

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Anísio Peixoto Milani

**Controle MPC com Amortecimento Ativo Aplicado a um VSC com Filtro
LCL Conectado à Rede**

Juiz de Fora

2020

Anísio Peixoto Milani

**Controle MPC com Amortecimento Ativo Aplicado a um VSC com Filtro
LCL Conectado à Rede**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

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

Juiz de Fora

2020

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

Milani, Anísio Peixoto .

Controle MPC com Amortecimento Ativo Aplicado a um VSC com Filtro LCL Conectado à Rede / Anísio Peixoto Milani. -- 2020. 121 p. : il.

Orientador: Pedro Machado de Almeida

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

1. Controle Preditivo Baseado em Modelo de Estados Finitos. 2. Controle de Corrente. 3. Conversores Eletrônicos. I. Almeida, Pedro Machado de , orient. II. Título.

Anísio Peixoto Milani

**Controle MPC com Amortecimento Ativo Aplicado a um VSC com Filtro
LCL Conectado à Rede**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 11 de setembro de 2020.

BANCA EXAMINADORA

Pedro Machado de Almeida

Prof. Dr.Eng. Pedro Machado de Almeida - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

André Augusto Ferreira

Prof. Dr.Eng. André Augusto Ferreira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Janaína Gonçalves

Prof. Ph.D Janaína Gonçalves de Oliveira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Rodolfo Lacerda Valle

Prof. Dr.Eng. Rodolfo Lacerda Valle
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas
Gerais

À minha família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por dar-me força e coragem para superar sempre as dificuldades e determinação para traçar um caminho em busca de um ideal.

Aos meus familiares, principalmente meus pais, José Affonso e Filomena, por todo apoio, suporte e incentivo em todos os momentos. Agradeço também, aos meus amigos que sempre torcem por mim.

Em seguida, ao meu orientador Pedro Machado de Almeida que não mediu esforços para orientar-me para o desenvolvimento deste trabalho. Aos demais professores da UFJF, que de alguma forma ajudaram para minha formação.

A Thamires, por toda confiança, incentivo, paciência e companheirismo de todos os dias.

Ao CNPq, INERGE, CAPES, FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

O sucesso nasce do querer. Sempre que o homem aplicar a determinação e a persistência para um objetivo, ele vencerá os obstáculos e, se não atingir o alvo, pelo menos fará coisas admiráveis. (JOSÉ DE ALENCAR, [18 - -?] apud VIRTUAL, 2004, p. 1).

RESUMO

A instalação de sistemas de geração distribuída, como a energia fotovoltaica e energia eólica, conectado à rede elétrica está em crescimento e, para sua conexão, são necessários conversores de potência junto a métodos de controles. Atualmente, o uso do controle preditivo está em desenvolvimento, principalmente para aplicações em eletrônica de potência. O controle preditivo baseado em modelo é abordado nessa dissertação devido a sua rápida resposta dinâmica, facilidade de incluir restrições e não linearidades, torna o sistema totalmente desacoplado, considera os casos multivariáveis e apresenta fácil implementação. Dessa forma, o presente trabalho apresenta a aplicação do controle preditivo baseado em modelo a um conversor com filtro LCL conectado à rede. Este controle prevê o comportamento futuro das variáveis de controle e, com essa informação, escolhe o melhor estado de comutação do conversor de acordo com a minimização de uma função custo. No entanto, é necessário elaborar o modelo matemático do sistema, onde foi desenvolvido utilizando o método de espaço de estados e posteriormente discretizado. As equações que descrevem o modelo foram descritas nas coordenadas naturais abc e posteriormente transformadas para as coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ através da transformada de Clarke. Para amortecer a ressonância intrínseca do filtro LCL, é detalhado o projeto de uma estratégia de amortecimento ativo baseada no resistor virtual, bem como a inclusão dessa restrição na função custo do controle preditivo. Adicionalmente, distúrbios foram inseridos na rede elétrica e técnicas afins de minimizá-los foram propostas. Finalmente, resultados de simulação são utilizados para avaliar o método proposto e mostrar sua eficácia.

Palavras-chave: Controle Preditivo. Amortecimento Ativo. Resistor Virtual. Filtro LCL.

ABSTRACT

The installation of distributed generation systems, such as photovoltaic energy and wind energy, connected to an electrical grid is in full growth and, for its connection, power converters are necessary together with control methods. Currently, the use of predictive control is in full development, mainly for applications in power electronics. There are several types of predictive control, however the model predictive control (MPC) is addressed in this dissertation due to its fast dynamic response, ease of including restrictions and nonlinearities, makes the system fully decoupled, considers multivariable cases and presents easy implementation. Thus, the present work presents deal with the MPC applied to a grid-connected converter with LCL filter. The MPC predicts the future behavior of the controlled variables and with this information chooses the best switching state according to a cost function optimization. However, before applying the MPC method it is necessary to develop the mathematical model of the system, where the state space method was used for later discretization. The equations that describe the model were first written in the abc natural coordinates and later transformed to the $\alpha\beta$ stationary coordinates using the Clarke transform. In order to avoid the intrinsic resonance of the LCL filter, a design of an active damping strategy based on virtual resistor is detailed, as well as the inclusion of this restriction in the predictive control cost function. In addition, disturbances were inserted into electrical grid and techniques in order to mitigate them were proposed and applied. Finally, simulation results are used to validate the proposed method and to show its effectiveness.

Keywords: Predictive Control. Active Damping. Virtual Resistor. LCL Filter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – 2L-VSC com os possíveis filtros passivos.	33
Figura 2 – Topologia de filtro L.	34
Figura 3 – Topologia de filtro LC.	35
Figura 4 – Topologia de filtro LCL.	36
Figura 5 – 2L-VSC com filtro de saída LCL conectado a rede.	37
Figura 6 – Resposta em frequência do filtro LCL.	41
Figura 7 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC.	45
Figura 8 – Diagrama de blocos do FCS-MPC.	46
Figura 9 – Representação da topologia 2L-VSC com destaque das tensões da fase a.	49
Figura 10 – Direção dos vetores $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$ no plano complexo.	52
Figura 11 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC com a compensação de atraso utilizando o método E+P.	53
Figura 12 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC: caso ideal, caso sem com- pensar o atraso de processamento e caso compensando o atraso de processamento.	54
Figura 13 – Diagrama de blocos completo do FCS-MPC.	57
Figura 14 – Fluxograma das etapas do FCS-MPC.	59
Figura 15 – Possíveis localizações dos resistores.	66
Figura 16 – Diagrama de blocos do modelo do filtro LCL com a conexão do VR.	66
Figura 17 – Diagrama de blocos da estratégia de amortecimento ativo baseado em VR.	67
Figura 18 – Circuito equivalente monofásico do modelo com a inclusão de VR consi- derando a corrente de saída do 2L-VSC como variável de entrada.	68
Figura 19 – Estrutura da topologia SOGI-QSG.	72
Figura 20 – Estrutura do filtro passa faixa baseada na configuração do SOGI- QSG.	73
Figura 21 – Detector de sequência positiva e negativa baseado no SOGI-QSG.	75
Figura 22 – Tensões trifásicas do PAC com à rede elétrica.	77
Figura 23 – Rastreamento das referências.	78
Figura 24 – Lugar das raízes para variação de ζ	79
Figura 25 – Resposta em frequência para $\zeta = 1$	80
Figura 26 – Comparação de performance com amortecimento (C/A) para $\zeta = 1$ e sem amortecimento (S/A).	80
Figura 27 – Comparação entre os espectros harmônicos com amortecimento (C/A) para $\zeta = 1$ e sem amortecimento (S/A) da frequência f_2	81

Figura 28 – Resultado para rastreo das referências com amortecimento (C/A) para $\zeta = 1$	82
Figura 29 – Resposta em frequência para $\zeta = 0,7071$	82
Figura 30 – Comparação de performance com amortecimento (C/A) para $\zeta = 0,7071$ e sem amortecimento (S/A).	83
Figura 31 – Comparação entre os espectros harmônicos com amortecimento (C/A) para $\zeta = 0,7071$ e sem amortecimento (S/A) da frequência f_2	84
Figura 32 – Formas de onda com o controlador completo sob operação de rede elétrica ideal.	85
Figura 33 – Espectro harmônico das correntes de referências $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t)$ para operação de rede elétrica com harmônicos.	87
Figura 34 – Sistema com distorção harmônica.	88
Figura 35 – Resposta em frequência da função de transferência de malha fechada de $V(s)$	88
Figura 36 – Sistema com distorção harmônica com operação do SOGI-QSG.	89
Figura 37 – Formas de onda com o controlador completo sob operação de rede elétrica com harmônicos.	91
Figura 38 – Simulação de rede desequilibrada.	92
Figura 39 – Espectro harmônico da corrente de referência $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t)$ para sistema desequilibrado.	93
Figura 40 – Sistema desequilibrado.	94
Figura 41 – Sistema desequilibrado após detectar a sequência positiva.	95
Figura 42 – Formas de onda com o controlador completo sob operação de rede elétrica desequilibrada.	96
Figura 43 – Diagrama esquemático do controle do sistema aplicado à rede elétrica Ideal.	105
Figura 44 – Diagrama esquemático do controle do sistema aplicado à rede elétrica com harmônicos.	106
Figura 45 – Diagrama esquemático do controle do sistema aplicado à rede elétrica desequilibrada.	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores dos parâmetros do filtro LCL.	41
Tabela 2 – Possíveis valores da tensão fase-neutro do 2L-VSC.	51
Tabela 3 – Valores dos parâmetros simulados.	77
Tabela 4 – THD das correntes injetadas na rede elétrica ideal.	86
Tabela 5 – THD e IHD das correntes na rede elétrica na presença de distorções harmônicas de tensão.	86
Tabela 6 – THD da corrente na rede elétrica após adição do SOGI-QSG para variação de k sob operação de rede com harmônicos.	89
Tabela 7 – THD e IHD das correntes na rede elétrica após adição do SOGI-QSG com $k = 1$ sob operação de rede com harmônicos.	90
Tabela 8 – THD e IHD das correntes com rede elétrica desequilibrada.	94
Tabela 9 – THD e IHD das correntes com rede elétrica desequilibrada após detectar a sequência positiva.	95

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2L	Dois Níveis (do inglês, <i>Two-Level</i>)
BPF	Filtro Passa Faixa (do inglês, <i>Band-Pass Filter</i>)
BSF	Filtro Rejeita Faixa (do inglês, <i>Band-Stop Filter</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	Controle Preditivo Baseado no Modelo com Conjunto de Controle Contínuo (do inglês, <i>Continuous Control Set Model Predictive Control</i>)
EMPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo Explícito (do inglês, <i>Explicit Model Predictive Control</i>)
E+P	Estimativa + Previsão (do inglês, <i>Estimation + Prediction</i>)
FCS-MPC	Controle Preditivo Baseado no Modelo com Conjunto de Controle Finito (do inglês, <i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i>)
GD	Geração Distribuída
GPC	Controle Preditivo Generalizado (do inglês, <i>Generalized Predictive Control</i>)
IHD	Distorção Harmônica individual (do inglês, <i>Individual Harmonic Distortion</i>)
MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo (do inglês, <i>Model Predictive Control</i>)
MPDCC	Controle Preditivo do Modelo de Corrente Direta (do inglês, <i>Model Predictive Direct Current Control</i>)
NPC	Ponto Neutro Grampeado (do inglês, <i>Neutral Point Clamped</i>)
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
P+P	Previsão + Previsão (do inglês, <i>Prediction + Prediction</i>)
P+P ²	Previsão + Previsão Dupla (do inglês, <i>Prediction + Double Prediction</i>)
QSG	Gerador de Sinais de Quadratura (do inglês, <i>Quadrature-Signals Generator</i>)
SOGI	Integrador Generalizado de Segunda Ordem (do inglês, <i>Second Order Generalized Integrator</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
VR	Resistor Virtual (do inglês, <i>Virtual Resistor</i>)
VSC	Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{cc}	Tensão do barramento CC do 2L-VSC
$i_{c,a}$	Corrente da fase a do indutor da saída do 2L-VSC
$i_{c,b}$	Corrente da fase b do indutor da saída do 2L-VSC
$i_{c,c}$	Corrente da fase c do indutor da saída do 2L-VSC
L_c	Indutor do filtro LCL do lado do 2L-VSC
r_c	Resistência intrínseca de L_c
$i_{g,a}$	Corrente da fase a do indutor da saída do filtro LCL
$i_{g,b}$	Corrente da fase b do indutor da saída do filtro LCL
$i_{g,c}$	Corrente da fase c do indutor da saída do filtro LCL
L_g	Indutor do filtro LCL do lado da rede elétrica
r_g	Resistência intrínseca de L_g
$v_{c,a}$	Tensão da fase a do capacitor do filtro LCL
$v_{c,b}$	Tensão da fase b do capacitor do filtro LCL
$v_{c,c}$	Tensão da fase c do capacitor do filtro LCL
C_f	Capacitor do filtro LCL
$v_{t,a}$	Tensão da fase a no terminal de saída do 2L-VSC
$v_{t,b}$	Tensão da fase b no terminal de saída do 2L-VSC
$v_{t,c}$	Tensão da fase c no terminal de saída do 2L-VSC
$v_{g,a}$	Tensão da fase a do PAC com a rede elétrica
$v_{g,b}$	Tensão da fase b do PAC com a rede elétrica
$v_{g,c}$	Tensão da fase c do PAC com a rede elétrica
\mathbf{i}_c	Vetor da corrente trifásica dos indutores da saída do 2L-VSC
\mathbf{i}_g	Vetor da corrente trifásica dos indutores da saída do filtro LCL
\mathbf{v}_c	Vetor da tensão trifásica dos capacitores do filtro LCL
\mathbf{v}_t	Vetor da tensão trifásica nos terminais de saída do 2L-VSC
\mathbf{v}_g	Vetor da tensão trifásica do PAC com a rede elétrica
$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$	Transformada de Clarke nas coordenadas $\alpha\beta 0$
$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão nos terminais de saída do 2L-VSC
$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão dos capacitores do filtro LCL
$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ da corrente dos indutores da saída do 2L-VSC
$\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ da corrente dos indutores da saída do filtro LCL
$\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão do PAC com a rede elétrica
f_1	Frequência de ressonância entre a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$, pela tensão nos terminais de saída do 2L-VSC, $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$
f_2	Frequência de ressonância entre a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ pela corrente de saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$
$\mathbf{x}_{\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ das variáveis de controle
$\mathbf{x}_{\alpha\beta}^p$	Vetor em $\alpha\beta$ das variáveis de controle previstas
$\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ das variáveis de referência extrapoladas
T_s	Tempo de amostragem

