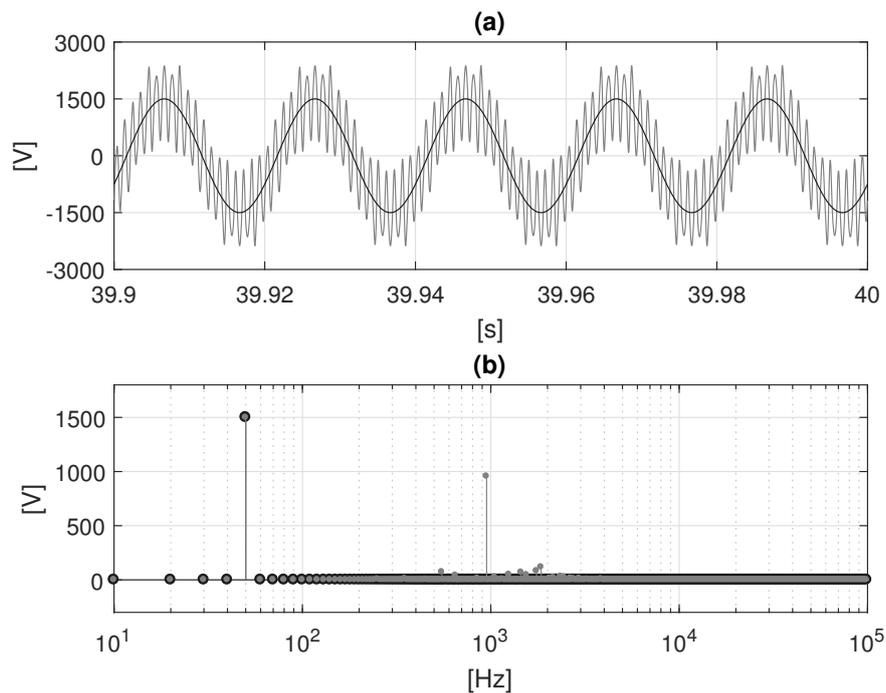
as demais fases, é feito o mesmo para v_{S_3} e v_{S_4} a partir de $u_{1_b}(t)$, e v_{S_5} e v_{S_6} a partir de $u_{1_c}(t)$. Os sinais $\overline{v_{S_i}}$ são complementares a v_{S_i} . Portanto, para qualquer fase:

$$\overline{v_{S_i}} = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{S_i} = 0, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (3.25)$$

Resultados

O circuito da Figura 16 foi implementado em ambiente MATLAB/Simulink utilizando o pacote Simscape. O sinal de referência $\mathbf{r}(t)$ é dado como uma tensão CA trifásica de $3000 \text{ V}_{\text{pp}}$ e 50 Hz . A carga é definida como uma fonte de tensão CA de 1470 V de linha com resistência série de 1Ω e indutância de $31,8 \text{ mH}$, como listado na Tabela 3. O resultado desta aplicação é mostrado nas Figuras 19 e 20, a partir das formas de onda de $\mathbf{v}_{C1}(t) = [v_{C1_a}(t) \ v_{C1_b}(t) \ v_{C1_c}(t)]^T$ e seus espectros em frequência.

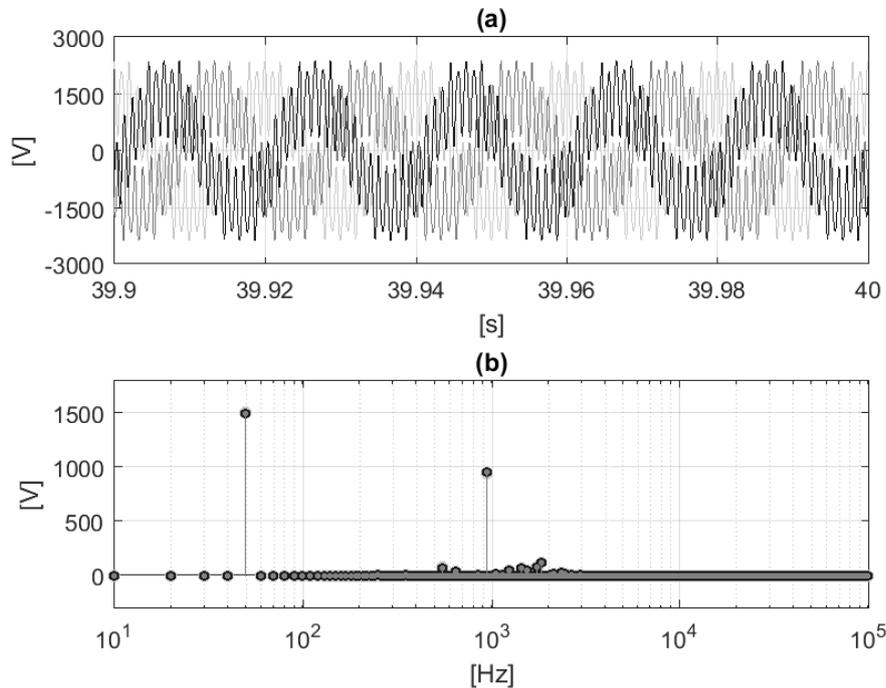
Figura 19 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) de $v_{C1_a}(t)$ com o atuador macro desacoplado (claro) e de seu sinal de referência (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

A partir da Figura 19, percebe-se um elevado nível de distorções harmônicas. Analisando o espectro em frequência de $v_{C1_a}(t)$ (Figura 19-b), é possível notar um pico de ressonância em 1 kHz . Este pico é resultado da conexão do filtro LC, tal qual observado na frequência de corte calculada em (3.19). O mesmo nível de distorção harmônica é observado nas outras fases de $\mathbf{v}_{C1}(t)$, como é mostrado na Figura 20. A Tabela 4 apresenta a THD calculada para as três formas de onda de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ mostradas na Figura 20-a.

Figura 20 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) das três fases de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ com o atuador macro desacoplado: $v_{C1_a}(t)$ (preto), $v_{C1_b}(t)$ (cinza escuro) e $v_{C1_c}(t)$ (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

Tabela 4 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ obtida com o atuador macro desacoplado.

Tensão	THD(%)
$v_{C1_a}(t)$	65,13
$v_{C1_b}(t)$	65,13
$v_{C1_c}(t)$	64,58

3.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os modelos matemáticos do filtro LC acoplado e os parâmetros de projeto dos atuadores macro e micro. Também foi descrita a obtenção dos sinais de comutação dos interruptores com a técnica de OPP. A análise em frequência da aplicação destes sinais no inversor NPC desacoplado comprovou o elevado nível de distorções harmônicas da saída do atuador macro.

Mantendo o atuador macro operando em malha aberta a partir dos sinais gerados por OPP, se faz necessário o acoplamento do atuador micro para suavizar a tensão de carga a partir da soma da tensão entre os capacitores. O controlador ressonante é visto como a estrutura ideal para seguimento de referência senoidal. Já o *feedforward* pode prever o comportamento do atuador macro e fazer com que o inversor trifásico opere conforme a perturbação harmônica da saída deste. O próximo capítulo apresenta a estrutura de controle macro-micro a ser implementada, e descreve o projeto de cada controlador.

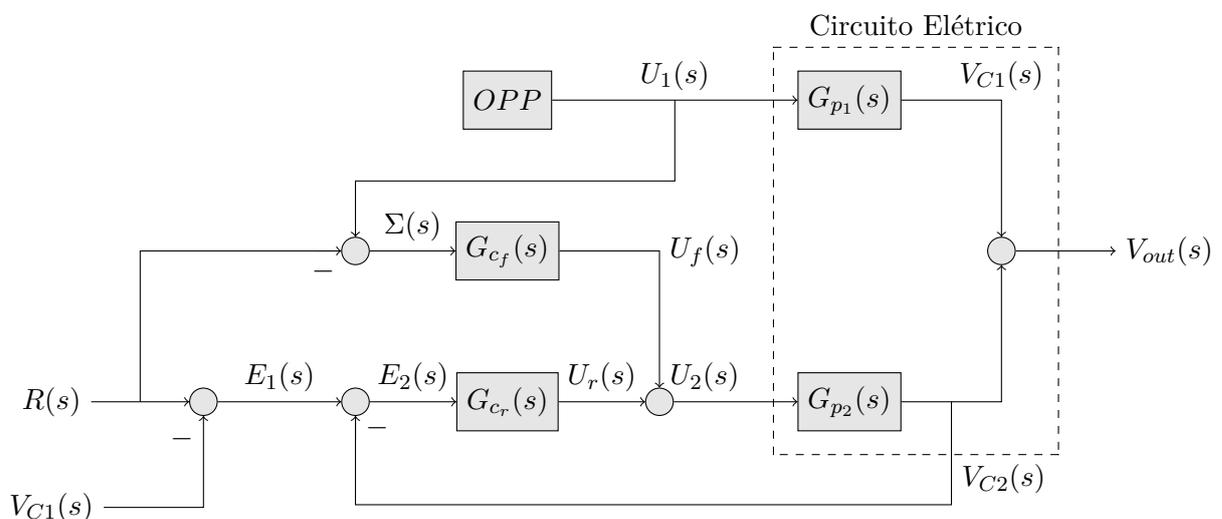
4 Projeto do Sistema de Controle

Este capítulo apresenta a estrutura de controle a ser utilizada neste trabalho. Na primeira seção, é descrito o funcionamento da estrutura de controle macro-micro desacoplado adaptada para a proposta deste trabalho. Após, é apresentado o modelo dos distúrbios harmônicos da entrada do filtro LC macro, e calculado o sinal de controle *feedforward* de forma *offline*. Em seguida, o controlador ressonante é projetado para uma dada frequência de ressonância, bem como o filtro *Notch*. Os resultados da aplicação dos mesmos são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

4.1 Estrutura de Controle

Na presente proposta, adaptou-se a estrutura de controle macro-micro desacoplado (Figura 8-d) para que o atuador macro opere em malha aberta. Portanto, apenas o estágio micro é controlado em malha fechada. Além disso, o atuador micro ainda conta com um controle *feedforward*. A Figura 21 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle macro-micro proposto. Neste diagrama, observa-se o atuador macro ($G_{p1}(s)$) comandado pelo sinal gerado por OPP ($U_1(s)$). Nota-se também na etapa micro da estrutura apresentada o atuador auxiliar ($G_{p2}(s)$) operando simultaneamente em malha aberta com o controlador *feedforward* ($G_{cf}(s)$), o qual tem como entrada os distúrbios harmônicos do sinal gerado pelo inversor NPC ($\Sigma(s)$), e em malha fechada com o controlador ressonante ($G_{cr}(s)$). A soma das saídas do sistema macro-micro é representada por $V_{out}(s)$.

