



Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Departamento de Energia

Adeilson da Silva Borges Ribeiro

CONTROLE ÓTIMO DIGITAL EM ESPAÇO DE ESTADOS APLICADO A
CONVERSORES FORMADORES DE REDE

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2019

Adeilson da Silva Borges Ribeiro

Controle Ótimo Digital em Espaço de Estados Aplicado a Conversores Formadores de Rede

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr.Eng.

Juiz de Fora
2019

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

da Silva Borges Ribeiro, Adeilson.

Controle ótimo digital em espaço de estados aplicado a conversores formadores de rede / Adeilson da Silva Borges Ribeiro. - 2019.

105 p.

Orientador: Pedro Machado de Almeida

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

1. Regulador Linear Quadrático Digital. 2. Controle Ótimo. 3. Conversor Formador de Rede. 4. Espaço de Estados. I. Machado de Almeida, Pedro, orient. II. Título.

Adeilson da Silva Borges Ribeiro

Controle Ótimo Digital em Espaço de Estados Aplicado a Conversores Formadores de Rede

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 26 de Março de 2019.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora
Orientador

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof^ª. Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Robson Bauwelz Gonzatti, D.Sc.

Universidade Federal de Itajubá

*Dedico este trabalho à minha família, à minha namorada
e aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, que me ouviu em momentos difíceis, me confortou e me deu forças para chegar onde estou.

É difícil derrubar uma pessoa que nunca desiste. E para que eu não desistisse dessa longa caminhada, muitas pessoas foram essenciais.

Primeiramente minha mãe, Adelimar, que todo esse momento foi a mulher mais aguerrida possível para que pudesse me proporcionar as melhores condições de estudo independente das dificuldades. Juntamente com meu pai, Dilson, que moldou meu caráter com toda a sua dedicação para com a minha educação e vontade de vencer. Também à minha irmã, Dione, que abriu as portas de sua casa e de seu coração para me acolher e ajudar em todos os momentos de dificuldade. Ao meu irmão, Dilson Jr., que esteve sempre a disposição para a ajudar e a todas as conversas que me auxiliaram a enxergar um mundo bem mais amplo do que eu podia enxergar.

Agradeço à minha namorada, Angela, que durante os cinco anos de estudos como graduando esteve ao meu lado, apoiando, incentivando, cobrando e sempre disposta a ajudar independente do desafio.

Agradeço também aos meus amigos que estiveram torcendo por mim, apoiando e caminhando ao meu lado quase que em uma mesma jornada.

Agradeço ao meu orientador, Pedro Machado, que me deu a oportunidade de trabalharmos juntos. Além de gentilmente ter me ajudado e me guiado no decorrer deste trabalho, me dando todo suporte e atenção necessários.

Enfim, um muito obrigado a todos que me apoiaram em mais este capítulo de vida!

“Qualquer coisa que você faça é insignificante, mas é muito importante que você faça, pois mais ninguém fará!”

Mahatma Gandhi

RESUMO

A presente dissertação apresenta uma abordagem de controle ótimo para controlar a tensão de saída de uma microrrede isolada. Essa microrrede é alimentada através de um conversor fonte de tensão de dois níveis com filtro de saída LC. O principal objetivo dessa microrrede isolada é alimentar as cargas locais independente da sua natureza, lineares, não-lineares, balanceadas ou não. Neste contexto, esta dissertação mostra a modelagem matemática do sistema, feita no sistema de coordenadas estacionário ($\alpha\beta$) em equações do espaço de estados. Para o disparo dos dispositivos semicondutores é utilizada a técnica modulação por vetor espacial (do inglês, *space vector modulation*) (SVM). Já para o controle da tensão no Ponto de Acoplamento Comum (do inglês, *point of common coupling*) (PCC) são usados módulos de controladores ressonantes digitais, cuja modelagem matemática também é realizada no espaço de estados. Desse modo, para calcular os ganhos de realimentação, utilizou-se o método regulador linear quadrático digital (do inglês, *digital linear quadratic regulator*) (DLQR). Este permite alocar os polos de malha fechada do sistema de forma sistemática e ótima. Dessa forma, a escolha das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} irá determinar a dinâmica do sistema, tanto como o esforço exercido pelo controlador. Essas matrizes ponderam a influência das variáveis de estado e das variáveis de controle, respectivamente. E as mesmas são determinadas através de análises feitas no domínio da frequência utilizando técnicas como Diagrama de Bode e de Nyquist. Já a implementação do sistema de controle é feita usando o processador digital de sinal (do inglês, *digital signal processor*) (DSP) de ponto flutuante TMS320F28335. Além disso, um protótipo em pequena escala foi desenvolvido em laboratório para avaliar a eficácia do controle proposto. Resultados experimentais foram obtidos para validar o funcionamento da estratégia proposta.

Palavras-chave: Microrrede isolada, controle de tensão, controle em espaço de estados, regulador linear quadrático ótimo discreto, controlador ressonante digital, alocação de polos, conversor fonte de tensão.

ABSTRACT

This dissertation presents an optimal control approach to regulate the output voltage of an islanded microgrid. This microgrid is fed through a two level voltage source converter with an output LC filter. The main goal of the islanded microgrid is to feed local loads, irrespective their nature, linear, non-linear, balanced or not. In this context, this dissertation presents the system mathematical modelling, performed in the stationary reference frame $(\alpha\beta 0)$, in state space equations. The converter is controlled in voltage mode and pulse width modulation pattern is done using space vector modulation strategy. For the voltage control in the Point of Common Coupling (PCC) multiple digital resonant controller modules in state space are designed. In this way, the digital linear quadratic regulator technique is used to calculate the feedback gains. This method allows to place the closed-loop poles systematically and optimally. The choice of matrices \mathbf{Q} and \mathbf{R} determine the system dynamics and control effort. These aforementioned matrices ponders the influence of the state variables and the control variables, respectively. They are chosen based on the frequency domain analysis, through Bode and Nyquist diagrams. The control implementation is done using the floating pointing digital signal processor TMS320F28335. Moreover, a small scale prototype was developed in laboratory to evaluate the effectiveness of proposed control. So, the experimental results were obtained to illustrate and to validate the operation of the proposed strategy.

Keywords: Islanded microgrid, voltage control, state-space control, discrete optimal linear quadratic regulator, digital resonant controller, pole-placement, voltage source converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Microrrede isolada incluindo cargas e unidades de geração distribuída.	37
Figura 2	Conversor fonte de tensão de dois níveis com filtro de saída LC.	38
Figura 3	Estrutura básica de um VSC com filtro de saída LC alimentando cargas locais.	44
Figura 4	Princípio de funcionamento do controle por histerese.	47
Figura 5	Conversor formador de rede alimentando cargas locais.	51
Figura 6	Diagrama de blocos dos módulos ressonantes genéricos, sintonizados para compensar componentes de ordem p, q, \dots, s, t , conectados em paralelo.	60
Figura 7	Diagrama de blocos do sistema aumentado com os módulos ressonantes.	61
Figura 8	Diagrama de blocos do sistema de controle por realimentação de estados.	63
Figura 9	Diagrama de Bode do sistema em malha aberta sem controlador. ...	64
Figura 10	Diagrama de Bode do sistema em malha fechada de $v_C(z)/v_C^*(z)$ variando a matriz \mathbf{R}	66
Figura 11	Diagrama de Bode do sistema em malha fechada $v_C(z)/v_C^*(z)$ variando q_{11} e q_{22} na matriz \mathbf{Q}	67
Figura 12	Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.	69
Figura 13	Diagrama de Bode do sistema em malha aberta.	70
Figura 14	Diagrama de Nyquist do sistema em malha aberta.	71
Figura 15	Diagrama de Bode do sistema em malha fechada de $v_C(z)/v_C^*(z)$. ..	72
Figura 16	Diagrama de Bode do sistema em malha fechada de $v_C(z)/i_L(z)$	72

Figura 17	Protótipo montado em laboratório: (a) Bancada total. (b) Circuito de controle. (c) Circuito de potência.	75
Figura 18	Esquema do protótipo desenvolvido em laboratório.	76
Figura 19	Cargas utilizadas para teste do controle proposto.	78
Figura 20	Formas de onda das tensões de saída e correntes da carga com o conversor operando em aberto utilizando apenas o módulo fundamental do compensador. $THD = 4,835\%$	79
Figura 21	Formas de onda das tensões de saída e correntes da carga com o conversor operando em aberto utilizando todos os módulos ressonantes. $THD = 1,785\%$	79
Figura 22	Espectro harmônico das tensões utilizando apenas o módulo fundamental e usando todos os módulos.	80
Figura 23	Formas de onda das tensões de saída e das correntes da carga utilizando a carga da Figura 19a. $THD = 1,582\%$	80
Figura 24	Degrau de carga: (a) Conexão. (b) Desconexão.	81
Figura 25	Formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga para um resistor conectado entre duas fases do sistema. $THD = 3,495\%$	81
Figura 26	Resposta transitória do sistema a: (a) Conexão. (b) Desconexão. ...	82
Figura 27	Formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga quando um retificador trifásico com carga resistiva é conectado utilizando: (a) Módulo ressonante fundamental. $THD = 9,079\%$ (b) Todos os módulos ressonantes. $THD = 2,426\%$	83
Figura 28	Espectro harmônico de uma das tensões de saída de fase com um retificador trifásico resistivo como carga.	84
Figura 29	Resposta transitória do sistema a: (a) Conexão de carga (b) Desconexão de carga.	84
Figura 30	Formas de onda da tensão de saída e das correntes de carga utilizando um retificador trifásico e uma resistência trifásica desequilibrada como	

	carga. $THD = 3,084\%$	85
Figura 31	Resposta transitória do sistema a: (a) Conexão. (b) Desconexão.	85
Figura 32	Formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga utilizando um retificador trifásico e uma resistência conectada a duas fases como carga. $THD = 2,611\%$	86
Figura 33	Resposta transitória quando o sistema é submetido a: (a) Conexão de carga. (b) Desconexão de carga.	86
Figura 34	Formas de onda das tensões e da corrente da carga utilizando um retificador trifásico com circuito LC conectado aos terminais de saída como carga. $THD = 2,600\%$	87
Figura 35	Formas de onda da tensão de saída e das correntes utilizando como carga um retificador <i>full-bridge</i> com carga capacitiva, usando: (a) Módulo ressonante fundamental. $THD = 11,357\%$. (b) Todos os módulos ressonantes de projeto. $THD = 2,637\%$	88
Figura 36	Espectro harmônico da tensão de uma das fases, utilizando apenas um módulo ressonante e usando todos os módulos ressonantes de projeto.	89
Figura 37	Diagrama de blocos do sistema de controle por realimentação de estados.	101
Figura 38	Estados dos interruptores estáticos do conversor trifásico e os respectivos vetores espaciais de tensão.	103
Figura 39	Projeção do vetor $\alpha\beta$ no espaço vetorial formado pelos vetores espaciais do conversor estático.	104
Figura 40	Padrão de chaveamento.	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 5	Parâmetros do sistema.	64
Tabela 6	Parâmetros do sistema experimental.	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- APF** filtro ativo de potência (do inglês, *active power filter*)
- CA** corrente alternada
- CC** corrente contínua
- CHP** aquecimento e potência combinados (do inglês, *combined heat and power*)
- DLQR** regulador linear quadrático digital (do inglês, *digital linear quadratic regulator*)
- DSP** processador digital de sinal (do inglês, *digital signal processor*)
- GD** Geração Distribuída
- GE** Emulador de rede (do inglês, *grid emulator*)
- GFC** conversor formador de rede (do inglês, *grid-former converter*)
- IGBT** transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*)
- LMI** desigualdades matriciais lineares (do inglês, *linear matrices inequalities*)
- LQR** regulador quadrático linear (do inglês, *linear quadratic regulator*)
- PCC** Ponto de Acoplamento Comum (do inglês, *point of common coupling*)
- PI** proporcional-integral
- PR** proporcional-ressonante
- PWM** modulação por largura de pulso (do inglês, *pulse width modulation*)
- SEP** Sistema Elétrico de Potência
- SS** espaço de estados (do inglês, *state space*)
- SVM** modulação por vetor espacial (do inglês, *space vector modulation*)
- THD** distorção harmônica total (do inglês, *total harmonic distortion*)

UPS Fontes de alimentação ininterruptas (do inglês, *uninterruptible power supplies*)

VSC conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

ZOH *zero-order-hold*

LISTA DE SÍMBOLOS E NOMENCLATURA

SOBRESCRITOS

x^{-1}	operador de inversão de matriz
x^T	operador de transposição
\dot{x}	operador de derivação
x^*	valor de referência
\hat{x}	valor de pico de uma grandeza elétrica
\vec{x}	representação de um fasor espacial

SUBSCRITOS

x_f	parâmetros relacionados ao filtro de saída LC
x_L	parâmetros relacionados à carga
x_a	grandeza elétrica relacionada à fase a
x_b	grandeza elétrica relacionada à fase b
x_c	grandeza elétrica relacionada à fase c
$x_{\alpha\beta 0}$	grandezas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$
x_α	grandeza elétrica relacionada ao eixo α
x_β	grandeza elétrica relacionada ao eixo β
x_0	grandeza elétrica relacionada ao eixo 0
x_z	grandezas discretizadas

VARIÁVEIS

A	Matriz de estados do sistema reduzido, no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$
\mathcal{A}	Matriz de estados do sistema completo, no eixo de coordenadas abc
\mathbf{A}_a	Matriz de estados do sistema aumentado com a inclusão dos módulos ressonantes

\mathbf{A}_d	Matriz de estados discreta aumentada dos módulos ressonantes, exceto o fundamental
$\mathbf{A}_{d,1}$	Matriz de estados discreta do módulo fundamental ressonante
$\mathbf{A}_{d,h}$	Matrizes de estados discretas dos módulos ressonantes
\mathbf{B}	Matriz de entradas do sistema reduzido, no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$
\mathcal{B}	Matriz de entradas do sistema completo, no eixo de coordenadas abc
\mathbf{B}_a	Matriz de entradas do sistema aumentado com a inclusão dos módulos ressonantes
\mathbf{B}_d	Matriz de entradas discreta aumentada dos módulos ressonantes, exceto o fundamental
$\mathbf{B}_{d,1}$	Matriz de entradas discreta do módulo fundamental ressonante
$\mathbf{B}_{d,h}$	Matrizes de entradas discretas dos módulos ressonantes
\mathbf{C}	Matriz de saída do sistema reduzido, no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$
\mathcal{C}	Matriz de saída do sistema completo no eixo de coordenadas abc
C_f	Capacitância do filtro LC
\mathbf{d}	Vetor de distúrbios de tensão de deslocamento do sistema completo em abc
d	Mínima distância da trajetória até o ponto crítico
$e(n)$	Sinal de erro discreto
\mathbf{F}	Matriz de distúrbio de corrente do sistema reduzido, no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$
\mathbf{F}_a	Matriz de distúrbio de corrente do sistema aumentado
\mathcal{F}	Matriz de distúrbio de corrente do sistema completo no eixo de coordenadas abc
\mathbf{f}	Vetor genérico em abc
f	Grandeza elétrica genérica
f_s	Frequência de amostragem
f_{sw}	Frequência de chaveamento
\mathcal{G}	Matriz de distúrbio de tensão de deslocamento do sistema completo no eixo de coordenadas abc

G	Matriz de estados genérica no tempo discreto
$G_{PI}(s)$	Função de transferência do controlador proporcional-integral
$G_{PR}(s)$	Função de transferência do controlador proporcional-ressonante
g	Entrada genérica dos módulos ressonantes
H	Matriz de entradas genérica no tempo discreto
h	Número da componente harmônica
i	Corrente de saída do conversor
i_L	Corrente da carga
\mathbf{i}_L	Vetor de distúrbios de corrente do sistema completo em abc
J	Função de custo
K	Matriz de ganhos do algoritmo DLQR
k	Número de estados do modelo
\mathbf{k}_1	Vetor de ganhos do módulo ressonante fundamental
\mathbf{k}_h	Vetor de ganhos dos demais módulos ressonantes
k_i	Ganho da variável de estado da corrente
k_{int}	Ganho integral do controlador proporcional-integral
k_v	Ganho da variável de estado da tensão
k_ϕ	Ganho da variável de estado do atraso de tempo
k_p	Ganho proporcional do controlador proporcional-integral
L_f	Indutância do filtro LC
N	Terminal virtual do barramento CC
n	Variável do tempo discreto
Q	Matriz que pondera a importância das variáveis de estado no DLQR
$q_{i,j}$	Termos que formam a matriz Q
R	Matriz que pondera as variáveis de controle no DLQR
R_L	Resistência da carga
r	Número de módulos ressonantes incluídos
T	Matriz de transformação de abc para $\alpha\beta 0$
\mathbf{T}_{aum}	Matriz aumentada de transformação de abc para $\alpha\beta 0$
T_s	Tempo de amostragem
t	variável de tempo contínuo

u	Sinal de controle
\mathbf{u}	Vetor de entradas do sistema completo em abc
$\mathbf{u}(n)$	Vetor de entradas no tempo discreto
$\mathbf{u}^T(n)$	Vetor de entradas transposto no tempo discreto
v_C	Tensão de saída do filtro LC
V_{CC}	Tensão do barramento CC
V_{max}	Amplitude máxima do vetor de saída dado pela modulação vetorial espacial
$v_{\eta\nu}$	Tensão de deslocamento de neutro do filtro para o neutro da carga resistiva
$v_{N\eta}$	Tensão de deslocamento de neutro do filtro LC para o neutro virtual do barramento
v_t	Tensão terminal do conversor
w	Vetor resultante do controle no sistema em malha aberta
\mathbf{x}	Vetor de estados do sistema reduzido, no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$ e no tempo contínuo
$\mathbf{x}(n)$	Vetor de estados no tempo discreto
\mathbf{x}_a	Vetor de estados aumentado
$\mathbf{x}^T(n)$	Vetor de estados transposto no tempo discreto
\mathbf{x}	Vetor de estados do sistema completo em abc
$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$	Vetor de estados no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$ com sistema completo
$\mathbf{x}_{d,1}$	Vetor de estados do módulo ressonante fundamental
$\mathbf{x}_{d,h}$	Vetor de estados dos módulos ressonantes
y	Grandeza de saída do sistema reduzido
\mathbf{y}	Vetor de saídas do sistema completo, em abc

SÍMBOLOS

$\alpha_0, \alpha_1 e \alpha_2$	Ganhos do controlador proporcional-ressonante clássico
$\mathbf{\Gamma}_0, \mathbf{\Gamma}_1, \mathbf{\Gamma}_F$	Matrizes de entradas no tempo discreto
$\mathbf{\Phi}$	Matriz de estados no tempo discreto
ϕ	Variável de estado que representa o tempo de atraso
ω	Frequência fundamental de uma rede genérica
ω_1	Frequência angular da componente fundamental

ω_r	Frequência de ressonância do filtro LC
ω_q	Frequência de ressonância do controlador proporcional-ressonante clássico
θ_0	Ângulo de fase inicial
δ	Fração do período de modulação
η	Terminal comum das capacitâncias do filtro LC
ν	Terminal comum das resistências da carga

SUMÁRIO

1	Introdução	35
1.1	Identificação do problema	35
1.2	Geração distribuída	36
1.3	Motivação	37
1.4	Objetivos	39
1.5	Estrutura do trabalho	40
2	Contextualização e revisão de estratégias de controle anteriores	43
2.1	Introdução	43
2.2	Filtro de saída LC	43
2.3	Revisão de estratégias de controle	44
2.3.1	Técnicas de Controle clássico	45
2.3.2	Controladores não-lineares	46
2.3.3	Controle preditivo	47
2.3.4	Controle adaptativo	48
2.3.5	Métodos de otimização	48
2.3.6	Regulador Linear Quadrático digital (DLQR)	49
2.4	Conclusões parciais	50
3	Modelagem e controle do conversor formador de rede	51
3.1	Modelo matemático do conversor com filtro LC	51
3.2	Modelo discreto da planta	57
3.3	Modelo matemático dos controladores	59

3.4	Sistema aumentado	60
3.5	Cálculo dos ganhos de realimentação utilizando DLQR	62
3.5.1	Ajuste dos parâmetros do controlador	64
3.5.1.1	Sistema em malha aberta sem controlador	64
3.5.1.2	Análise do esforço de controle	65
3.5.1.3	Ressonância do filtro LC	66
3.5.1.4	Ganhos de realimentação	67
3.5.1.5	Análise em frequência do sistema de controle projetado	69
3.6	Conclusões parciais	72
4	Resultados experimentais	73
4.1	Introdução	73
4.2	Protótipo	73
4.3	Bancada experimental	74
4.4	Validação Experimental	76
4.4.1	CASO 1	77
4.4.2	CASO 2	80
4.4.3	CASO 3	81
4.4.4	CASO 4	82
4.4.5	CASO 5	84
4.4.6	CASO 6	85
4.4.7	CASO 7	86
4.4.8	CASO 8	87
4.5	Conclusões parciais	87
5	Conclusões Finais	91
5.1	Produção científica resultante	93
5.2	Trabalhos Futuros	94

Referências	95
Apêndice A – Geração de pulsos	101
A.1 Introdução	101
A.2 Funcionamento do conversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>) (VSC)	101
A.3 Modulação vetorial	102

1 INTRODUÇÃO

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

A energia elétrica é um dos tipos de energia mais utilizada no mundo. Podendo ser gerada por usinas hidrelétricas, eólicas, termoelétricas, nucleares, entre outras. Entretanto, essas usinas de grande porte estão, usualmente, localizadas distante das cargas, o que impacta nos custos de transmissão e distribuição para os centros consumidores (ALMEIDA, 2011; PUTTGEN; MACGREGOR & LAMBERT, 2003).

Tratando-se de hidrelétricas, pode-se citar o caso do Brasil, onde a maior parte da energia elétrica é gerada pela força da água. Esta é abundante no país, sendo considerada uma fonte renovável. De forma que essas usinas são consideradas uma boa opção. Entretanto, o grande impacto ambiental causado na instalação aliado ao alto custo de implantação, tem restringido a criação de novas usinas (TUNDISI, 2007; PUTTGEN; MACGREGOR & LAMBERT, 2003).

Outras usinas comuns são as térmicas e nucleares. As primeiras baseiam-se na queima de carvão, combustíveis fósseis, dentre outros. Dessa forma, mesmo que seja fácil a implantação em diversas áreas, os custos e impactos ambientais dos combustíveis são obstáculos (GOLDEMBERG & LUCON, 2007). Já as usinas nucleares adquirem energia produzindo calor através de reações nucleares. Este tipo de energia custa menos para ser gerada se comparada aos derivados do petróleo. Contudo, essa não é uma energia renovável e as águas lançadas aos rios e mares com alta temperatura podem causar poluição térmica (GONÇALVES & ALMEIDA, 2005). Existem ainda perigos relacionados a operação, transporte e armazenamento dos materiais (ALMEIDA, 2011).

Os problemas citados anteriormente, apontam para uma nova tendência de gerar energia localmente no nível de distribuição pelo uso de fontes de energia não-convencional/renovável como gás natural, biogás, energia eólica, células fotovoltaicas, células a combustível, sistemas de aquecimento e potência combinados (do inglês, *combined heat and power*) (CHP), micro-turbinas e outros. Esse tipo de produção é cha-

mado de Geração Distribuída (GD) (CHOWDHURY & CROSSLEY, 2009). Esta quebra o paradigma da operação tradicional do Sistema Elétrico de Potência (SEP), visto que permitem que os consumidores também sejam produtores de energia. Garantindo um fluxo bidirecional de energia entre sistema de distribuição e consumidor.

1.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Os sistemas de geração distribuída são fontes de energia conectadas aos sistemas de distribuição de energia elétrica, cujo objetivo é auxiliar na produção local alimentando cargas locais (ALMEIDA, 2011; FOGLI, 2014). Este sistema de geração auxilia na economia de investimentos e na redução de perdas, o que permite maior qualidade, eficiência e confiabilidade do sistema (BARBOSA, 2013).

Dentre as vantagens oferecidas por um sistema de geração distribuída, pode-se citar:

- **Aumento da qualidade de energia fornecida:** devido à maior oferta de energia elétrica (CHIRADEJA & RAMAKUMAR, 2004).
- **Maior confiabilidade do SEP:** devido ao aumento das redundâncias com a adição de fontes de energia (BARKER & MELLO, 2000).
- **Redução dos impactos ambientais:** reduz o número de construção de usinas e extensas linhas de transmissão (RIBEIRO, 2014).
- **Minimização dos custos a longo prazo:** pois diminui o número de operações nas linhas, adiando a expansão dos sistemas (CHIRADEJA & RAMAKUMAR, 2004).
- **Redução de perdas nas linhas de transmissão:** devido à proximidade com a região de consumo (SANTOS & SANTOS, 2016).