$\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ da corrente de referência nos indutores de saída do filtro LCL
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão de referência do capacitor do filtro LCL
$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ da corrente de referência dos indutores da saída do 2L-VSC
s_a, s_b e s_c	Sinais de comutação dos interruptores
s_1, \dots, s_6	Interruptores
$v_{a,N}$	Tensão da fase a do barramento CC em relação ao polo negativo do 2L-VSC
$v_{b,N}$	Tensão da fase b do barramento CC em relação ao polo negativo do 2L-VSC
$v_{c,N}$	Tensão da fase c do barramento CC em relação ao polo negativo do 2L-VSC
$v_{n,N}$	Tensão do deslocamento de neutro
$v_{a,n}$	Tensão fase a-neutro no terminal de saída do 2L-VSC
$v_{b,n}$	Tensão fase b-neutro no terminal de saída do 2L-VSC
$v_{c,n}$	Tensão fase c-neutro no terminal de saída do 2L-VSC
$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}^{op}$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão ideal nos terminais de saída do 2L-VSC da iteração anterior
$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}^p$	Vetor em $\alpha\beta$ da previsão da tensão nos terminais de saída do 2L-VSC
λ	Fator de ponderação
$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^p$	Vetor em $\alpha\beta$ da previsão de corrente da saída do 2L-VSC
$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^p$	Vetor em $\alpha\beta$ da previsão da tensão do capacitor do filtro LCL
$\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^p$	Vetor em $\alpha\beta$ da previsão de corrente da saída do filtro LCL
$\hat{\mathbf{i}}_{c,\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ da corrente de referência extrapolada da saída do 2L-VSC
$\hat{\mathbf{i}}_{g,\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ da corrente de referência extrapolada da saída do filtro LCL
$\hat{\mathbf{v}}_{c,\alpha\beta}^*$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão de referência extrapolada do capacitor do filtro LCL
R_4	Resistor virtual
$i_{R_4,\alpha}^*$	Corrente de referência do VR na coordenada α
ζ	Coeficiente de amortecimento
ω_n	Frequência natural não amortecida do sistema
ω_r	Frequência angular de ressonância da rede
$\mathbf{v}'_{g,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ da tensão filtrada pelo SOGI-QSG
$q\mathbf{v}'_{g,\alpha\beta}$	Vetor em $\alpha\beta$ com 90° atrasado em relação da tensão filtrada $\mathbf{v}'_{g,\alpha\beta}$
k	Ganho do SOGI-QSG
$\mathbf{v}_{g,abc}^-$	Vetor em abc de sequência negativa
$\mathbf{v}_{g,abc}^+$	Vetor em abc de sequência positiva
\mathbf{T}^+	Matriz de sequência positiva

\mathbf{T}^-	Matriz de sequência negativa
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	Transformada de Clarke nas coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}$	Transformada inversa de Clarke nas coordenadas $\alpha\beta$
$\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}^+$	Vetor em $\alpha\beta$ de sequência positiva
$\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}^-$	Vetor em $\alpha\beta$ de sequência negativa
f_r	Frequência fundamental da rede elétrica

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	27
1.2	MOTIVAÇÃO	28
1.3	OBJETIVOS	30
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	31
2	TOPOLOGIA DO 2L-VSC COM FILTRO PASSIVO	33
2.1	FILTROS PASSIVOS	33
2.1.1	Filtro L	34
2.1.2	Filtro LC	34
2.1.3	Filtro LCL	35
2.2	MODELO DO 2L-VSC COM FILTRO LCL	37
2.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	42
3	PROJETO DO FCS-MPC	43
3.1	INTRODUÇÃO AO FCS-MPC	43
3.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO FCS-MPC	45
3.2.1	Modelo discreto do 2L-VSC com filtro LCL	46
3.2.2	Referências de controle	47
3.2.2.1	<i>Referência da corrente de saída do filtro LCL</i>	47
3.2.2.2	<i>Referência da tensão sobre o capacitor do filtro LCL</i>	48
3.2.2.3	<i>Referência da corrente de saída do 2L-VSC</i>	48
3.2.3	Modelo do 2L-VSC	49
3.2.4	Compensação do atraso de processamento	51
3.2.5	Extrapolação das referências	55
3.2.6	Função custo	55
3.3	RESUMO DO FCS-MPC APLICADO AO 2L-VSC COM FILTRO LCL	57
3.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	58
4	AMORTECIMENTO DO PICO DE RESSONÂNCIA	61
4.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	61
4.2	ESTRATÉGIA DO AMORTECIMENTO VIRTUAL	65
4.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	70
5	TÉCNICA PARA CONEXÃO DO 2L-VSC À REDE NÃO IDEAL	71
5.1	INTRODUÇÃO	71
5.2	INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM	72
5.3	OBTENÇÃO DAS COMPONENTES DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA	74
5.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	76

6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	77
6.1	REDE ELÉTRICA IDEAL	77
6.2	REDE ELÉTRICA COM DISTORÇÃO HARMÔNICA	86
6.3	REDE ELÉTRICA DESEQUILIBRADA	92
6.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	97
7	CONCLUSÕES FINAIS	99
7.1	CONCLUSÕES	99
7.2	TRABALHOS FUTUROS	99
	REFERÊNCIAS	101
	APÊNDICE A – Diagramas esquemáticos do controle do sistema aplicado à rede elétrica	105
	APÊNDICE B – Algoritmo do controlador preditivo do tipo FCS-MPC	109
	APÊNDICE C – Publicação	121

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado a identificação do problema com o intuito de demonstrar a aplicabilidade do trabalho estudado. Demonstra também, por meio de uma breve revisão bibliográfica, a motivação para a escolha da técnica de controle a ser utilizada para tornar eficaz o funcionamento do sistema. Ainda assim, são apresentados os objetivos do trabalho, bem como seus objetivos específicos, a fim de atingir os resultados propostos.

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Nos últimos anos, a busca pela produção de energia renovável tem recebido grande atenção, devido ao fato do esgotamento da abundância dos combustíveis fósseis e a preocupação em relação ao aquecimento global (YARAMASU *et al.*, 2015). Além disso, a maioria das energias renováveis apresentam as características de serem limpas, abundante, naturalmente reabastecida e de menor impacto ambiental (YARAMASU; WU, 2016). Logo, o conceito de Geração Distribuída (GD), que permite a instalação de geradores de energia em pequena escala nos níveis de distribuição de média e baixa tensão do sistema de energia, tem ganhado ampla atenção devido aos seus benefícios técnicos (como exemplo, redução das perdas energéticas durante a distribuição e transmissão, alivia a operação da matriz elétrica devido a diversificação, e além de apresentar bom aproveitamento dos recursos energéticos), econômicos e ambientais (YAZDANI; DASH, 2009). Dentre as principais fontes renováveis utilizadas na GD pode-se destacar os painéis solares fotovoltaicas e turbinas eólicas (MONTEIRO, 2018).

Para integrar a fonte de energia renovável com a rede elétrica são utilizados conversores de potência como elo de ligação, ou seja, sendo a interface entre os sistemas. O Conversor Fonte de Tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) é uma das topologias mais empregadas. Dessa forma, regula a energia gerada pela fonte primária aos padrões do sistema elétrico de potência. Contudo, a conexão do VSC gera harmônicos de chaveamento indesejáveis, e para reduzir esses harmônicos, assim como atender as normas específicas para a conexão com à rede, filtros passivos devem ser conectados entre o VSC e a rede elétrica (MONTEIRO, 2018). Entretanto, a inclusão de um filtro passivo no sistema pode gerar ressonâncias que também são indesejáveis. Deste modo, a investigação de estratégias de amortecimento das ressonâncias são estudos de muita importância para o respectivo modelo, no qual é abordado com maior detalhe a pesquisa bibliografia e a estratégia de amortecimento aplicada no Capítulo 4.

Outro aspecto importante a ser considerado é devido à crescente integração das fontes GD na rede elétrica, que vem apresentando grandes preocupações relacionadas ao impacto do sistema na operação estável, segura e eficiente do sistema de energia elétrica existente (YARAMASU *et al.*, 2015). Dessa forma, investigações sobre controle,

propriedades dinâmicas, desempenho transitório e interações com a rede dessas fontes GD são extremamente importantes (YAZDANI; DASH, 2009).

1.2 MOTIVAÇÃO

As estratégias de controle para o VSC de potência têm sido um tópico de pesquisa muito ativo no campo da eletrônica de potência, com isso, cobrindo inúmeras topologias para aplicações de baixa, média e alta potência (KOURO *et al.*, 2009). Dessa forma, as estratégias de controle foram extensivamente estudadas e novas técnicas de controle foram propostos ao decorrer dos anos. O controle linear clássico com modulador e o controle não linear de histerese, têm sido as estratégias de controle mais empregadas nestas aplicações. Porém, com o avanço dos microprocessadores que se tornaram mais rápidos e poderosos, esses tipos de controles vêm cedendo espaço para controles mais complexos, podendo incluir a lógica *fuzzy*, controle adaptativo, controle de modo deslizantes e controles preditivos (CORTÉS *et al.*, 2008; KOURO *et al.*, 2009).

Dentre os controladores mais complexos o controle preditivo apresenta um conceito intuitivo, além de apresentar vantagens que o torna adequado para o controle do VSC de potência. Dessa forma, destacam-se algumas das diversas vantagens desse controle, como: *i*) aplicação a uma grande variedade de sistemas; *ii*) restrições e não linearidades podem ser facilmente incluídas na estratégia de controle; *iii*) desacoplamento do sistema; *iv*) casos multivariáveis podem ser facilmente considerados; *v*) o controlador resultante é de fácil implementação; e *vi*) é possível evitar a estrutura em cascata que normalmente é usada em esquema de controle linear, o que resulta em uma resposta transitória muito rápida. Por outro lado, geralmente, controladores preditivos requerem um grande número de cálculos quando comparado aos controles clássicos. No entanto, com o desenvolvimento dos microprocessadores essa questão tem se tornado secundária (FARD, 2013; KOURO *et al.*, 2009; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016).

O controle preditivo pode ser considerado como qualquer algoritmo que usa um modelo do sistema para prever seu comportamento futuro e selecionar uma ação de controle ideal com base em um critério de otimização (CORTÉS *et al.*, 2008; KOURO *et al.*, 2009; YARAMASU; WU, 2016). O mesmo, abrange uma ampla classe de controladores que recentemente estão sendo aplicados no VSC de potência, como: controle preditivo de *deadbeat*, controle preditivo baseado em histerese, controle preditivo baseado em trajetória e Controle Preditivo Baseado em Modelo (do inglês, *Model Predictive Control*) (MPC) (CORTÉS *et al.*, 2008; YARAMASU; WU, 2016).