Figura 21 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.



É possível descrever a diferença entre a referência ($R(s)$) e a saída do sistema acoplado ($V_{out}(s)$) através do erro do estágio micro ($E_2(s)$). Com isso, para que $V_{out}(s)$ siga $R(s)$, $V_{C2}(s)$ deve seguir $E_1(s)$, de forma que $E_2(s)$ tenda a zero.

$$\begin{aligned} V_{out}(s) &= V_{C1}(s) + V_{C2}(s), \\ E_1(s) &= R(s) - V_{C1}(s), \\ E_2(s) &= E_1(s) - V_{C2}(s), \\ E_2(s) &= R(s) - V_{C1}(s) - V_{C2}(s) = R(s) - V_{out}(s). \end{aligned} \tag{4.1}$$

A função de sensibilidade da realimentação do estágio secundário ($G_{s_2}(s)$) é dada por:

$$G_{s_2}(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{1}{1 + G_{c_2}(s)G_{p_2}(s)}. \tag{4.2}$$

O acoplamento entre ambos atuadores é feito através de seus filtros LC. A Figura 22 ilustra de forma esquemática o acoplamento dos atuadores, onde L_1 e C_1 representam os componentes do filtro do estágio macro, enquanto L_2 e C_2 representam o mesmo para o estágio micro. Cabe ressaltar que os três indutores e os três capacitores de cada filtro apresentam o mesmo valor. A estrutura de controle também se encontra representada na Figura 22 por diagrama de blocos, tal qual representada na Figura 21, indicando as tensões que são realimentadas em malha fechada.

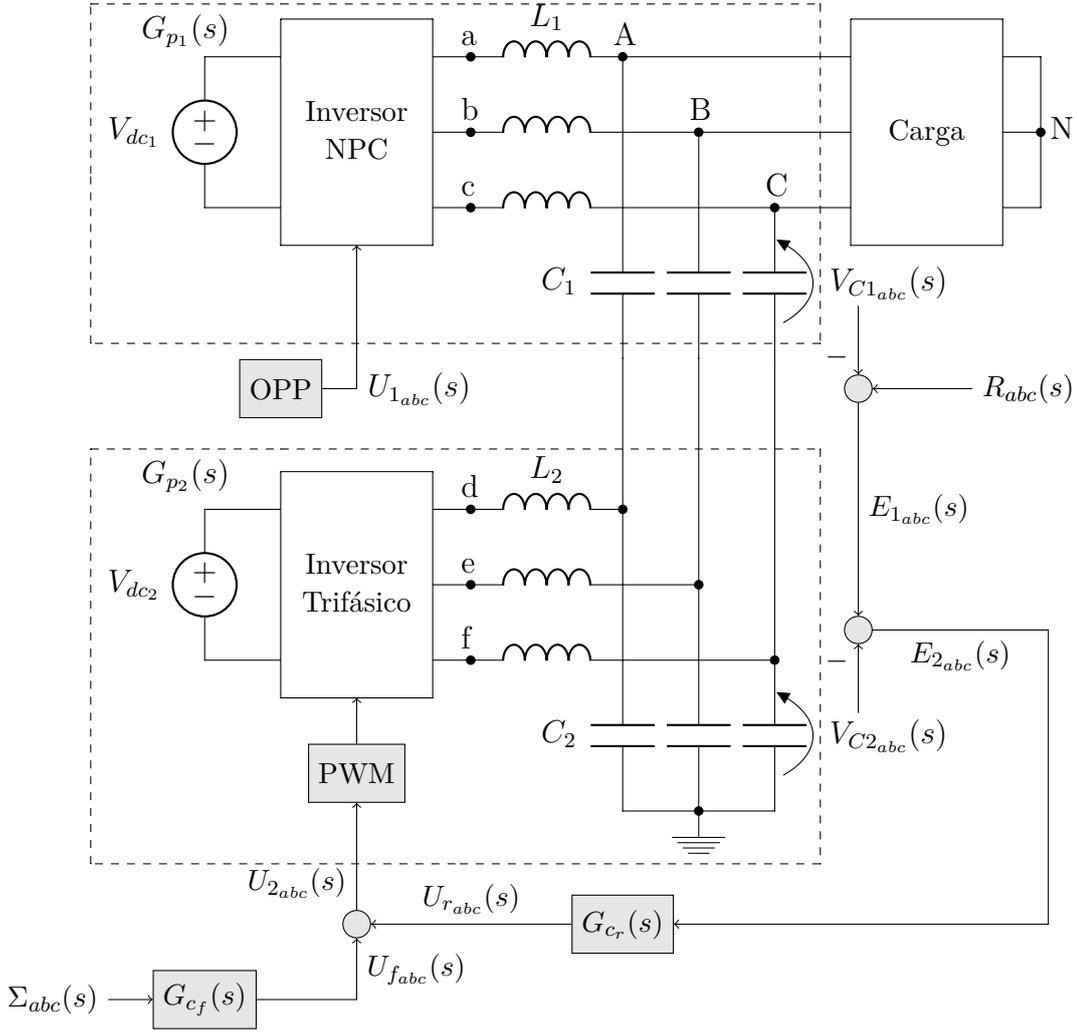
4.2 Controlador *Feedforward*

Para aplicar o controlador *feedforward* tal qual ilustrado na Figura 21, é preciso definir um modelo da perturbação do sinal de entrada do filtro LC macro:

$$\boldsymbol{\Sigma}(t) = [\Sigma_a(t) \quad \Sigma_b(t) \quad \Sigma_c(t)]^T = \mathbf{u}_{L_1}(t) - \mathbf{r}(t). \tag{4.3}$$

Conforme mencionado previamente, a tensão de fase de saída do inversor NPC ($\mathbf{v}_n(t)$) corresponde ao sinal de comando deste ($\mathbf{u}_1(t)$), o qual é gerado por OPP de forma *offline*. Portanto, pode-se estimar um modelo de $\mathbf{v}_n(t)$ a partir da soma dos harmônicos que compõem o OPP, como descrito por (2.3), e multiplicando o sinal resultante deste somatório por $V_{dc_1}/2$.

Figura 22 – Estrutura macro-micro proposta.



Fonte: O Autor (2019).

Tendo as tensões de fase, é possível obter as tensões de linha $v_{ab}(t)$, $v_{bc}(t)$ e $v_{ca}(t)$:

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) &= u_{L_{1a}}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{a_n}(t) - v_{b_n}(t)), \\
 v_{bc}(t) &= u_{L_{1b}}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{b_n}(t) - v_{c_n}(t)), \\
 v_{ca}(t) &= u_{L_{1c}}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{c_n}(t) - v_{a_n}(t)).
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Para obter um modelo de $\mathbf{u}_{L_1}(t)$, substitui-se $\mathbf{v}_n(t)$ em (4.4) conforme o modelo descrito em (2.3), limitando o número de componentes senoidais do sinal na 99ª harmônica (4950 Hz). Desta forma, diminui-se o distúrbio em alta frequência a ser amplificado pelo atuador micro, além de reduzir custo computacional. Conforme mencionado na Seção 2.2, harmônicos de ordem par podem ser consideradas iguais a zero. Desconsiderando a componente fundamental, obtém-se um modelo dos distúrbios harmônicos do sinal de

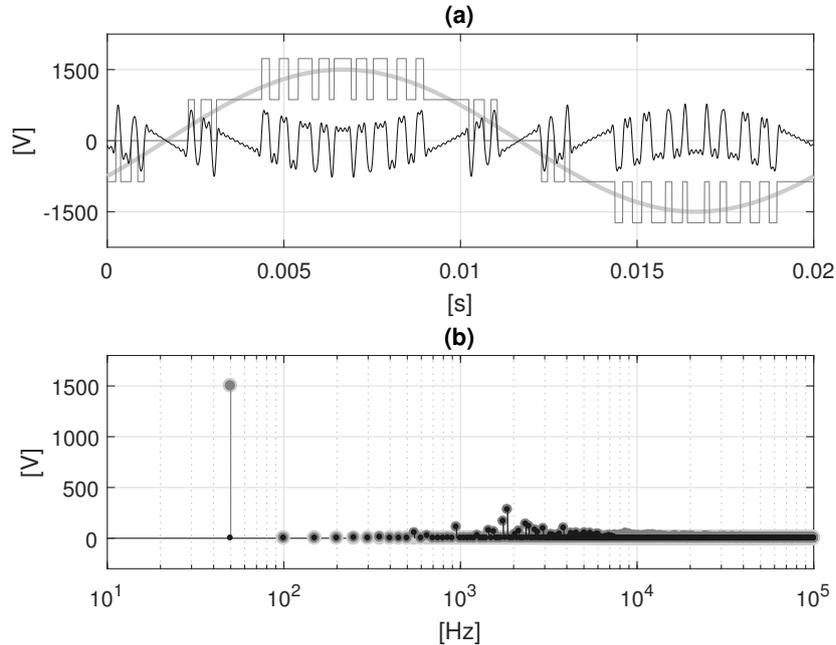
entrada do filtro LC macro:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Sigma}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{h=3}^{99} V_h \left(\sin(2\pi\omega_0 ht) - \sin(2\pi\omega_0 ht - 2\pi/3) + \boldsymbol{\Phi} \right), \\ V_h &= \frac{V_{dc}}{2} \frac{4}{h\pi} \sum_{k=1}^K f_k \cos(\omega_0 ht),\end{aligned}\tag{4.5}$$

onde ω_0 corresponde à frequência fundamental, de $2\pi 50$ rad/s, e $\boldsymbol{\Phi} = [0 \quad -120^\circ \quad -240^\circ]^\top$ são as respectivas diferenças de fase do sistema.

A Figura 23-a apresenta a fase a do modelo da perturbação ($\Sigma_a(t)$) obtido por (4.5) em um período de comutação do inversor NPC, e o compara com $u_{L_{1a}}(t)$ e $r_a(t)$. O sinal trifásico $\boldsymbol{\Sigma}(t)$ é a entrada do controlador *feedforward* a ser projetado ($G_{cf}(s)$), conforme ilustrado pelo diagrama de blocos da Figura 21. Comparando o espectro em frequência de $\Sigma_a(t)$ com os de $u_{L_{1a}}(t)$ na Figura 23-b, observa-se como o modelo da distorção se encontra próximo do sinal de perturbação real, mesmo com um número limitado de componentes harmônicos em alta frequência.