Com a integração de fontes independentes através de conversores eletrônicos de potência CC-CC (como equalizador de tensão) e/ou CC-CA (como inversores), conectados às redes de baixa tensão, juntamente com sistemas de controle e sistemas de armazenamento, surge um novo conceito que vem ganhando cada vez mais notabilidade e é conhecido como microrredes (do inglês, *microgrids*) independentes e/ou redes inteligentes (do inglês, *smart grids*) (CHOWDHURY & CROSSLEY, 2009; ROCABERT et al., 2011; HAMZEH et al., 2016).

1.3 MOTIVAÇÃO

Na Figura 1 está ilustrada uma microrrede isolada com diversos sistemas de geração distribuída.

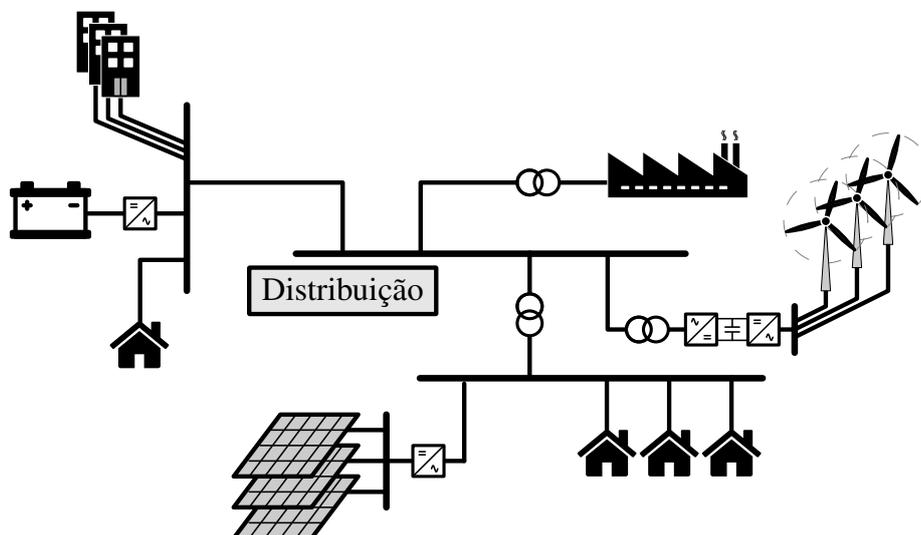


Figura 1: Microrrede isolada incluindo cargas e unidades de geração distribuída.

As microrredes são muito promissoras no auxílio da indústria de energia elétrica e também no fornecimento de energia em áreas de difícil acesso. E dentre as suas vantagens, pode-se citar:

- **Questões ambientais:** as microrredes têm menos impacto ambiental do que usinas convencionais. Pois não é necessário desapropriar grandes áreas, as principais fontes de energia são naturalmente provenientes do ambiente e reduzem significativamente a produção de poluentes.
- **Investimento:** redução da distância física entre micro-fonte e carga, o que diminui os custos das linhas de transmissão;
- **Qualidade de energia:** devido às redundâncias e à conexão próxima às cargas, aumentam a confiabilidade do sistema;

Os benefícios ambientais e econômicos das microrredes são determinados principalmente pela capacidade de controle e pelos recursos operacionais previstos. Dependendo do tipo de GD, das características da carga e das restrições de qualidade de energia, as estratégias de controle da microrrede podem ser diferentes das utilizadas no sistema de energia convencional. Dentre as principais razões, pode-se destacar (KATIRAEI et al., 2008):

- **Desequilíbrio:** a microrrede está sujeita a esses distúrbios devido à presença de cargas monofásicas e às GDs;
- **Manter a operação:** a microrrede deve suportar a conexão e desconexão de GDs e cargas;
- **Qualidade de energia:** níveis predeterminados devem ser mantidos ou fornecer serviços preferenciais para algumas cargas;
- **Suporte à rede elétrica:** a microrrede pode ser responsável pela geração e alimentação de cargas prioritárias.

As microrredes funcionando de modo isolado devem ser capazes controlar e ter estratégias operacionais suficientes para alimentar pelo menos uma porção da carga local. Neste caso, as GDs consistem de unidades eletronicamente acopladas que utilizam conversores eletrônicos de potência para alimentar as cargas (KATIRAEI et al., 2008). Dentre esses conversores pode-se citar a topologia do conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) com filtro LC de saída ilustrado na Figura 2, o qual tem sido cada vez mais utilizado em diferentes aplicações como:

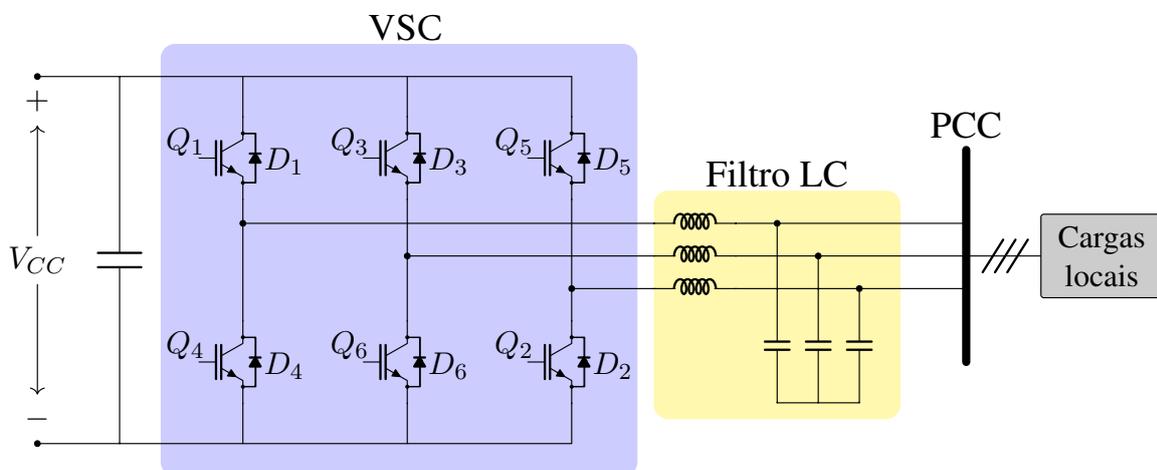


Figura 2: Conversor fonte de tensão de dois níveis com filtro de saída LC.

- **Fontes de alimentação ininterruptas (do inglês, *uninterruptible power supplies*) (UPS):** para alimentar emergencialmente a carga em caso de falha da rede (TAMYUREK, 2013; LOH et al., 2003; ROY & UMANAND, 2012; GUERRERO; HANG & UCEDA, 2008).
- **Microrredes em corrente alternada (CA):** visando integrar diversos tipos de geração distribuída como auxiliar da rede CA (HAMZEH et al., 2016; LIU et al., 2013; HE; LI & BLAABJERG, 2015; MOHAMED & EL-SAADANY, 2008).

- **Emulador de rede (do inglês, *grid emulator*) (GE):** emular a rede em condições de estado estacionário e ainda falhas na rede elétrica afim de testar a robustez e confiabilidade do sistema (SI & KENNEL, 2016; AVEROUS; STIENEKER & DONCKER, 2015).

Os sistemas citados acima exigem, na maioria dos casos, tensões trifásicas estáveis com formas de onda de alto índice de qualidade. Essas aplicações requerem também uma energia limpa e de alta confiabilidade, mesmo sob diferentes condições de carga. Baseado nesse contexto, um sistema amplamente usado para conectar a geração distribuída e o ponto de acoplamento comum é o chamado conversor formador de rede (do inglês, *grid-former converter*) (GFC). Este consiste de um *link* CC, um VSC e um filtro de saída LC, como ilustrado na Figura 2:

De acordo com o conteúdo exposto, tem-se que o principal objetivo desta dissertação é projetar um controlador ótimo, de modo sistemático, capaz de regular a tensão no ponto de acoplamento comum de uma microrrede isolada. Sabendo que essa microrrede alimenta cargas de diversas características, podendo ser não-lineares e/ou desbalanceadas.

No presente trabalho, o foco é exclusivo o projeto de controle de tensão no Ponto de Acoplamento Comum (do inglês, *point of common coupling*) (PCC) da microrrede. Então não serão abordadas manobras de conexão e desconexão do sistema na rede elétrica principal. Também será considerada que a microrrede dispõe de sistemas de armazenamento e fontes de energia suficientes para alimentar as cargas locais em todos os momentos do dia.

1.4 OBJETIVOS

O objetivo principal do presente trabalho é desenvolver uma estratégia de controle ótimo capaz de regular a tensão no PCC de uma microrrede funcionando de modo isolado. Para isso, alguns objetivos intermediários devem ser alcançados. Dentre eles, pode-se citar:

- Estudar o conversor de interface entre a fonte de energia da microrrede e o ponto de acoplamento comum;
- Estudar técnicas de controle para regulação de tensão;
- Modelar o conversor formador de rede em espaço de estados;

- Modelar módulos de controladores ressonantes digitais em espaço de estados;
- Estudar a técnica de controle regulador linear quadrático digital (do inglês, *digital linear quadratic regulator*) (DLQR);
- Elaborar um critério sistemático para determinação dos pesos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} da técnica DLQR;
- Utilizar a técnica DLQR para obter a matriz de ganhos de realimentação;
- Verificar a estabilidade e a robustez do sistema obtido;
- Implementar todos os algoritmos de controle no processador digital de sinal (do inglês, *digital signal processor*) (DSP) TMS320F28335 da *Texas Instruments*;
- Validar a modelagem e o controle através de resultados experimentais.

Vale lembrar que a aplicação do algoritmo DLQR no projeto de controle de uma microrrede isolada utilizando o conversor formador de rede não foi encontrada até o presente momento na literatura.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em 4 capítulos.

No Capítulo 2 serão apresentados fundamentos teóricos do GFC e também será feita uma revisão bibliográfica de técnicas aplicáveis no controle do GFC. Além disso, mostrará uma explicação geral do algoritmo DLQR.

No Capítulo 3 serão feitas as modelagens do GFC e dos controladores ressonantes. Na modelagem do sistema estará presente a simplificação do modelo, a adição do tempo de atraso referente ao processamento e a discretização do sistema. Por fim, serão analisadas respostas em frequência do sistema para estabelecer um critério sistemático de determinação dos pesos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , para então aplicar o projeto de controle utilizando o algoritmo DLQR.

No Capítulo 4 são apresentados alguns detalhes do desenvolvimento do protótipo de pequenas escala, da implementação prática e da programação do DSP. E também serão apresentados os resultados experimentais obtidos, juntamente com algumas análises e discussões.

No Capítulo 5 serão apresentadas conclusões gerais do presente trabalho, produções resultantes dessa pesquisa e propostas de trabalhos a serem desenvolvidos.

2 CONTEXTUALIZAÇÃO E REVISÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE ANTERIORES

No Capítulo anterior foi feita uma breve análise do cenário do sistema elétrico. Mostrou-se que uma possível alternativa para redução de impactos ambientais, aumento da oferta de energia elétrica, minimização de custos e alimentação de cargas de difícil acesso é a inclusão de unidades de GD nesses sistemas. Nesse contexto, explicou-se como surgiu o conceito de microrredes. No presente capítulo será apresentado o circuito que permite conectar fontes primárias às cargas, e também serão mostradas algumas possíveis estratégias de controle aplicáveis ao conversor eletrônico de potência para garantir boa qualidade de energia no PCC.

2.1 INTRODUÇÃO

Como dito anteriormente, em uma microrrede, a conexão das fontes de energia primária com as cargas é basicamente feita através conversores eletrônicos de potência, sendo na sua grande maioria feita através de conversores fonte de tensão. Estes são normalmente utilizados em aplicações como filtro ativo de potência (do inglês, *active power filter*) (APF), geração distribuída e UPS. E na interface entre as cargas e os conversores, filtros passivos LC e LCL são comumente empregados para mitigar a ondulação (*ripple*) de chaveamento (KIM & SUL, 2009). Entretanto, os filtros LC são mais usados para aplicações em que a tensão do capacitor é controlada diretamente, como é o caso do presente trabalho, em que uma microrrede opera no modo ilhado (HE & LI, 2012; HAMZEH et al., 2016; LIU et al., 2013).

2.2 FILTRO DE SAÍDA LC

Na Figura 3 está ilustrada a configuração básica de um conversor fonte de tensão de dois níveis, em que os terminais CA do VSC são interfaceados com a carga local trifásica através do filtro de saída LC descrito.

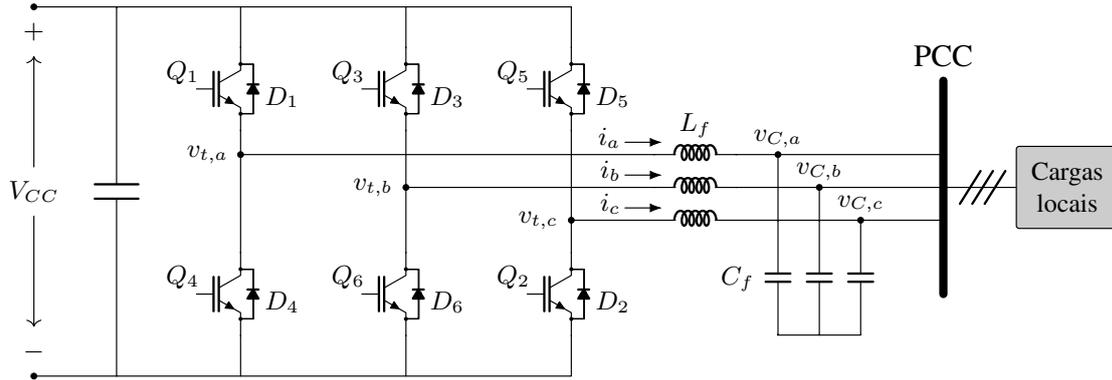


Figura 3: Estrutura básica de um VSC com filtro de saída LC alimentando cargas locais.

Nota-se pela Figura 3 que o filtro de saída é composto por um indutor, L_f , e um capacitor *shunt*, C_f . Este capacitor se faz necessário para garantir que o ramo do indutor termine em um nó que permita um grau de suporte à tensão, e assim poder emular o comportamento de uma rede elétrica. Ou seja, permite regular a tensão no PCC onde estão conectadas as cargas. Este capacitor também fornece um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas do chaveamento geradas pelo VSC e então previne a penetração das componentes de corrente indesejáveis na carga (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

2.3 REVISÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

O modo formador de rede se refere aos inversores interagindo com uma rede fraca ou operando em completa ausência da rede. Então, as unidades formadoras de rede devem ser capazes de regular frequência e tensão do sistema pelo balanço de energia gerada e energia demandada pelas cargas. Assim os conversores formadores de rede emulam o comportamento da rede elétrica. Tal fato, deve ocorrer quando a microrrede opera no modo isolado (TAYYEBI et al., 2018; WANG et al., 2012; KATIRAEI et al., 2008).

Para caso em estudo, consta na literatura que os conversores fonte de tensão de dois níveis são comumente usados. Pois este pode ser considerado uma fonte de tensão, dependendo do sinal de modulação utilizado para comutação dos interruptores estáticos (TAYYEBI et al., 2018). Então o controle eficiente desse conversor permite que a microrrede seja capaz de alimentar as cargas locais com tensões de alta qualidade. Neste contexto, diversas estratégias de controle tem sido desenvolvidas e aplicadas para controlar esse conversor.

A fim de facilitar a leitura do documento, as técnicas de controle foram divididas em categorias.

2.3.1 TÉCNICAS DE CONTROLE CLÁSSICO

O primeiro controlador que pode-se citar é o proporcional-integral (PI). Para aplicar essa estratégia de controle, normalmente utiliza-se a transformada de coordenadas $dq\theta$. De modo que, ao trabalhar no sistema de coordenadas síncronas, este controlador se torna uma boa opção. O PI tem, relativamente, projeto e implementação mais simples. E uma possível representação em função de transferência é dada por:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_{int}}{s}. \quad (2.1)$$

Neste controlador, a parte integral minimiza o erro em regime permanente, em baixa frequência, enquanto o ganho proporcional está relacionado com a resposta instantânea. Contudo, essa família de controladores pode apresentar performance não satisfatória quando o conversor opera sob condições de cargas não-lineares e desequilibradas. Sendo necessário a utilização de um número maior de controladores, juntamente com mais eixos de coordenadas. Outras causas da redução na performance são devidas a variações paramétricas, a não-linearidades do sistema e a distúrbios na carga. Dessa forma, tornam-se necessários modelos lineares matemáticos muito precisos (OLIVARES et al., 2014; RAVIRAJ & SEN, 1997; TEODORESCU; LISERRE & RODRIGUEZ, 2011).

Outra possibilidade é trabalhar no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta 0$. Nesse caso, as variáveis de controle são senoidais e o compensador PI não é suficiente para remover o erro em regime permanente. Então variações do controlador PI têm sido propostas para melhorar a performance do mesmo e também outros controladores tem sido propostos pela literatura (TEODORESCU et al., 2006). Neste contexto, o controlador proporcional-ressonante (PR) ganhou grande popularidade para sistemas conectados à rede elétrica. Uma possível representação, não única, desse controlador é a função de transferência dada por:

$$G_{PR}(s) = \frac{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}{s^2 + \omega_q^2} \quad (2.2)$$

onde α_0, α_1 e $\alpha_2 \in \mathbb{R}$ e são os ganhos que determinam a estabilidade e a resposta transitória do sistema. Já ω_q é a frequência de ressonância do controlador.

O controlador PR tem como característica um ganho muito alto nas proximidades

da frequência de ressonância. Desse modo, o controle é capaz de eliminar o erro de estado estacionário entre o sinal de controle e o sinal de referência na frequência de ressonância do PR (OLIVARES et al., 2014; FUKUDA & YODA, 2001). Com a flexibilidade de ajuste da frequência de ressonância, pode-se selecionar frequências específicas para compensar diferentes componentes harmônicas (TEODORESCU et al., 2006; MATTAVELLI, 2001b; MATTAVELLI, 2001a; YUAN et al., 2002). Contudo, para suprimir o conteúdo harmônico das formas de onda de controle deve-se verificar as margens de fase e a estabilidade do sistema para cada controlador adicional. Dessa forma torna-se uma tarefa árdua o projeto do controlador com muitos módulos ressonantes (ALMEIDA et al., 2015).

2.3.2 CONTROLADORES NÃO-LINEARES

Independente das diferentes conexões (delta, estrela com neutro isolado ou sem, etc.) do conversor eletrônico utilizado, há a possibilidade de ter controladores independentes para cada fase do sistema. Nesse contexto, o controle por histerese pode ser usado. Este é comumente utilizado no sistema de coordenadas abc devido à sua rápida dinâmica. Em adição, a performance dele é proporcional à frequência de amostragem, o que favorece a implementação desse controlador em processadores digitais de sinais. Além do mais, a saída do controlador por histerese são os estados de chaveamento para os interruptores do conversor estático, fazendo com que não seja necessário o modulador (BLAABJERG et al., 2006).

A implementação básica do controle por histerese deriva dos sinais advindos da comparação do erro de tensão com uma banda de histerese fixa. O dispositivo semicondutor superior de uma fase é acionado quando o erro correspondente excede o limite da banda superior e é mantido até que o erro alcance o limite da banda inferior (MIDT-SUND; SUUL & UNDELAND, 2010). O que está ilustrado na Figura 4.

Apesar de simples, ter boa dinâmica transitória e ser robusto, esse controle apresenta algumas características insatisfatórias em aplicações como conversores formadores de rede. Uma delas é que este produz uma frequência de chaveamento variável para o conversor, dificultando o projeto de filtros. Outra desvantagem é devido ao efeito causado pela interação entre as correntes de fase (BUSO; MALESANI & MATTAVELLI, 1998). Além das desvantagens citadas, o fato de requerer altas frequências de amostragem, na implementação digital, para obter boa performance também se mostra como fator negativo (ALMEIDA et al., 2015; TIMBUS et al., 2009).

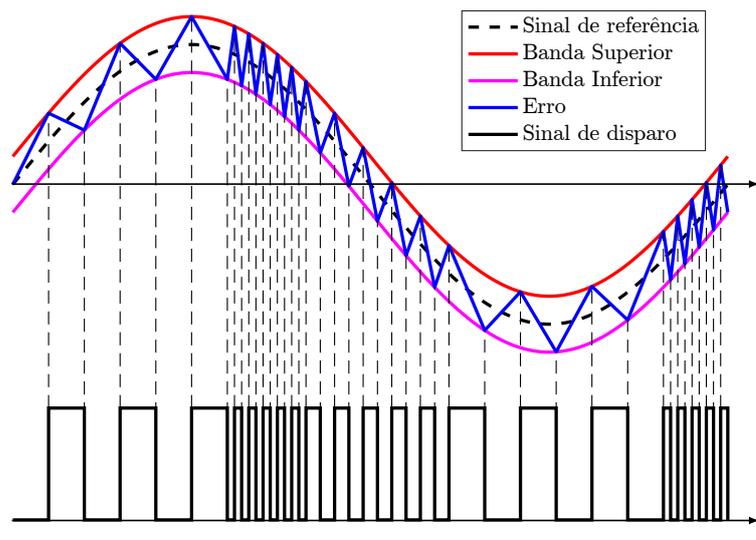


Figura 4: Princípio de funcionamento do controle por histerese.

Em (HU et al., 2011) e (KUKRER; KOMURCUGIL & DOGANALP, 2009) propõe-se outra técnica de controle, conhecida como controle por modos deslizantes (do inglês, *sliding-mode control*). Esta é comum em sistemas que possuem estrutura variável, tais como conversores de potência chaveados. É uma técnica interessante devido à sua robustez, capacidade de redução da ordem do sistema e sua adequação na comutação de semicondutores de potência. Além disso, esta técnica de compensação fornece ações de controle precisas determinadas pela lei de controle e pelas oscilações permitidas. Entretanto, a frequência de chaveamento não é constante para todas as regiões de operação do conversor se um modulador não é utilizado, o que também pode dificultar o projeto de filtros (SILVA & PINTO, 2011; TAN; LAI & TSE, 2011).

2.3.3 CONTROLE PREDITIVO

O controlador *deadbeat* é atrativo para sistemas em que necessita-se de rápida resposta dinâmica. Nesse sentido, o *deadbeat* apresenta um grande potencial de aplicabilidade para controle de corrente em inversores, retificadores e filtros ativos, por exemplo (CORTÉS et al., 2009). E visando alcançar os valores de referência, sendo tensão ou corrente, o princípio de trabalho do compensador *deadbeat* é calcular a derivada da variável controlada para prever o efeito da ação de controle (KAWABATA; MIYASHITA & YAMAMOTO, 1990; BUSO; FASOLO & MATTAVELLI, 2001; MATTAVELLI; SPIAZZI & TENTI, 2005). Esse controlador tem uma grande largura de banda, e dessa forma, sua capacidade de rastrear sinais senoidais é muito boa. Apesar dessas qualidades, os esquemas de controle *deadbeat* são sensíveis às variações paramétricas e aos

efeitos de tempo morto (*dead-time*). Estes devem ser compensados e então, faz-se necessário maior esforço de projeto (LIMONGI et al., 2009).

2.3.4 CONTROLE ADAPTATIVO

Em (JUNG et al., 2014) é proposta uma técnica de controle de tensão adaptativo que combina uma adaptação de termos de controle e de realimentação de estados, o que se mostra muito robusto. Já em (DO et al., 2013) propõe-se um controle que combina o termo de compensação adaptativo e um termo de estabilização, resultando em uma baixa distorção harmônica total (do inglês, *total harmonic distortion*) (THD) de tensão. Contudo, a grande dificuldade de implementação desta técnica é a complexidade computacional.

Botteron e Pinheiro (2007), Trivedi e Singh (2017) e Flores et al. (2016) propõem controladores repetitivos a fim de mitigar os impactos negativos dos distúrbios na tensão de saída causados por cargas não-lineares e assim ter tensões de saída com baixa THD. Contudo, um dos problemas enfrentados pelo controle repetitivo é a necessidade do conhecimento exato do período de tempo dos sinais externos, o que requer medidas precisas nas aplicações prática (STEINBUCH, 2002). Outra desvantagem deste controle é o fato de apresentar resposta transitória lenta (KIM et al., 2015).

2.3.5 MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO

Os sistemas modernos estão cada vez mais complexos. Visando a análise desses tipos de sistema é essencial reduzir a complexidade das expressões matemáticas, bem como recorrer a computadores para processamentos mais dispendiosos necessários para a análise do sistema. De acordo com a literatura, a abordagem com base em espaço de estados (do inglês, *state space*) (SS) vem se mostrando muito apropriada em diferentes campos. Essa abordagem permite um projeto sistemático, e teoricamente uma livre escolha da dinâmica do sistema através da alocação de polos arbitrária, desde que o sistema seja completamente controlável.