Vazquez *et al.* (2016) destaca que o MPC é uma solução muito atraente para o controle do VSC de potência atualmente, devido sua rápida resposta dinâmica e fácil implementação. No entanto, esta técnica de controle não é uma abordagem nova, sendo desenvolvida na década de 1960 e aplicado na indústria química, caracterizado por dinâmicas

lentas, no final da década de 1970. Entretanto, somente na década de 1980 que essa técnica de controle foi aplicada ao VSC de potência, mas como na época os processadores não eram rápidos e poderosos conforme os atuais a sua aplicação era inviável. Contudo, com a grande revolução das plataformas de controle digital a aplicação do MPC na eletrônica de potência se tornou viável e a sua popularidade vem aumentando gradativamente nos últimos anos (FARD, 2013; GELDENHUYS *et al.*, 2016; KARAMANAKOS *et al.*, 2013; RODRÍGUEZ *et al.*, 2012; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013a; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2014; YARAMASU; WU, 2016).

Atualmente, a abordagem do MPC pode ser encontrada na literatura para quase todos os tipos de aplicações utilizando o VSC de potência, como destacado por Rodríguez e Cortés (2012), Vazquez *et al.* (2014), Yaramasu e Wu (2016). Dessa forma, o MPC aplicado ao VSC de potência pode ser considerado uma técnica bem estabelecida nos estágios de pesquisa e de desenvolvimento (VAZQUEZ *et al.*, 2016). O conceito do MPC é baseado em um modelo equivalente discreto da planta para estimar os possíveis valores futuros das variáveis a serem controladas, até um horizonte predefinido no tempo, e executar ações de controle preventivo para minimizar o erro. Portanto, a cada período de amostragem, são previstos os resultados da função custo da próxima etapa para todos os estados de comutação possíveis do VSC, em seguida o estado que minimiza a função custo no próximo instante de amostragem é selecionado e aplicado diretamente ao VSC no instante atual. Essa ação de controle é repetida para cada instante de amostragem do sistema (CORTÉS *et al.*, 2008; KOURO *et al.*, 2009; RODRÍGUEZ *et al.*, 2007; VAZQUEZ *et al.*, 2016).

A técnica do MPC pode ser classificado em duas categorias principais: *i*) a que apresenta modulador por exemplo Controle Preditivo Baseado no Modelo com Conjunto de Controle Contínuo (do inglês, *Continuous Control Set Model Predictive Control*) (CCS-MPC) e, *ii*) a que não apresenta modulador denominado Controle Preditivo Baseado no Modelo com Conjunto de Controle Finito (do inglês, *Finite Control Set Model Predictive Control*) (FCS-MPC).

O CCS-MPC utiliza um modulador para gerar os estados de comutação desejada a partir da saída contínua do controlador preditivo. A principal vantagem do controle preditivo baseado no modulador é a operação com frequência de chaveamento fixa (VAZQUEZ *et al.*, 2016; YARAMASU; WU, 2016). O CCS-MPC pode ser dividido em dois controladores mais utilizados na eletrônica de potência, sendo eles o Controle Preditivo Generalizado (do inglês, *Generalized Predictive Control*) (GPC) e o Controle Preditivo Baseado em Modelo Explícito (do inglês, *Explicit Model Predictive Control*) (EMPC). O GPC geralmente é aplicado para sistemas lineares e que não haja restrições, já o EMPC permite inserir no modelo as não linearidades e as restrições do sistema. O principal problema do GPC e EMPC quando aplicados ao VSC, é que ambos não levam em consideração a natureza discreta do conversor, assim tornando o MPC mais complexo (VAZQUEZ *et al.*, 2016). Além do mais, os controladores preditivos baseado em modulador são muito sensíveis às

variações de parâmetros do sistema que podem levar à instabilidade (YARAMASU; WU, 2016).

O FCS-MPC leva em consideração a natureza discreta do VSC para formular o algoritmo MPC e opera sem qualquer modulador. O FCS-MPC é a variação do MPC para casos onde o sistema possui um número finito de estados. Portanto, aproveita a natureza discreta do conversor para reduzir o número de cálculos e o tempo de processamento do algoritmo. Logo, o procedimento de previsão será limitado apenas a esses estados finitos tornando a formulação da estratégia muito intuitiva e simples (VAZQUEZ *et al.*, 2016).

Dessa forma, a abordagem FCS-MPC vem se destacando por apresentar uma alternativa simples, intuitiva, poderosa e promissora para controlar o VSC de potência. Além disso, apresenta simplicidade de implementação digital e melhoria de desempenho em comparação com o controle clássico. Um aspecto importante a ser abordado é que o FCS-MPC foi teoricamente analisado e testado experimentalmente para uma ampla gama de topologias de VSCs de baixa, média e alta potência. Desta forma, foi alcançado um nível de maturidade suficiente para encontrar aplicações práticas no setor de eletrônicos de potência e de conversão de energia (YARAMASU; WU, 2016).

1.3 OBJETIVOS

Com base no relato mencionado sobre os controladores preditivos, fontes renováveis, o VSC e filtro passivo, o presente trabalho possui como objetivos elaborar um estudo sobre a aplicação do FCS-MPC a um VSC de Dois Níveis (do inglês, *Two-Level*) (2L) com filtro de saída LCL para interligar uma fonte alternativa de geração de energia elétrica, como, por exemplo, uma matriz de painéis solares ou uma turbina eólica, à rede elétrica de distribuição, e projetar uma estratégia de amortecimento ativo baseado em Resistor Virtual (do inglês, *Virtual Resistor*) (VR) para amortecer a ressonância intrínseca do filtro LCL.

Para realizar os objetivos do trabalho, foram estabelecidos os seguintes objetivos específicos para o seu desenvolvimento:

- a) Elaborar o modelo matemático no espaço de estados do 2L-VSC com filtro de saída LCL, com a finalidade de simular um sistema de GD conectado à rede elétrica;
- b) Estudar e elaborar o FCS-MPC para projetar o sistema de controle discreto do 2L-VSC responsável por processar a energia do sistema de GD;
- c) Estudar e aplicar a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR para atenuar a ressonância do sistema proveniente do filtro LCL, garantindo a estabilidade e o desempenho do sistema;
- d) Estudar e propor técnicas de controle para minimizar os impactos na qualidade

da energia gerada para a operação na presença de distorções harmônicas e desbalanços;

- e) Simular computacionalmente a técnica de controle desenvolvido para avaliar o método proposto e mostrar sua eficácia.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O respectivo trabalho foi organizado em sete capítulos e três apêndices, englobando este capítulo introdutório, onde foi apresentada a motivação e os objetivos para o estudo deste trabalho. O restante do documento encontra-se da seguinte forma:

No Capítulo 2 será apresentado um estudo sobre os principais filtros passivos de conexão e o modelo matemático no espaço de estados do 2L-VSC com filtro de saída LCL conectado à rede elétrica.

O Capítulo 3 irá abordar com detalhe o projeto do FCS-MPC aplicado ao 2L-VSC com o objetivo de garantir o rastreamento dos sinais de referência, bem como suas vantagens e desvantagens.

O Capítulo 4 descreverá uma breve revisão de vários trabalhos presentes na literatura com as estratégias para amortecer o pico de ressonância presente nos filtros passivos. Aborda também a estratégia escolhida para atenuar a ressonância do filtro LCL, bem como o seu projeto.

O Capítulo 5 apresenta a técnica para extrair a frequência fundamental e obter as sequências positiva e negativa da tensão da rede sob operação com harmônicos e desbalanços.

No Capítulo 6 são apresentados e discutidos os resultados de simulação utilizando o controle desenvolvido no Capítulo 3 junto com a estratégia de amortecimento apresentado no Capítulo 4. Adicionalmente, são descritos testes com a tensão desequilibrada e com a presença de harmônicos e a inclusão das técnicas descritas no Capítulo 5 para mitigar os problemas causados.

Finalmente, no Capítulo 7 serão apresentadas as conclusões, junto com as sugestões para desenvolvimentos futuros.

No Apêndice A são mostrados os diagramas esquemáticos das simulações para o sistema operando com rede ideal, com a presença de harmônicos e sob operação de rede desequilibrada.

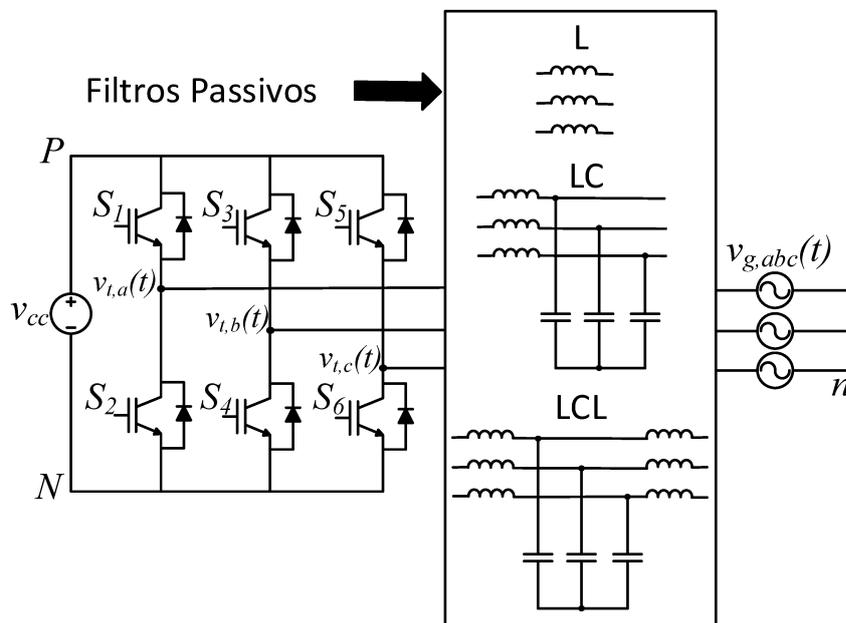
No Apêndice B é detalhado o algoritmo do controlador do tipo FCS-MPC utilizado.

No Apêndice C é apresentada a publicação sobre este trabalho.

2 TOPOLOGIA DO 2L-VSC COM FILTRO PASSIVO

Neste capítulo são apresentados os principais filtros passivos utilizados atualmente para conexão do VSC à rede elétrica para filtragem dos harmônicos de chaveamento como mostrado na Figura 1. Logo, algumas vantagens e desvantagens da aplicação são descritas. O modelo em espaço de estados do 2L-VSC com o filtro de saída LCL nas coordenadas naturais abc é detalhado e posteriormente transformado para as coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Isto se faz necessário para realizar o projeto do FCS-MPC e da estratégia de amortecimento ativo baseado em VR para atenuar a ressonância.

Figura 1 – 2L-VSC com os possíveis filtros passivos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2.1 FILTROS PASSIVOS

As instalações de sistemas de GD de energia estão crescendo rapidamente e para integrá-los a rede elétrica são utilizados VSCs que possuem dispositivos semicondutores de comutação. A operação discreta dos semicondutores gera harmônicos indesejados ocasionando problemas relacionados a qualidade de energia elétrica (YAGNIK; SOLANKI, 2017). Alguns problemas provenientes desta operação são: perdas; interferências nos sistemas de controle e comunicação; redução da vida útil de máquinas girantes; falhas em bancos de capacitores; interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência (ARAÚJO, 2012; FILHO; BRAGA; SILVA, 2008).

Portanto, os efeitos indesejados causados por esses harmônicos devem ser minimizados, dessa forma obtendo um sistema elétrico operando com alta confiabilidade e

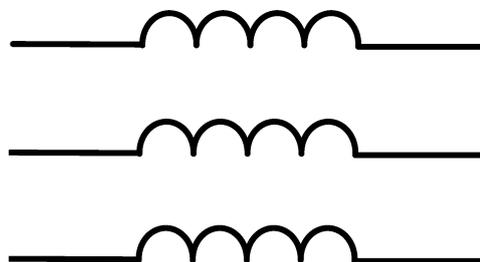
eficiência energética. Logo, uma solução é a conexão dos filtros passivos entre o VSC e a rede elétrica, devido à fácil implementação e sua utilização já ser bastante consolidado, que garante confiabilidade. Além disso, é a opção mais utilizada na indústria (FILHO; BRAGA; SILVA, 2008).

Os principais filtros passivos utilizados para atenuar os harmônicos provenientes do efeito do chaveamento do VSC e garantir uma tensão e/ou corrente com o mínimo possível de distorção são: L, LC e LCL (GUIMARÃES, 2019). O filtro ideal deve apresentar uma atenuação elevada em altas frequências, o que reduz a ondulação harmônica do chaveamento de forma satisfatória (CHA; VU, 2010). A seguir é abordado com mais detalhes cada uma das topologias citadas anteriormente.