Figura 23 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) da entrada da fase a do filtro LC macro ($u_{L_{1a}}(t)$, cinza escuro), do modelo da perturbação de $u_{L_{1a}}(t)$ ($\Sigma_a(t)$, preto), e do sinal de referência $r_a(t)$ (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

Deseja-se que $G_{cf}(s)$ torne o erro entre $r(t)$ e $v_{out}(t)$, ($e_2(t)$), igual ou próximo de zero. Como as perturbações observadas até então provêm de $u_{L_1}(t)$, pode-se descrever este

sinal como:

$$\mathbf{u}_{L_1}(t) = V_1 \sin(\omega t + \Phi) + \Sigma(t), \quad (4.6)$$

onde V_1 representa a amplitude da frequência fundamental de $\mathbf{u}_{L_1}(t)$. No âmbito deste trabalho, $V_1 = V_{dc_1}/2 = 1500 \text{ V}$

Em um filtro LC ideal, a corrente que flui pela carga possui apenas a componente fundamental da corrente que flui pelo indutor, restando à corrente no capacitor apenas as perturbações.

$$i_Z(t) = i_{L_1}(t) - i_{C_1}(t). \quad (4.7)$$

Definindo $i_{L_1}(t)$ a partir da Lei de Ohm e a impedância de L_1 :

$$\begin{aligned} i_{L_1}(t) &= \frac{v_{L_1}(t)}{j\omega L_1}, \\ &= \frac{u_{L_1}(t) - (v_{C_1}(t) + v_{C_2}(t))}{j\omega L_1} = \frac{v_1 \sin(\omega t) + \Sigma(t)}{j\omega L_1} - \frac{v_{out}(t)}{j\omega L_1}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde $v_{out}(t) = v_{C_1}(t) + v_{C_2}(t)$.

Substituindo (4.8) em (4.7):

$$i_Z(t) = \frac{V_1 \sin(\omega t) - v_{out}(t)}{j\omega L_1} + \frac{\Sigma(t)}{j\omega L_1} - i_{C_1}(t). \quad (4.9)$$

Portanto, uma estratégia para aproximar $v_{out}(t)$ de $r(t)$ é tornar $i_{C_1}(t)$ igual aos harmônicos de $i_{L_1}(t)$, fazendo com que i_Z seja composta apenas pela componente fundamental. Portanto, deseja-se tornar as seguinte igualdades como verdadeiras:

$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= r(t) = V_1 \sin(\omega t), \\ i_{C_1}(t) &= \frac{\Sigma(t)}{j\omega L_1}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Expandindo a segunda igualdade de (4.10):

$$\begin{aligned} i_{C_1}(t) &= \frac{\Sigma(t)}{j\omega L_1} = \frac{v_{C_1}(t)}{1/j\omega C_1}, \\ &= \frac{v_{out}(t) - v_{C_2}(t)}{1/j\omega C_1}, \\ &= \frac{r(t) - G_{22}(j\omega)u_{L_2}(t)}{1/j\omega C_1} = \frac{\Sigma(t)}{j\omega L_1}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Considerando $u_{L_2}(t) \approx u_f(t)$ na última linha de (4.11), obtém-se uma expressão para o sinal de controle do atuador secundário em função de $\Sigma(t)$ e $r(t)$:

$$\begin{aligned} U_f(s) &= \frac{\Delta(s)R(s)}{ZL_1C_1s^2 + L_1s + Z} - \frac{\Delta(s)\Sigma(s)}{ZL_1^2C_1^2s^4 + L_1^2C_1s^3 + ZL_1C_1s^2}, \\ &= G_{c_f}(s) \begin{bmatrix} \Sigma(s) \\ R(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.12)$$

onde $\Delta(s) = ZL_1C_1L_2C_2s^4 + L_1L_2(C_1 + C_2)s^3 + Z(L_1C_1 + C_1L_2 + L_2C_2)s^2 + L_1s + Z$, tal qual os modelos matemáticos apresentados no Capítulo 3.

Assim como $\Sigma(t)$, $\mathbf{u}_f(t) = [u_{f_a} \ u_{f_b} \ u_{f_c}]^T$ também pode ser calculado *offline*, de forma a facilitar sua implementação em ambiente MATLAB, dado que o controlador $G_{c_f}(s)$ projetado, descrito em (4.12) possui duas entradas: $\Sigma(s)$ e $R(s)$. Para tal, $\mathbf{u}_f(t)$ é gerado de forma similar a $\Sigma(t)$ em (4.5):

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_f(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{h=3}^{99} |G_{c_f}(j\omega_0 h)| V_h \left(\sin(\omega_0 h t + \Phi + \angle G_{c_f}(j\omega_0 h)) - \dots \right. \\ &\quad \left. \dots - \sin(\omega_0 h t - 2\pi/3 + \Phi + \angle G_{c_f}(j\omega_0 h)) \right), \end{aligned} \quad (4.13)$$

onde $|G_{c_f}(j\omega)|$ representa a magnitude de $G_{c_f}(j\omega)$ para uma frequência ω , e $\angle G_{c_f}(j\omega)$, a fase de $G_{c_f}(j\omega)$.

O sistema de controle *feedforward* definido em (4.13) busca atenuar todas as frequências presentes em $\mathbf{u}_{L_1}(t)$. Contudo, ainda podem sobrar alguns harmônicos realçados pelos próprios filtros LC. A seguir, é apresentado como estes harmônicos remanescentes podem ser contornados.

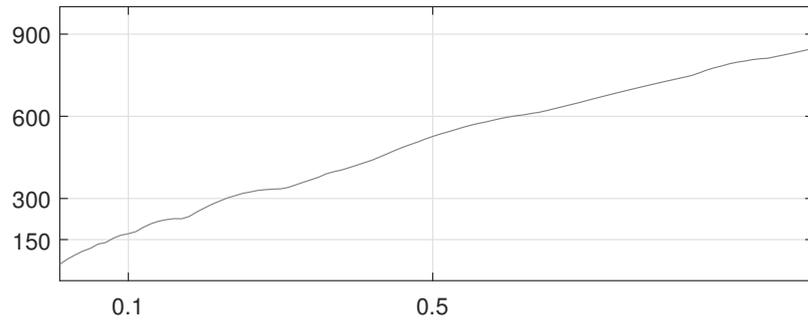
4.3 Controlador Ressonante

O sistema de controle ressonante, apresentado na Seção 2.5, visa fazer com que o inversor micro atue nos picos de ressonância presentes no atuador macro. Com a aplicação prévia do controle *feedforward*, espera-se que se reduza o número de harmônicos a serem atenuados pelo conversor ressonante. Conforme observado na análise em malha aberta, na Seção 3.3, os harmônicos predominantes de $v_{out}(t)$ estão presentes próximos de 1 kHz. Para atenuar estes harmônicos, adiciona-se o controlador ressonante. Portanto, agora tem-se $\mathbf{u}_2(t) = \mathbf{u}_f(t) + \mathbf{u}_r(t)$, conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 22.

$$G_{c_r}(s) = K_{r_1} \frac{s^2 + 2\xi_{r_1}\omega_{r_1} + \omega_{r_1}^2}{s^2 + \omega_{r_1}^2}. \quad (4.14)$$

Na expressão (4.14), ω_{r_1} representa a frequência sobre a qual se deseja que o sistema em questão atue. A partir dos espectros apresentados nas Figuras 19-b e 20-b, define-se $\omega_{r_1} = 2\pi 950$ rad/s, que é o múltiplo de 50 Hz mais próximo de 1 kHz. Ainda define-se um fator de amortecimento $\xi_{r_1} = 0,01$ e um ganho $K_{r_1} = 0,1$. Este último foi escolhido visando evitar que a entrada de controle $u_2(t)$ seja maior que $V_{dc2}/2$. A Figura 24 apresenta uma curva que relaciona a amplitude de $u_r(t)$ em função do ganho K_{r_1} , obtida a partir de uma série de simulações.

Figura 24 – Valor máximo estimado de $u_{r_1}(t)$ em função do ganho do controlador ressonante (K_{r_1}).



Fonte: O Autor (2019).

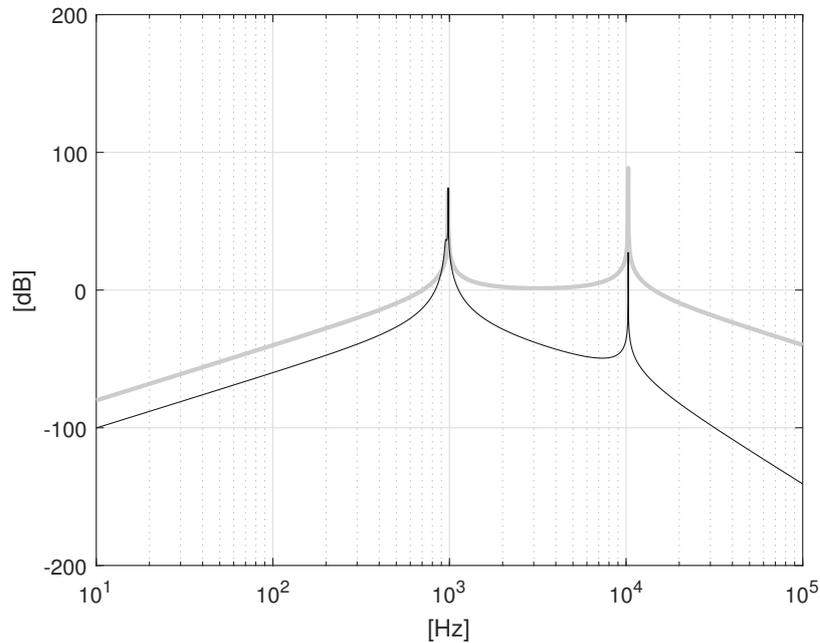
A Figura 25 apresenta as curvas da magnitude em frequência de $V_Z(s)$ em relação a $U_{L2}(s)$ em malha aberta, com e sem o controlador ressonante. Observa-se que este introduz na saída do atuador micro harmônicos próximos de 950 Hz. No acoplamento dos filtros LC, estes harmônicos presentes em $\mathbf{v}_{C2}(t)$ são somados com os harmônicos presentes em $\mathbf{v}_{C1}(t)$, e então, cancelados em $\mathbf{v}_{out}(t)$.