A alocação de polos é uma técnica que permite determinar a localização dos polos de malha fechada. Contudo, todos os estados do modelo devem ser medidos por sensores ou estimados e todas as informações do sistema devem estar contidas nesses estados. Caso o sistema seja completamente controlável e de entrada única, é possível escolher um sinal de controle, u , capaz de estabilizar o sistema em malha fechada. Essa abordagem, também chamada de realimentação de estados, é dada por:

$$u = -\mathbf{K}\mathbf{x} \quad (2.3)$$

em que $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^k$ é o vetor de estados e $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{1 \times k}$ chamada de matriz de ganhos de realimentação.

Uma matriz de ganhos de realimentação apropriada permite alocar os polos do sistema de malha fechada, de forma a garantir a estabilidade e performance adequada.

Na literatura são apresentados diferentes métodos para determinar a localização dos polos de malha fechada e obter o vetor \mathbf{K} . Dentre esses métodos podem ser citados: métodos baseados em desigualdades matriciais lineares (do inglês, *linear matrix inequalities*) (LMI) (LIU & YAO, 2016), controladores \mathcal{H}_∞ (KOCH et al., 2018), controladores \mathcal{H}_2 (KOCH et al., 2017) e regulador quadrático linear (do inglês, *linear quadratic regulator*) (LQR) (OLALLA et al., 2009; DUPONT et al., 2011; MACCARI; MONTAGNER & FERREIRA, 2013).

2.3.6 REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO DIGITAL (DLQR)

É nesse contexto que surge a ideia de utilizar o método de controle quadrático ótimo, DLQR. Pois este fornece um modo sistemático de cálculo da matriz de ganho de controle por realimentação de estados, garante boas margens de estabilidade, possibilita alcançar boas respostas transitórias com esforço de controle reduzido, além de poucos parâmetros terem que ser escolhidos pelo projetista.

Lembrando que, até o momento não foram encontrados na literatura trabalhos que abordando tal método de otimização de ganhos aplicado ao sistema em estudo.

Então, considerando o problema do DLQR, sabe-se que, dado um sistema linear discreto no tempo:

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(n) + \mathbf{H}u(n) \quad (2.4)$$

pode-se escolher uma lei de controle:

$$u(n) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(n), \quad (2.5)$$

a qual minimiza uma função de custo:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} [\mathbf{x}^T(n)\mathbf{Q}\mathbf{x}(n) + u^T(n)\mathbf{R}u(n)], \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{x}(n)$ é o vetor de estados, $u(n)$ é o vetor de entradas, \mathbf{G} é matriz de estados e \mathbf{H}

é a matriz de entradas, discretas.

Tem-se que \mathbf{Q} é uma matriz quadrada positiva definida ou positiva semi-definida. E a matriz \mathbf{R} é uma matriz quadrada positiva definida. A escolha dessas matrizes pondera a importância das variáveis de estado e das variáveis de entrada.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

De acordo com o que foi apresentado no presente capítulo, o filtro LC conectado à saída do conversor fonte de tensão é usado para que se tenha o grau de liberdade necessário para controlar a tensão no ponto de acoplamento comum. Este filtro é adequado para a aplicação em estudo, então não será usado o filtro LCL por questão de simplicidade. O filtro LC também é suficiente para obter boas formas de onda de tensão. Além disso, foram apresentados diversos tipos de controles que podem ser aplicados ao sistema GFC em estudo, com seus prós e contras. Então, o método DLQR foi escolhido, pois atende as necessidades do presente trabalho, visto que este tem um projeto de ganhos sistemático e ótimo.

3 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR FORMADOR DE REDE

No capítulo anterior o sistema foi descrito e os métodos de controle do conversor foram apresentados. Também foi explanada a técnica DLQR, a qual será utilizada para obtenção dos ganhos de realimentação do sistema. Em posse do sistema descrito, serão feitas a modelagem matemática do GFC, a discretização do sistema obtido e a modelagem dos controladores ressonantes.

3.1 MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR COM FILTRO LC

Na Figura 5 está ilustrado o sistema sob estudo. As cargas locais a serem alimentadas podem ser lineares, não-lineares, equilibradas ou não.

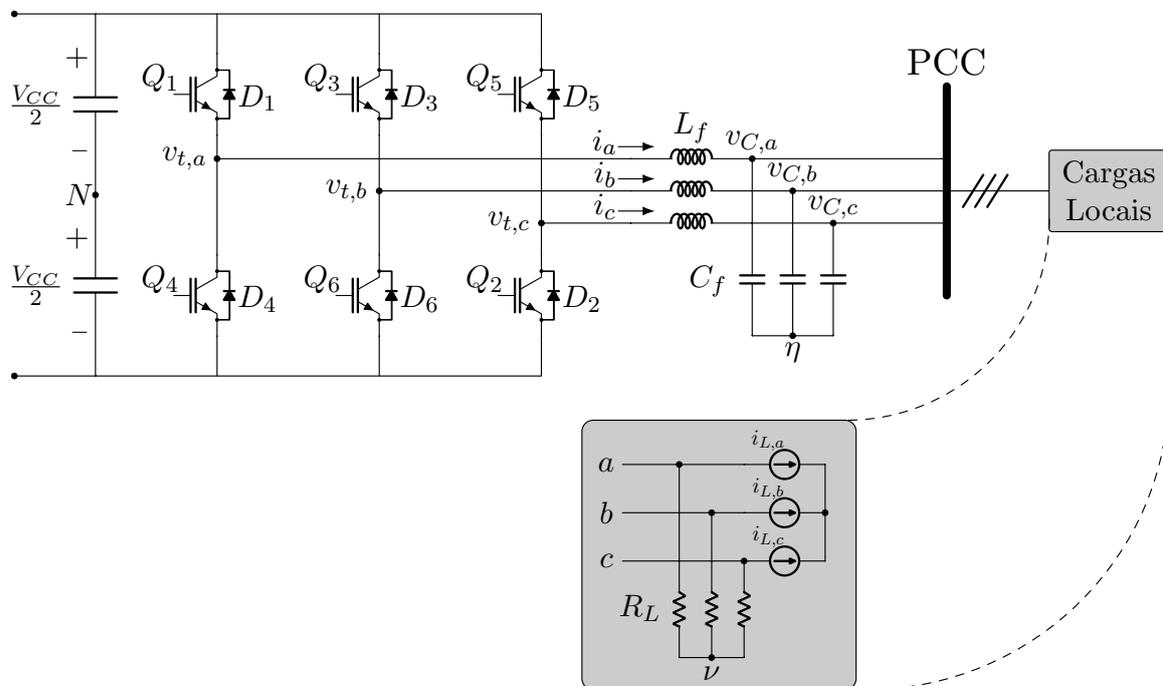


Figura 5: Conversor formador de rede alimentando cargas locais.

De forma a se obter um modelo simplificado, as cargas locais serão representadas pela conexão em paralelo de uma resistência R_L e uma fonte de corrente desconhecida i_L

por fase. Pois de acordo com Pereira et al. (2014), a conexão de cargas não-lineares ao sistema geram correntes periódicas, as quais podem causar distorção na tensão de saída do conversor. E da análise de Fourier, essa distorção apresenta infinitas componentes harmônicas que apenas seriam compensadas por um controlador múltiplo ressonante de dimensão infinita. Então, apenas as componentes principais devem ser consideradas, justificando o modelo simplificado da carga. Como mostrado em detalhe na Figura 5.

Aplicando-se as leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 5 e desprezando os harmônicos de chaveamento, pode-se escrever as seguintes equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema

$$\begin{cases} \frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{1}{L_f}v_{C,a}(t) + \frac{1}{L_f}v_{t,aN}(t) + \frac{1}{L_f}v_{N\eta}(t) \\ \frac{di_b(t)}{dt} = -\frac{1}{L_f}v_{C,b}(t) + \frac{1}{L_f}v_{t,bN}(t) + \frac{1}{L_f}v_{N\eta}(t) \\ \frac{di_c(t)}{dt} = -\frac{1}{L_f}v_{C,c}(t) + \frac{1}{L_f}v_{t,cN}(t) + \frac{1}{L_f}v_{N\eta}(t) \end{cases}, \quad (3.1)$$

e

$$\begin{cases} \frac{dv_{C,a}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f}i_a(t) - \frac{1}{R_L C_f}v_{C,a}(t) - \frac{1}{C_f}i_{L,a}(t) - \frac{1}{R_L C_f}v_{\eta\nu}(t) \\ \frac{dv_{C,b}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f}i_b(t) - \frac{1}{R_L C_f}v_{C,b}(t) - \frac{1}{C_f}i_{L,b}(t) - \frac{1}{R_L C_f}v_{\eta\nu}(t) \\ \frac{dv_{C,c}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f}i_c(t) - \frac{1}{R_L C_f}v_{C,c}(t) - \frac{1}{C_f}i_{L,c}(t) - \frac{1}{R_L C_f}v_{\eta\nu}(t) \end{cases}, \quad (3.2)$$

onde L_f representa os indutores do filtro LC; C_f representa os capacitores do filtro LC; R_L é a resistência da carga; i_a , i_b e i_c são as correntes trifásicas instantâneas que fluem através dos indutores; $v_{C,a}$, $v_{C,b}$ e $v_{C,c}$ são as tensões trifásicas instantâneas sob os capacitores de saída; $v_{t,aN}$, $v_{t,bN}$ e $v_{t,cN}$ são as tensões trifásicas instantâneas nos terminais de saída do VSC; $v_{N\eta}$ é a tensão de deslocamento de neutro dos capacitores do filtro LC para um ponto virtual N no barramento CC; $v_{\eta\nu}$ é a tensão de deslocamento de neutro entre a resistência da carga e o neutro dos capacitores do filtro LC, e $i_{L,a}$, $i_{L,b}$ e $i_{L,c}$ são as correntes trifásicas das fontes de corrente que modelam parte das cargas conectadas ao PCC.

Os sistemas de equações (3.1) e (3.2) podem ser representados pelo seguinte sistema em espaço de estados genérico

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{F}\mathbf{i}_L + \mathbf{G}\mathbf{d} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}, \quad (3.3)$$

onde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$ é o vetor de estados; $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ é o vetor de entradas; $\mathbf{i}_L \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ e $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ são os vetores de distúrbios; a matriz $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ é chamada de matriz dinâmica, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$ é chamada de matriz de entrada, $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$ e $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$ são chamadas de matrizes de distúrbios e $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{3 \times 6}$ é a chamada matriz de saída. Os vetores e as matrizes são dados por:

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & v_{C,a} & v_{C,b} & v_{C,c} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u} &= \begin{bmatrix} v_{t,aN} & v_{t,bN} & v_{t,cN} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_L &= \begin{bmatrix} i_{L,a} & i_{L,b} & i_{L,c} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{d} &= \begin{bmatrix} v_{N\eta} & v_{\eta\nu} \end{bmatrix}^T\end{aligned}, \quad (3.4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_f} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

e

$$\mathcal{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C_f} \\ 0 & -\frac{1}{R_L C_f} \\ 0 & -\frac{1}{R_L C_f} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Note que, por simplicidade, a dependência do tempo foi omitida. Essa simplificação será adotada a partir desse ponto no texto.

O sistema (3.3), descrito no sistema coordenadas naturais, pode ser referenciado no sistema coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$, a partir da seguinte relação genérica (DUES-TERHOEFT; SCHULZ & CLARKE, 1951):

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{f}_{abc}, \quad (3.8)$$

onde $\mathbf{f}_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$, $\mathbf{f}_{\alpha\beta 0} = [f_\alpha \ f_\beta \ f_0]^T$ e

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Devido às dimensões do sistema (3.3), para a realização da transformação, é necessário a utilização da matriz de transformação aumentada, dada por:

$$\mathbf{T}_{aum} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Portanto, utilizando as matrizes de transformação \mathbf{T} e \mathbf{T}_{aum} pode-se reescrever o sistema (3.3) nas coordenadas $\alpha\beta 0$ da seguinte maneira

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{T}_{aum} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{T} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{T} \mathbf{i}_{L,\alpha\beta 0} + \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{G} \mathbf{d}, \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_{aum} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}\end{aligned}, \quad (3.11)$$

onde \mathbf{T}_{aum}^{-1} representa a matriz inversa de \mathbf{T}_{aum} e \mathbf{T}^{-1} a inversa de \mathbf{T} . Além disso, considera-se $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{T}_{aum}$; $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{T}$; $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_{aum}$; $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{T}$ e $\mathbf{G}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{aum}^{-1} \mathbf{G}$. As matrizes $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}$ e $\mathbf{G}_{\alpha\beta 0}$ têm as mesmas dimensões que \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{F} e \mathbf{G} , respectivamente.

Dessa forma, o sistema (3.11) pode ser reescrito como

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{i}_{L,\alpha\beta 0} + \mathbf{G}_{\alpha\beta 0} \mathbf{d}, \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}\end{aligned}, \quad (3.12)$$

em que,

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 & v_{C,\alpha} & v_{C,\beta} & v_{C,0} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} v_{t,\alpha} & v_{t,\beta} & v_{t,0} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{L,\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} i_{L,\alpha} & i_{L,\beta} & i_{L,0} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{d} &= \begin{bmatrix} v_{N\eta} & v_{\eta\nu} \end{bmatrix}^T\end{aligned}. \quad (3.13)$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_f} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

e

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \frac{2}{L_f} & 0 \\ \frac{1+\sqrt{3}}{2L_f} & 0 \\ \frac{1-\sqrt{3}}{2L_f} & 0 \\ 0 & \frac{2}{R_L C_f} \\ 0 & -\frac{1+\sqrt{3}}{2R_L C_f} \\ 0 & -\frac{1-\sqrt{3}}{2R_L C_f} \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

É importante ressaltar que a conexão do sistema é feita a 3 fios, portanto não há caminho disponível para o fluxo de corrente de sequência zero. Além disso, sabe-se que o VSC é composto apenas por 3 braços de IGBT, não sendo possível realizar o controle da tensão de sequência zero. E, por último, se as tensões sintetizadas pelo conversor, as indutâncias e os capacitores do filtro, assim como as resistências da carga são equilibradas, as tensões de deslocamento de neutro, $v_{N\eta}$ e $v_{\eta\nu}$ são nulas.

Baseado nas matrizes dadas em (3.14), pode-se perceber que não há acoplamento entre os eixos α e β . Dessa forma, o projeto de controle pode ser feito separadamente para cada eixo. Adicionalmente, os eixos possuem matrizes de estados idênticas, fazendo com que seja possível utilizar o mesmo projeto de controle para os eixos α e β . Baseado nas explicações anteriores, pode-se escrever dois sistemas desacoplados para cada eixo α e β como se segue

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_\alpha &= \mathbf{A}\mathbf{x}_\alpha + \mathbf{B}v_{t,\alpha} + \mathbf{F}i_{L,\alpha} \\ y_\alpha &= \mathbf{C}\mathbf{x}_\alpha \end{aligned} \quad (3.17)$$

e

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_\beta &= \mathbf{A}\mathbf{x}_\beta + \mathbf{B}v_{t,\beta} + \mathbf{F}i_{L,\beta}, \\ y_\beta &= \mathbf{C}\mathbf{x}_\beta\end{aligned}\quad (3.18)$$

onde,

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_\alpha &= \begin{bmatrix} i_\alpha & v_{C,\alpha} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{x}_\beta = \begin{bmatrix} i_\beta & v_{C,\beta} \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_L C_f} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix},\end{aligned}\quad (3.19)$$

e $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ e $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$.

De forma a simplificar a notação, uma vez que os sistemas dos dois eixos são iguais, será utilizada a notação a seguir, sendo a mesma válida para ambos os eixos.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}v_t + \mathbf{F}i_L \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\quad (3.20)$$

A consideração de que as resistências da carga são equilibradas proporciona uma simplificação considerável, resultando em um modelo reduzido e desacoplado. Fato que reduz a ordem do controlador, facilitando o projeto. Apesar das cargas alimentadas pelo conversor poderem ser desequilibradas, a robustez frente à variações paramétricas proporcionada pelo DLQR garante bons resultados, mesmo para cargas desbalanceadas, como será mostrado nos resultados experimentais.

3.2 MODELO DISCRETO DA PLANTA

Como o sistema de controle será implementado digitalmente em um DSP, existe um atraso entre amostragem do sinal e a atualização da ação de controle (BUSO & MATTAVELLI, 2006). Desta forma, para representar de forma mais completa a planta, esse atraso pode ser incluído no modelo em espaço de estados. Contudo, a teoria de sistemas no tempo contínuo com atraso é complicada porque tais sistemas têm dimensão

infinita. Em contrapartida, esses atrasos são facilmente representados no domínio de tempo discreto como um sistema finito. Adicionalmente, como a implementação será digital, o projeto do controlador no domínio discreto apresenta resultados melhores que o projeto no domínio de tempo contínuo com posterior discretização (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 2013).

Acrescenta-se então um tempo de atraso, τ , ao sistema de equações descrito em (3.20), resultando em:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}v_t(t - \tau) + \mathbf{F}i_L(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Discretizando o sistema (3.21) utilizando o método *zero-order-hold* (ZOH), de acordo com (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 2013), têm-se

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}((n+1)T_s) \\ v_t(nT_s) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_z \begin{bmatrix} \mathbf{x}(nT_s) \\ v_t((n-1)T_s) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_z v_t(nT_s) + \mathbf{F}_z i_L(nT_s), \quad (3.22)$$

em que,

$$\mathbf{x}_z(nT_s) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(nT_s) \\ v_t((n-1)T_s) \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

$$\mathbf{A}_z = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_1 \\ \mathbf{0}_{1 \times a} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_z = \begin{bmatrix} \Gamma_0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_z = [\mathbf{C} \quad 0] \quad \text{e} \quad \mathbf{F}_z = \begin{bmatrix} \Gamma_F \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

e ainda,

$$\begin{aligned} \Phi &= e^{\mathbf{A}T_s} \\ \Gamma_0 &= \int_0^{T_s - \tau} (e^{\mathbf{A}t} \mathbf{B}) dt \\ \Gamma_1 &= e^{\mathbf{A}(T_s - \tau)} \int_0^{\tau} (e^{\mathbf{A}t} \mathbf{B}) dt \\ \Gamma_F &= \int_0^{T_s} (e^{\mathbf{A}t} \mathbf{F}) dt \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde T_s é o período de amostragem. Sendo $\Phi \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\Gamma_0 \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\Gamma_1 \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\Gamma_F \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\mathbf{x}_z \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$, $\mathbf{A}_z \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $\mathbf{B}_z \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$, $\mathbf{C}_z \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$ e $\mathbf{F}_z \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$.

No presente trabalho, será incluído o atraso de apenas uma amostra, cujo valor é igual a um período de amostragem. Uma amostra é suficiente para representar o tempo de processamento. Como consequência, tem-se que $\Gamma_0 = \mathbf{0}_{2 \times 1}$.

De forma a simplificar a notação, uma vez que o período de amostragem é constante, T_s será omitido das representações em espaço de estados.

3.3 MODELO MATEMÁTICO DOS CONTROLADORES

Como mencionado anteriormente, devido às dinâmicas desacopladas dos eixos α e β , é possível projetar controladores para o eixo α e então utilizá-los também para o eixo β , sem ajustes.

Apenas a realimentação dos estados da planta não é suficiente para eliminar o erro de regime permanente e rejeitar os distúrbios causados pelas cargas não lineares e desbalanceadas. Então, de acordo com o princípio do modelo interno, deve-se adicionar um controlador que contenha a cópia da dinâmica do sinal a ser seguido ou rejeitado (ÅSTRÖM & MURRAY, 2010). Tal questão é resolvida utilizando controladores ressonantes sintonizados nas componentes de frequência a serem seguidos ou rejeitados.

O controlador pode ser representado em espaço de estados da seguinte forma genérica

$$\mathbf{x}_{d,h}(n+1) = \mathbf{A}_{d,h}\mathbf{x}_{d,h}(n) + \mathbf{B}_{d,h}g(n), \quad (3.26)$$

em que g é uma entrada genérica para o controlador e $\mathbf{x}_{d,h}$ são as novas variáveis de estado criadas pelo controlador (o subíndice d indica que esta é uma dinâmica adicional para o sistema).

As matrizes $\mathbf{A}_{d,h}$ e $\mathbf{B}_{d,h}$ utilizadas para o controlador ressonante ideal discreto são dadas por (VACCARO, 1995):

$$\mathbf{A}_{d,h} = \begin{bmatrix} 2 \cos(h\omega_1 T_s) & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{B}_{d,h} = \begin{bmatrix} 2 \cos(h\omega_1 T_s) \\ -1 \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

em que ω_1 representa a frequência da componente fundamental.

O subíndice h foi adicionado às matrizes para representar a ordem da componente harmônica a ser compensada. A matriz $\mathbf{A}_{d,h} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ e a $\mathbf{B}_{d,h} \in \mathbb{R}^2$.

Diferentes matrizes podem ser utilizadas para representar o mesmo controlador, assim como a utilização de controladores não ideais com amortecimento dos polos ressonantes (RIBAS et al., 2014). Entretanto, é imprescindível que a matriz $\mathbf{A}_{d,h}$ possua autovalores adequados para compensar as componentes harmônicas.

Para cada módulo ressonante incluído ao sistema aumenta-se dois estados nas equações de espaço de estados. Como consequência tem-se que para um número r de módulos, desconsiderando o módulo ressonante fundamental, adicionam-se $2r$ estados. E esses módulos são conectados de forma paralela, como é ilustrado na Figura 6.

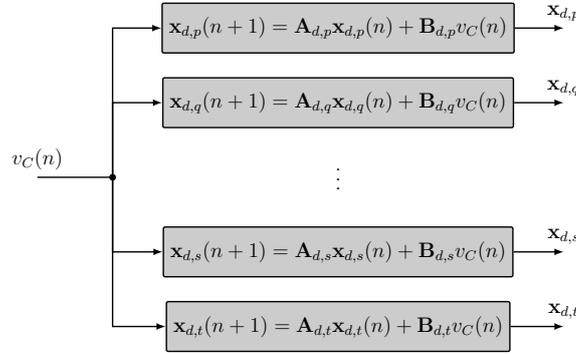


Figura 6: Diagrama de blocos dos módulos ressonantes genéricos, sintonizados para compensar componentes de ordem p, q, \dots, s, t , conectados em paralelo.

Nota-se na Figura 6 diferentes módulos conectados em paralelo e estes podem ser representados de forma compacta em espaço de estados por

$$\mathbf{x}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{d,p} \\ \mathbf{x}_{d,q} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{d,s} \\ \mathbf{x}_{d,t} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} A_{d,p} & & & & \\ & A_{d,q} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & A_{d,s} & \\ & & & & A_{d,t} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,p} \\ \mathbf{B}_{d,q} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{d,s} \\ \mathbf{B}_{d,t} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

onde $\mathbf{x}_d \in \mathbb{R}^{2r \times 1}$, $\mathbf{A}_d \in \mathbb{R}^{2r \times 2r}$ e $\mathbf{B}_d \in \mathbb{R}^{2r \times 1}$.

3.4 SISTEMA AUMENTADO

O sistema aumentado com os módulos ressonantes incluídos é representado na Figura 7. Nota-se que a entrada do módulo ressonante da componente fundamental é o

erro entre a tensão de referência e a tensão medida. Isto é feito para garantir o rastreamento assintótico da referência e a rejeição de distúrbios em 60 Hz. Por outro lado, para rejeitar assintoticamente os distúrbios provenientes das correntes harmônicas das cargas, a entrada dos módulos pode ser apenas a tensão medida.

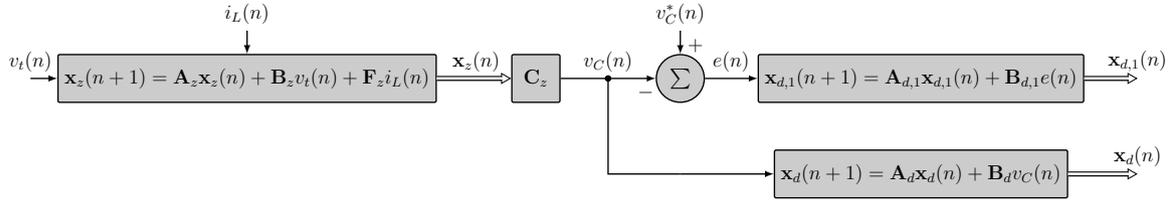


Figura 7: Diagrama de blocos do sistema aumentado com os módulos ressonantes.