2.1.1 Filtro L

O filtro L de primeira ordem, como ilustrado na Figura 2, é a topologia mais utilizada entre os terminais do VSC e a rede elétrica por apresentar modelo e controlabilidade mais simples (CHA; VU, 2010; GUIMARÃES, 2019). Porém, esse filtro possui uma baixa taxa de decaimento na frequência, dada por -20 dB/década. Logo, para se obter níveis de atenuação satisfatórios, o VSC deve operar com alta frequência de chaveamento ou com o valor de indutância muito elevado (HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015; LINDGREN; SVENSSON, 1998; TWINING; HOLMES, 2003). Contudo, um alto valor de indutância resulta em um filtro volumoso, pesado e caro (BERES *et al.*, 2015; MONTEIRO, 2018; YAGNIK; SOLANKI, 2017). Portanto, das desvantagens citadas anteriormente, o filtro L possui uma queda excessiva de tensão no indutor, o que aumenta as perdas e torna necessário a utilização de tensões mais elevadas do lado CC do conversor. Assim, usualmente limitando sua aplicação a níveis de potência mais reduzidos (HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015).

Figura 2 – Topologia de filtro L.



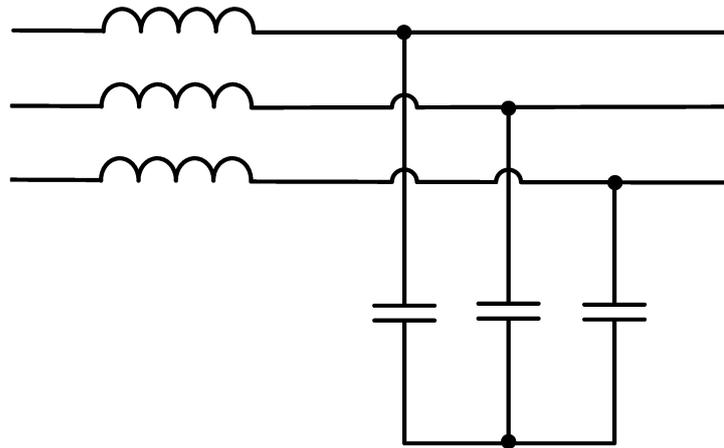
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2.1.2 Filtro LC

Para melhorar a característica de filtragem é adicionado ao filtro L capacitores em paralelo formando o filtro LC como ilustrado na Figura 3. Sendo um filtro de segunda

ordem, apresenta uma atenuação de 40 dB/década após a frequência de corte. Este filtro possui uma melhor filtragem de harmônicos e redução do volume e peso dos componentes se comparado ao filtro L (HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015). Entretanto, apresenta ressonância que pode amplificar os níveis da corrente e/ou tensão durante transitórios.

Figura 3 – Topologia de filtro LC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

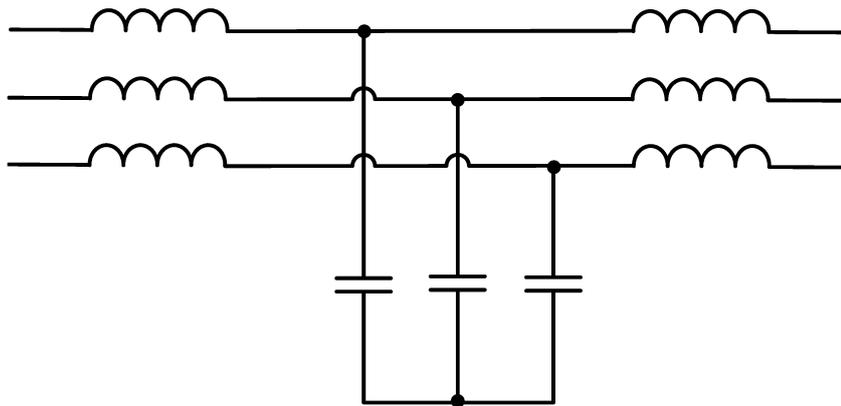
O filtro LC é comumente utilizado para melhorar o fator de potência no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) dos VSCs que utilizam apenas o filtro L. Contudo, para o VSC conectado à rede elétrica este não se mostra a melhor opção, basicamente por apresentar dois problemas: primeiro, a ressonância do sistema torna-se muito vulnerável a impedância no PAC; e segundo, devido ao capacitor, a corrente inicial se torna elevada durante a conexão com a rede elétrica (ARAÚJO, 2012; MONTEIRO, 2018).

2.1.3 Filtro LCL

O filtro LCL é de terceira ordem e pode ser obtido ao conectar um segundo indutor aos terminais de saída do filtro LC como apresentado na Figura 4. O filtro LCL apresenta melhor capacidade de atenuação harmônico em relação aos filtros L e LC, ou seja, -60 dB/década após a frequência de corte, além de apresentar um alto desempenho dinâmico (BERES *et al.*, 2014; GELDENHUYS *et al.*, 2016; HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015; LINDGREN; SVENSSON, 1998; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2014). Além disso, apresenta outras vantagens como:

- a) Apresenta desempenho aprimorado em baixa frequência de comutação, sendo uma grande vantagem em aplicações de alta potência, no qual, a frequência de comutação é limitada devido as perdas por comutação (CHA; VU, 2010; HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015; LINDGREN; SVENSSON, 1998; TWINING; HOLMES, 2003; YAGNIK; SOLANKI, 2017);

Figura 4 – Topologia de filtro LCL.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

- b) Apresenta peso, volume e custo inferiores aos filtros L e LC, além de oferecer alta qualidade de energia (BERES *et al.*, 2014; CHA; VU, 2010; GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018; MONTEIRO, 2018; PELTONIEMI *et al.*, 2006);
- c) Apresenta menor sensibilidade às variações da impedância da rede elétrica como ocorrido no filtro LC, assim apresentando uma melhor resposta devido a adição da segunda indutância que limita a corrente elevada do capacitor (CHA; VU, 2010; GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018; WANG *et al.*, 2003);
- d) Fornece um melhor desacoplamento entre o filtro passivo e a impedância da rede elétrica. Além disso, apresenta uma menor ondulação de corrente no indutor de saída do filtro comparado aos filtros L e LC por apresentar uma melhor característica de filtragem (HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015).

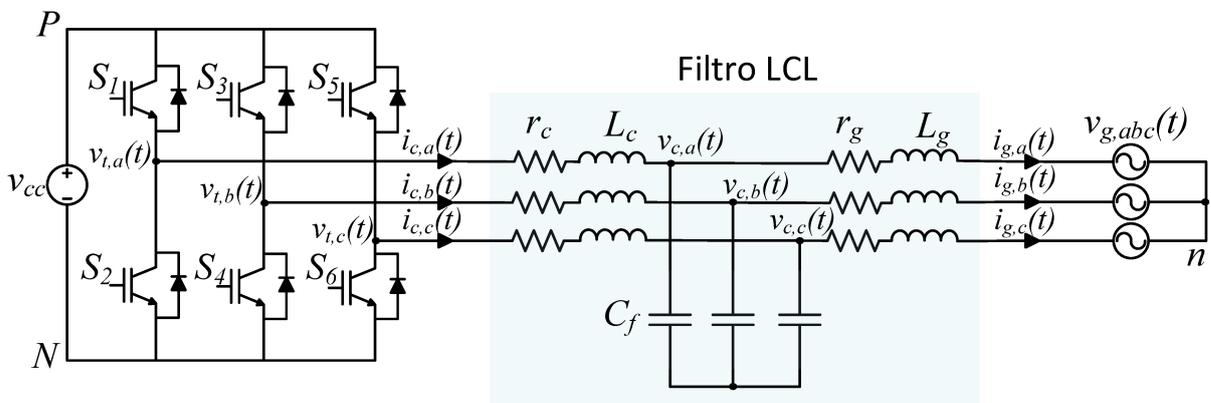
Por outro lado, os principais desafios quando se lida com o filtro LCL são o aumento da complexidade do controle, o qual, torna mais difícil controlar diretamente as variáveis do lado da rede elétrica devido ao atraso gerado pelo sistema de terceira ordem e apresenta, assim como no filtro LC, pico de ressonância que deve ser amortecida (GUIMARÃES, 2019; LINDGREN; SVENSSON, 1998; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013a; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013b; TWINING; HOLMES, 2003).

De todos os filtros de saída usados no campo da eletrônica de potência, o filtro LCL é atualmente uma topologia em crescente aplicação. O motivo da popularidade do filtro LCL é principalmente por alcançar uma boa atenuação harmônica com valores dos componentes reduzidos, ou seja, é obtida uma boa qualidade de energia com custo razoável de filtro (PELTONIEMI *et al.*, 2006). Dessa forma, levando em consideração todas as características expostas, o filtro LCL apresenta vantagens significativas e portanto será investigado neste trabalho.

2.2 MODELO DO 2L-VSC COM FILTRO LCL

Na Figura 5 é apresentado o circuito do 2L-VSC com filtro de saída LCL. Na modelagem matemática adota-se a direção do fluxo de corrente do 2L-VSC para a rede elétrica. O 2L-VSC é alimentado a partir de uma fonte de tensão ideal, o que significa que a tensão do barramento de Corrente Contínua (CC), V_{cc} , é constante. Os indutores do filtro são modelados como uma indutância em série com um resistor, que representa a resistência intrínseca do indutor. Os subscritos c e g são utilizados para identificar os elementos do lado do 2L-VSC e do lado da rede elétrica, respectivamente. O último componente do filtro é o capacitor, C_f .

Figura 5 – 2L-VSC com filtro de saída LCL conectado a rede.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 5, pode-se escrever as seguintes equações diferenciais nas coordenadas naturais abc

$$\begin{cases} \frac{di_{c,a}(t)}{dt} = \frac{v_{t,a}(t)}{L_c} - \frac{v_{c,a}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c} i_{c,a}(t) \\ \frac{di_{c,b}(t)}{dt} = \frac{v_{t,b}(t)}{L_c} - \frac{v_{c,b}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c} i_{c,b}(t), \\ \frac{di_{c,c}(t)}{dt} = \frac{v_{t,c}(t)}{L_c} - \frac{v_{c,c}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c} i_{c,c}(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{g,a}(t)}{dt} = \frac{v_{c,a}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,a}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,a}(t) \\ \frac{di_{g,b}(t)}{dt} = \frac{v_{c,b}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,b}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,b}(t), \\ \frac{di_{g,c}(t)}{dt} = \frac{v_{c,c}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,c}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,c}(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \frac{dv_{c,a}(t)}{dt} = \frac{i_{c,a}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,a}(t)}{C_f} \\ \frac{dv_{c,b}(t)}{dt} = \frac{i_{c,b}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,b}(t)}{C_f}, \\ \frac{dv_{c,c}(t)}{dt} = \frac{i_{c,c}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,c}(t)}{C_f} \end{cases}, \quad (2.3)$$

onde $i_{c,a}$, $i_{c,b}$ e $i_{c,c}$ são as correntes trifásicas através dos indutores L_c ; $i_{g,a}$, $i_{g,b}$ e $i_{g,c}$ são as correntes trifásicas através dos indutores L_g ; $v_{c,a}$, $v_{c,b}$ e $v_{c,c}$ são as tensões trifásicas sobre os capacitores C_f ; $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões trifásicas nos terminais de saída do 2L-VSC; $v_{g,a}$, $v_{g,b}$ e $v_{g,c}$ são as tensões trifásicas do PAC com a rede elétrica.

As equações (2.1), (2.2) e (2.3) podem ser reescritas utilizando a seguinte notação vetorial

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_c(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_t(t)}{L_c} - \frac{\mathbf{v}_c(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c}\mathbf{i}_c(t) \\ \frac{d\mathbf{i}_g(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_c(t)}{L_g} - \frac{\mathbf{v}_g(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g}\mathbf{i}_g(t), \\ \frac{d\mathbf{v}_c(t)}{dt} = \frac{\mathbf{i}_c(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{i}_g(t)}{C_f} \end{cases}, \quad (2.4)$$

onde \mathbf{i}_c , \mathbf{i}_g , \mathbf{v}_c , \mathbf{v}_t , e \mathbf{v}_g são os vetores trifásicos das respectivas grandezas.

A equação (2.4) pode ser decomposta em um sistema estacionário de coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$, através da transformada de Clarke (2.5). Por se tratar de uma transformada bastante difundida na literatura, a mesma não será abordada em detalhes neste trabalho. Mais detalhes podem ser encontrados em (YARAMASU; WU, 2016; YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Devido ao fato do sistema ser a três fios, ou seja, não há caminho para circulação de corrente de sequência zero, a coordenada zero pode ser desconsiderada. Assim, o modelo nas coordenadas ortogonais $\alpha\beta$ é dado por

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}(t)}{L_c} - \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c}\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t) \\ \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{L_g} - \frac{\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g}\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t). \\ \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)}{C_f} \end{cases}. \quad (2.6)$$

Devido ao desacoplamento entre os eixos, o sistema (2.6) pode ser reescrito como dois sistemas independentes no espaço de estados (OGATA, 2011), como se segue

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}_k(t)}{dt} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k(t) + \mathbf{B}_{u,k} \mathbf{v}_{t,k}(t) + \mathbf{B}_{w,k} \mathbf{v}_{g,k}(t), \\ \mathbf{y}_k(t) = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k(t) \end{cases}, \quad (2.7)$$

onde

$$\mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & 0 & \frac{-1}{L_c} \\ 0 & -\frac{r_g}{L_g} & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{u,k} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{w,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{x}_k(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{c,k}(t) \\ \mathbf{i}_{g,k}(t) \\ \mathbf{v}_{c,k}(t) \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{C}_k = [0 \quad 1 \quad 0],$$

sendo $k \in \{\alpha, \beta\}$, \mathbf{x}_k é o vetor de estados, $\mathbf{v}_{t,k}$ é a entrada de controle, $\mathbf{v}_{g,k}$ é a entrada de distúrbio, \mathbf{y}_k é a saída do sistema, \mathbf{A}_k é a matriz dinâmica, $\mathbf{B}_{u,k}$ é a matriz de entrada de controle, $\mathbf{B}_{w,k}$ é a matriz de entrada de distúrbios e \mathbf{C}_k é a matriz de saída. Neste modelo a rede é representada como um distúrbio.