O harmônico de 10 kHz, porém, é mantido, apesar do controlador ressonante reduzir significativamente os harmônicos de frequências mais altas, pois estes são realçados pelo filtro LC micro, tal qual visto no cálculo de f_{c2} em (3.21). Como estes harmônicos estão presentes em $\mathbf{v}_{C1}(t)$ com magnitude muito menor do que em $\mathbf{v}_{C2}(t)$, não há como atenuá-los a partir do acoplamento dos filtros LC. Portanto, deve se adicionar uma estrutura de controle que evite com que o atuador micro atue nestas frequências.

Filtro *Notch*

Conforme apresentado na Seção 2.5, o controlador do tipo filtro *Notch* possui característica inversa ao controlador ressonante. O filtro *Notch* introduz um pico negativo na curva de resposta em frequência de $G_{c_r}(s)$. Este filtro é adicionado à estrutura de controle ressonante de forma similar à estrutura mostrada em (2.9):

$$G_{c_r}(s) = K_r \frac{s^2 + 2\xi_r \omega_r + \omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} + K_n \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi_n \omega_n + \omega_n^2}. \quad (4.15)$$

Figura 25 – Curvas da magnitude do diagrama de Bode de $G_{p_2}(s)$ (claro) e de $G_{c_r}(s)G_{p_2}(s)$ (escuro).

Fonte: O Autor (2019).

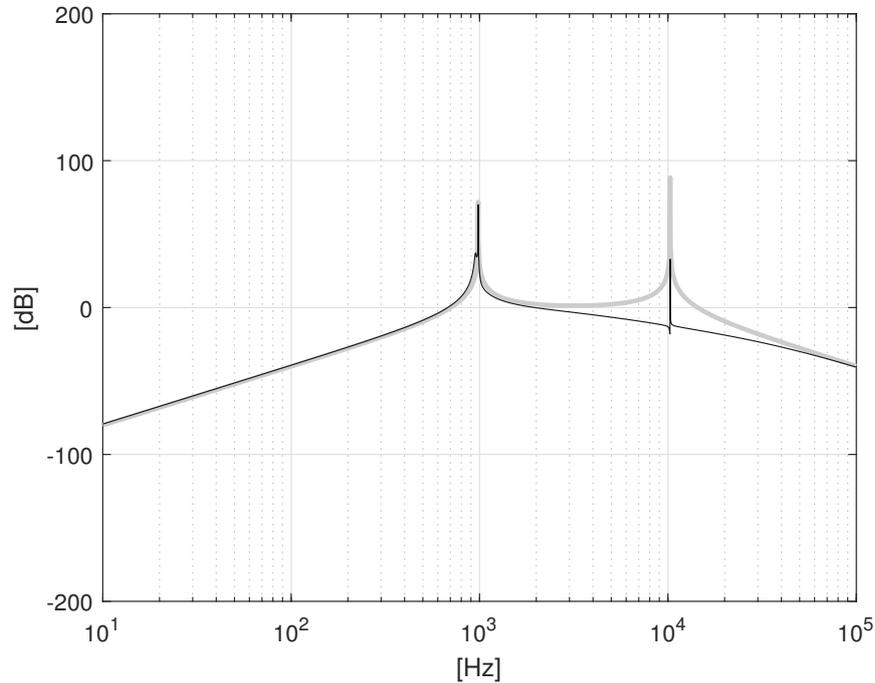
O filtro LC micro deve amplificar harmônicos próximos a 10 kHz em $\mathbf{v}_{out}(t)$. Portanto, os parâmetros do filtro *Notch* foram definidos como $\omega_n = 2\pi 10\,250$ rad/s, $\xi_n = 2$ e $K_n = 1$. Tal valor de ω_n corresponde ao pico de ressonância observado nos resultados obtidos com os controladores *feedforward* e ressonante, apresentados posteriormente. O fator de amortecimento ξ_n torna possível a atuação do filtro *Notch* em frequências próximas de ω_n .

A Figura 26 apresenta a resposta em frequência de $G_{p_2}(s)$ com e sem o controlador ressonante com o filtro *Notch*. Observa-se a redução do pico de ressonância em altas frequências em comparação com a magnitude do sistema em malha aberta. Esta redução, ainda que mantenha um resquício de magnitude em 10 kHz, deve ser suficiente para manter o sistema operando dentro da margem de 5% recomendada pelo padrão 519 do IEEE (IEEE, 2014).

Controle Múltiplo-ressonante

Mesmo com a adição do filtro *Notch* para rejeitar altas frequências, é possível que a estrutura projetada ainda não seja capaz de manter o sistema operando a níveis de THD aceitáveis. Para melhorar a performance do sistema de controle do atuador micro, adiciona-se mais dois controladores ressonantes, seguindo a estrutura de controle múltiplo-ressonante descrito pela expressão (2.9), nas frequências de $\omega_{r_2} = 2\pi 550$ Hz e $\omega_{r_3} = 2\pi 650$ Hz. Estas frequências correspondem a harmônicos remanescentes que foram

Figura 26 – Curvas da magnitude do diagrama de Bode de $G_{p2}(s)$ (claro) e de $G_{c_r}(s)G_{p2}(s)$ com o filtro *Notch* (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

observados nos resultados de simulação, apresentados no próximo capítulo. Os ganhos de ambos são definidos como iguais ao do controlador ressonante previamente projetado ($Kr_{2,3} = Kr_1$), o qual é mantido nesta estrutura, bem como os fatores de amortecimento ($\xi_{2,3} = \xi_{r1}$). O filtro *Notch* e o controlador *feedforward* também são mantidos.

A função de transferência do controlador do estágio micro em malha fechada fica definida como:

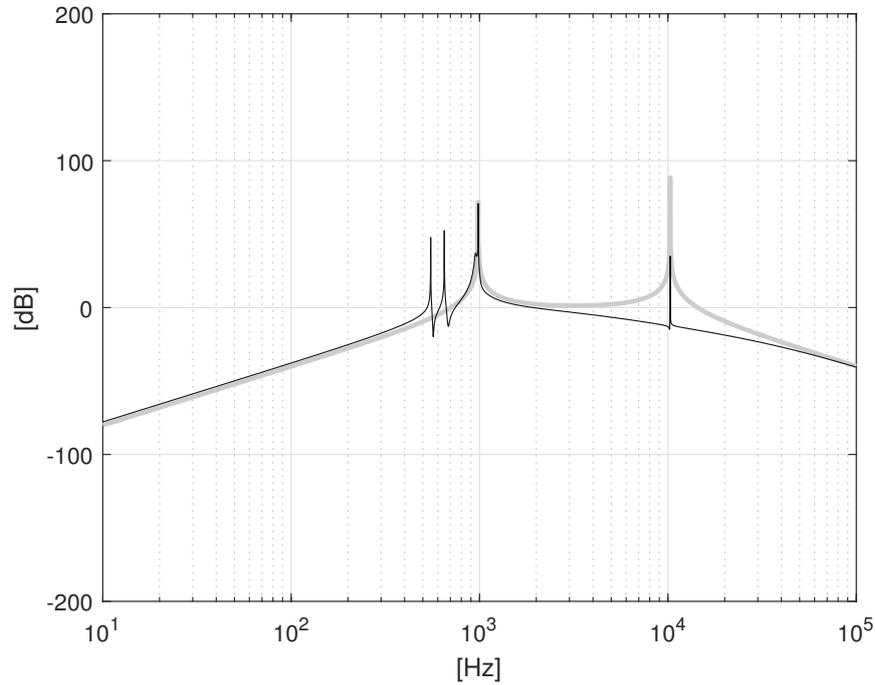
$$G_{c_r}(s) = \sum_{i=1}^3 \left(K_{r_i} \frac{s^2 + 2\xi_{r_i}\omega_{r_i}s + \omega_{r_i}^2}{s^2 + \omega_{r_i}^2} \right) + K_{r_n} \frac{s^2 + \omega_{r_n}^2}{s^2 + 2\xi_{r_n}\omega_{r_n}s + \omega_{r_n}^2}. \quad (4.16)$$

A Figura 27 apresenta a resposta em frequência de $G_{p2}(s)$ com os controladores múltiplo-ressonante e o filtro *Notch*. Observa-se os picos de ressonância nas frequências mencionadas.

4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a principal contribuição do trabalho aqui apresentado: a estrutura de controle do atuador micro com controladores *feedforward* e ressonante. O controlador *feedforward* foi projetado com base no modelo dos harmônicos do sinal alternado discreto gerado pelo inversor NPC, e este modelo foi feito a partir das fórmulas

Figura 27 – Curvas da magnitude do diagrama de Bode de $G_{p_2}(s)$ (claro) e de $G_{c_r}(s)G_{p_2}(s)$ com o controlador múltiplo-ressonante e o filtro *Notch* (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

matemáticas do OPP. O controlador ressonante foi projetado de forma a atuar positivamente na frequência de ressonância do filtro LC macro, e de forma negativa na frequência de ressonância do filtro LC micro. Para tal, a estrutura do filtro *Notch* foi adicionada ao controlador ressonante.

A partir das curvas de magnitude apresentadas, pode-se esperar que os controladores projetados possam atenuar corretamente os harmônicos presentes em $\mathbf{v}_{out}(t)$ observados na análise em malha aberta, na seção 3.3. O próximo capítulo apresenta resultados numéricos que validam a eficácia do método proposto.