Pela Figura 7 é possível escrever as equações em espaço de estados que descrevem o sistema aumentado como

$$\mathbf{x}_a(n+1) = \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a(n) + \mathbf{B}_a v_t(n) + \mathbf{F}_a i_L(n) + \mathbf{B}_r v_C^*(n) \quad (3.29)$$

em que,

$$\mathbf{x}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_z & \mathbf{x}_{d,1} & \mathbf{x}_d \end{bmatrix}^T, \quad (3.30)$$

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_z & \mathbf{0}_{3 \times 2} & \mathbf{0}_{3 \times 2r} \\ -\mathbf{B}_{d,1} \mathbf{C}_z & \mathbf{A}_{d,1} & \mathbf{0}_{2 \times 2r} \\ \mathbf{B}_d \mathbf{C}_z & \mathbf{0}_{2r \times 2} & \mathbf{A}_d \end{bmatrix}, \quad (3.31)$$

$$\mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_z \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2r \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{B}_{d,1} \\ \mathbf{0}_{2r \times 1} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{F}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_z \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2r \times 1} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

onde \mathbf{A}_d e \mathbf{B}_d representam a conexão dos módulos ressonantes em paralelo. Então $\mathbf{x}_a \in \mathbb{R}^{(2r+5) \times 1}$, $\mathbf{A}_a \in \mathbb{R}^{(2r+5) \times (2r+5)}$, $\mathbf{B}_a \in \mathbb{R}^{(2r+5) \times 1}$, $\mathbf{B}_r \in \mathbb{R}^{(2r+5) \times 1}$ e $\mathbf{F}_a \in \mathbb{R}^{(2r+5) \times 1}$.

É importante ressaltar que cargas não-lineares, como por exemplo retificadores não controlados com filtro capacitivo, podem ser conectados entre duas fases do conversor. Este tipo de carga, assim como algumas outras, podem drenar correntes distorcidas que contenham terceiras harmônicas que não são de sequência zero. Ou seja, estes podem circular pelo sistema mesmo não havendo o quarto fio. Então, faz-se necessária a inclusão de controladores sintonizados para compensar tais frequências. Sabendo disso, e com a presença de outros harmônicos drenados por diferentes cargas, incluem-se

módulos ressonantes ajustados para compensar as 3^a, 5^a, 7^a, 9^a, 11^a e 13^a componentes harmônicas. Como o projeto em espaço de estados é sistemático, um maior número controladores poderia ser utilizado, compensando mais componentes harmônicas, sem aumentar significativamente a complexidade do projeto. Entretanto, como será mostrado posteriormente, apenas a utilização dos controladores citados anteriormente foram suficientes para garantir uma boa qualidade da tensão gerada.

3.5 CÁLCULO DOS GANHOS DE REALIMENTAÇÃO UTILIZANDO DLQR

Em posse do modelo matemático do sistema aumentado, deve-se alocar os polos do sistema em malha fechada de forma a garantir estabilidade, rastreamento e rejeição assintóticos, robustez e boa resposta transitória. Uma maneira de alocar os polos de malha fechada arbitrariamente, uma vez que o sistema seja controlável, é a utilização da realimentação completa de estados dado pela lei de controle

$$v_t(n) = -\mathbf{K}\mathbf{x}_a(n), \quad (3.33)$$

em que $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{1 \times (2r+5)}$ é o vetor de ganhos de realimentação, que pode ser decomposto como

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_i & k_v & k_\phi & \mathbf{k}_1 & \mathbf{k}_h \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

em que $k_i \in \mathbb{R}$, $k_v \in \mathbb{R}$ e $k_\phi \in \mathbb{R}$ representam os ganhos de realimentação da corrente no indutor do filtro, da tensão no capacitor de saída e do atraso de processamento. Já os vetores $\mathbf{k}_1 \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ e $\mathbf{k}_h \in \mathbb{R}^{1 \times 2r}$ representam os ganhos de realimentação dos controladores ressonantes da fundamental e das outras componentes harmônicas, respectivamente.

Na Figura 8 está mostrado o diagrama de controle do sistema após a realimentação de estados para quando os módulos de controladores ressonantes são adicionados. Os ganhos de realimentação serão calculados posteriormente. Novamente, nota-se que apenas um controlador ressonante foi utilizado para processar o erro entre a tensão de referência $v_c^*(n)$ e a tensão no PCC. Além disso, a tensão de referência possui apenas a componente fundamental. E o módulo ressonante sintonizado para rastrear essa componente é representado pelo subíndice 1. O restante dos controladores foram

colocados na realimentação com o intuito de apenas rejeitar componentes harmônicas geradas devido a cargas não-lineares ou desbalanceadas.

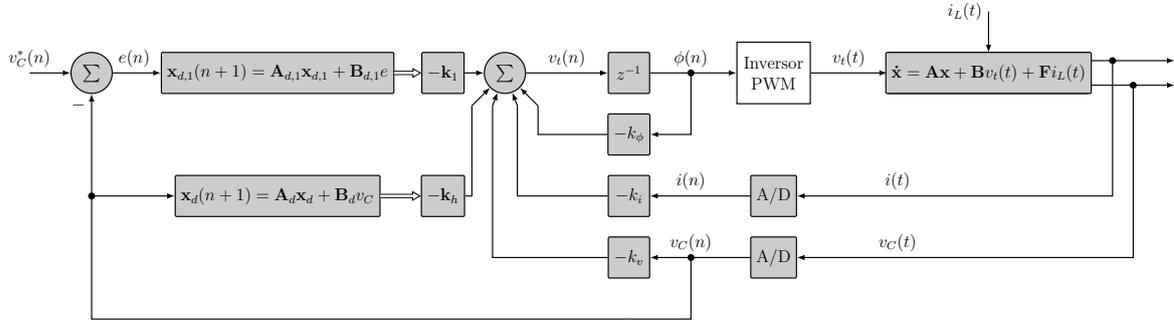


Figura 8: Diagrama de blocos do sistema de controle por realimentação de estados.

Então, substituindo (3.33) em (3.29) resulta no seguinte sistema em malha fechada

$$\mathbf{x}_a(n+1) = (\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a \mathbf{K}) \mathbf{x}_a(n) + \mathbf{B}_r v_C^*(n) + \mathbf{F}_a i_L(n). \quad (3.35)$$

em que v_C^* é a tensão de referência no PCC.

Portanto, o projeto de controle se resume a encontrar um vetor de ganhos de realimentação \mathbf{K} , de tal forma que os autovalores de $\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a \mathbf{K}$ sejam alocados em uma região específica do plano complexo. E para otimizar a alocação desses polos, será utilizada a técnica DLQR, discutida no Capítulo 2.

Como visto, para calcular o vetor de ganhos de realimentação através da técnica DLQR, faz-se necessário definir os pesos das matrizes $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{(2r+5) \times (2r+5)}$ e $\mathbf{R} \in \mathbb{R}$. De forma que, a matriz de ganhos de realimentação obtida permita alocar os polos de malha fechada de acordo com o desejo do projetista. Caso esse objetivo seja alcançado, será possível ter uma resposta dinâmica adequada. E, possivelmente, em regime permanente será obtida uma forma de onda da tensão de saída com baixa THD.

Na literatura, alguns autores propõem critérios para escolha dos pesos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Dentre esses, pode-se citar técnicas complexas como algoritmo genético ou desigualdades matriciais lineares (HUERTA et al., 2018). Contudo, no presente trabalho, visando tornar menos complexa e mais objetiva a escolha dos pesos citados, desenvolveu-se um critério baseado em análises do sistema no domínio da frequência.

3.5.1 AJUSTE DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR

De forma a auxiliar a escolha dos ganhos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} serão utilizadas ferramentas consolidadas para análises no domínio da frequência, como digramas de Bode e de Nyquist.

Os parâmetros do GFC utilizado nas análises a seguir se encontram resumidos na Tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Indutância do filtro LC (L_f)	175 μH
Capacitância do filtro LC (C_f)	85 μF
Frequência de amostragem (f_s)	20 kHz
Atraso (D)	50 μs
Resistência da carga (R_L)	33 Ω

3.5.1.1 SISTEMA EM MALHA ABERTA SEM CONTROLADOR

Nas Figuras 9 estão ilustrados os diagramas de Bode do sistema em malha aberta sem a inclusão dos controladores. Nesta figura, estão representadas as respostas em frequência do sistema relacionando a tensão de entrada, v_t , com a tensão de saída, v_C , e relacionando a mesma tensão de saída com o distúrbio de corrente, i_L . A resposta em frequência das funções de transferência anteriores foram obtidas aplicando a transformada de Laplace a (3.20) e utilizando a matriz de saída \mathbf{C} adequada.

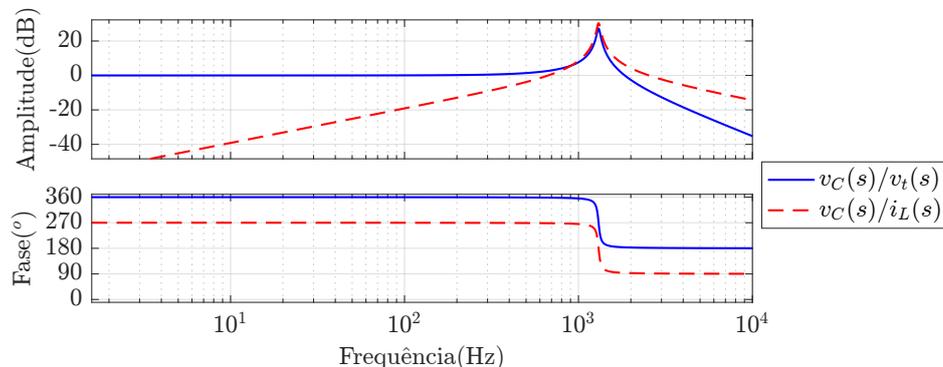


Figura 9: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta sem controlador.

Pela análise da Figura 9 pode-se notar que o sistema possui um pico de ressonância devido ao filtro LC de saída. Esta ressonância pode resultar em harmônicos indesejados na tensão de saída, assim como transitórios de tensão e corrente de alta amplitude.

Portanto, é imprescindível atenuar este pico de ressonância. Outro ponto importante, é o fato de que o ganho na frequência fundamental (60 Hz) de $v_C(s)/v_t(s)$ é muito pequeno, o que resulta em erros de rastreamento em regime permanente. Por outro lado, analisando a resposta relativa a $v_C(s)/i_L(s)$, têm-se que os ganhos nas componentes harmônicas de baixa ordem de i_L não são pequenos o suficiente. Portanto, correntes harmônicas drenadas por cargas não-lineares, podem causar distorções significativas na tensão v_C . Tal análise evidencia a necessidade da inclusão dos controladores ressonantes.

3.5.1.2 ANÁLISE DO ESFORÇO DE CONTROLE

A primeira análise será feita para entender o efeito da matriz \mathbf{R} na resposta em frequência. Para isso, foi utilizada uma matriz quadrada definida positiva $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{17 \times 17}$, em que os seus termos são dados por:

$$\begin{cases} q_{i,j} = 0, & \text{para } i \neq j \\ q_{i,j} = 1, & \text{para } i = j \end{cases} \quad (3.36)$$

$q \in \mathbb{R}$, $i \in \mathbb{N}$, $j \in \mathbb{N}$ e varia-se a matriz \mathbf{R} . Essa variação é feita normalmente na base 10, partindo de 10^0 . E, aliado as respostas obtidas na prática, a faixa escolhida foi de 10^6 até 10^{12} . Sendo o vetor de ganhos de realimentação obtidos utilizando a função `dlqr` no MATLAB.

Na Figura 10 está exibida a resposta em frequência do sistema em malha fechada $v_C(z)/v_C^*(z)$ para a variação de \mathbf{R} entre os limites estabelecidos anteriormente. A função de transferência anterior pode ser obtida aplicando a transformada \mathcal{Z} a (3.35) e utilizando a matriz de saída adequada.

Analisando a Figura 10, nota-se que independente do valor de \mathbf{R} o valor do ganho na frequência fundamental é unitário. Fato este que garante rastreamento assintótico do sinal de referência. Essa característica é devido ao controlador ressonante sintonizado em 60 Hz. Por outro lado, os controladores ressonantes sintonizados nas componentes harmônicas se comportam como filtros *notch* atenuando estas componentes.

Através da análise da Figura 10 também pode-se afirmar que o aumento de \mathbf{R} reduz o esforço do sistema de controle, aumentando a atenuação em todo o espectro de frequência, exceto na frequência da componente fundamental. Este aumento reduz a faixa de passagem em torno do 60 Hz, o que tem como consequência a redução da

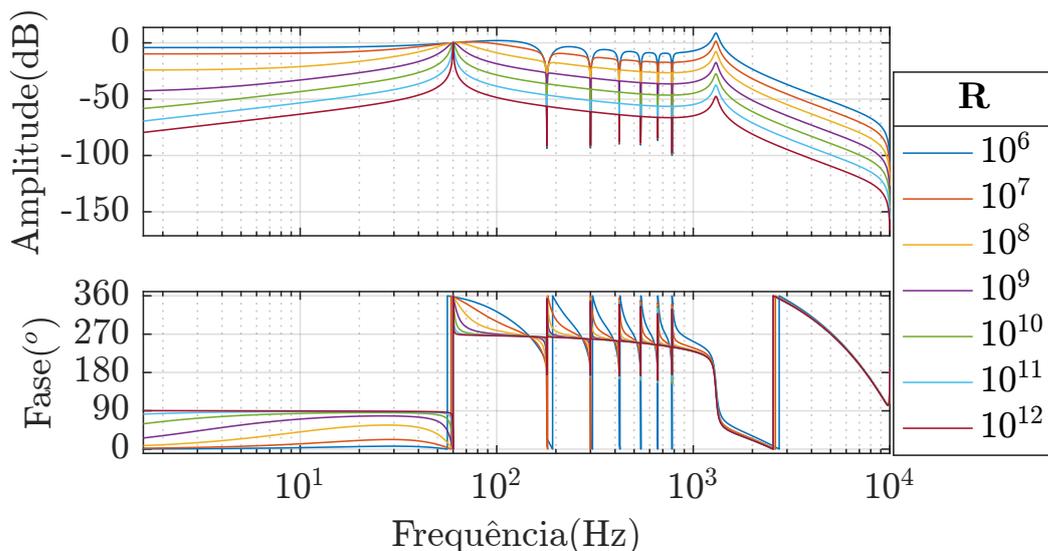


Figura 10: Diagrama de Bode do sistema em malha fechada de $v_C(z)/v_C^*(z)$ variando a matriz \mathbf{R} .

velocidade de rastreamento do sinal de referência. Por outro lado, evita que sinais com frequências diferentes da fundamental sejam sintetizadas na saída do sistema. Essa característica é importante principalmente em baixas frequências para atenuar *offsets* indesejados que usualmente aparecem nas medições das grandezas.

3.5.1.3 RESSONÂNCIA DO FILTRO LC

Outro ponto importante é a atenuação do ganho na frequência de ressonância do filtro LC. Esta é dada por

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \approx 8199,20 \text{ rad/s} \quad \therefore \quad f_r \approx 1304,94 \text{ Hz.} \quad (3.37)$$

Analisando a Figura 10 pode-se notar que há um ganho considerável na frequência de ressonância do sistema. Este ganho pode interferir na resposta dinâmica transitória e permanente, e também na estabilidade do sistema. Portanto, o pico na ressonância do filtro LC deve ser efetivamente atenuado. Desta forma, tendo em mente as considerações anteriores, escolheu-se $\mathbf{R} = 10^{12}$. Esta escolha foi auxiliada pelos testes experimentais.

O pico de ressonância pode ser ainda mais atenuado, aumentando os pesos atribuídos a matriz \mathbf{Q} referente às variáveis de estado i e v_C , ou seja, os termos q_{11} e q_{22} . Na Figura 11 é ilustrada a resposta em frequência de $v_C(z)/v_C^*(z)$ variando esses termos.

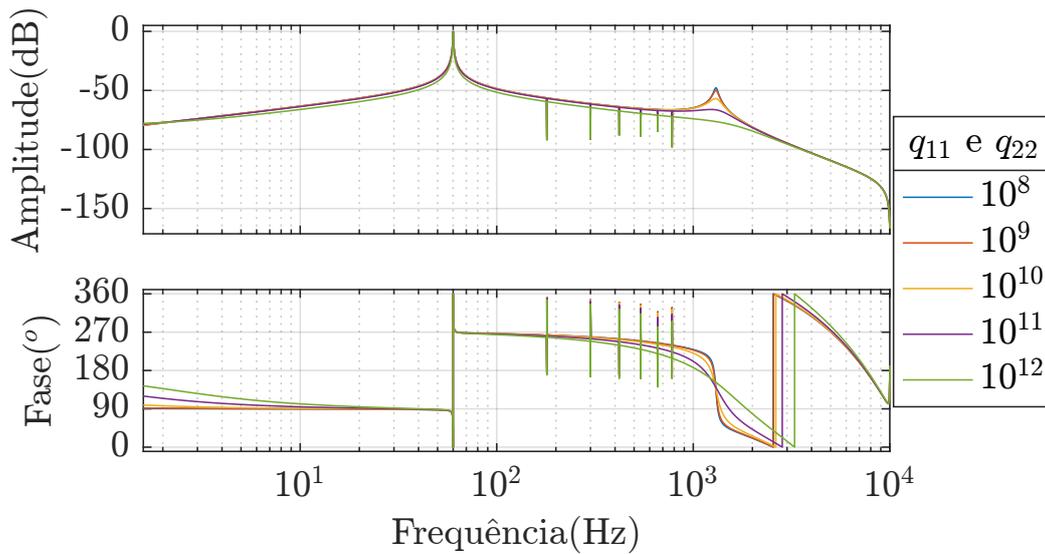


Figura 11: Diagrama de Bode do sistema em malha fechada $v_C(z)/v_C^*(z)$ variando q_{11} e q_{22} na matriz \mathbf{Q} .

Fica claro analisando a Figura 11 que o aumento dos pesos dos termos q_{11} e q_{22} atenua o pico de ressonância devido ao filtro LC. Nota-se também, que a variação destes ganhos interfere pouco na resposta em frequência fora da região de ressonância. Portanto, deve-se ter em mente que a atenuação do pico de ressonância através do aumento de q_{11} e q_{22} resulta em ganhos de realimentação k_i e k_v maiores. Esse ponto deve ser analisado cuidadosamente na implementação prática, pois pode levar a saturação do índice de modulação e ainda não atenuar efetivamente os ruídos de chaveamento, principalmente aqueles presentes na corrente. Aliado a isso, ganhos pequenos em alta frequência são importantes para atenuar ruídos. O que é relevante para não excitar essa faixa de frequência, onde normalmente estão presentes não-linearidades (ÅSTRÖM & MURRAY, 2010).

3.5.1.4 GANHOS DE REALIMENTAÇÃO

Os demais termos da matriz \mathbf{Q} são referentes ao atraso e aos compensadores ressonantes. Estes ganhos foram ajustados com base na resposta em frequência e nos resultados experimentais, com foco em uma rápida resposta transitória e na rejeição dos distúrbios em estado permanente. Portanto, chegou-se nas seguintes matrizes de pesos

$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left(\left[10^{12} \quad 10^{12} \quad 10^{-3} \quad 10^3 \quad 10^3 \quad 10^5 * \text{ones}(1,2) \quad 10^4 * \text{ones}(1,10) \right] \right), \quad (3.38)$$

$$\mathbf{R} = 10^{12}$$

onde a função “ones” advém do programa MATLAB e permite criar vetores e matrizes, onde todos os termos tem valor 1.

É importante ressaltar que quanto maior o peso relativo a cada módulo ressonante, mais rápida será a resposta transitória do sistema. Entretanto, altos valores de ganhos podem levar a saturação dos sinais de modulação.

Em posse de (3.38), e utilizando a função `dlqr` do programa MATLAB obtém-se o seguinte vetor de ganhos de realimentação

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -1,192495824783043 \\ -0,129301578179807 \\ -0,321883022941363 \\ -0,005084540498437 \\ 0,005080118677481 \\ 0,005346769760081 \\ -0,005363694214413 \\ 0,000984731068920 \\ -0,001005036055034 \\ 0,002064055115596 \\ -0,002181116625572 \\ 0,001466344577876 \\ -0,001620447717939 \\ 0,001045785380085 \\ -0,001236972963931 \\ 0,000734126542465 \\ -0,000957653300556 \end{bmatrix}^T. \quad (3.39)$$

Os ganhos anteriores podem ser utilizados para a realimentação dos estados dos eixos α e β .

Vale lembrar que o uso de muitas casas decimais na matriz de ganhos é importante. Como justificativa, sabe-se que a frequência de amostragem máxima do sistema é 10 kHz, de acordo com o critério de Nyquist. Essa faixa de frequência corresponde a

uma faixa de ângulos de 0 a π rad no plano discreto. Desse modo, pequenas alterações na localização dos polos no plano discreto podem alterar significativamente a frequência de ressonância dos módulos ajustados, fazendo com que o controlador possa deixar de compensar as harmônicas desejadas e excitar outras “vizinhas” que anteriormente tinham baixa influência na qualidade da forma de onda da tensão de saída.

3.5.1.5 ANÁLISE EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA DE CONTROLE PROJETADO

De posse do vetor de ganhos de realimentação \mathbf{K} dado em (3.39) pode-se avaliar as características do sistema projetado em relação as margens de estabilidade, rastreamento da referência, rejeição de distúrbios e atenuação de ruídos.

Para a análise de robustez, uma vez que diferentemente da versão contínua do LQR, o DLQR não garante margem de ganho infinita e margem de fase maior que 60° . Então, deve-se primeiramente obter a representação em espaço de estados do sistema em malha aberta (VACCARO, 1995). Para isso pode-se abrir a malha de realimentação como ilustrado na Figura 12. Nota-se que o sinal negativo dos ganhos de realimentação foram suprimidos, pois a análise é feita quando a malha é fechada fazendo-se $v_t(n) = -w(n)$.

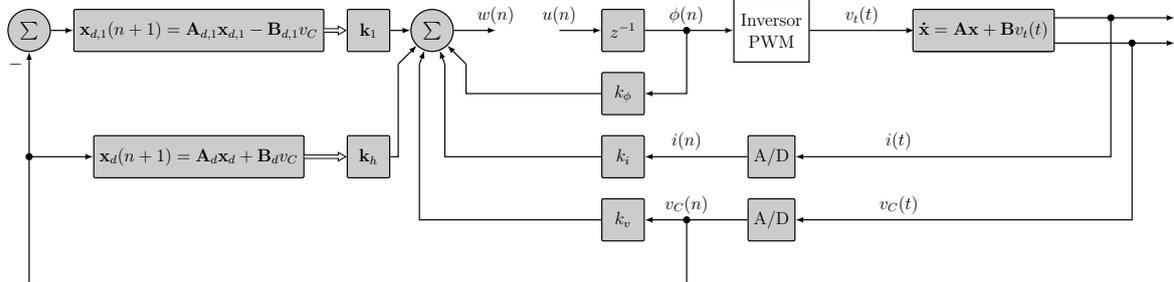


Figura 12: Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

A partir do diagrama de blocos da Figura 12 pode-se escrever o seguinte sistema em espaço de estados para o sistema em malha aberta.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_a(n+1) &= \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a(n) + \mathbf{B}_a v_t(n) \\ w(n) &= \mathbf{K} \mathbf{x}_a(n). \end{aligned} \quad (3.40)$$

Desta forma, a função de transferência de malha aberta é $w(z)/v_t(z)$, cuja resposta em frequência se encontra ilustrada na Figura 13.