Para facilitar a análise do comportamento dinâmico e da ressonância do filtro LCL, o sistema é representado por sua função de transferência, ou seja, no domínio da frequência. Para esta finalidade é necessário utilizar (2.9) que relaciona a saída, $Y(s)$, pela entrada, $U(s)$ (OGATA, 2011).

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}, \quad (2.9)$$

onde s é a variável de Laplace e \mathbf{I} é a matriz identidade de dimensões apropriadas.

Como o modelo presente em (2.7) possui uma entrada de controle, sendo a tensão dos terminais de saída do 2L-VSC, $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$, e duas saídas respectivamente a serem analisadas, sendo a corrente de saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$, e a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$. Dessa forma, são obtidas duas funções de transferências, conforme:

$$\frac{I_{g,k}(s)}{V_{t,k}(s)} = \mathbf{C}_k (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{B}_{u,k}, \quad (2.10)$$

$$\frac{I_{c,k}(s)}{V_{t,k}(s)} = \mathbf{C}_{1,k} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{B}_{u,k}, \quad (2.11)$$

onde $\mathbf{C}_{1,k} = [1 \quad 0 \quad 0]$, sendo uma variação da matriz de saída, \mathbf{C}_k .

Substituindo as matrizes e os vetores dados em (2.8) em (2.10) e (2.11), obtêm-se, respectivamente, as seguintes funções de transferências

$$\frac{I_{g,k}(s)}{V_{t,k}(s)} = \frac{1}{C_f L_c L_g s^3 + (C_f L_c r_g + C_f L_g r_c) s^2 + (C_f r_c r_g + L_c + L_g) s + (r_c + r_g)}, \quad (2.12)$$

$$\frac{I_{c,k}(s)}{V_{t,k}(s)} = \frac{C_f L_g s^2 + C_f r_g s + 1}{C_f L_c L_g s^3 + (C_f L_c r_g + C_f L_g r_c) s^2 + (C_f r_c r_g + L_c + L_g) s + (r_c + r_g)}. \quad (2.13)$$

A corrente $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$, também é considerada como uma variável de entrada em relação a corrente $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$. Dessa forma, pode-se escrever a seguinte relação

$$\frac{I_{g,k}(s)}{I_{c,k}(s)} = \frac{1}{C_f L_g s^2 + C_f r_g s + 1}. \quad (2.14)$$

Supondo que as resistências intrínsecas dos indutores, r_c e r_g , sejam relativamente pequenas quando comparadas com as impedâncias dos outros componentes do filtro LCL, as mesmas podem ser desconsideradas para facilitar a análise. Sendo assim, as funções de transferências simplificadas que relaciona $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ com suas respectivas variáveis de entrada $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$ e $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$ são respectivamente

$$\frac{I_{g,k}(s)}{V_{t,k}(s)} = \frac{1}{C_f L_c L_g s^3 + (L_c + L_g) s}, \quad (2.15)$$

$$\frac{I_{g,k}(s)}{I_{c,k}(s)} = \frac{1}{C_f L_g s^2 + 1}. \quad (2.16)$$

Portanto, ao igualar o denominador de (2.15) e (2.16) a zero, é possível determinar as frequências de ressonâncias do sistema, como se segue:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_g}{C_f L_c L_g}}, \quad (2.17)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_f L_g}}, \quad (2.18)$$

onde a frequência f_1 corresponde a ressonância entre a $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ e $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$. Já a frequência f_2 corresponde a ressonância entre $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ e $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$.

Para uma análise numérica das frequências de ressonâncias, f_1 e f_2 , foram adotados os valores dos componentes do filtro LCL baseado no trabalho de Ferreira (2016) listados na Tabela 1. O projeto do filtro está além dos objetivos desta dissertação.

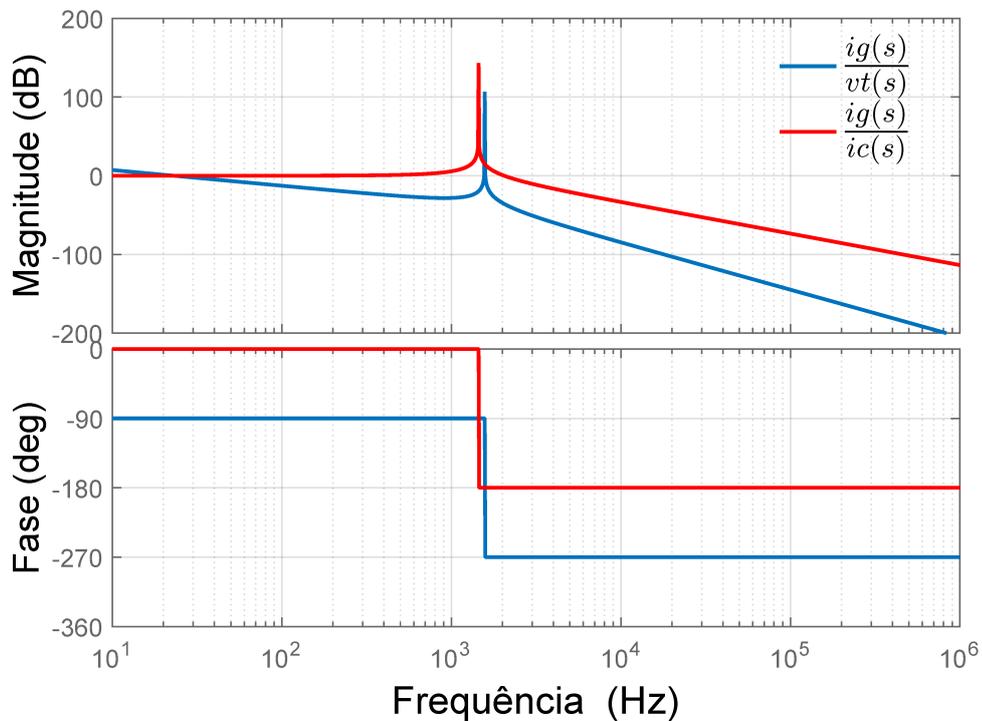
Substituindo os valores dados na Tabela 1 é possível traçar a resposta em frequência do sistema em relação a (2.15) e (2.16) como mostrado na Figura 6. Os picos de ressonância estão localizados em 1573,74 Hz para a frequência f_1 e 1447,82 Hz para f_2 , de acordo

Tabela 1 – Valores dos parâmetros do filtro LCL.

Parâmetros	Valor
L_c	5,84 mH
r_c	0,2 Ω
L_g	1,06 mH
r_g	0,17 Ω
C_f	11,4 μF

Fonte: Ferreira (2016).

Figura 6 – Resposta em frequência do filtro LCL.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

com (2.17) e (2.18), respectivamente. Percebe-se que após a frequência de ressonância f_1 o sistema possui uma atenuação de 60 dB/década por se tratar de um sistema de terceira ordem e uma atenuação 40 dB/década para a frequência de ressonância f_2 por se tratar de um sistema de segunda ordem, conforme os modelos matemáticos descritos. Por outro lado, há uma amplificação do sinal nas frequências que estão ao redor da frequência de ressonância. Ferreira (2016) destaca que essa amplificação deve ser amortecida para evitar oscilações durante a operação do conversor, principalmente em transitórios. Adicionalmente, o MPC produz uma frequência de chaveamento variável podendo gerar componentes com frequência em torno dessas duas ressonâncias, prejudicando o funcionamento do sistema

devido à amplificação significativa destes componentes.

2.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, inicialmente foram apresentados os principais filtros passivos utilizados para filtragem harmônica, onde discutiu-se sobre os filtros passivos L, LC e LCL. Desta forma, foram apresentadas suas características, vantagens e desvantagens que foram primordiais para a escolha da utilização do filtro LCL neste trabalho.

Em seguida, foi desenvolvido o modelo matemático do 2L-VSC com filtro de saída LCL, que posteriormente será utilizado para elaborar o projeto de controle.

Por fim, foram analisadas as frequências de ressonâncias proveniente do filtro LCL que devem ser amortecidas para evitar problemas de funcionamento do sistema.

3 PROJETO DO FCS-MPC

Este capítulo apresenta o FCS-MPC aplicado ao 2L-VSC com filtro de saída LCL conectado à rede elétrica. Primeiramente, são apresentadas as vantagens e desvantagens do controlador. Posteriormente, toda a metodologia do funcionamento do FCS-MPC, bem como todas as etapas de projeto com o objetivo de garantir o rastreamento das variáveis referências são abordadas.

3.1 INTRODUÇÃO AO FCS-MPC

O FCS-MPC vem se destacando por ser uma alternativa simples, intuitiva, poderosa e promissora para controlar sistemas modernos de conversão de energia de alto desempenho (YARAMASU; WU, 2016). Além disso, oferece diversas vantagens que o torna adequado para controlar VSC de potência sendo elas:

- a) Otimiza o algoritmo do MPC, ou seja, reduz os cálculos e o tempo de processamento, devido ao fato de existir apenas um número finito de posições de comutação do VSC, o que torna as previsões limitadas (YARAMASU; WU, 2016). Dessa forma, possibilita a sua implementação em plataformas digitais disponíveis no mercado atualmente;
- b) O controlador resultante é de fácil implementação e pode ser aplicado a uma grande variedade de sistemas (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012);
- c) Apresenta grande flexibilidade para incorporar e controlar simultaneamente as restrições de controle (como exemplo, limitar a corrente e a tensão máxima permitida), requisitos técnicos de controle (como exemplo, reduzir a perda e a frequência de comutação) e diferentes grandezas elétricas (como exemplo, corrente, tensão, potência, torque, entre outras) (DRAGIČEVIĆ, 2017; FARD, 2013; KOURO *et al.*, 2009; MIRANDA *et al.*, 2009a; RODRÍGUEZ *et al.*, 2007; RODRÍGUEZ *et al.*, 2012; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016). Portanto, o sistema a ser controlado torna-se mais confiável;
- d) Em baixas frequências, apresenta resposta dinâmica e flexibilidade de controle superior aos controladores clássicos e rastreamento de referência comparável em estado estacionário (DRAGIČEVIĆ, 2017; FARD, 2013; RODRÍGUEZ *et al.*, 2007; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016);
- e) As não linearidades e limitações do sistema podem ser facilmente incorporadas diretamente no modelo de planta. Dessa forma, evita a necessidade de linearizar o modelo para um determinado ponto de operação, o que melhora a resposta do sistema para todas as condições de operação (DRAGIČEVIĆ, 2017; FARD, 2013; MIRANDA *et al.*, 2009a; RODRÍGUEZ *et al.*, 2007; RODRÍGUEZ; CORTÉS,

2012; YARAMASU; WU, 2016);

- f) É robusto a variações e perturbações dos parâmetros, no qual, mantém a estabilidade do sistema mesmo com a alta incompatibilidade entre os parâmetros usados no algoritmo do FCS-MPC e o existente no sistema físico (DRAGIČEVIĆ, 2017; RODRÍGUEZ *et al.*, 2007; YARAMASU *et al.*, 2012). Logo, o FCS-MPC garante excelente desempenho de controle para as variações dos parâmetros em torno do ponto ideal, assim, o ajuste preciso entre os parâmetros não é de importância crucial. Esta característica não pode ser alcançada usando técnicas de controles convencionais destaca Dragičević (2017);
- g) O sistema a ser controlado torna-se totalmente desacoplado. Dessa forma, evita a influência entre as malhas de controle (KOURO *et al.*, 2009; RODRÍGUEZ *et al.*, 2012; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016);
- h) Por fim, compensa perturbações e tempos mortos do sistema (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016).