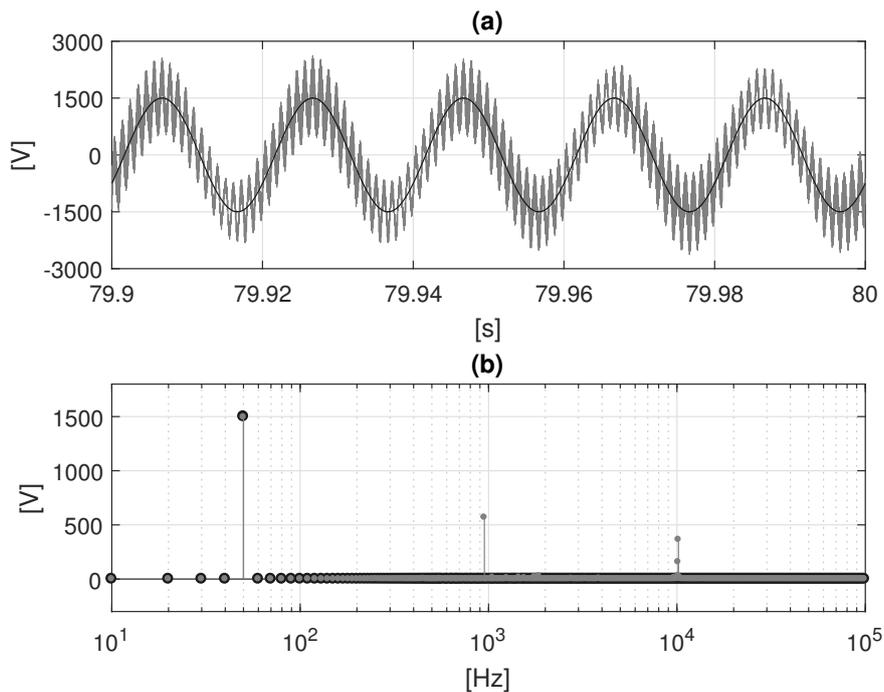
5 Resultados

Este capítulo apresenta e discute os resultados da aplicação de cada um dos controladores projetados em ambiente de simulação. Também é feita uma comparação levando em conta fatores como THD percentual e valor médio de erro entre tensão de saída e referência.

O circuito da Figura 22 foi implementado em ambiente MATLAB/Simulink, tendo os inversores e os componentes de filtragem e da carga implementados com o pacote Simscape, bem como as medições de tensão. O circuito foi configurado seguindo os parâmetros das Tabelas 1, 2 e 3. Para que o tempo de acomodação não interfira na análise dos resultados, apenas os últimos 0,1 s de simulação foram considerados para a análise em frequência e o cálculo do THD.

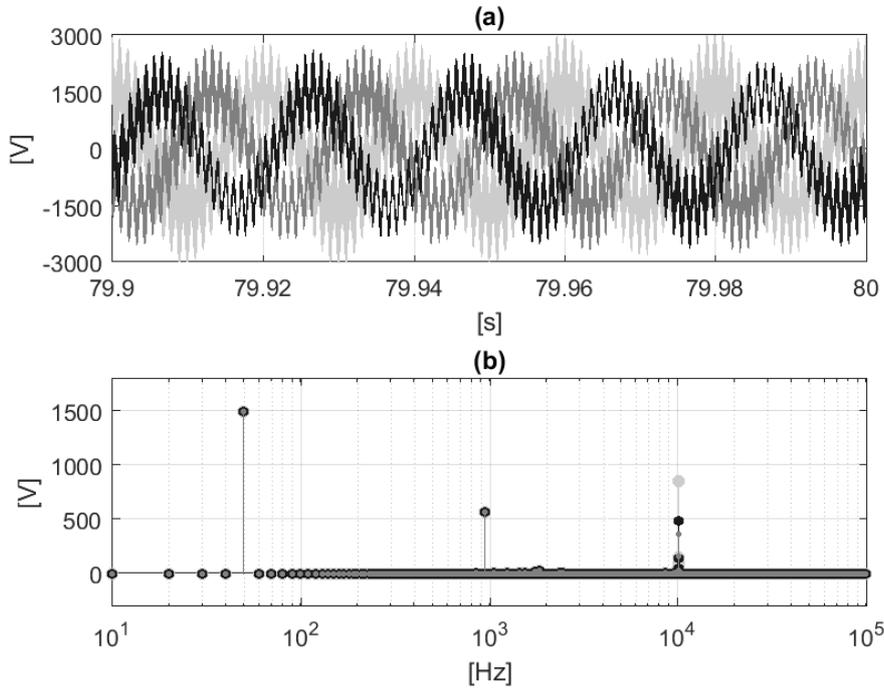
Primeiramente, o atuador micro é comandado apenas pelo controlador *feedforward* ($\mathbf{u}_2(t) = \mathbf{u}_f(t)$), tal qual descrito na Seção 2.4. A Figura 28 apresenta a forma de onda da fase *a* de $v_{out}(t)$ para esta configuração, e o espectro em frequência de $v_{out_a}(t)$. Resultados similares são obtidos para as outras fases, tal qual mostrado na Figura 29. Para a obtenção destes resultados, foram considerados 80 segundos em ambiente de simulação.

Figura 28 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) de $v_{out_a}(t)$ com o controlador *feedforward* (claro) e de seu sinal de referência (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

Figura 29 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com o controlador *feedforward*: $v_{out_a}(t)$ (preto), $v_{out_b}(t)$ (cinza escuro) e $v_{out_c}(t)$ (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

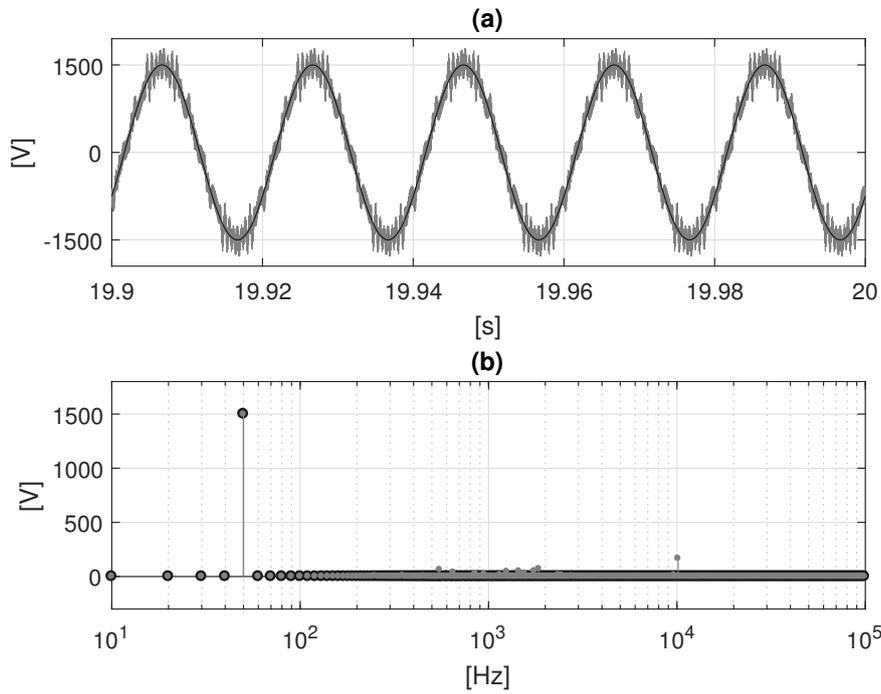
Comparando o espectro em frequência de $v_{out_a}(t)$ da Figura 28-b, com o da forma de onda em malha aberta (Figura 19-b), percebe-se uma redução da amplitude dos harmônicos fora de 1 kHz. Porém, como já era esperado, foram amplificadas os harmônicos em alta frequência próximos a 10 kHz, devido à presença do filtro LC micro. O controlador *feedforward*, portanto, concentra os distúrbios harmônicos nas frequências de ressonância dos filtros LC macro e micro. A Tabela 5 apresenta a distorção harmônica total do sistema macro-micro com o controlador *feedforward*.

Tabela 5 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com o controlador *feedforward*.

Tensão	THD(%)
$v_{out_a}(t)$	46,67
$v_{out_b}(t)$	51,31
$v_{out_c}(t)$	69,70

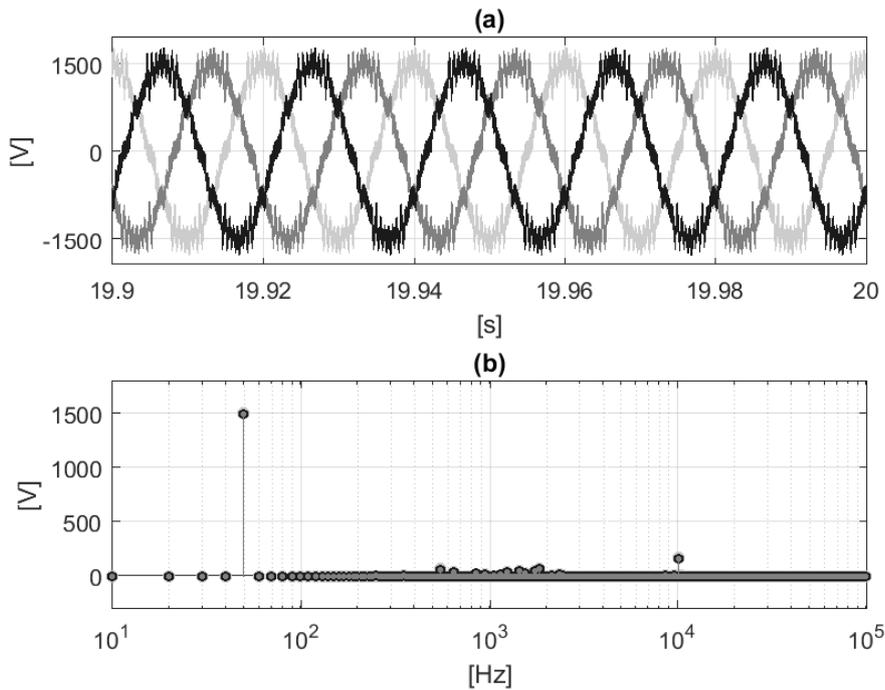
Para atenuar os harmônicos próximos ao primeiro pico de ressonância, adiciona-se o controlador ressonante. Portanto, agora tem-se $\mathbf{u}_2(t) = \mathbf{u}_f(t) + \mathbf{u}_r(t)$. Conforme demonstrado no capítulo anterior, os parâmetros do controlador ressonante foram definidos como $\omega_{r_1} = 2\pi 950$ rad/s, $\xi_{r_1} = 0,01$ e $K_{r_1} = 0,1$. O tempo de simulação para esta configuração foi de 20 segundos, suficiente para o sistema alcançar regime permanente. As Figuras 30 e 31 apresentam o resultado desta simulação.