Fica claro, na Figura 13, a presença dos módulos ressonantes incluídos pelo controle. Os altos valores de ganhos nas frequências de ressonância garantem rastreamento

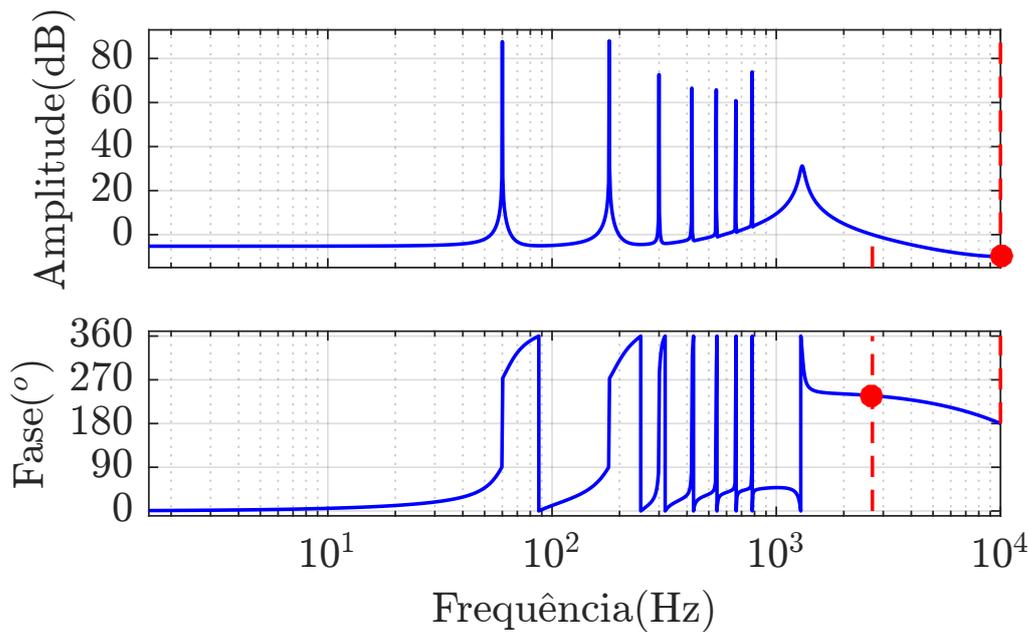


Figura 13: Diagrama de Bode do sistema em malha aberta.

assintótico da referência, assim como rejeição assintótica de distúrbios nas frequências de sintonia dos controladores.

Os marcadores vermelhos da figura indicam as margens de fase, $68,2^\circ$, e de ganho, 14,1 dB, do sistema, respectivamente. Valores esses que, segundo Åström e Murray (2010), são considerados bons para garantir a robustez frente a variações paramétricas.

Apesar da análise das margens de fase e ganho através do gráfico de Bode resultarem em análises confiáveis para sistemas em que a resposta em frequência decai monotonicamente, ele deve ser utilizado com cuidado em sistemas mais complexos onde as curvas de ganho e a fase cruzam o 0 dB e 180° , respectivamente, mais de uma vez (ALMEIDA et al., 2015).

Para sistemas em que a malha aberta possui polos ressonantes, o vetor de margem deve ser utilizado. O vetor de margem é definido como a menor distância do ponto $(1, j0)$ e a trajetória do gráfico de Nyquist. Como o vetor de margem é um valor único, ele remove todas as ambiguidades da análise de estabilidade através da combinação da margem de ganho e de fase (FRANKLIN; POWELL & EMAMI-NAEINI, 2018).

Na Figura 14 é mostrado o diagrama de Nyquist do sistema com os ganhos obtidos em projeto.

Pode-se notar a partir da Figura 14 e utilizando o critério simplificado de Nyquist (ÅSTRÖM & MURRAY, 2010), que o sistema é estável. Além disso, pode-se afirmar que o

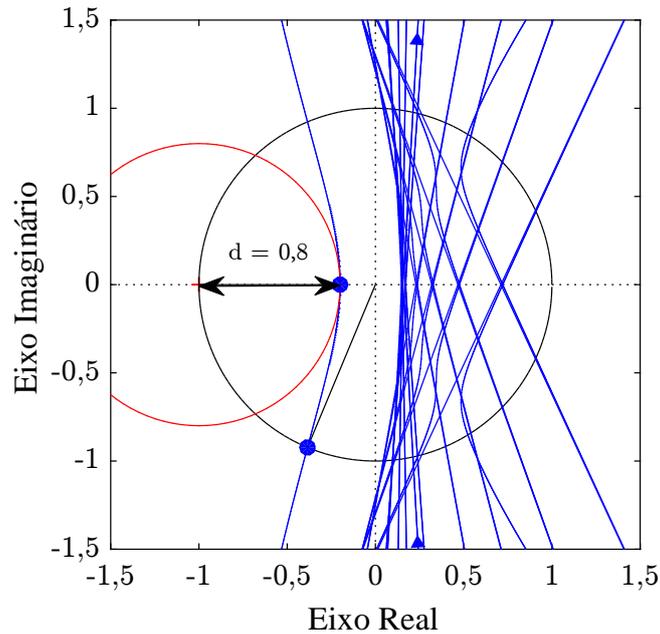


Figura 14: Diagrama de Nyquist do sistema em malha aberta.

mesmo tem um bom vetor de margem, visto que a mínima distância, d , da trajetória até o ponto crítico é de 0,803 aproximadamente. Valor esse considerado razoável segundo Åström e Murray (2010), resultando em um sistema robusto. Essa robustez garante a estabilidade e boa resposta transitória mesmo quando a carga é desequilibrada. Fato que não foi levado em consideração na modelagem.

Outras conclusões podem ser tiradas através da análise do sistema de malha fechada. O diagrama de Bode em malha fechada de $v_C(z)/v_C^*(z)$ é ilustrado na Figura 15. Nota-se que o sistema permite a passagem apenas da componente fundamental com ganho unitário, garantindo rastreamento assintótico da referência. Já as demais componentes harmônicas são atenuadas, evitando a distorção da tensão de saída.

Para verificar a rejeição dos distúrbios causados pela corrente drenada por cargas não lineares, pode-se analisar a resposta em frequência da função de transferência $v_C(z)/i_L(z)$, ilustrado na Figura 16. Essa relação de corrente e tensão é também conhecida como impedância de saída.

Nota-se, pela Figura 16 uma grande atenuação nas frequências onde os módulos ressonantes foram inseridos, resultando em uma impedância de saída muito pequena. Como consequência para que ocorra uma distorção significativa na tensão de saída, é necessário que a corrente drenada pela carga não-linear seja extremamente alta.

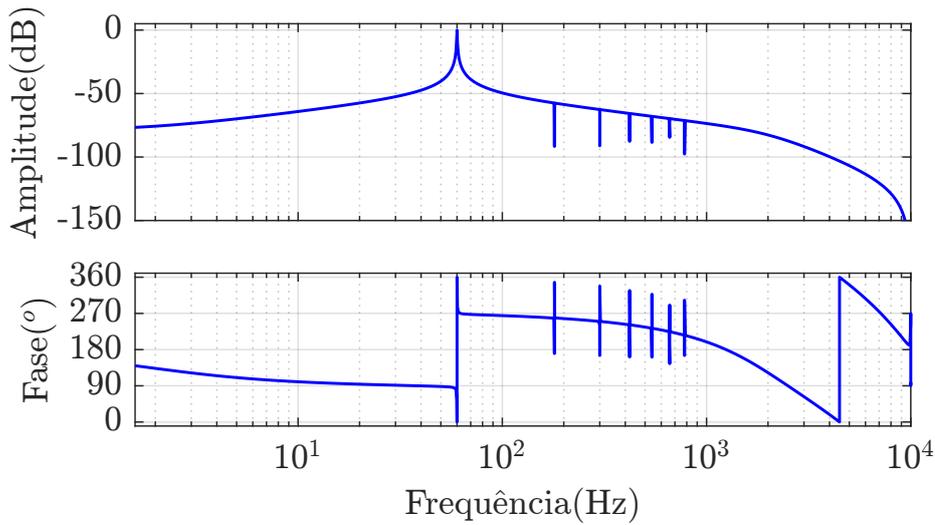


Figura 15: Diagrama de Bode do sistema em malha fechada de $v_C(z)/v_C^*(z)$.

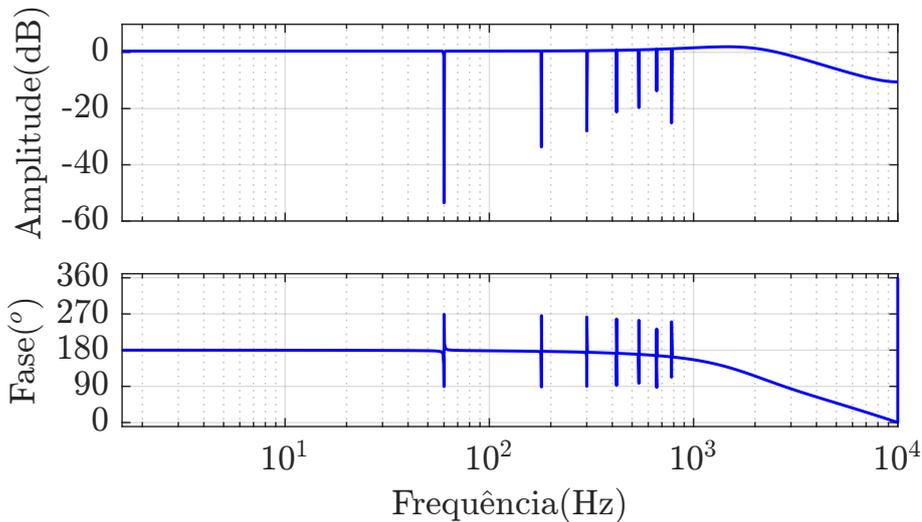


Figura 16: Diagrama de Bode do sistema em malha fechada de $v_C(z)/i_L(z)$.

3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi desenvolvido o modelo do conversor formador de rede. A partir das condições de operação do sistema, foi desenvolvido o sistema de controle para garantir que a tensão de saída possua elevados índices de qualidade. Para que isso seja possível foram incluídos módulos ressonantes de forma a garantir rastreamento assintótico da referência, assim como rejeição assintótica de distúrbios. O projeto de controle é baseado na realimentação completa de estados onde o vetor de ganhos de realimentação foi obtido utilizando a técnica DLQR. O critério para determinar as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} do algoritmo é baseado em análises no domínio da frequência. E, por fim, foi feita a análise de estabilidade do sistema através do diagrama de Nyquist.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas algumas características para realização da avaliação experimental do conversor formador de rede. Para isso, um protótipo experimental em pequena escala foi desenvolvido em laboratório, de modo a validar os modelos matemáticos obtidos e o sistema de controle projetado. O conversor formador de rede foi simulado no *software* PSIM com o projeto de controle antes da implementação na bancada experimental. Contudo, no presente capítulo serão apresentados apenas os resultados experimentais obtidos.

4.2 PROTÓTIPO

Para implementar o controle do conversor estático apresentado nas seções anteriores, foi utilizado o processador digital de sinais TMS320F28335 da *Texas Instruments*, embarcado na placa de desenvolvimento *eZdspTM F28335* da *SpectrumDigital*. Este é um processador de ponto flutuante de 32 *bits*, com arquitetura *Harvard*, cujas características são descritas em (TEXAS INSTRUMENTS, 2016; SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2007).

O conversor eletrônico de potência utilizado no experimento foi o modelo SKS 46F B6CI+B1CI+B6U 26 V12 da SEMIKRON[®] produzido pela SEMISTACK[®]. Este tem em sua entrada um retificador trifásico formado a diodos e a saída é um inversor a IGBT trifásico com quatro braços. Sendo que a parte inversora é composta por quatro módulos IGBT SKM100GB12T4. Informações mais detalhadas podem ser encontradas em (SEMIKRON, 2013).

Para acionar os interruptores estáticos, deve-se aplicar sinais de tensão com níveis específicos entre os terminais porta-emissor, V_{GE} . Estes níveis de tensão são fornecidos pelo “*driver*” SKHI 22B. As informações técnicas do mesmo podem ser encontradas

em (SEMIKRON, 2006).

O sistema de interfaceamento entre o conversor e o DSP, o esquema de medição das grandezas elétricas, o circuito de condicionamento de sinais e a programação do DSP são explicadas em (SOUZA et al., 2017).

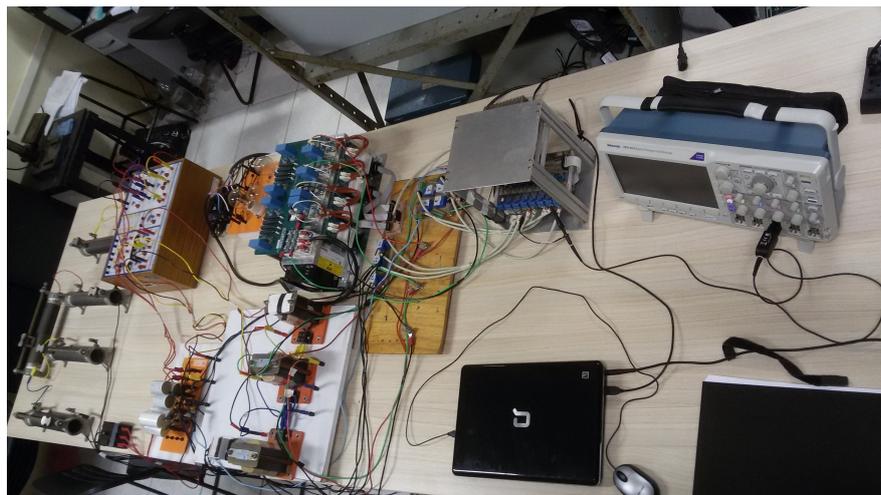
A rede elétrica foi utilizada nos terminais de entrada do retificador não controlado para alimentar o conversor formador de rede.

4.3 BANCADA EXPERIMENTAL

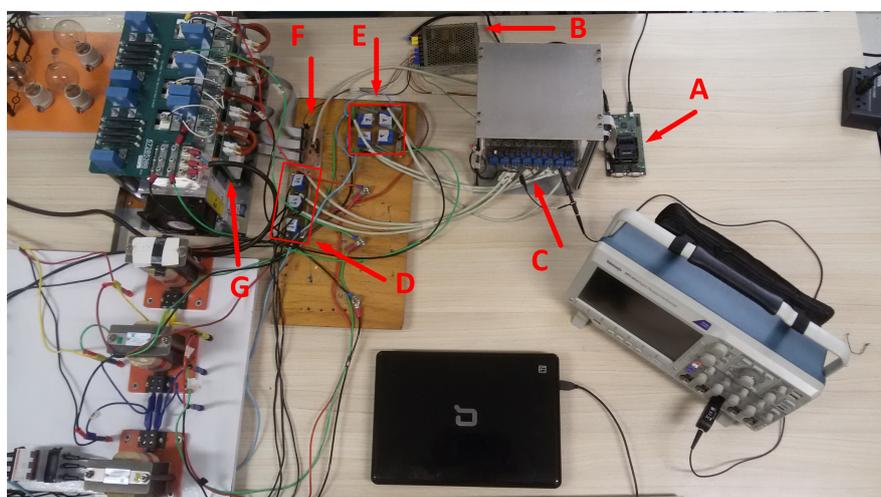
O protótipo desenvolvido em laboratório é mostrado na Figura 17a. Na Figura 17b e na Figura 17c estão destacadas algumas partes importantes do experimento e estes são listados abaixo:

- A - Processador digital de sinais (DSP);
- B - Fontes auxiliares;
- C - Circuito de condicionamento de sinais e proteção;
- D - 3 Sensores de corrente HTY-75-P;
- E - 3 Sensores de tensão LV25-P;
- F - *Buffer*;
- G - *Drivers* SKHI22B;
- H - Ponte retificadora não controlada;
- I - Conversor eletrônico de potência;
- J - Banco de indutores $175\mu\text{H}/75\text{m}\Omega$: utilizado no filtro de saída do conversor;
- K - Banco de capacitores $85\mu\text{F}/37\text{m}\Omega$: utilizado no filtro de saída do conversor;
- L - Fusíveis: utilizador para proteção contra sobrecorrentes;
- M - Disjuntores termomagnéticos: utilizado para conectar e desconectar cargas;
- N - Cargas.

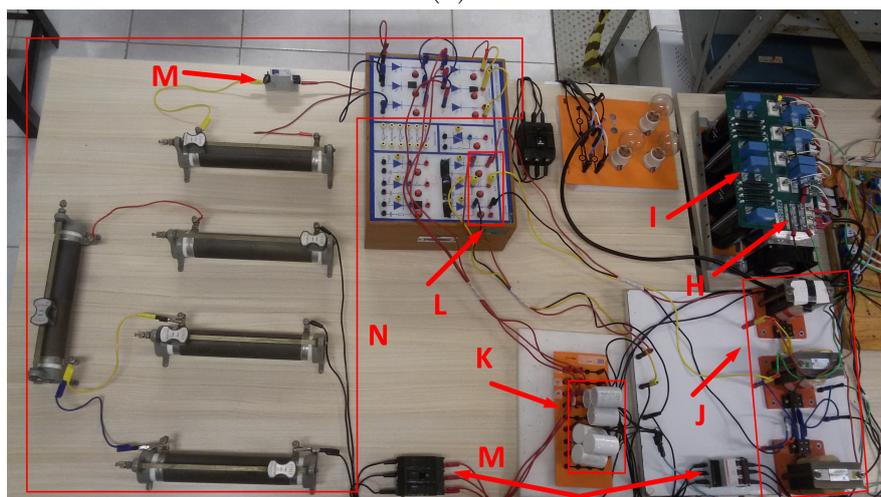
Na Figura 18 está ilustrado o esquema em blocos do protótipo que foi desenvolvido em laboratório.



(a)



(b)



(c)

Figura 17: Protótipo montado em laboratório: (a) Bancada total. (b) Circuito de controle. (c) Circuito de potência.

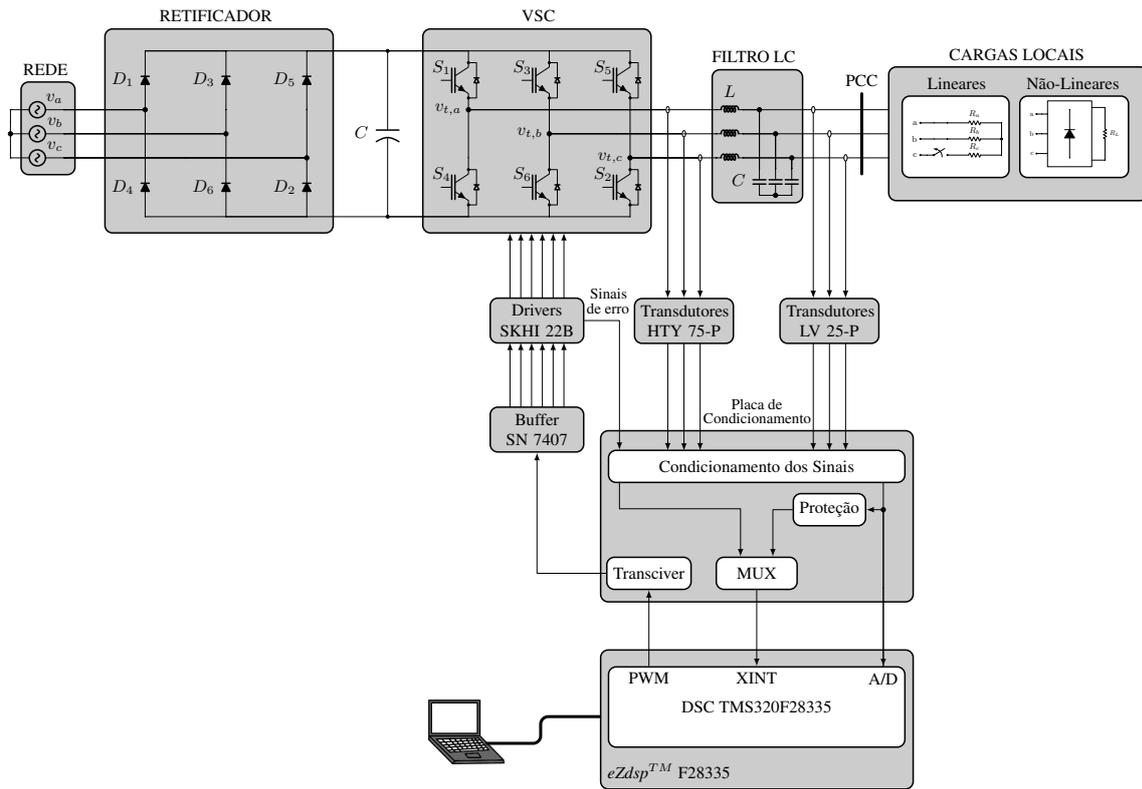


Figura 18: Esquema do protótipo desenvolvido em laboratório.

4.4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

O protótipo foi testado com níveis de tensão reduzidos devido às limitações no laboratório. E o resumo dos valores utilizados para realizar o experimento são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6: Parâmetros do sistema experimental.

Descrição	Valor
Indutância do filtro (L)	175 μH
Capacitância do filtro (C)	85 μF
Frequência de chaveamento (f_{sw})	20 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	20 kHz
Tensão de pico de saída	100 V
Atraso (D)	50 μs
Tensão do barramento corrente contínua (CC) (V_{CC})	311 V

Para a carga utilizada no projeto a potência drenada pela carga O funcionamento do controle proposto foi avaliado diante de diversas condições de carga, as quais serão apresentadas posteriormente.

Os resultados serão apresentados em diferentes casos, de acordo com o perfil das

cargas utilizadas. Estas foram selecionadas de acordo com a disponibilidade de componentes no laboratório. Dessa forma o objetivo de utilizar essas cargas é verificar o funcionamento do projeto para os piores casos na “visão”do controle. Como por exemplo uma carga não-linear e desbalanceada. Dentre estes casos, pode-se citar o conversor formador de rede:

- **Caso 1:** Operando sem carga;
- **Caso 2:** Conectado a uma carga resistiva trifásica desequilibrada;
- **Caso 3:** Conectado a uma resistência conectada em duas fases;
- **Caso 4:** Conectado a um retificador trifásico com carga resistiva;
- **Caso 5:** Conectado a um retificador trifásico com carga resistiva e conectado a uma carga resistiva trifásica desequilibrada;
- **Caso 6:** Conectado a um retificador trifásico com carga resistiva e conectado a um resistor conectado em duas fases;
- **Caso 7:** Conectado a um retificador trifásico com um circuito RC conectado nos terminais de saída CC;
- **Caso 8:** Conectado a um retificador *full-bridge* com circuito RC paralelo conectado nos terminais de saída CC;

A Figura 19 ilustra as cargas de cada caso citado acima. E, na legenda da mesma figura são mostrados os valores de carga utilizados no experimento.

Devido à restrição do número de canais do osciloscópio disponível no laboratório, serão mostradas apenas duas fases da tensão de saída do conversor e duas correntes de carga.

Serão mostrados valores de THD, mas até o presente momento não foram encontradas normas que indiquem limites para o caso em estudo.

4.4.1 CASO 1

Na Figura 20 estão ilustradas as formas de onda de duas tensões de saída do GFC e duas correntes da carga. Neste caso, é usado apenas o módulo ressonante sintonizado para rastrear a componente fundamental. Além disso, não há cargas conectadas ao PCC.