Entretanto, existem algumas desvantagens que devem ser citadas, como:

- a) Apresenta cálculos mais complexos em comparação aos controladores lineares clássicos, que resulta na redução da velocidade do controlador em sistemas complexos, além de maior esforço computacional (FARD, 2013; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016). Contudo, isso não é um problema tão relevante, já que as plataformas digitais estão em constante desenvolvimento, o que resulta no aumento da capacidade de processamento;
- b) Apresenta frequência de chaveamento variável por não apresentar modulador, o que leva ao espalhamento do espectro harmônico, assim podendo causar ressonância e vibrações dependendo da aplicação (KOURO *et al.*, 2009; YARAMASU; WU, 2016). Entretanto, Cortés *et al.* (2008), Kouro *et al.* (2009) abordam uma estratégia para compensar essa desvantagem;
- c) O desempenho do controlador é altamente dependente do nível de detalhamento do modelo discreto da planta e de sua previsão. Contudo, modelos matemáticos de vários conversores de energia de alta precisão estão disponíveis na literatura (YARAMASU; WU, 2016);
- d) O controlador torna-se mais complexo com o aumento do número de chaves presentes em outras topologias de conversores, resultando em um maior número de combinações dos estados de comutação. Dessa forma, ocasiona um aumento dos cálculos que dificulta a implementação por requerer um maior tempo de processamento (YARAMASU; WU, 2016).

Ao analisar as vantagens e desvantagens mencionadas, pode-se concluir que o FCS-MPC realmente é uma técnica de controle muito poderosa para ser pesquisada e

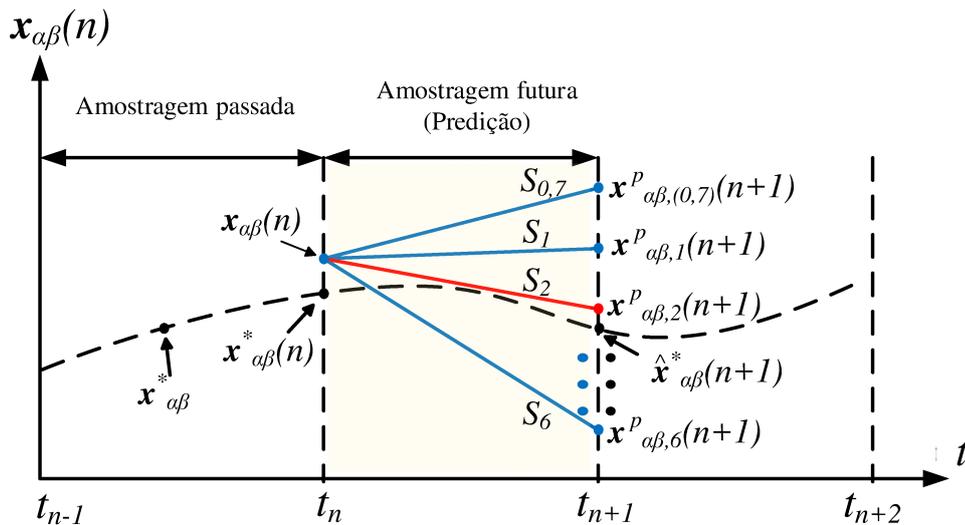
abordada nos estudos atuais e futuros para aplicação na eletrônica de potência.

3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO FCS-MPC

A estratégia do FCS-MPC leva em consideração o modelo discreto do 2L-VSC de potência, que apresenta um número finito de estados de comutação. O 2L-VSC proposto apresenta oito estados de comutação, sendo abordado com maior detalhe na subseção 3.2.3.

O conceito do FCS-MPC é definido a partir de uma variável a ser controlada no instante atual, $\mathbf{x}_{\alpha\beta}(n)$, no qual, o controle prevê uma amostra a frente, ou seja, uma amostra futura, $\mathbf{x}_{\alpha\beta}^p(n+1)$, para os oito possíveis estados de comutação do 2L-VSC. A seleção do estado de comutação ideal a ser aplicado no 2L-VSC é feita através de uma seleção de otimização denominada função custo. A função custo avalia o erro entre a variável de referência que é extrapolada para uma amostra a frente, $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}^*(n+1)$, com as oito variáveis previstas. Em seguida, a que apresentar o estado de comutação que minimiza a função custo do próximo instante, $t(n+1)$, será selecionado e aplicado no instante atual, $t(n)$ (FARD, 2013; KOURO *et al.*, 2009; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016). A extrapolação das variáveis de referência é apresentada na subseção 3.2.5. Na Figura 7 é mostrado o procedimento descrito, nota-se que o estado de comutação ideal que minimiza a função custo é o estado s_2 , ou seja, a variável prevista $\mathbf{x}_{\alpha\beta,2}^p(n+1)$. Essa análise é repetida para os próximos instantes de amostragem.

Figura 7 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC.



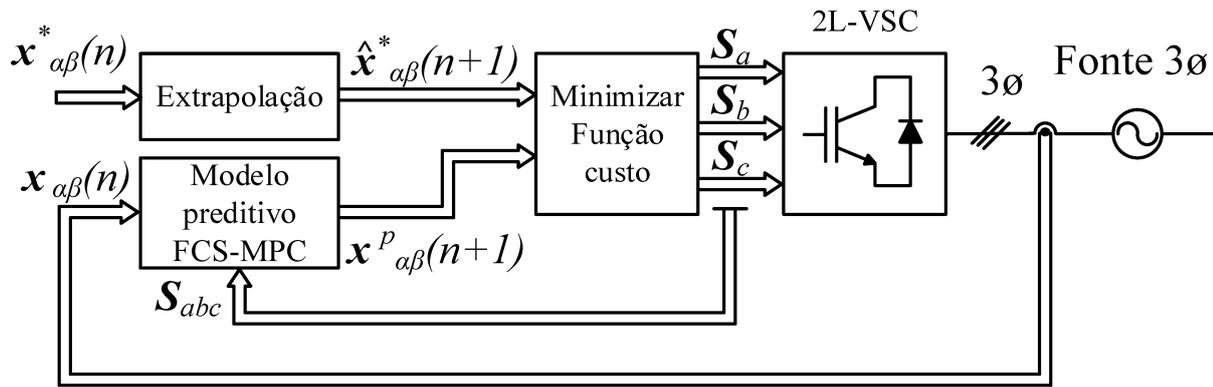
Fonte: Adaptado de Rodríguez e Cortés (2012).

Em outras palavras, o FCS-MPC prevê os erros futuros e implementa ações de controle preventivo antes mesmo de ocorrer grandes erros no sistema, o que torna o sistema geral robusto. O FCS-MPC apresenta cinco etapas de projeto, descritos a seguir:

1. Cálculo da variável de referência;
2. Extrapolação da variável de referência;
3. Possíveis estados de comutação;
4. Modelo preditivo, que permite prever o comportamento futuro das variáveis a serem controladas;
5. Função custo, na qual, são formuladas as restrições de controle a serem minimizadas, buscando objetivos específicos a serem atingidos.

O diagrama de blocos do FCS-MPC que resume as etapas descritas acima é ilustrado na Figura 8, sendo as etapas detalhadas nas próximas subseções.

Figura 8 – Diagrama de blocos do FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

3.2.1 Modelo discreto do 2L-VSC com filtro LCL

Para prever as variáveis futuras a serem controladas, o modelo da planta deve ser discretizado. Para discretizar, foi utilizado a aproximação *Euler* direto (do inglês, *Forward Euler*) devido à sua simplicidade, precisão e desempenho aceitável no FCS-MPC (FARD, 2013). A aproximação *Euler* direto é dada por:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(n+1) - x(n)}{T_s} \quad (3.1)$$

onde T_s é o período de amostragem; $x(n+1)$ e $x(n)$ são as variáveis controladas no próximo instante de amostragem e no instante atual, respectivamente.

Portanto, aplicando a aproximação em (2.7), obtém-se o seguinte modelo discreto

$$\mathbf{x}_k^p(n+1) = \mathbf{A}_{d,k} \mathbf{x}_k(n) + \mathbf{B}_{du,k} \mathbf{v}_{t,k}^p(n) + \mathbf{B}_{dw,k} \mathbf{v}_{g,k}(n), \quad (3.2)$$

onde

$$\mathbf{A}_{d,k} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{r_c T_s}{L_c}\right) & 0 & \frac{-T_s}{L_c} \\ 0 & \left(1 - \frac{r_g T_s}{L_g}\right) & \frac{T_s}{L_g} \\ \frac{T_s}{C_f} & \frac{-T_s}{C_f} & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_k^p(n+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{c,k}^p(n+1) \\ \mathbf{i}_{g,k}^p(n+1) \\ \mathbf{v}_{c,k}^p(n+1) \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$\mathbf{B}_{du,k} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{B}_{dw,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-T_s}{L_g} \\ 0 \end{bmatrix},$$

sendo o sobrescrito p a variável prevista.

3.2.2 Referências de controle

O objetivo do FCS-MPC é garantir que a corrente de saída do filtro LCL siga uma dada referência. A referência da corrente responsável por injetar corrente na rede elétrica é obtida através de uma referência dinâmica que acompanha as variações de potência. Neste trabalho em particular, a corrente de referência da saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*$, é gerada a partir da variação da potência, no qual por simplicidade, é definida pelo usuário. Em aplicações reais, essa referência por ser proveniente de um outro controlador (que controla a tensão no link CC, por exemplo) ou fornecida pelo operador do sistema elétrico de potência (normalmente para fontes despacháveis) ou fornecida por algoritmos de rastreamento de máxima potência. A obtenção das referências de potência está além do escopo deste trabalho.

3.2.2.1 Referência da corrente de saída do filtro LCL

A referência da corrente de saída do filtro LCL é obtida a partir da teoria das potências instantâneas definida por Akagi, Watanabe e Aredes (2007). Em que a constante $\left(\frac{2}{3}\right)$ foi utilizada para se obter uma transformação invariante em amplitude. Dessa forma, diante a teoria da potência instantânea do sistema é possível obter a corrente de referência correspondente, conforme:

$$\begin{bmatrix} i_{g,\alpha}^*(t) \\ i_{g,\beta}^*(t) \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3}\right) \frac{1}{v_{g,\alpha}(t)^2 + v_{g,\beta}(t)^2} \begin{bmatrix} v_{g,\alpha}(t) & v_{g,\beta}(t) \\ v_{g,\beta}(t) & -v_{g,\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(t) \\ Q(t) \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

onde, $P(t)$ é a potência ativa instantânea e $Q(t)$ é a potência reativa instantânea.

Logo, para avaliar a técnica de controle proposta são geradas variações em degrau nas potências de referência, que a partir de (3.4) obtém-se a corrente de referência a ser injetada na rede elétrica.

3.2.2.2 Referência da tensão sobre o capacitor do filtro LCL

A tensão de referência do capacitor do filtro LCL, $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*$, é calculada a partir da referência da corrente de saída do filtro LCL e do modelo da planta. A partir do modelo descrito em (2.6), pode-se obter (3.5) que relaciona a tensão do capacitor do filtro LCL, $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$, a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$, e a tensão do PAC com a rede elétrica, $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$, conforme:

$$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta} = L_g \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta} r_g + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}. \quad (3.5)$$

Logo, para obter a referência de tensão no capacitor, substitui-se em (3.5) a corrente $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ por sua referência $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*$ obtida por (3.4), o que resulta na seguinte equação:

$$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^* = L_g \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^* r_g + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}. \quad (3.6)$$

Aplicando a definição da derivada na equação (3.6), no qual, é definida por:

$$\frac{d}{dt} = \frac{x(n) - x(n-1)}{T_s}, \quad (3.7)$$

onde T_s é o tempo de amostragem, $x(n-1)$ e $x(n)$ são as variáveis controlada no instante de amostragem anterior e no instante atual, respectivamente. Tem-se

$$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*(n) = \frac{L_g}{T_s} \left[\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n) - \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n-1) \right] + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n) r_g + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}(n). \quad (3.8)$$

3.2.2.3 Referência da corrente de saída do 2L-VSC

A última referência de controle é a corrente de saída do 2L-VSC. Essa corrente é fácil de ser controlada, pois apresenta relação direta com a tensão de controle (FERREIRA, 2016).

Readequando novamente o modelo da planta descrito em (2.6) obtém-se (3.9) que relaciona a corrente de saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$, a tensão do capacitor do filtro LCL, $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$, e a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$.

$$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta} = C_f \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}. \quad (3.9)$$

Logo, para obter a referência da corrente da saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*$, substitui-se em (3.9) a tensão $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$ por sua referência $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*$ obtido em (3.8) e a corrente $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ por sua referência $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*$ obtido em (3.4), o que resulta na seguinte equação:

$$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^* = C_f \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*, \quad (3.10)$$

que na sua forma discreta é dada por

$$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*(n) = \frac{C_f}{T_s} \left[\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*(n) - \mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*(n-1) \right] + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n). \quad (3.11)$$

no qual, pode ser representada como:

$$\begin{cases} v_{a,N} = s_a V_{cc} \\ v_{b,N} = s_b V_{cc}, \\ v_{c,N} = s_c V_{cc} \end{cases} \quad (3.13)$$

onde $v_{a,N}$, $v_{b,N}$ e $v_{c,N}$ são as tensões nos terminais trifásicos em relação ao polo negativo do barramento CC.