Figura 30 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) de $v_{out_a}(t)$ com os controladores *feedforward* e ressonante (claro) e de seu sinal de referência (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

Figura 31 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com os controladores *feedforward* e ressonante: $v_{out_a}(t)$ (preto), $v_{out_b}(t)$ (cinza escuro) e $v_{out_c}(t)$ (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

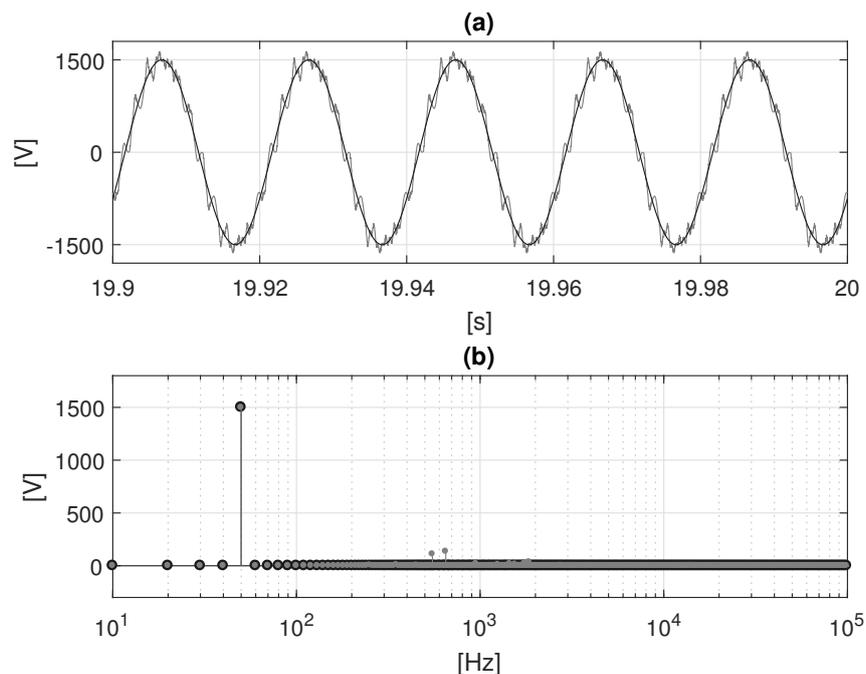
Nota-se nas Figuras 30-b e 31-b a redução dos harmônicos próximos de 1 kHz que fora prevista. Os harmônicos de frequência mais elevada, porém, pouco foram afetados. A Tabela 6 apresenta a THD de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores *feedforward* e ressonante. Comparando estes valores com os da Tabela 5, observa-se que o controlador ressonante reduz a THD significativamente, mas não o suficiente para manter o sistema operando a níveis aceitáveis.

Tabela 6 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores *feedforward* e ressonante.

Tensão	THD(%)
$v_{out_a}(t)$	14,69
$v_{out_b}(t)$	14,69
$v_{out_c}(t)$	14,77

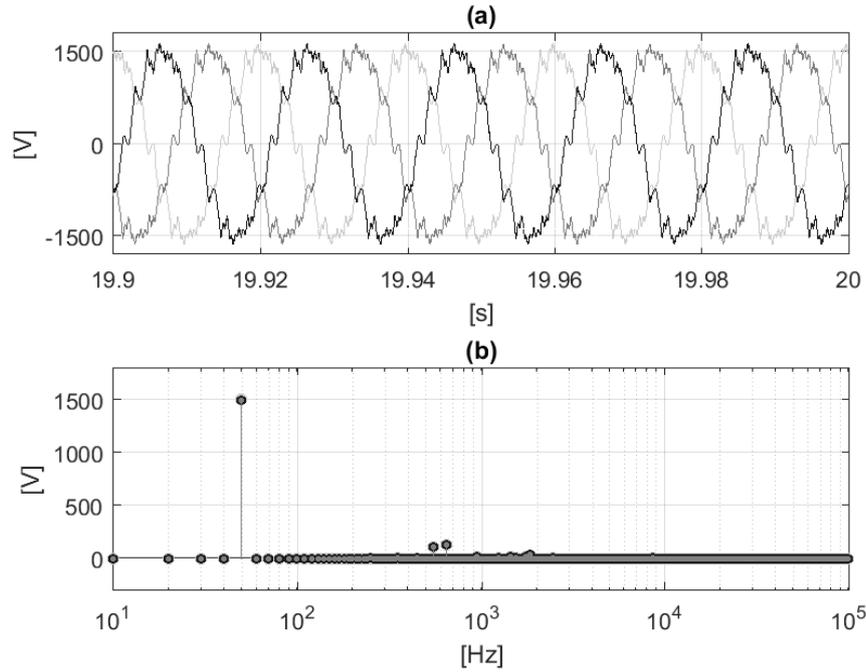
Nota-se nos espectros das Figura 30-b e 31-b um harmônico em aproximadamente 10,25 kHz nas três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$. Para atenuar este harmônico de alta frequência, adiciona-se o filtro *Notch*, apresentado no capítulo anterior, à estrutura de controle ressonante. Mantendo os parâmetros do controlador ressonante, o filtro *Notch* foi projetado para $\omega_n = 2\pi 10250$ rad/s, $\xi_n = 2$ e $K_n = 1$, conforme descrito no Capítulo 4. As Figuras 32 e 33 apresenta o resultado desta operação, a qual foi executada considerando 20 segundos de tempo de simulação.

Figura 32 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) de $v_{out_a}(t)$ com os controladores *feedforward* e ressonante com o filtro *Notch* (claro) e de seu sinal de referência (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

Figura 33 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com os controladores *feedforward* e ressonante com o filtro *Notch*: $v_{out_a}(t)$ (preto), $v_{out_b}(t)$ (cinza escuro) e $v_{out_c}(t)$ (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

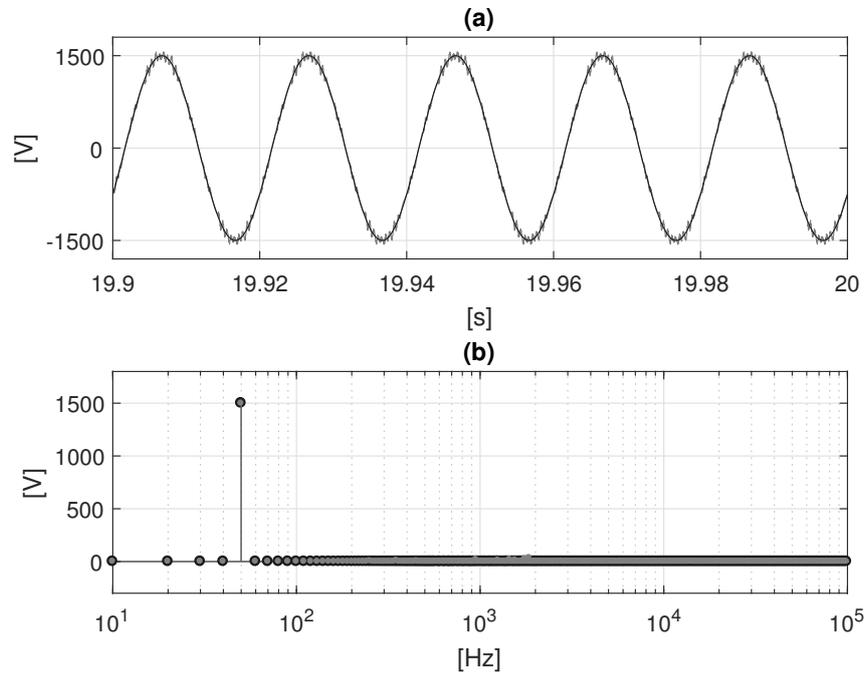
Observa-se nas Figuras 32 e 33 que o filtro *Notch* reduziu significativamente o pico de ressonância em 10 kHz, aproximando $\mathbf{v}_{out}(t)$ do sinal de referência. Por consequência, reduziu-se também a THD, tal qual apontado na Tabela 7.

Tabela 7 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores *feedforward* e ressonante com o filtro *Notch*.

Tensão	THD(%)
$v_{out_a}(t)$	12,25
$v_{out_b}(t)$	12,25
$v_{out_c}(t)$	12,46

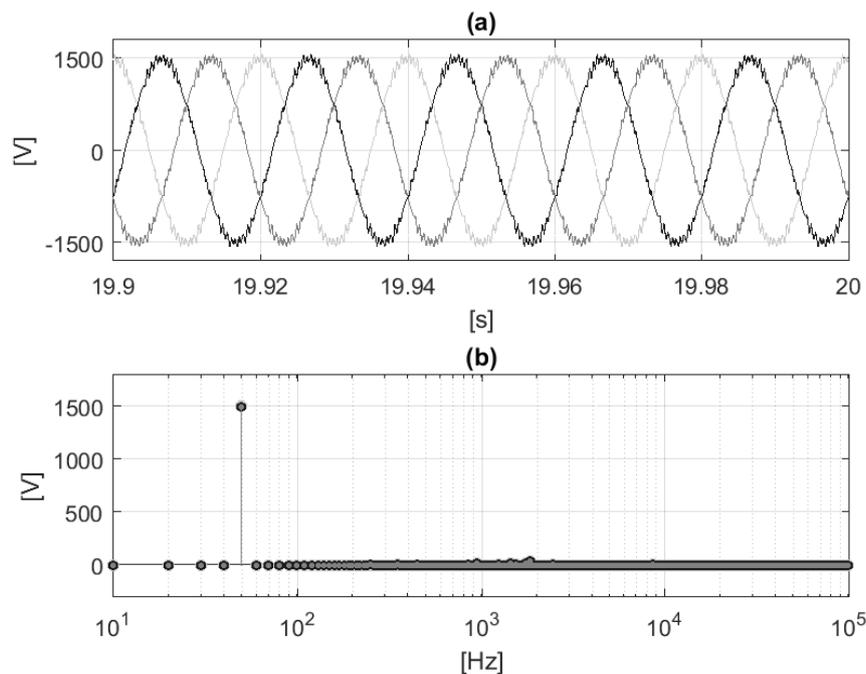
A partir dos valores de THD calculados, nota-se que a estrutura projetada ainda não foi capaz de manter o sistema operando a níveis de THD aceitáveis. Para atenuar os distúrbios harmônicos remanescentes, adiciona-se a estrutura múltiplo-ressonante nas frequências de 550 Hz e 650 Hz, tal qual descrito no Capítulo 4. Tais frequências correspondem aos harmônicos que podem ser identificados nos espectros das Figuras 32-b e 33-b. Os ganhos e os fatores de amortecimento de ambos são definidos como iguais ao do controlador ressonante previamente projetado. A Figura 34 apresenta a forma de onda de $v_{out_a}(t)$ com os controladores ressonantes adicionais, bem como seu espectro em frequência. A Figura 33 apresenta o mesmo para as três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$.