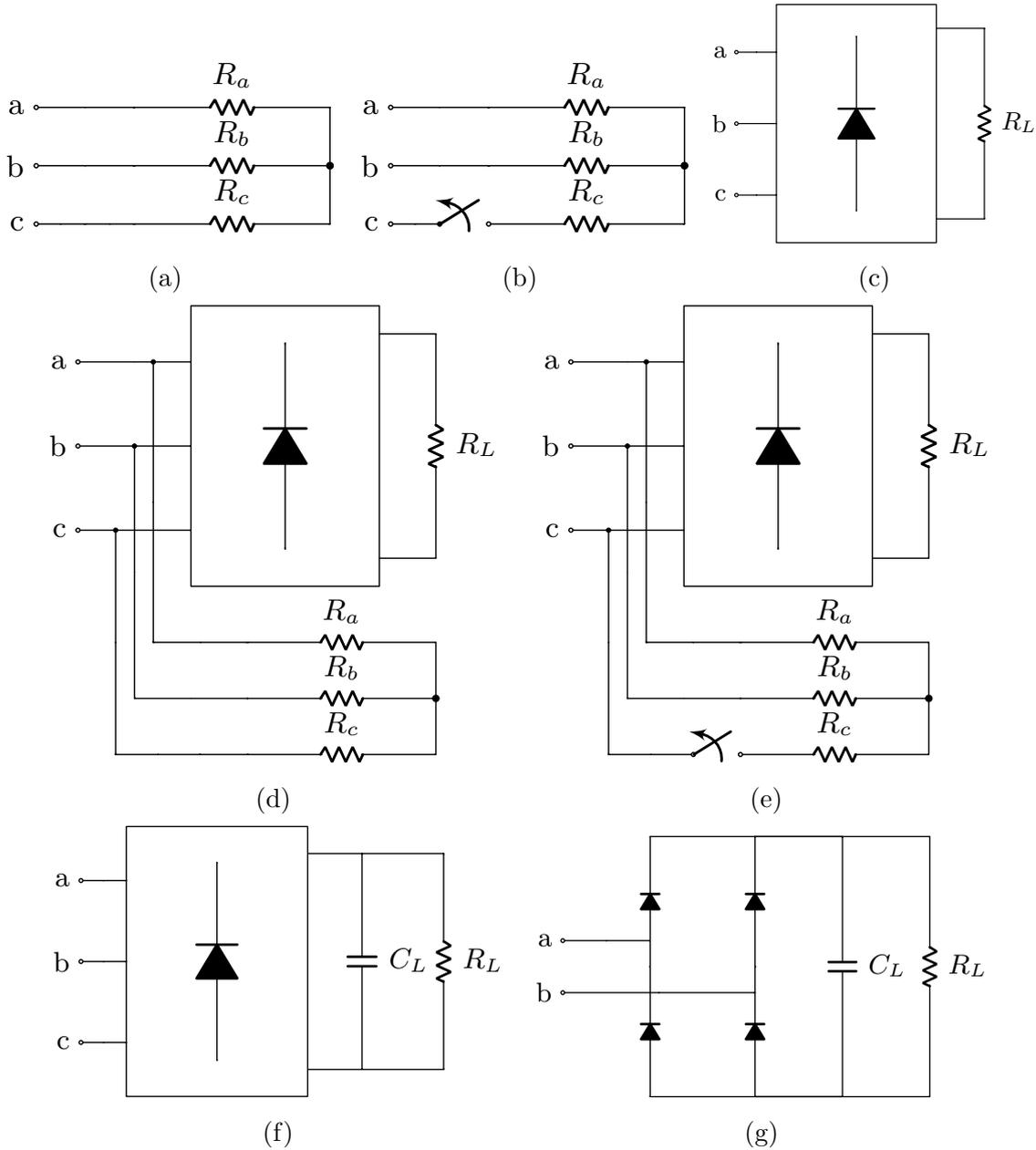


Figura 19: Cargas utilizadas para teste do controle proposto: (a) **Caso 2:** $R_a = R_b = 33\Omega$ e $R_c = 22\Omega$. (b) **Caso 3:** $R_a + R_b = 22\Omega$. (c) **Caso 4:** $R_L = 17\Omega$. (d) **Caso 5:** $R_a = R_b = 33\Omega$, $R_c = 22\Omega$ e $R_L = 17\Omega$. (e) **Caso 6:** $R_a = R_b = 33\Omega$ e $R_L = 17\Omega$. (f) **Caso 7:** $C_L = 3300\mu\text{F}$ e $R_L = 17\Omega$. (g) **Caso 8:** $C_L = 3300\mu\text{F}$ e $R_L = 17\Omega$.

Pela Figura 20, é possível notar que o controlador é capaz de seguir a componente fundamental, garantindo que as tensões de saída tenham uma amplitude aproximada das respectivas referências. Contudo, neste caso, apenas o módulo fundamental não é capaz de atenuar o conteúdo harmônico presente. Estes estão presentes devido ao tempo morto aplicado pelo *driver* para evitar curto-circuitos no braço do conversor (HWANG & KIM, 2010).

Para melhorar a qualidade da forma de onda, inclui-se todos os módulos ressonantes

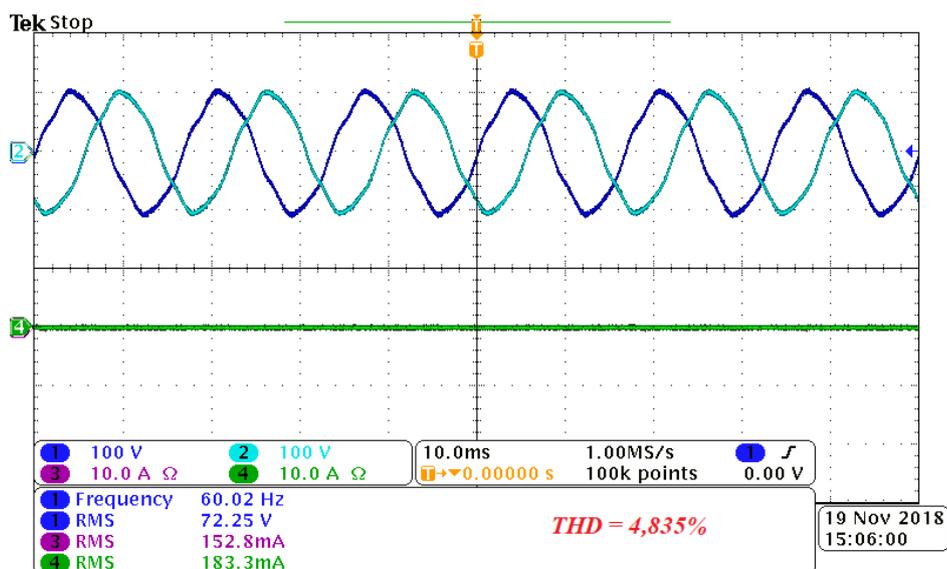


Figura 20: Formas de onda das tensões de saída e correntes da carga com o conversor operando em aberto utilizando apenas o módulo fundamental do compensador. THD = 4,835%.

projetados ao controlador. Na Figura 21 são mostradas as formas de onda das tensões no PCC e as correntes da carga para o caso em que não há cargas conectadas e todos os módulos ressonantes estão inclusos.

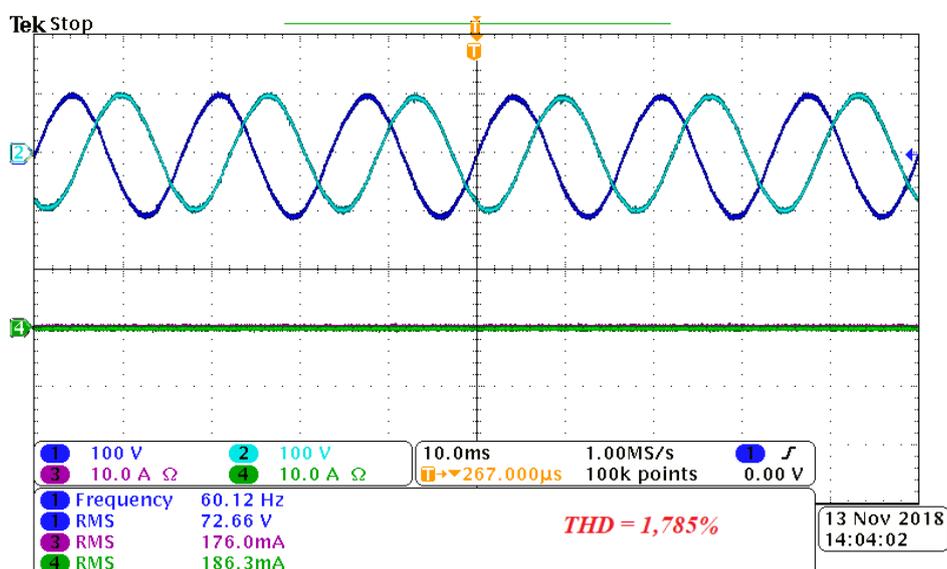


Figura 21: Formas de onda das tensões de saída e correntes da carga com o conversor operando em aberto utilizando todos os módulos ressonantes. THD = 1,785%.

De acordo com a Figura 21, pode-se notar que houve uma melhora na qualidade da forma de onda da tensão de saída do conversor, em relação ao conteúdo harmônico. Fato que pode ser corroborado através da Figura 22, na qual são apresentados os espectros harmônicos das formas de onda das Figura 20 e Figura 21.

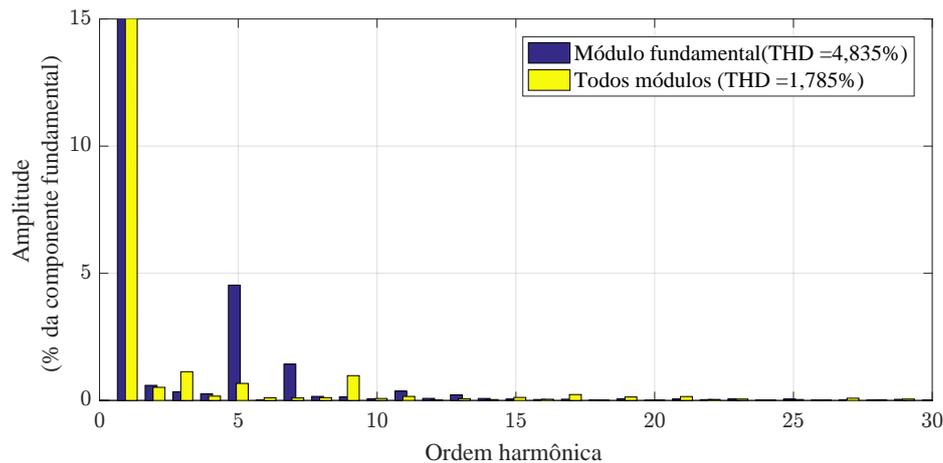


Figura 22: Espectro harmônico das tensões utilizando apenas o módulo fundamental e usando todos os módulos.

Nota-se através da Figura 22 que as componentes harmônicas (5^a e 7^a) presentes nas formas de onda das tensões da Figura 20 são atenuadas.

4.4.2 CASO 2

Na Figura 23 são mostradas as formas de onda das tensões de saída do conversor e das correntes da carga quando uma carga resistiva trifásica desequilibrada, vista na Figura 19a, é alimentada pelo GFC.

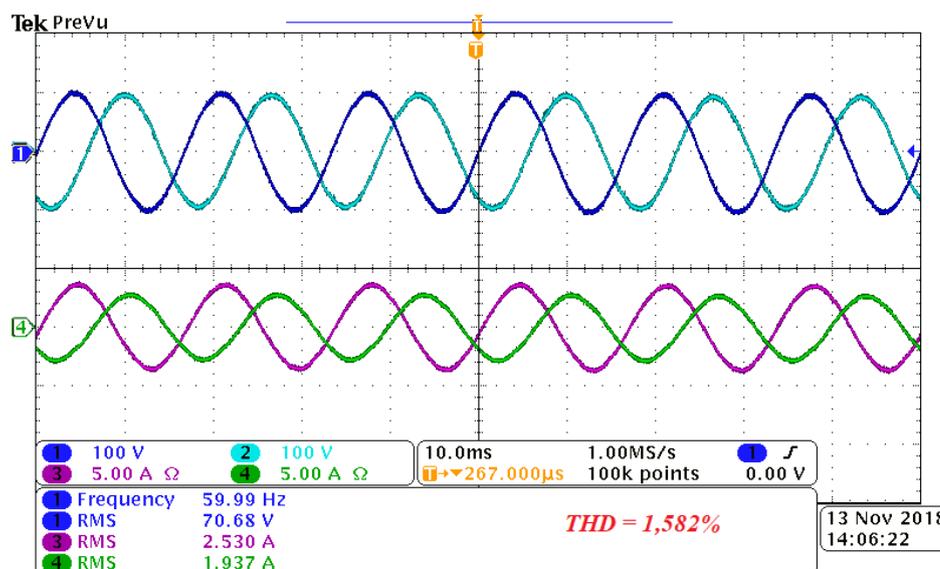


Figura 23: Formas de onda das tensões de saída e das correntes da carga utilizando a carga da Figura 19a. THD = 1,582%.

Nota-se pela Figura 23 que obteve-se boas formas de onda nas tensões de saída, com baixa THD.

Na Figura 24 são mostradas as formas de onda das tensões de saída e das correntes quando há conexão e desconexão abrupta de carga, respectivamente. Com isso, é possível avaliar a resposta transitória do sistema com controlador.

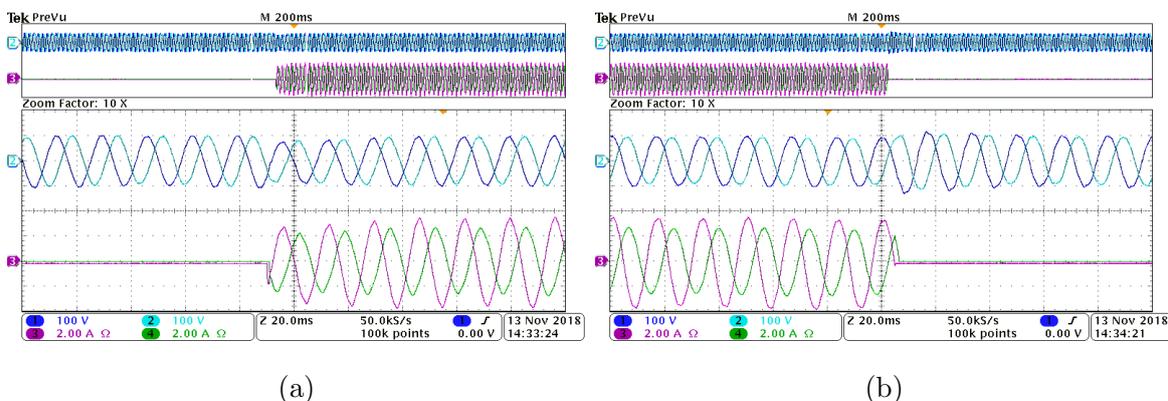


Figura 24: Degrau de carga: (a) Conexão. (b) Desconexão.

Vista a Figura 24, pode-se notar que mesmo quando há os degraus de carga o sistema permanece estável, a tensão de saída retorna em poucos ciclos (aproximadamente 3 ciclos da frequência fundamental) ao regime permanente e não há afundamento significativo das tensões de saída.

4.4.3 CASO 3

Na Figura 25 são apresentadas as formas de onda das tensões no PCC e das correntes da carga para quando um resistor está conectado entre duas fases do conversor.

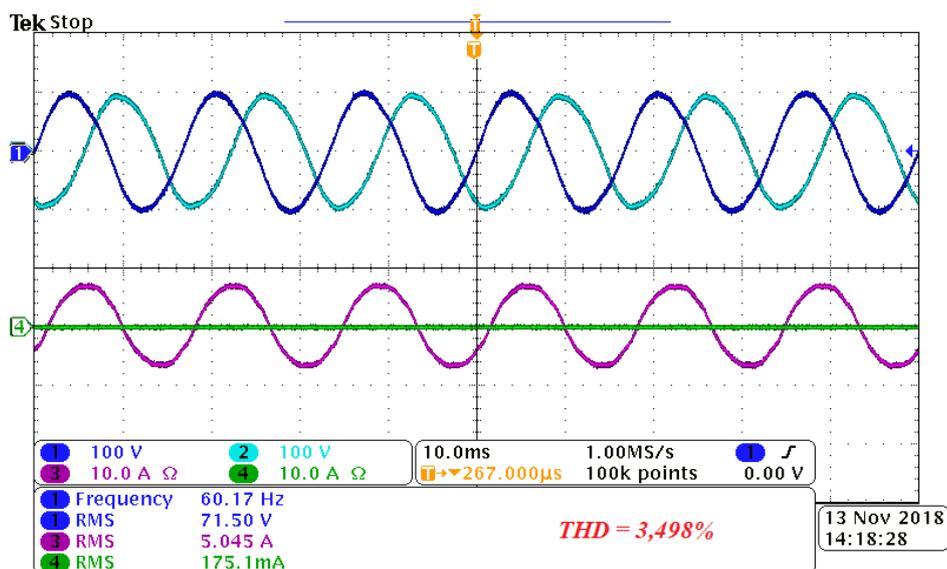


Figura 25: Formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga para um resistor conectado entre duas fases do sistema. THD = 3,495%.

É possível notar pela Figura 25 que o controlador garante formas de onda das tensões com baixa THD.

Na Figura 26 é ilustrado o comportamento transitório das formas de onda das tensões e das correntes quando acontecem degraus de carga (conexão e desconexão abrupta) no sistema.

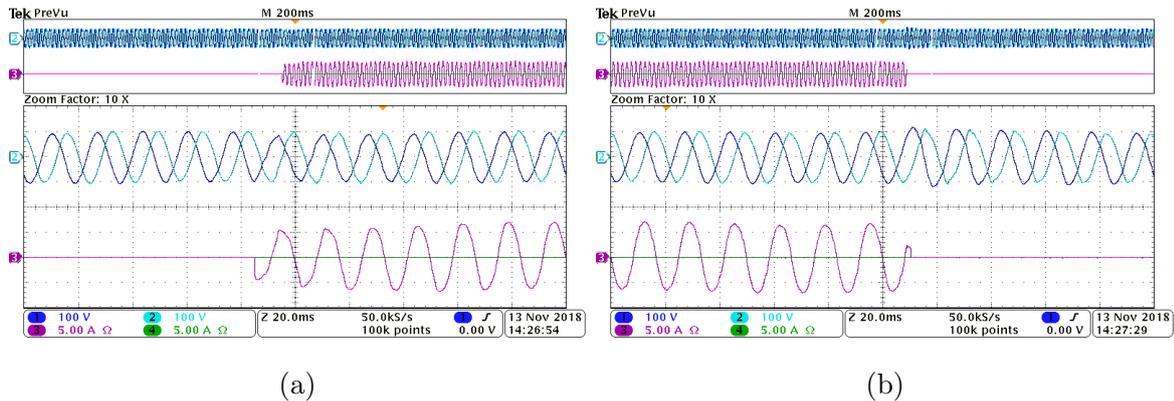


Figura 26: Resposta transitória do sistema a: (a) Conexão. (b) Desconexão.

Pela Figura 26 pode-se notar que o tempo de acomodação é de aproximadamente 3,5 ciclos e não há afundamento ou sobretensão significativos.

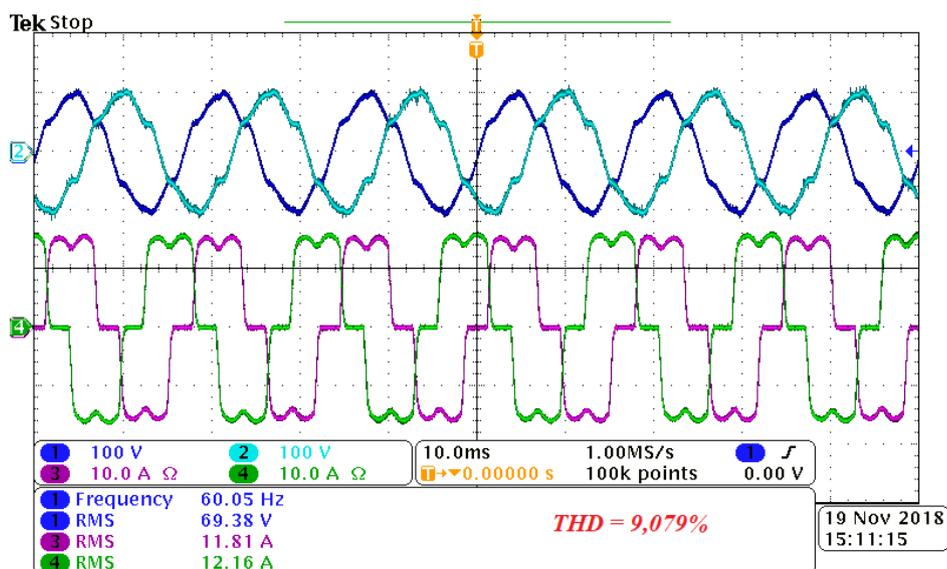
4.4.4 CASO 4

Para este caso, também foi testado o controlador apenas com o módulo ressonante sintonizado para a frequência fundamental, visando comparar a qualidade das formas de onda obtidas neste caso e quando são utilizados todos os módulos ressonantes do projeto.

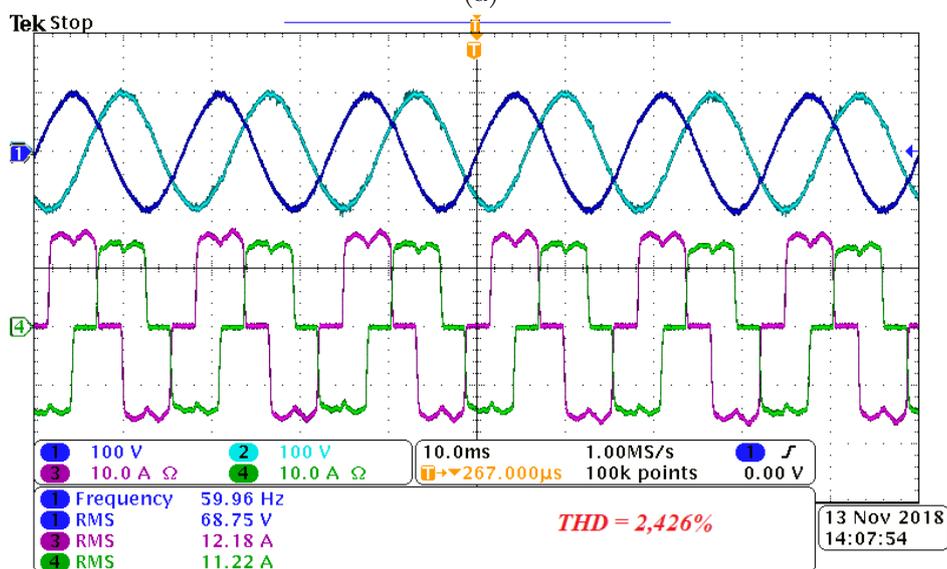
Na Figura 27 são apresentadas as formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga quando é conectado um retificador trifásico com carga resistiva ao PCC utilizando apenas o módulo ressonante fundamental do controlador (Figura 27a) e usando todos os módulos ressonantes (Figura 27b).

Pela Figura 27 é possível notar que a qualidade das formas de onda da tensão melhoram significativamente quando todos os módulos ressonantes são incluídos. O que pode ser justificado pela redução da THD.

Na Figura 28 são mostrados os espectros harmônicos da tensão de saída de umas das fases utilizando apenas o módulo fundamental e usando todos os módulos no controlador.



(a)



(b)

Figura 27: Formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga quando um retificador trifásico com carga resistiva é conectado utilizando: (a) Módulo ressonante fundamental. THD = 9,079% (b) Todos os módulos ressonantes. THD = 2,426%

Nota-se pela Figura 28 que componentes harmônicas de maior amplitude presentes na forma de onda da tensão obtida, quando utiliza-se apenas o módulo ressonante fundamental, foram atenuadas após a adição dos demais módulos ressonantes. O que permitiu obter baixa THD.

Já na Figura 29 são apresentadas as respostas transitórias do sistema para quando há conexão e desconexão de carga.

Pode-se notar pela Figura 29 que não há alterações significativas na amplitude das tensões de saída. Bem como, pode-se dizer que rapidamente o sistema alcança o regime

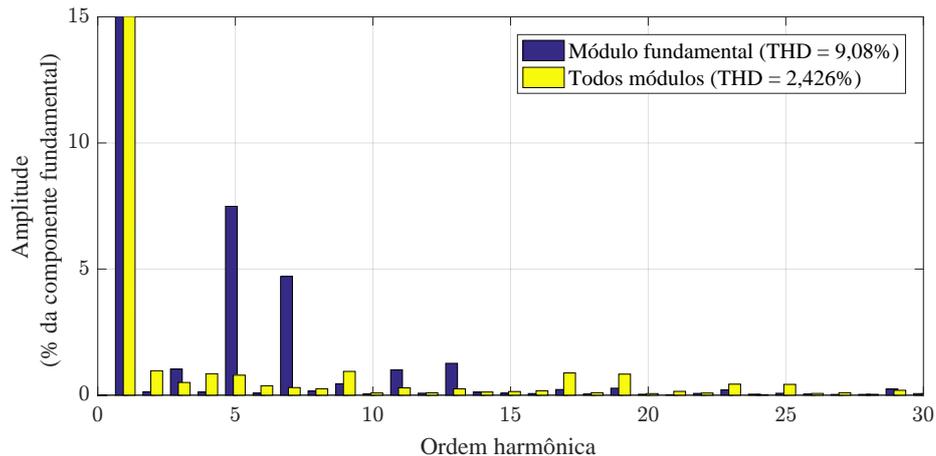


Figura 28: Espectro harmônico de uma das tensões de saída de fase com um retificador trifásico resistivo como carga.

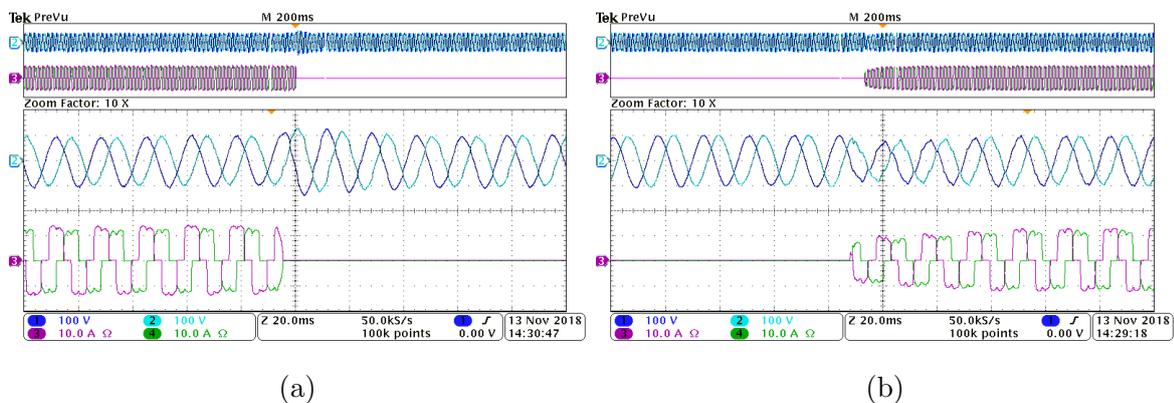


Figura 29: Resposta transitória do sistema a: (a) Conexão de carga (b) Desconexão de carga.

permanente, visto que em aproximadamente três ciclos alcança-se o estado estacionário.