Para obter as tensões fase-neutro aplicadas em cada fase da rede (ou seja, as tensões das fases a, b, e c em relação ao ponto n como mostrado na Figura 9), a tensão de deslocamento de neutro, $v_{n,N}$, precisa ser subtraída de (3.13). Dessa forma, a tensão de deslocamento de neutro pode ser calculada aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 9, conforme:

$$\begin{cases} v_{n,N} = v_{a,N} - v_{a,n} \\ v_{n,N} = v_{b,N} - v_{b,n} \\ v_{n,N} = v_{c,N} - v_{c,n} \end{cases} \quad (3.14)$$

Assumindo que o conversor gera tensões trifásicas equilibradas, pode se escrever

$$v_{a,n} + v_{b,n} + v_{c,n} = 0, \quad (3.15)$$

onde $v_{a,n}$, $v_{b,n}$ e $v_{c,n}$ são as tensões trifásicas de fase-neutro do conversor em relação a rede elétrica.

Somando (3.14) e substituindo o resultado de (3.15), tem-se

$$v_{n,N} = \frac{v_{a,N} + v_{b,N} + v_{c,N}}{3}. \quad (3.16)$$

Logo, podemos definir a tensão de cada fase-neutro, como:

$$\begin{cases} v_{a,n} = v_{a,N} - v_{n,N} \\ v_{b,n} = v_{b,N} - v_{n,N} \\ v_{c,n} = v_{c,N} - v_{n,N} \end{cases} \quad (3.17)$$

A equação (3.17) pode ser reescrita através da notação vetorial como se segue

$$\mathbf{v}_n = \begin{bmatrix} v_{a,n} \\ v_{b,n} \\ v_{c,n} \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Desta forma, a tensão trifásica fase-neutro pode ser decomposta em um sistema estacionário nas coordenadas ortogonais $\alpha\beta$. Aplicando (2.5) em (3.18) desconsiderando a coordenada zero obtém-se a tensão fase-neutro na coordenadas $\alpha\beta$

$$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{v}_n, \quad (3.19)$$

onde o subscrito n foi trocado por t para padronizar a aplicação da Figura 5.

Sabe-se, que o 2L-VSC apresenta três braços e duas chaves de comutação em cada braço, assim, o número de combinações possíveis de suas chaves é descrito como o número de combinações diferentes das chaves em cada braços, ou seja, $2^3 = 8$. Logo, o vetor da tensão fase-neutro pode assumir oito valores discretos. Estes estão organizados na Tabela 2. Na Figura 10 são mostrados todos os estados de comutação presentes na Tabela 2, no qual, apresenta todas as possíveis posições dos vetores da tensão de saída do 2L-VSC no plano complexo. Esses vetores são as possíveis saídas da ação do controlador do tipo FCS-MPC a serem aplicados no 2L-VSC.

Tabela 2 – Possíveis valores da tensão fase-neutro do 2L-VSC.

S_a	S_b	S_c	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$
0	0	0	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,0} = 0$
1	0	0	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,1} = \frac{2}{3}V_{cc}$
1	1	0	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,2} = \frac{1}{3}V_{cc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
0	1	0	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,3} = -\frac{1}{3}V_{cc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
0	1	1	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,4} = -\frac{2}{3}V_{cc}$
0	0	1	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,5} = -\frac{1}{3}V_{cc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
1	0	1	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,6} = \frac{1}{3}V_{cc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cc}$
1	1	1	$\mathbf{v}_{t,\alpha\beta,7} = 0$

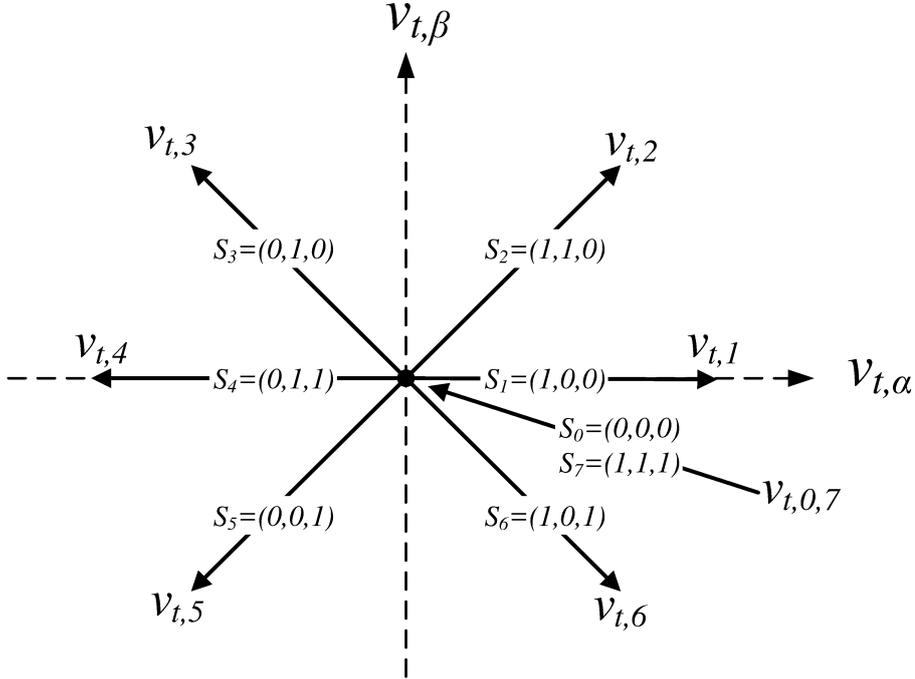
Fonte: Yaramasu e Wu (2016).

3.2.4 Compensação do atraso de processamento

Quando o FCS-MPC é simulado via *software* computacional o cenário do sistema é ideal, no qual, o tempo necessário para o processamento das variáveis do sistema é zero, ou seja, é processado instantaneamente. Entretanto, na implementação experimental é necessário um tempo de processamento das variáveis do sistema como (leitura, cálculos e atualizações), que introduz um atraso considerável entre a medição e aplicação da ação de controle, o que prejudica o desempenho do FCS-MPC. Este atraso se não compensado adequadamente pode levar a erros de estado estacionário e até a instabilidade (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016).

Uma forma utilizada para compensar esse atraso de processamento no algoritmo do FCS-MPC é realizar a predição de duas amostras a frente no tempo. A predição das

Figura 10 – Direção dos vetores $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$ no plano complexo.



Fonte: Adaptado de Rodríguez e Cortés (2012).

variáveis a serem controladas para duas amostras à frente no tempo, $\mathbf{x}_{\alpha\beta}^p(n+2)$, podem ser realizadas de três formas distintas, sendo: Estimativa + Previsão (do inglês, *Estimation + Prediction*) (E+P); Previsão + Previsão (do inglês, *Prediction + Prediction*) (P+P); e Previsão + Previsão Dupla (do inglês, *Prediction + Double Prediction*) (P+P²). O número de cálculos que o algoritmo realiza ao utilizar as estratégias E+P, P+P e P+P² são 9, 16 e 64, respectivamente (YARAMASU; WU, 2016). A partir disso, a estratégia E+P apresenta um menor número de cálculo que implica em um menor processamento computacional, por isso a mesma é utilizada neste trabalho.

O princípio de funcionamento da estratégia E+P aplicado ao FCS-MPC é ilustrado na Figura 11. Essa estratégia resulta em uma pequena modificação no funcionamento apresentado na seção 3.2 e no modelo da planta definido em (3.2), conforme:

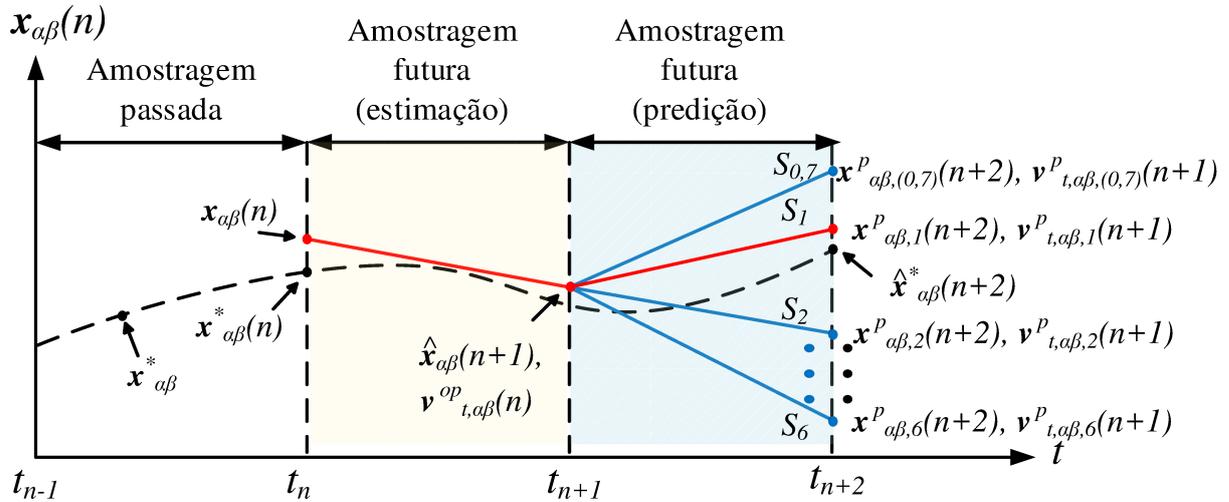
$$\hat{\mathbf{x}}_k(n+1) = \mathbf{A}_{d,k}\mathbf{x}_k(n) + \mathbf{B}_{du,k}\mathbf{v}_{t,k}^{op}(n) + \mathbf{B}_{dw,k}\mathbf{v}_{g,k}(n), \quad (3.20)$$

$$\mathbf{x}_k^p(n+2) = \mathbf{A}_{d,k}\hat{\mathbf{x}}_k(n+1) + \mathbf{B}_{du,k}\mathbf{v}_{t,k}^p(n+1) + \mathbf{B}_{dw,k}\mathbf{v}_{g,k}(n+1), \quad (3.21)$$

sendo $\hat{\mathbf{x}}_k$ a variável estimada e $\mathbf{v}_{t,k}^{op}$ a tensão ótima da amostragem anterior.

A partir disso, a tensão ótima $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}^{op}(n)$ é usada para estimar as variáveis de controle, $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}(n+1)$, no instante atual. No qual, é adicionado com as oito tensões proveniente das combinações possíveis dos estados de comutação do 2L-VSC do instante atual, $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}^p(n+1)$,

Figura 11 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC com a compensação de atraso utilizando o método E+P.



Fonte: Adaptado de Yaramasu e Wu (2016).

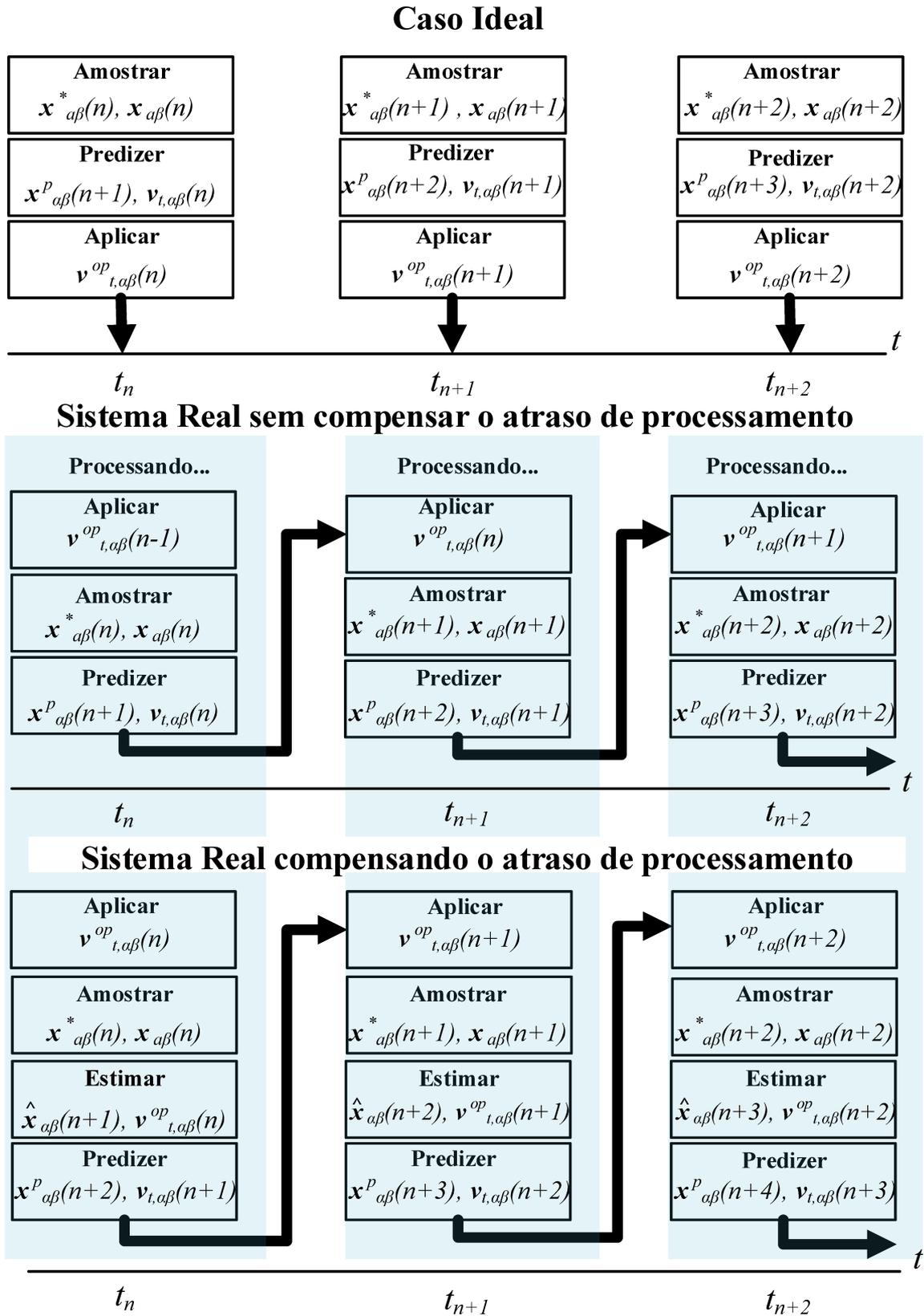
que está a uma amostra a frente da tensão ótima utilizada na estimação, afim de prever as variáveis no instante de duas amostras a frente, $\mathbf{x}_{\alpha\beta}^p(n+2)$. A minimização da função custo é realizada no instante de duas amostras a frente e a combinação de estado de comutação que apresente o menor erro é armazenado e aplicado no 2L-VSC no próximo instante de amostragem (KOURO *et al.*, 2009; YARAMASU; WU, 2016).