Figura 34 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) de $v_{out_a}(t)$ com os controladores *feedforward* e múltiplo-ressonante com o filtro *Notch* (claro) e de seu sinal de referência (escuro).



Fonte: O Autor (2019).

Figura 35 – Formas de onda (a) e espectro em frequência (b) das três fases de $\mathbf{v}_{out}(t)$ com os controladores *feedforward* e múltiplo-ressonante com o filtro *Notch*: $v_{out_a}(t)$ (preto), $v_{out_b}(t)$ (cinza escuro) e $v_{out_c}(t)$ (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

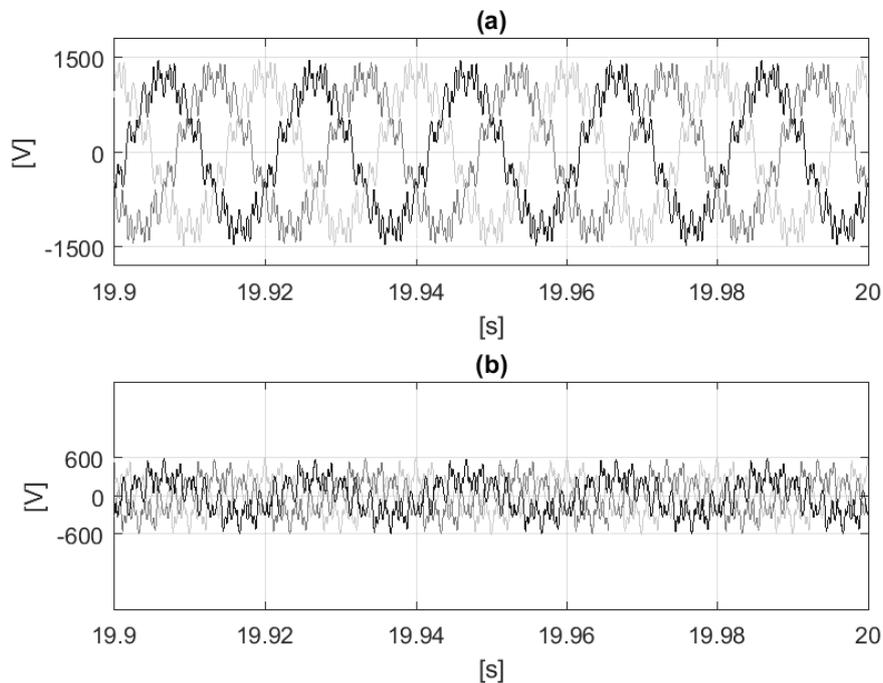
A adição dos controladores ressonantes reduziu os pico de ressonância em 550 Hz e 650 Hz, reduzindo a THD para valores aceitáveis dentro dos padrões do IEEE (IEEE, 2014), tal qual apontado na Tabela 8.

Tabela 8 – THD de cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtida com os controladores *feedforward* e múltiplo-ressonante com o filtro *Notch*.

Tensão	THD(%)
$v_{out_a}(t)$	3,98
$v_{out_b}(t)$	3,98
$v_{out_c}(t)$	3,93

A Figura 36 apresenta as formas de onda de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ e $\mathbf{v}_{C2}(t)$ obtidas na simulação com a estrutura de controle múltiplo-ressonante aqui projetada. Observando a tensão de saída do atuador micro em (b), nota-se o valor limitado desta em comparação com a saída do atuador macro em (a), verificando que o sistema opera tal qual sugere a teoria de atuadores macro-micro.

Figura 36 – Formas de onda das três fases de $\mathbf{v}_{C1}(t)$ (a) e $\mathbf{v}_{C2}(t)$ (b) com os controladores *feedforward* e múltiplo-ressonante com o filtro *Notch*: fase *a* (preto), fase *b* (cinza escuro) e fase *c* (cinza claro).



Fonte: O Autor (2019).

5.1 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os resultados obtidos por esta proposta de dissertação: uma estrutura macro-micro para controle de THD em inversores. Em ambiente de simulação, o sistema de controle *feedforward*-ressonante proposto obteve sucesso ao reduzir harmônicos presentes na tensão de carga causados pela frequência de comutação menor do que a ideal às dimensões do filtro LC utilizado. O sinal de tensão de carga obtido, porém, não é totalmente livre de harmônicos. Esta limitação se deve ao efeito “colchão d’água”: segundo o qual, reduzindo componentes harmônicos em um sinal sempre tem como consequência um aumento em outros harmônicos.

Para comparação direta entre as diferentes estruturas de controle apresentadas, a Tabela 9 lista os valores de THD obtidos para cada fase de $\mathbf{v}_{out}(t)$ obtidas até aqui, e ainda apresenta o valor médio do erro entre a referência e a tensão de carga.

Tabela 9 – Análise dos resultados de simulação apresentados.

Sistema de Controle	Fase	THD (%)	Erro médio (%)
Atuador Macro	<i>a</i>	65,13	0,41
	<i>b</i>	65,13	0,41
	<i>c</i>	64,58	0,41
Sistema macro-micro: <i>Feedforward</i>	<i>a</i>	46,67	0,27
	<i>b</i>	51,31	0,30
	<i>c</i>	69,70	0,41
Sistema macro-micro: <i>Feedforward</i> + Ressonante	<i>a</i>	14,69	0,08
	<i>b</i>	14,69	0,08
	<i>c</i>	14,77	0,09
Sistema macro-micro: <i>Feedforward</i> + Ressonante com Filtro <i>Notch</i>	<i>a</i>	12,25	0,07
	<i>b</i>	12,25	0,07
	<i>c</i>	12,46	0,07
Sistema macro-micro: <i>Feedforward</i> + Múltiplo-ressonante com Filtro <i>Notch</i>	<i>a</i>	3,98	0,02
	<i>b</i>	3,98	0,02
	<i>c</i>	3,98	0,02

Observa-se que a THD reduz à medida que são adicionados os controladores projetados. A estrutura composta pelos controladores *feedforward* e múltiplo-ressonante com o filtro *Notch* mantém o sistema operando dentro da margem de THD de 5% recomendada pelo IEEE para inversores operando entre 1 kV e 69 kV (IEEE, 2014).

O controlador *feedforward* atenua a perturbação harmônica sem margem de frequência específica, concentrando os harmônicos na banda de atuação do controlador ressonante e do filtro *Notch*. Desta forma, a perturbação causada pelo próprio filtro LC é atenuada, com os controladores ressonantes adicionais em baixas frequências atuando em harmônicos residuais, melhorando assim a performance da estrutura proposta.

6 Conclusões

O projeto de pesquisa aqui apresentado propôs uma abordagem que visa viabilizar a modulação de inversores NPC por OPP evitando o uso de filtros LC grandes e volumosos. Para tal, parte-se da abordagem de atuadores macro-micro de forma que um inversor trifásico de menor escala possa atuar nos distúrbios harmônicos provindos do inversor NPC e seus componentes de filtragem. A estrutura de controle proposta contempla um controle *feedforward* que atua nos harmônicos presentes do sinal alternado discreto de saída do inversor NPC, e um controlador múltiplo-ressonante atuando nos distúrbios realçados pelo filtro LC do estágio macro, e rejeitando os distúrbios que seriam amplificados pelo filtro do estágio micro.

Os primeiros passos envolveram a representação matemática da conexão entre os filtros LC dos estágios macro e micro. Com estes modelos, foi possível estimar o comportamento da saída dos atuadores. As análises em frequência apresentadas no Capítulo 3 validaram o modelo proposto, observando que os picos de ressonância observados nos diagramas de magnitude das funções de transferências apresentados correspondem com os harmônicos presentes no sinal de saída.

A análise em malha aberta foi de grande valia para o projeto dos controladores *feedforward* e ressonante. Por meio da descrição do sinal de controle do inversor NPC por somas de Fourier, foi obtido um modelo do distúrbio harmônico presente na saída do inversor NPC, modelo este que corresponde ao erro entre a saída do inversor e a referência. Tendo o modelo do distúrbio, foi calculada uma função de transferência para aplicar o controlador *feedforward* projetado no sistema por meio do atuador micro. Após, foi projetado o sistema de controle ressonante de forma a este atuar especificamente nos harmônicos remanescentes da aplicação do controlador *feedforward*. Posteriormente, a estrutura de filtro *Notch* foi adicionada ao controlador ressonante para rejeitar os harmônicos amplificados pelo filtro LC micro. Ao final, foram adicionados mais duas frequências de ressonância ao sistema em malha fechada, de modo a atenuar harmônicos remanescentes específicos.

Os resultados apresentados no Capítulo 5 mostram como cada sistema de controle projetado contribuiu para reduzir o nível de THD da tensão a alimentar a carga trifásica, verificando a funcionalidade da estrutura proposta. A partir da tensão de saída do sistema macro-micro acoplado, a qual corresponde à soma entre as tensões de saída dos atuadores macro e micro, foi observado que a estrutura proposta obteve resultados satisfatórios para os parâmetros de projeto propostos, mantendo o THD da tensão de saída a níveis satisfatórios de acordo com o recomendado pelo IEEE.

6.1 Perspectivas de Trabalhos Futuros

Os conceitos teóricos aqui estudados podem ser verificados em um protótipo de laboratório a ser construído visando validar experimentalmente a estrutura de controle macro-micro proposta. Tal protótipo deverá contemplar ambas topologias de inversor utilizadas, seus respectivos filtros LC acoplados, e um sistema embarcado para a implementação digital dos sinais de comutação projetados. Algumas adaptações deverão ser necessárias devido a impedâncias parasitas presentes nas conexões do protótipo, as quais podem tanto amortecer os harmônicos de $\mathbf{v}_{out}(t)$ como realçá-los ainda mais. Também será necessário reduzir os valores de V_{dc1} e V_{dc2} , e observar as consequentes adaptações. Utilizando destes conceitos, trata-se de um trabalho multidisciplinar, unindo áreas de eletrônica de potência, teoria de controle, instrumentação e sistemas de computação.

Para tornar os resultados obtidos por simulação mais próxima da realidade sem a necessidade de implementação física, pode-se adicionar ao modelo matemático a resistência série dos indutores de filtro. Devido à redução da corrente nestes componentes, é possível que a perturbação harmônica na saída do sistema seja reduzida, melhorando a performance dos controladores. Por outro lado, o tempo de acomodação deve aumentar. Além disso, é necessário refazer o modelo matemático do filtro LC acoplado, e por consequência, refazer o projeto dos parâmetros do controlador.