4.4.5 CASO 5

Na Figura 30 são ilustradas as formas de onda das tensões de saída e das correntes da carga. Esta, por sua vez, é formada por um retificador trifásico com carga resistiva e uma resistência trifásica desequilibrada, como visto na Figura 19d. Além disso, o controlador é composto por todos os módulos ressonantes que constam no projeto.

A partir da Figura 30 nota-se que o controle também é capaz de garantir baixa THD.

Na Figura 31 são mostradas as respostas transitórias das tensões de saída e das correntes de carga quando o sistema é submetido à degraus de carga. Na Figura 31a é apresentada a conexão de carga e na Figura 31b a desconexão.

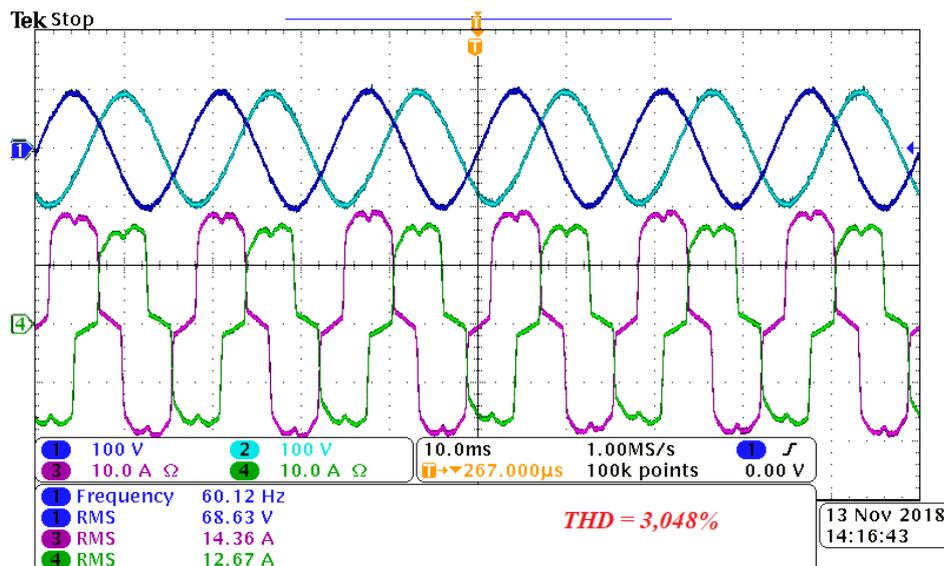


Figura 30: Formas de onda da tensão de saída e das correntes de carga utilizando um retificador trifásico e uma resistência trifásica desequilibrada como carga. THD = 3,084%.

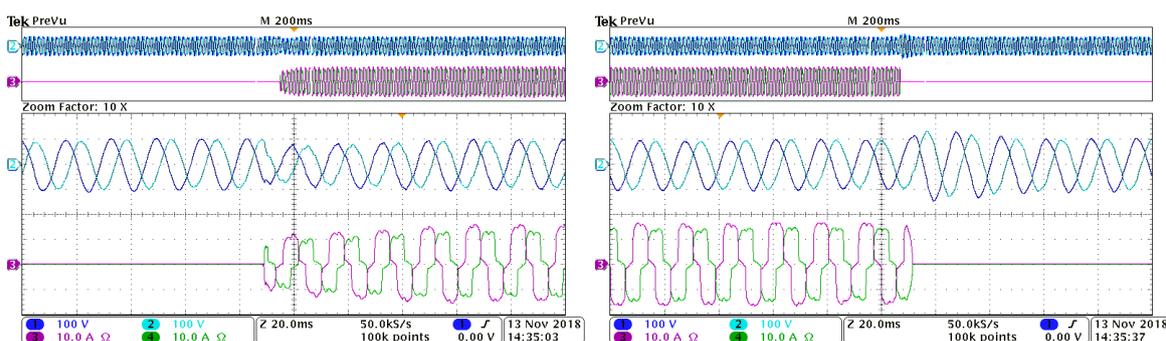


Figura 31: Resposta transitória do sistema a: (a) Conexão. (b) Desconexão.

Nota-se pela Figura 31 que após os degraus de carga não há afundamento ou sobretensão significantes na tensão de saída do conversor e este permanece estável.

4.4.6 CASO 6

Na Figura 32 são mostradas as formas de onda das tensões de saída e das correntes da carga. Esta, por sua vez, é formada por um retificador trifásico com carga resistiva e uma resistência conectada a duas fases, como visto na Figura 19e. Além disso, o controlador é composto por todos os módulos ressonantes citados no projeto.

Através da análise da Figura 32 pode-se notar que as formas de onda das tensões de saída apresentam boa qualidade e tem baixa THD, mesmo sob condições de carga não-linear e desbalanceada.

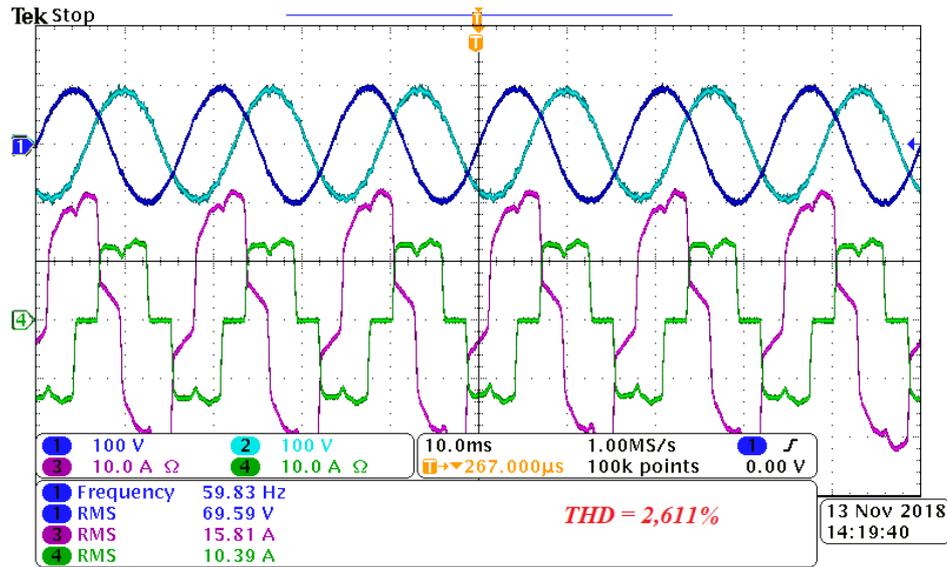


Figura 32: Formas de onda das tensões de saída e das correntes de carga utilizando um retificador trifásico e uma resistência conectada a duas fases como carga. THD = 2,611%.

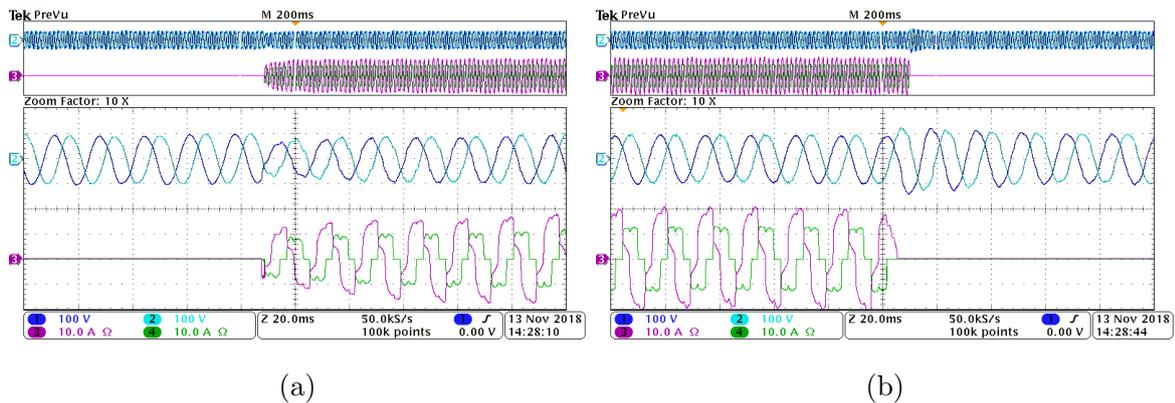


Figura 33: Resposta transitória quando o sistema é submetido a: (a) Conexão de carga. (b) Desconexão de carga.

É possível notar pela Figura 33 que o sistema permanece estável mesmo com os degraus de carga.

4.4.7 CASO 7

Neste caso foi usado um retificador trifásico, com um circuito RC conectado nos terminais de saída, como carga. As formas de onda da tensão no PCC e das correntes na carga são mostradas na Figura 34.

Analisando a Figura 34 percebe-se que foi possível garantir uma boa forma de onda para a tensão de saída mesmo sob carga não-linear.

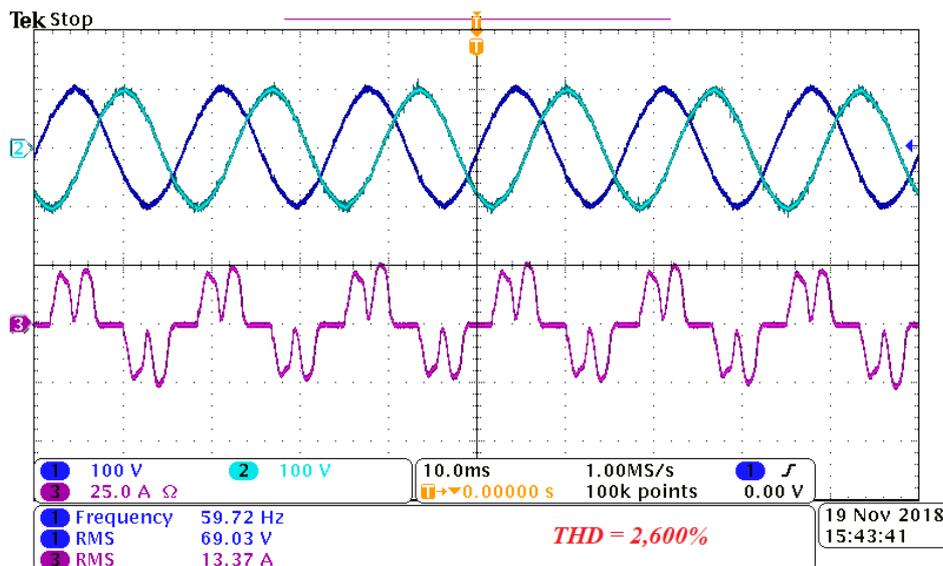


Figura 34: Formas de onda das tensões e da corrente da carga utilizando um retificador trifásico com circuito LC conectado aos terminais de saída como carga. THD = 2,600%.

4.4.8 CASO 8

Para este caso, utiliza-se como carga um retificador *full-bridge* com um circuito RC conectado nos seus terminais de saída CC. Na Figura 35 são mostradas as formas de onda das tensões de saída e das correntes da carga para quando o controlador tem apenas o módulo fundamental, como na Figura 35a, e para quando todos os módulos ressonantes são incluídos, como na Figura 35b

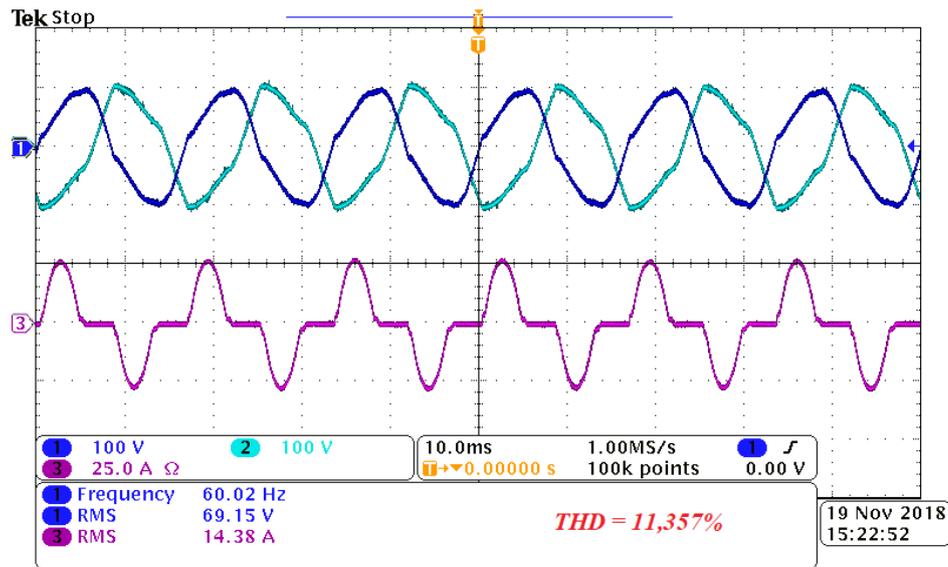
Nota-se pela Figura 35 que após a inclusão de todos os módulos ressonantes citados em projeto, houve uma melhora na qualidade da forma de onda da tensão de saída e da corrente de carga. O que pode ser comprovado pela espectro harmônico visto na Figura 36.

É possível notar na Figura 35 que houve uma redução das maiores componentes harmônicas presentes no espectro harmônico da tensão utilizando apenas o módulo fundamental do controlador.

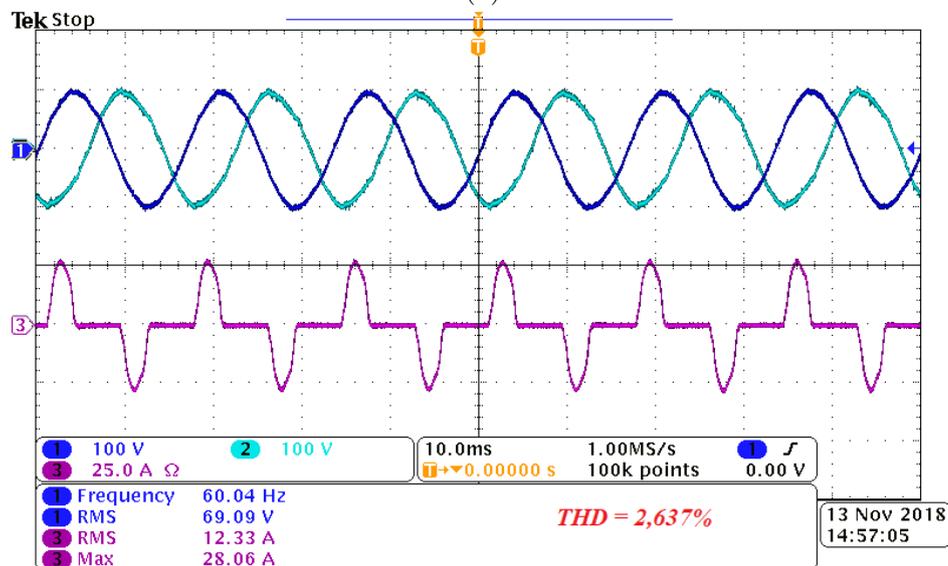
4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesta seção foi mostrada a montagem do protótipo utilizado para teste, bem como abordou a implementação do sistema de controle do conversor fonte de tensão utilizando o DSP.

Também nesta seção apresentou-se os resultados experimentais obtidos em labo-



(a)



(b)

Figura 35: Formas de onda da tensão de saída e das correntes utilizando como carga um retificador *full-bridge* com carga capacitiva, usando: (a) Módulo ressonante fundamental. THD = 11,357%. (b) Todos os módulos ressonantes de projeto. THD = 2,637%.

ratório, usando o protótipo citado e com o mesmo sob diferentes condições de carga. Sendo elas lineares, não-lineares e/ou desbalanceadas. E dentre os resultados experimentais, tem-se respostas transitórias, regime permanente e espectro de Fourier. Em regime permanente, testou-se o sistema utilizando apenas o módulo ressonante fundamental e todos os módulos ressonantes de forma a comparar a eficiência do controlador proposto.

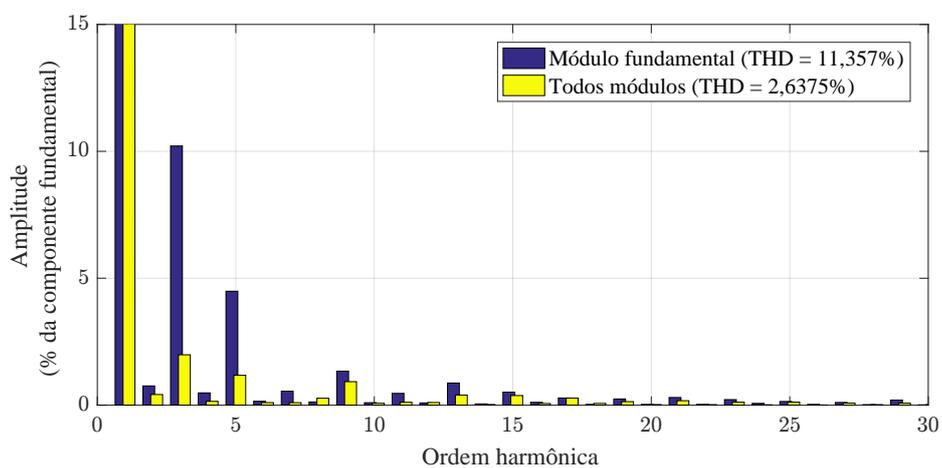


Figura 36: Espectro harmônico da tensão de uma das fases, utilizando apenas um módulo ressonante e usando todos os módulos ressonantes de projeto.

5 CONCLUSÕES FINAIS

O presente trabalho teve como principal objetivo utilizar uma estratégia de controle ótima e sistemática, conhecida como DLQR, para controlar um conversor formador de rede. Com o controle proposto, foi possível garantir uma tensão de alta qualidade no ponto de acoplamento comum de uma microrrede isolada. A estrutura desse conversor é formada por um conversor fonte de tensão conectado a um filtro de saída LC. E então, um protótipo em pequena escala foi desenvolvido em laboratório para validar os modelos matemáticos obtidos e também as estratégias de controle usadas.

De acordo com a motivação do presente trabalho, apresentou-se a estrutura básica do GFC, bem como a justificativa para o uso do filtro de saída LC. E então, conhecendo o sistema, investigou-se diversas técnicas para controle do conversor formador de rede para justificar a escolha do controle proposto.

Em sequência fez-se a modelagem matemática do GFC. Primeiramente as equações diferenciais que descrevem a dinâmica completa do sistema foram escritas. Depois, esse sistema foi representado em equações de espaço de estados e foram utilizadas matrizes de transformação para operar com grandezas elétricas no eixo de coordenadas estacionário, $\alpha\beta$. Em posse desse último modelo e considerando a estrutura física do conversor, pôde-se simplificar o mesmo para um sistema com menos variáveis e válido tanto para o eixo α quanto para o β .

Também foi feita a modelagem dos controladores ressonantes em espaço de estados. Estes foram necessários para garantir boa qualidade nas formas de onda das tensões, independente das condições de cargas em que o sistema está sujeito. Os módulos acrescentados foram ajustados para compensar as frequências correspondentes às 1^a , 3^a , 5^a , 7^a , 9^a , 11^a e 13^a componentes harmônicas.

Caso não fossem feitas simplificações, o projeto de controle resultaria no dobro de ganhos de realimentação, além de haver um acoplamento entre os eixos de coordenadas α e β , fazendo com que fosse necessário projetos individuais.

Em posse dos modelos matemáticos, determinou-se as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} do DLQR para obter os ganhos de realimentação. E foram feitos testes utilizando o *software* PSIM. Assim, para validar os modelos matemáticos, o projeto de controle e as simulações feitas, montou-se em laboratório um protótipo em pequena escala do conversor em estudo. Para tal, diferentes tipos de carga foram testadas, sendo elas lineares, não-lineares, balanceadas e desbalanceadas. E, por conta de limitações físicas do laboratório, a amplitude da tensão de saída é de 100 V.

Porém, nas simulações não foram tratadas as não-linearidades de inerentes de sistemas reais. E quando os ganhos obtidos foram transferidos para o DSP, o sistema de proteção rapidamente era ativado. O que pode ter ocorrido devido a *offsets* de medição, os quais podem ser amplificados pelos altos ganhos obtidos pelo DLQR. Então, para determinar as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} do DLQR, um critério de ajuste de pesos foi proposto, com o objetivo de contornar as não linearidades do sistema e também atenuar as componentes de frequências indesejadas. Esse método é baseado na análise de respostas em frequência do sistema utilizando técnicas consolidadas como diagramas de Bode e Nyquist. Juntamente com essa análise no domínio da frequência, os resultados práticos auxiliaram na obtenção dos ganhos de realimentação. Além disso, com as mesmas ferramentas fez-se análises de robustez, visto que o **DLQLR!** (**DLQLR!**) não garante as margens de fase e de ganhos do sistema.

Nos resultados experimentais foram apresentadas respostas em regime permanente, respostas transitórias e também alguns espectros harmônicos de tensão. O que possibilita validar e avaliar o funcionamento da estratégia de controle proposta sob diversas condições de carga.

Nos casos 1, 4 e 8, comparou-se o espectro harmônico da tensão de uma das fases utilizando apenas o módulo ressonante fundamental e usando todos os módulos ressonantes projetados. E com os resultados obtidos, pôde-se notar que o controle proposto teve funcionamento satisfatório. As componentes harmônicas drenadas por diferentes cargas foram atenuadas, garantindo baixa THD e alta qualidade na forma de onda da tensão de saída. Nos demais casos, o funcionamento do controle também se mostrou eficiente, visto que através dos resultados obtidos em regime permanente é possível afirmar que as formas de onda das tensões de saída têm alta qualidade e baixa THD, independente da carga testada.

Nos casos 4 e 5, após a inclusão dos módulos ressonantes ajustados ao sistema, pode-se notar um pequeno desequilíbrio entre as correntes das fases. Tal fato não era

esperado, pois o sistema estava operando em condição de carga equilibrada. Além disso, nas respostas transitórias do caso 4 pode-se perceber uma ondulação de baixa frequência na tensão, o que será estudado e resolvido em trabalhos futuros.

Contudo, o projeto de controle proposto se mostrou eficiente no que diz respeito a resposta transitória quando submete-se o sistema a degraus de carga (situações de conexão e desconexão abrupta de carga). Nos casos em que foram mostradas as respostas transitórias das tensões de saída e das correntes da carga, o controlador se mostrou capaz de rastrear a tensão de referência e fazer com que retornasse ao estado estacionário em poucos ciclos da fundamental (aproximadamente 3 ciclos). Isto ocorreu, sem afundamento de tensão ou sobretensão significativos.

Os ganhos de controle foram obtidos usando a função `dlqr` do *software* MATLAB e todo o sistema de controle foi implementado em um processador digital de sinais. Juntamente com a definição de critérios de escolha de pesos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , o DLQR se mostrou um método sistemático e ótimo de obtenção dos ganhos dos controladores, garantindo boas margens de estabilidade. Como consequência, pode-se dizer que o sistema tem grande robustez mesmo o projeto sendo feito para cargas equilibradas e os testes ocorrendo com cargas não-lineares e desbalanceadas.

5.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE

Nesta seção estão listados os artigos científicos publicados. Estes são resultados diretos ou indiretos das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento deste trabalho de mestrado.

1. Adeilson da S. B. Ribeiro, Igor D. N. de Souza, Andrei de O. Almeida, Marcelo de C. Fernandes, Pedro G. Barbosa, Pedro M. de Almeida. Avaliação Experimental do DLQR Aplicada A Um VSI Com Filtro De Saída LC. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2018, João Pessoa, Paraíba.*
2. Marcelo de C. Fernandes, Pedro M. de Almeida, Gabriel A. Fogli, Adeilson da S. B. Ribeiro, Pedro G. Barbosa. Avaliação Experimental do DLQR Aplicada A Um VSI Com Filtro De Saída LC. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2018, João Pessoa, Paraíba.*
3. Adeilson S. B. Ribeiro, Andrei de O. Almeida, Pedro G. Barbosa, Pedro M. de Almeida. Analysis and Design of Proportional-Resonant Controllers Based On

Pole Placement Approach. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, 2018, Niterói, Rio de Janeiro.