A estrutura de controle macro-micro proposta pode ser adaptada para outras topologias de conversores estáticos, a começar por conversores CC-CC. Da mesma forma, um conversor de elevados valores de tensão e corrente atua a baixa frequência de comutação, levando a necessidade de componentes passivos grandes e volumosos, além de estar sujeito a perturbações externas. Para se trabalhar com componentes de menor escala sem aumentar a frequência de chaveamento, adiciona-se um conversor auxiliar, mais rápido e preciso e de atuação mais restrita.

Referências

- ASADI, M.; JALILIAN, A. Three-level NPC inverter control system of hybrid active power filter by modulation ratios of switching functions. In: *2012 Proceedings of 17th Conference on Electrical Power Distribution*. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 1–8. Citado na página 13.
- BAO, Y. et al. Adaptive feedforward compensation for voltage source disturbance rejection in dc–dc converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 26, n. 1, p. 344–351, Jan 2018. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- BERTOLDI, R.; FLORES, J. V.; PEREIRA, L. F. A. Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia. In: *Proceedings of XXII Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–8. Citado na página 29.
- BOGODOROVA, T.; VANFRETTI, L. Model structure choice for a static VAR compensator under modeling uncertainty and incomplete information. *IEEE Access*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 5, p. 22657–22666, 2017. Citado na página 13.
- BRANDO, G. et al. Torque derivative control in induction motor drives supplied by multilevel inverters. *IET Power Electronics*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 9, n. 11, p. 2249–2261, 2016. Citado na página 19.
- BUJA, G. S. Optimum output waveforms in PWM inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-16, n. 6, p. 830–836, Nov 1980. Citado na página 14.
- CABRAL, H. G. et al. A micro inverter based on Ćuk converter for PV modules with anti-islanding and MPPT schemes. In: IEEE. *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.], 2016. p. 1–8. Citado na página 14.
- CASTRO, R. da S. et al. A comparative analysis of repetitive and resonant controllers to a servo-vision ball and plate system. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 47, n. 3, p. 1120–1125, 2014. Citado na página 29.
- EBRAHIMI, M.; KHAJEHODDIN, S. A.; KARIMI-GHARTEMANI, M. Fast and robust single-phase DQ current controller for smart inverter applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 5, p. 3968–3976, May 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 14.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer, 2001. Citado na página 33.
- ERROUISSI, R.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. Design and implementation of a nonlinear PI predictive controller for a grid-tied photovoltaic inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 2, p. 1241–1250, 2016. Citado na página 13.
- FLEMING, A. J. Dual-stage vertical feedback for high-speed scanning probe microscopy. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 19, n. 1, p. 156–165, jan 2011. Citado na página 14.

- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, Elsevier, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976. Citado na página 29.
- GEYER, T. A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus PWM-based schemes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 3, p. 1380–1389, May 2011. Citado na página 14.
- GEYER, T. et al. Model predictive pulse pattern control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 2, p. 663–676, March 2012. Citado na página 21.
- GUERRERO, J. et al. Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 56, n. 3, p. 726–736, 2009. Citado na página 13.
- HABETLER, T. G.; NAIK, R.; NONDAHL, T. A. Design and implementation of an inverter output LC filter used for DV/DT reduction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 17, n. 3, p. 327–331, may 2002. Citado na página 13.
- HABIBULLAH, M. et al. Finite-state predictive torque control of induction motor supplied from a three-level NPC voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 32, n. 1, p. 479–489, 2017. Citado na página 19.
- HABINEZA, D.; RAKOTONDRABE, M.; GORREC, Y. L. Bouc–wen modeling and feedforward control of multivariable hysteresis in piezoelectric systems: Application to a 3-dof piezotube scanner. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 23, n. 5, p. 1797–1806, Sep. 2015. Citado na página 27.
- HAN, Y. et al. Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 2427–2451, March 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 14.
- HANG, W. et al. 5L full-scale converter with a dc-link flying-capacitor auxiliary bridge leg for large direct-drive wind turbines. *IET Electric Power Applications*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 11, n. 6, p. 1001–1012, 2017. Citado na página 19.
- IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, June 2014. Citado 4 vezes nas páginas 15, 52, 61 e 62.
- IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. *IEEE Std 519-1992*, p. 1–112, April 1993. Citado na página 15.
- JOUANNE, A. von; ENJETI, P. N. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 33, n. 5, p. 1138–1145, sep/oct 1997. Citado na página 13.
- LI, Y.; NIU, P.; SU, Z. Design of greenhouse monitoring and control system based on LED lighting. In: *2015 12th China International Forum on Solid State Lighting (SSLCHINA)*. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 123–126. Citado na página 13.

- LIU, H.; LI, S. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 59, n. 2, p. 1171–1183, 2012. Citado na página 13.
- MIRHOSSEINI, M. et al. Resonant versus conventional controllers in grid-connected photovoltaic power plants under unbalanced grid voltages. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 7, n. 3, p. 1124–1132, July 2016. ISSN 1949-3029. Citado na página 14.
- MOTAPON, S. N. et al. Hybrid damping of grid-tie inverter output harmonics for resonance rejection and wind park stability under high penetration. In: *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 1–4. Citado na página 13.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neural-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 1A-17, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado na página 19.
- NAGAM, S. S.; KINGET, P. R. A low-jitter ring-oscillator phase-locked loop using feedforward noise cancellation with a sub-sampling phase detector. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 53, n. 3, p. 703–714, March 2018. Citado na página 27.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Pearson, 2010. Citado na página 33.
- OLIVEIRA, M. S. de et al. Resonant gain scheduling controller for spiral scanning patterns in atomic force microscopy. In: *Intelligent Robotics and Applications*. [S.l.]: Springer International Publishing, 2018. p. 255–267. Citado na página 29.
- OU, K. et al. Feedforward fuzzy-PID control for air flow regulation of PEM fuel cell system. *International journal of hydrogen energy*, Elsevier, v. 40, n. 35, p. 11686–11695, 2015. Citado na página 27.
- PENG, F. Z. Flexible AC transmission systems (FACTS) and resilient AC distribution systems (RACDS) in smart grid. *Proceedings of the IEEE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 105, n. 11, p. 2099–2115, nov 2017. Citado na página 13.
- PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies — a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, 2014. Citado na página 29.
- PÉREZ-IBACACHE, R.; SILVA, C. A.; YAZDANI, A. Linear state-feedback primary control for enhanced dynamic response of AC microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 10, n. 3, p. 3149–3161, 2018. Citado na página 14.
- PINTO, R. A.; RONCALIO, J. G.; PRADO, R. N. do. Street lighting system using light emitting diode (LEDs) supplied by the mains and by batteries. In: *2013 International Conference on New Concepts in Smart Cities: Fostering Public and Private Alliances (SmartMILE)*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado na página 13.

- PRODANOVIC, M.; GREEN, T. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 18, n. 1, p. 373–380, jan 2003. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 21.
- RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5. Citado 3 vezes nas páginas 13, 17 e 18.
- RICCOBONO, A.; SANTI, E. Positive feedforward control of three-phase voltage source inverter for dc input bus stabilization with experimental validation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 49, n. 1, p. 168–177, 2012. Citado na página 28.
- RICK, S. et al. Hybrid acoustic model of electric vehicles: Force excitation in permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 52, n. 4, p. 2979–2987, 2016. Citado na página 13.
- RODRIGUEZ-FORTUN, J. M. et al. Flatness-based active vibration control for piezoelectric actuators. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, v. 18, n. 1, p. 221–229, Feb 2013. Citado na página 27.
- RODRIGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 7, p. 2219–2230, jul 2010. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- RODRÍGUEZ, J. et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.
- SALTON, A. T. *High Performance Dual-Stage Systems*. [S.l.]: VDM Verlag, 2011. ISBN 3639377052. Citado 4 vezes nas páginas 14, 24, 25 e 26.
- SERBAN, I.; MARINESCU, C. Control strategy of three-phase battery energy storage systems for frequency support in microgrids and with uninterrupted supply of local loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 9, p. 5010–5020, sep 2014. Citado na página 13.
- SHAFFER, B. et al. A common-ground single-phase five-level transformerless boost inverter for photovoltaic applications. In: IEEE. *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.], 2018. p. 368–374. Citado na página 19.
- SUN, L. et al. Combined feedforward and model-assisted active disturbance rejection control for non-minimum phase system. *ISA Transactions*, Elsevier, v. 64, p. 24–33, 2016. Citado na página 28.
- TAFTI, H. D. et al. Study on the unbalanced current injection capability of grid-connected photovoltaic neutral-point-clamped inverter. In: IEEE. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2016. p. 1–6. Citado na página 19.
- TUMA, T. et al. Dual-stage nanopositioning for high-speed scanning probe microscopy. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 19, n. 3, p. 1035–1045, jun 2014. Citado na página 14.

VASILADIOTIS, M.; CHRISTE, A.; GEYER, T. Model predictive pulse pattern control for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 3, p. 2423–2431, March 2019. Citado na página 14.

WANG, L.; LAM, C.-S.; WONG, M.-C. Hybrid structure of static var compensator and hybrid active power filter (SVC//HAPF) for medium-voltage heavy loads compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 65, n. 6, p. 4432–4442, 2018. Citado na página 13.

WANG, Y.; CHU, K. C.; TSAO, T.-C. An analysis and synthesis of internal model principle type controllers. In: IEEE. *2009 American Control Conference*. [S.l.], 2009. p. 488–493. Citado na página 29.

YAO, C.; RUAN, X.; WANG, X. Automatic mode-shifting control strategy with input voltage feed-forward for full-bridge-boost dc–dc converter suitable for wide input voltage range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1668–1682, March 2015. Citado na página 28.

YARAMASU, V. et al. PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls. *IET Electric Power Applications*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 11, n. 6, p. 956–968, 2017. Citado na página 19.

ZHANG, S. et al. HVDC converter transformer saturation in hybrid AC/DC system caused by coupled transmission lines. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.]: IEEE, 2017. p. 411–415. Citado na página 13.

ZHANG, Y.; YANG, H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 12, p. 6593–6603, dec 2014. Citado na página 13.

ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 95, n. 4, p. 746–765, 2007. Citado na página 13.



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
Pró-Reitoria de Graduação
Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 1 - 3º. andar
Porto Alegre - RS - Brasil
Fone: (51) 3320-3500 - Fax: (51) 3339-1564
E-mail: prograd@pucrs.br
Site: www.pucrs.br