4. Andrei de O. Almeida, Adeilson S. B. Ribeiro, Frederico T. Ghetti, Pedro M. de Almeida, Pedro G. Barbosa. State Feedback Control of a Back-To-Back Converter For Microgrids Applications. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, 2018, Niterói, Rio de Janeiro.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Nesta seção são sugeridos alguns temas para futuros desdobramentos deste trabalho:

- Implementar a estratégia de controle proposta para níveis mais altos de tensão e potência;
- Adicionar módulos ressonantes ajustados para compensar componentes harmônicas de ordem mais alta;
- Testar o controle proposto sob diferentes configurações de carga;
- Estudar outros métodos para determinar as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} do algoritmo DLQR;
- Estudar e implementar o sistema de controle com ganhos obtidos através de LMIs;
- Estender o projeto para sistemas a 4 fios.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, P. Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição. ufjf. juiz de fora. *Juiz de Fora*, 2011.

ALMEIDA, P. M. et al. Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy*, Elsevier, v. 76, p. 662–669, 2015.

ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. : Princeton university press, 2010.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer-controlled systems: theory and design*. : Courier Corporation, 2013.

AVEROUS, N. R.; STIENEKER, M.; DONCKER, R. W. D. Grid emulator requirements for a multi-megawatt wind turbine test-bench. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2015 IEEE 11th International Conference on*. 2015. p. 419–426.

BARBOSA, A. Geração distribuída: Vantagens e desvantagens. In: *II SIMPÓSIO DE ESTUDOS E PESQUISAS EM CIÊNCIAS AMBIENTAIS NA AMAZÔNIA*. 2013.

BARKER, P.; MELLO, R. D. Determining the impact of distributed generation on power systems. i. radial distribution systems. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*. 2000. v. 3, p. 1645–1656 vol. 3.

BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, Citeseer, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.

BOTTERON, F.; PINHEIRO, H. A three-phase UPS that complies with the standard IEC 62040-3. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 4, p. 2120–2136, aug 2007.

BUSO, S.; FASOLO, S.; MATTAVELLI, P. Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 6, p. 1846–1854, 2001.

BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 45, n. 5, p. 722–729, 1998.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.

CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. *IEEE Transactions on energy conversion*, IEEE, v. 19, n. 4, p. 764–773, 2004.

CHOWDHURY, S.; CROSSLEY, P. *Microgrids and active distribution networks*. : The Institution of Engineering and Technology, 2009.

CORTÉS, P. et al. Model predictive control of an inverter with output lc filter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, 2009.

DO, T. D. et al. An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 12, p. 5660–5672, 2013.

DUESTERHOEFT, W.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 2, n. 70, p. 1248–1255, 1951.

DUPONT, F. H. et al. Comparison of digital lqr techniques for dc-dc boost converters with large load range. In: IEEE. *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*. 2011. p. 925–928.

FLORES, J. V. et al. A systematic approach for robust repetitive controller design. *Control Engineering Practice*, Elsevier BV, v. 54, p. 214–222, sep 2016.

FOGLI, G. A. *INTEGRAÇÃO DE UM GRUPO MOTOR GERADOR DIESEL EM UMA REDE SECUNDÁRIA DE DISTRIBUIÇÃO ATRAVÉS DE UM CONVERSOR ESTÁTICO FONTE DE TENSÃO*. Dissertação (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems (8th Edition) (What's New in Engineering)*. : Pearson, 2018. ISBN 978-0-13-468571-7.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001.

GOLDEMBERG, J.; LUCON, O. Energia e meio ambiente no brasil. *Estudos avançados*, SciELO Brasil, v. 21, n. 59, p. 7–20, 2007.

GONÇALVES, O. D.; ALMEIDA, I. P. S. de. A energia nuclear. *Ciência Hoje*, v. 37, n. 220, 2005.

GUERRERO, J. M.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of distributed uninterruptible power supply systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 8, p. 2845–2859, 2008.

HAMZEH, M. et al. Robust control of an islanded microgrid under unbalanced and nonlinear load conditions. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 4, n. 2, p. 512–520, 2016.

HE, J.; LI, Y. W. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with lc or lcl filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 4, p. 1850–1861, 2012.

HE, J.; LI, Y. W.; BLAABJERG, F. An enhanced islanding microgrid reactive power, imbalance power, and harmonic power sharing scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 6, p. 3389–3401, 2015.

HU, J. et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected dc/ac converters using sliding mode control approach. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 210–222, 2011.

HUERTA, F. et al. Frequency-adaptive multiresonant lqg state-feedback current controller for lcl-filtered vses under distorted grid voltages. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 11, p. 8433–8444, 2018.

HWANG, S.-H.; KIM, J.-M. Dead time compensation method for voltage-fed pwm inverter. *IEEE Transactions on energy conversion*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 3 Park Avenue, 17 ?, v. 25, n. 1, p. 1–10, 2010.

JUNG, J.-W. et al. A three-phase inverter for a standalone distributed generation system: Adaptive voltage control design and stability analysis. *IEEE Trans. Energy Convers*, v. 29, n. 1, p. 46–56, 2014.

KATIRAEI, F. et al. Microgrids management. *IEEE power and energy magazine*, IEEE, v. 6, n. 3, p. 54–65, 2008.

KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Dead beat control of three phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 5, n. 1, p. 21–28, 1990.

KIM, E.-K. et al. An observer-based optimal voltage control scheme for three-phase ups systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 4, p. 2073–2081, 2015.

KIM, H.; SUL, S.-K. Analysis on output lc filters for pwm inverters. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*. 2009. p. 384–389.

KOCH, G. G. et al. Robust h-infinity state feedback controllers based on lmis applied to grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, 2018.

KOCH, G. G. et al. Comparison of 2 controllers based on lmis for grid-connected converters. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*. 2017. p. 1–5.

KUKRER, O.; KOMURCUGIL, H.; DOGANALP, A. A three-level hysteresis function approach to the sliding-mode control of single-phase ups inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 9, p. 3477–3486, 2009.

LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, 2009.

LIU, K.-Z.; YAO, Y. *Robust control: theory and applications*. : John Wiley & Sons, 2016.

LIU, Q. et al. Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters. *IET Power Electronics*, IET, v. 7, n. 5, p. 1055–1063, 2013.

LOH, P. C. et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, 2003.

MACCARI, L. A.; MONTAGNER, V. F.; FERREIRA, A. A. A linear quadratic control applied to buck converters with h-infinity constraints. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*. 2013. p. 339–344.

MATTAVELLI, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 1, p. 81–89, 2001.

MATTAVELLI, P. Synchronous-frame harmonic control for high-performance ac power supplies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 864–872, 2001.

MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G.; TENTI, P. Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 20, n. 1, p. 140–147, 2005.

MIDTSUND, T.; SUUL, J.; UNDELAND, T. Evaluation of current controller performance and stability for voltage source converters connected to a weak grid. In: IEEE. *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*. 2010. p. 382–388.

MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F. Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 23, n. 6, p. 2806–2816, 2008.

OLALLA, C. et al. Robust lqr control for pwm converters: An lmi approach. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 56, n. 7, p. 2548–2558, 2009.

OLIVARES, D. E. et al. Trends in microgrid control. *IEEE Transactions on smart grid*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014.

PEREIRA, L. F. A. et al. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies—a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 61, n. 3, p. 1528–1538, mar 2014.

PUTTGEN, H. B.; MACGREGOR, P. R.; LAMBERT, F. C. Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era? *IEEE power and energy magazine*, Ieee, v. 99, n. 1, p. 22–29, 2003.

RAVIRAJ, V.; SEN, P. C. Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 33, n. 2, p. 518–524, 1997.

RIBAS, S. P. et al. Design and implementation of a discrete-time h-infinity controller for uninterruptible power supply systems. *IET Power Electronics*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 7, n. 9, p. 2233–2241, sep 2014.

RIBEIRO, V. D. *ANÁLISE TÉCNICO-ECONÔMICA DE UM SISTEMA HÍBRIDO DE GERAÇÃO NA REDE ELÉTRICA DA ILHA DO FUNDÃO*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.

ROCABERT, J. et al. Intelligent connection agent for three-phase grid-connected microgrids. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 10, p. 2993–3005, 2011.

ROY, S.; UMANAND, L. Control technique for non-linear and unbalance compensation of an integrated magnetics-based three-phase series-shunt-compensated uninterruptible power supply. *IET Power Electronics*, IET, v. 5, n. 1, p. 95–105, 2012.

SANTOS, F. A. C. M. dos; SANTOS, F. M. S. M. dos. Geração distribuída versus centralizada. *Millenium*, n. 35, 2016.

SEMIKRON. *Hybrid Dual IGBT Driver*. 10 2006.

SEMIKRON. *SEMIKRON SKM100GB12T4 datasheet*. 09 2013. Rev. 1.

SI, G.; KENNEL, R. Comparative study of pi controller and quadratic optimal regulator applied for a converter based phil grid emulator. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International*. 2016. p. 768–775.

SILVA, J. F.; PINTO, S. F. Advanced control of switching power converters. In: *Power Electronics Handbook (Third Edition)*. : Elsevier, 2011. p. 1037–1113.

SOUZA, I. D. N. d. et al. Controle digital com malha dupla de tensão aplicado a um conversor formador de rede. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2017.

SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED. *eZdspTM F28335 - Technical Reference*. 11 2007. Rev. C.

STEINBUCH, M. Repetitive control for systems with uncertain period-time. *Automatica*, Elsevier, v. 38, n. 12, p. 2103–2109, 2002.

TAMYUREK, B. A high-performance spwm controller for three-phase ups systems operating under highly nonlinear loads. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 28, n. 8, p. 3689–3701, 2013.

TAN, S.-C.; LAI, Y.-M.; TSE, C.-K. *Sliding mode control of switching power converters: techniques and implementation*. : CRC press, 2011.

TAYYEBI, A. et al. Gridforming converters—inevitability, control strategies and challenges in future grid applications. In: *International Conference on Electricity Distribution (CIRED)*. 2018.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. : John Wiley & Sons, 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*. 10 2016. Rev. N.

TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 24, n. 3, p. 654–664, 2009.

TRIVEDI, A.; SINGH, M. Repetitive controller for vsis in droop-based ac-microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 8, p. 6595–6604, 2017.

TUNDISI, J. G. Exploração do potencial hidrelétrico da amazônia. *Estudos avançados*, SciELO Brasil, v. 21, n. 59, p. 109–117, 2007.

VACCARO, R. J. *Digital control: a state-space approach*. : McGraw-Hill New York, 1995.

WANG, X. et al. A review of power electronics based microgrids. *Journal of Power Electronics*, The Korean Institute of Power Electronics, v. 12, n. 1, p. 181–192, 2012.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. : John Wiley & Sons, 2010.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

APÊNDICE A – GERAÇÃO DE PULSOS

A.1 INTRODUÇÃO

A modulação vetorial espacial é frequentemente utilizada para implementar a modulação por largura de pulso (do inglês, *pulse width modulation*) (PWM) em conversores trifásicos chaveados. Ela permite não somente a organização do controle, mas também maximizar a utilização do hardware do conversor. Para explicar o princípio básico do funcionamento da modulação por vetor espacial (do inglês, *space vector modulation*) (SVM) utiliza-se o conversor fonte de tensão trifásico da Figura 37.

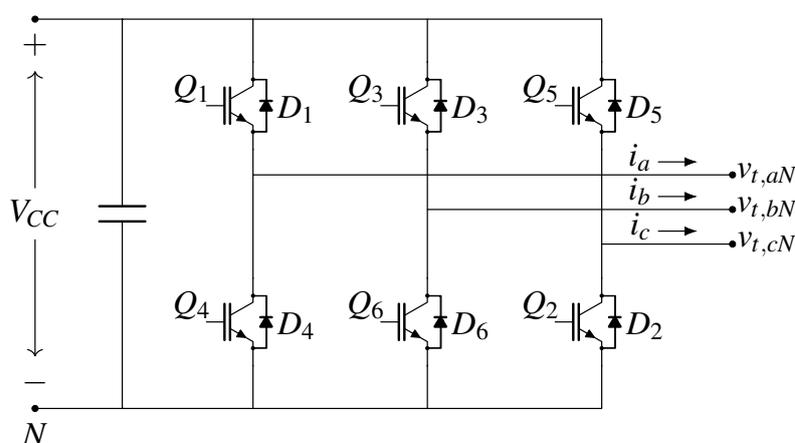


Figura 37: Diagrama de blocos do sistema de controle por realimentação de estados.

A.2 FUNCIONAMENTO DO VSC

O conversor da Figura 37 é formado por seis interruptores semicondutores do tipo transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT) com diodos conectados em antiparalelo em cada. Geralmente, o capacitor do barramento CC é suficientemente grande para reduzir a ondulação da tensão nos terminais de entrada do conversor. Além disso, os interruptores de um mesmo braço são acionados de maneira complementar a fim de evitar curto-circuito no capacitor CC.

Com isso, pode-se escrever as equações que descrevem o comportamento da tensão em cada terminal CA do VSC:

$$v_{t,mN} = \begin{cases} V_{CC}, & \text{p/ interruptor superior ativo} \\ 0, & \text{p/ interruptor inferior ativo} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

onde V_{CC} é o valor da tensão do barramento CC e $m \in \{a,b,c\}$.

A.3 MODULAÇÃO VETORIAL

De acordo com Yazdani e Iravani (2010), o vetor das tensões é dado por:

$$\vec{V}_t = \begin{bmatrix} v_{t,aN} & v_{t,bN} & v_{t,cN} \end{bmatrix}^T, \quad (\text{A.2})$$

este vetor pode ser projetado no eixo $\alpha\beta$. Desse modo, de acordo com o funcionamento do conversor, o vetor espacial poderá assumir em cada instante apenas um dos oito possíveis valores. Os diferentes valores e suas projeções são vistos na Figura 38.

Como visto na Figura 38, existem 2 diferentes modos de impor tensão de linha nula. Essa propriedade pode ser explorada na SVM para minimizar o número de comutações dos interruptores.

A ideia da modulação vetorial espacial é que a partir de um vetor de tensão de saída, representado no eixo de referência $\alpha\beta$ e obtido a partir da superposição dos vetores de saída do inversor, tenha-se gerado no final do período de modulação um vetor igual ao desejado. Tal fato pode ser entendido através da Figura 39, onde o vetor $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ é projetado nos vetores de estados do inversor mais próximos. No exemplo da Figura 39 são os vetores \vec{V}_{100} e \vec{V}_{110} .

É importante ressaltar que a posição do vetor $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ na Figura 39 é arbitrária, e a projeção pode ser aplicada para outras posições.

O tamanho de cada projeção determina o fração do período de modulação que será ocupada por cada vetor de saída, como por exemplo:

$$\delta_1 = \frac{|\vec{V}_1|}{|\vec{V}_{100}|} \text{ e } \delta_2 = \frac{|\vec{V}_2|}{|\vec{V}_{110}|}, \quad (\text{A.3})$$

e ainda,

$$\delta_0 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1, \quad (\text{A.4})$$

onde as frações δ_0 e δ_3 do período de modulação são referentes aos vetores de tensão

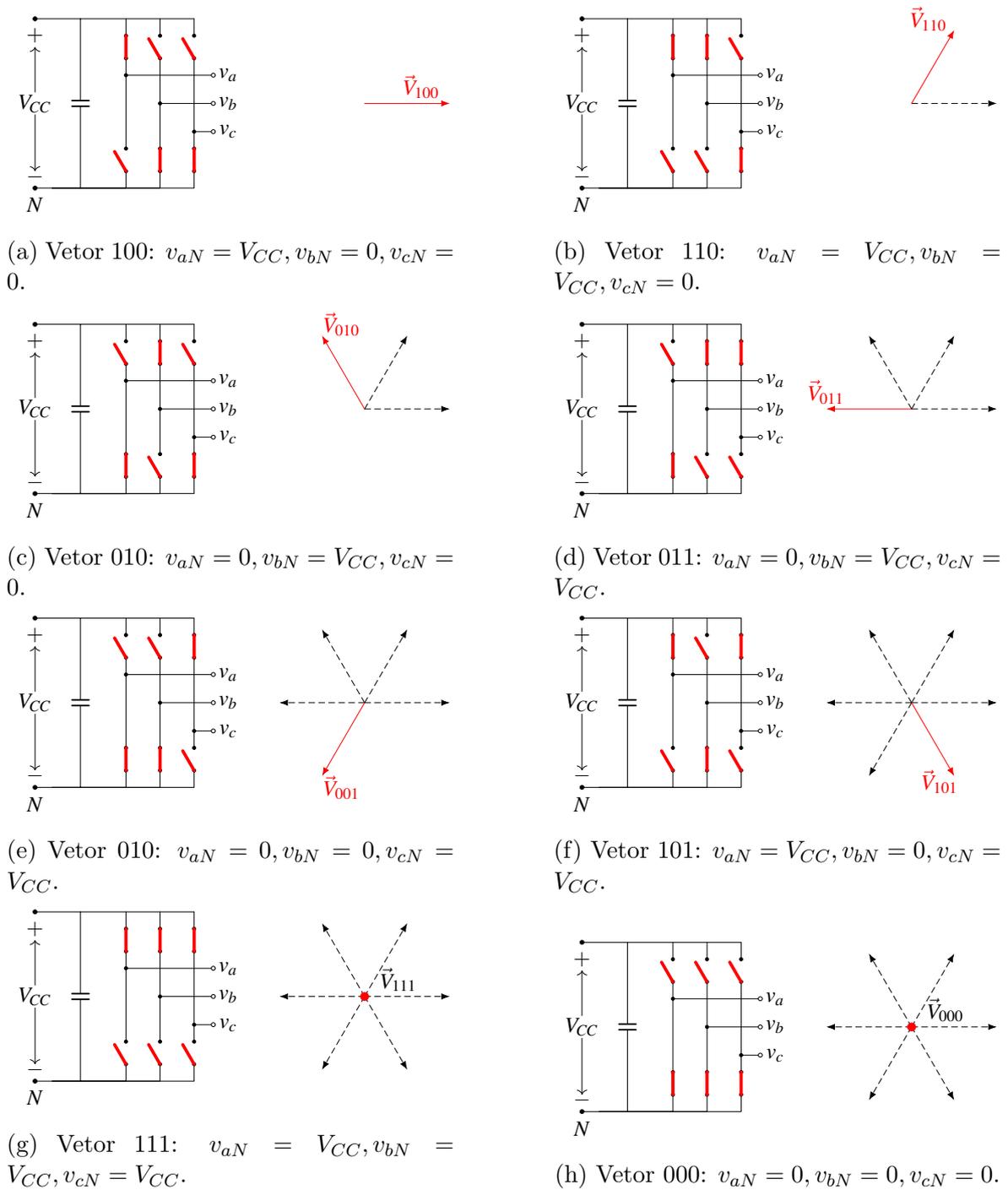


Figura 38: Estados dos interruptores estáticos do conversor trifásico e os respectivos vetores espaciais de tensão.

nula, que podem ser tanto \vec{V}_{111} como \vec{V}_{000} . Desta forma pode ser usado como um grau de liberdade a mais na implementação da SVM (BUSO & MATTAVELLI, 2006). Sabe-se então que:

$$\delta_0 T_s + \delta_1 T_s + \delta_2 T_s + \delta_3 T_s = T_s, \quad (\text{A.5})$$

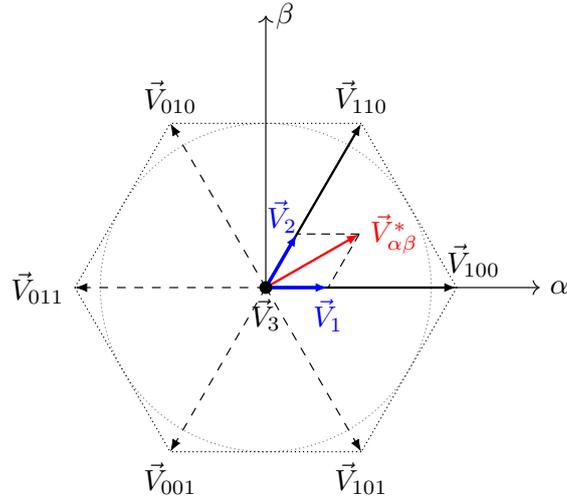


Figura 39: Projeção do vetor $\alpha\beta$ no espaço vetorial formado pelos vetores espaciais do conversor estático.

ou seja,

$$T_0 + T_1 + T_2 + T_3 = T_s, \quad (\text{A.6})$$

onde $T_0 = \delta_0 T_s$; $T_1 = \delta_1 T_s$; $T_2 = \delta_2 T_s$ e $T_3 = \delta_3 T_s$.

Em qualquer período de modulação deve-se localizar os vetores de saída mais próximos de $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$, determinar a amplitude de \vec{V}_1 e \vec{V}_2 e calcular os valores de δ_1 , δ_2 e δ_3 . O que naturalmente indica a facilidade de implementar tal algoritmo em um microcontrolador ou DSP. Esta é uma das razões pela qual a SVM está quase sempre associada ao controle digital. Além disso, a amplitude máxima do vetor de saída é dada por:

$$V_{max} \approx 1,15 \frac{V_{CC}}{2}, \quad (\text{A.7})$$

o que mostra que a aplicação SVM pode alcançar tensões de saída 15% maiores do que as alcançadas aplicando o PWM senoidal clássico (BUSO & MATTAVELLI, 2006).

Em posse dos tempos de condução dos interruptores estáticos, T_0, T_1, T_2, T_3 deve-se gerar os pulsos de disparo comparando esses tempos à onda de referência triangular, conforma mostrado na Figura 40.

E pela Figura 40 é possível confirmar que comuta-se um interruptor por vez. E, além disso, o padrão de chaveamento mostrado na Figura 40 minimiza a ondulação (*ripple*) da corrente de saída do conversor, pois os pulsos apresentam simetria par (BUSO & MATTAVELLI, 2006).

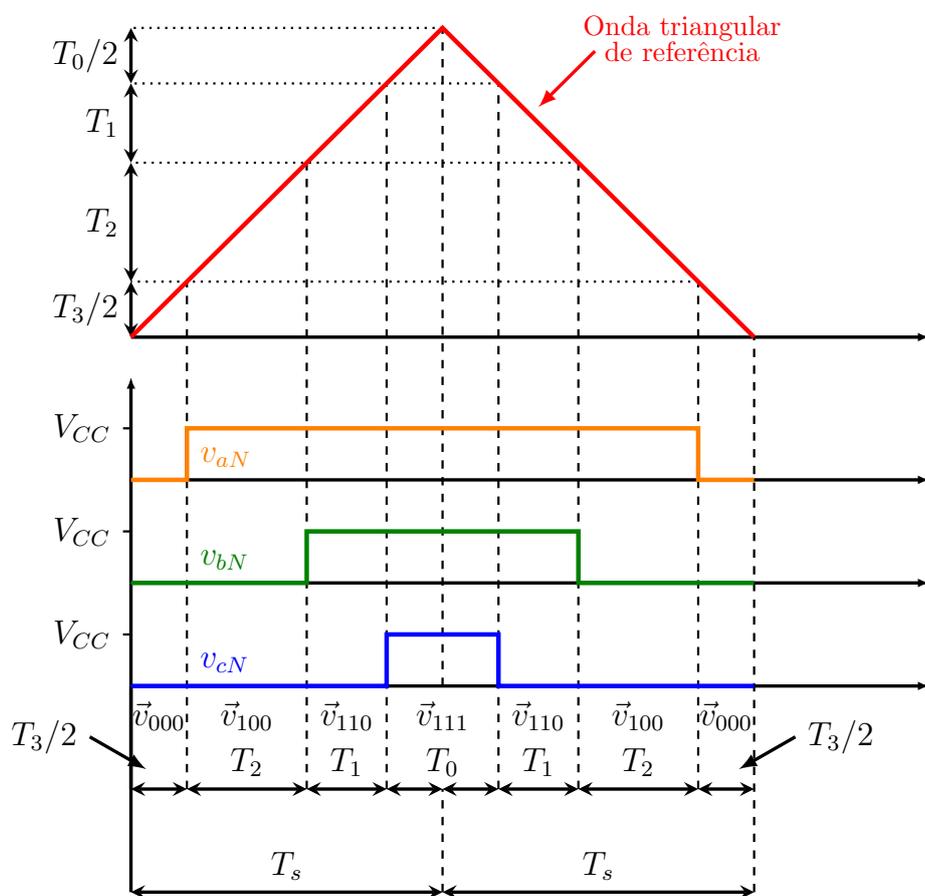


Figura 40: Padrão de chaveamento.