Para uma melhor compreensão da estratégia de compensação de atraso, é ilustrado na Figura 12 o funcionamento do algoritmo para o caso ideal, no qual, é realizado em *software* computacional sem qualquer atraso de processamento, e também quando é implementado em sistema real que apresenta atraso de processamento. Percebe-se que no caso ideal por não existir atraso de processamento no sistema a tensão ótima, $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}^{op}(n)$, é aplicada instantaneamente no momento da minimização da função custo.

Ao analisar o algoritmo implementado em um sistema real sem compensar o atraso de processamento, percebe-se que o sistema apresenta um atraso no processamento para aplicar a tensão ótima. Dessa forma, quando a função custo é minimizada no instante atual, o vetor da tensão ótima não é aplicado instantaneamente conforme no caso ideal, sendo aplicado somente no próximo instante de amostragem. Portanto, durante o próximo intervalo de amostragem o estado de comutação selecionado na amostragem anterior continuará sendo aplicado, fazendo com que as variáveis de controle se afastem das referências. Esse processo continuará para todas as futuras amostragem fazendo com que as variáveis de controle fiquem oscilando em torno de sua referência, conseqüentemente, aumentando o valor do *ripple*.

Ao analisar o algoritmo implementado em um sistema real com a compensação do atraso de processamento, percebe-se que a tensão ótima das combinações dos estados

Figura 12 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC: caso ideal, caso sem compensar o atraso de processamento e caso compensando o atraso de processamento.



de comutação que minimiza o erro da função custo a duas amostras a frente é aplicado no instante de uma amostra a frente. Portanto, o problema relacionado ao atraso de processamento pode ser compensando.

3.2.5 Extrapolação das referências

A função custo é baseada no erro futuro, ou seja, no erro entre as variáveis previstas e a referência no próximo instante de amostragem. Entretanto, referências futuras não são conhecidas e, portanto, precisam ser estimadas. Yaramasu e Wu (2016) definem três métodos para estimar as referências futuras, sendo: extrapolação por gerador de sinal discreto; extrapolação de ângulo vetorial; e extrapolação de Lagrange. A técnica de extrapolação presente neste trabalho é a de Lagrange, no qual, apresenta uma abordagem mais simples para estimar os valores futuros da variável de controle com base em amostras presentes e passadas.

Ao extrapolar as variáveis de referências a duas amostras a frente, o sistema torna mais robusto, compensa o atraso das amostras gerado pela predição das variáveis de controle, além de reduzir os erros de cálculos proveniente do lapso temporal das plataformas digitais. Logo, foi aplicado a extrapolação de Lagrange de segunda ordem por se tratar de sistemas senoidais (YARAMASU; WU, 2016), como se segue

$$\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}^*(n+2) = 6\mathbf{x}_{\alpha\beta}^*(n) - 8\mathbf{x}_{\alpha\beta}^*(n-1) + 3\mathbf{x}_{\alpha\beta}^*(n-2). \quad (3.22)$$

3.2.6 Função custo

A definição da função custo é um estágio muito importante no projeto do FCS-MPC para minimizar o erro entre as variáveis previstas e a variável de referência. De um modo geral, a função custo é simples e flexível, além de poder lidar com sistemas multivariáveis com diferentes grandezas. A função custo pode ser classificada conforme o objetivo do controle, podendo ser dividida em objetivos primários e secundários. Os objetivos primários estão relacionados à operação básica, como exemplo (o rastreamento de referência abordado nesse trabalho), enquanto os objetivos secundários correspondem aos requisitos técnicos, as restrições de segurança e as não linearidades. Para lidar com as diferentes unidades e magnitudes das variáveis controladas é adicionado em cada termo da função custo um fator de ponderação (λ) que é responsável em dar peso para os requisitos de maior importância no controle, assim podendo ajustar a importância de cada termo (FARD, 2013; KOURO *et al.*, 2009; RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012; YARAMASU; WU, 2016).

O objetivo da função custo é identificar o menor erro entre as oito possíveis variáveis previstas, $\mathbf{x}^{\mathbf{P}}_{\alpha\beta}(n+2)$, e a variável de referência extrapolada, $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}^*(n+2)$, no instante de duas amostras a frente, e a combinação de estado de comutação correspondente é então aplicado ao 2L-VSC. Todo o procedimento descrito é realizado durante a amostragem

atual e o estado de comutação ideal é armazenado para ser aplicado no próximo instante da amostragem.

Contudo, o 2L-VSC com filtro de saída LCL possuem 3 variáveis a serem controladas, que torna o sistema mais complexo. Panten, Hoffmann e Fuchs (2015), Ferreira (2016) apresentam com detalhes quatro diferentes abordagens para a variação da função custo para o controle do 2L-VSC com filtro de saída LCL, sendo:

1. Controle da corrente de saída do 2L-VSC;
2. Controle da corrente de saída do filtro LCL;
3. Controle multivariável da tensão do capacitor do filtro LCL e da corrente de saída do 2L-VSC;
4. Controle multivariável da tensão do capacitor do filtro LCL e da corrente de saída do filtro LCL.

Dentre as quatro abordagens mencionadas, a utilizada é o controle multivariável da tensão do capacitor do filtro LCL e da corrente de saída do 2L-VSC por apresentar uma forma mais simples e com menor esforço computacional (FERREIRA, 2016). Essa estratégia escolhida apresenta um menor tempo de processamento comparado as demais abordagens que contêm a corrente de saída do filtro LCL. No qual, é necessário estender a predição a mais uma amostra a frente pelo fato da corrente de saída do filtro LCL não estar diretamente relacionada à tensão de saída do 2L-VSC que é aplicada no próximo instante de amostragem.

Por outro lado, o controle da corrente de saída do 2L-VSC está diretamente relacionado com a tensão de saída do 2L-VSC, o que garante menor tempo de processamento e a estabilidade do sistema. Também, é levado em consideração o controle da tensão do capacitor do filtro LCL, que permite a implementação das estratégias de amortecimento ativo da ressonância (FERREIRA, 2016; PANTEN; HOFFMANN; FUCHS, 2015).

Logo, o equacionamento da função custo pode ser determinada de quatro formas diferentes conforme abordado por Yaramasu e Wu (2016), sendo: função absoluto, função quadrática, função exponencial e função integral. A utilizada é a função quadrática por apresentar maior simplicidade de implementação, sendo definida como

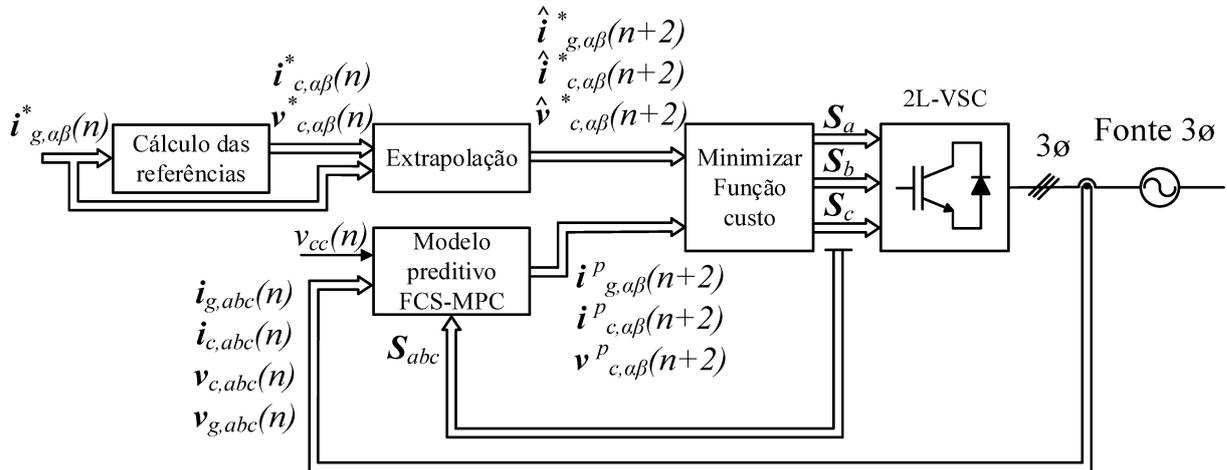
$$g(n) = \lambda_1 \left[\left(i_{c,\alpha}^p(n+2) - \hat{i}_{c,\alpha}^*(n+2) \right)^2 + \left(i_{c,\beta}^p(n+2) - \hat{i}_{c,\beta}^*(n+2) \right)^2 \right] + \lambda_2 \left[\left(v_{c,\alpha}^p(n+2) - \hat{v}_{c,\alpha}^*(n+2) \right)^2 + \left(v_{c,\beta}^p(n+2) - \hat{v}_{c,\beta}^*(n+2) \right)^2 \right], \quad (3.23)$$

sendo os fatores de ponderação (λ_1 e λ_2) escolhidos empiricamente.

3.3 RESUMO DO FCS-MPC APLICADO AO 2L-VSC COM FILTRO LCL

Na Figura 13 é apresentado o resumo das etapas do projeto do FCS-MPC que foram abordadas com detalhes anteriormente e estão sucintamente descritas a seguir.

Figura 13 – Diagrama de blocos completo do FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

1. Cálculo das variáveis de referência: calcula-se a corrente de referência para a saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*(n)$, (3.11) e a tensão de referência no capacitor do filtro LCL, $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*(n)$, (3.8) com base na corrente de referência a ser injetada na rede, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n)$, (3.4). A corrente $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n)$ é gerada a partir da teoria das potências instantâneas.
2. Extrapolação das variáveis de referência (3.22): as referências das correntes $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*(n)$, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(n)$ e da tensão $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*(n)$ são extrapoladas para duas amostras a frente, assim, obtém-se $\hat{\mathbf{i}}_{c,\alpha\beta}^*(n+2)$, $\hat{\mathbf{i}}_{g,\alpha\beta}^*(n+2)$ e $\hat{\mathbf{v}}_{c,\alpha\beta}^*(n+2)$.
3. Estados de comutação: gerar todos os oito possíveis vetores de tensão de saída do 2L-VSC, $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}^p$, apresentados na Tabela 2 para ser aplicado como atuação ótima do controle.
4. Modelo para predição (3.21): prever as variáveis de controle no instante de duas amostras a frente, $\mathbf{x}_{\alpha\beta}^p(n+2)$.
5. Minimização da função custo (3.23): etapa na qual é definida a melhor ação de controle a ser implementada com base no menor erro entre a variável prevista, $\mathbf{x}_{\alpha\beta}^p(n+2)$, e a referência extrapolada, $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta}(n+2)$.

O esquema de controle preditivo é basicamente um algoritmo de otimização, portanto é implementado digitalmente em *software* computacional ou em *hardware* baseado

em microprocessador. Dessa forma, um fluxograma foi utilizado para implementar o FCS-MPC em algoritmo, afim de simplificar os passos do projeto, como ilustrado na Figura 14.

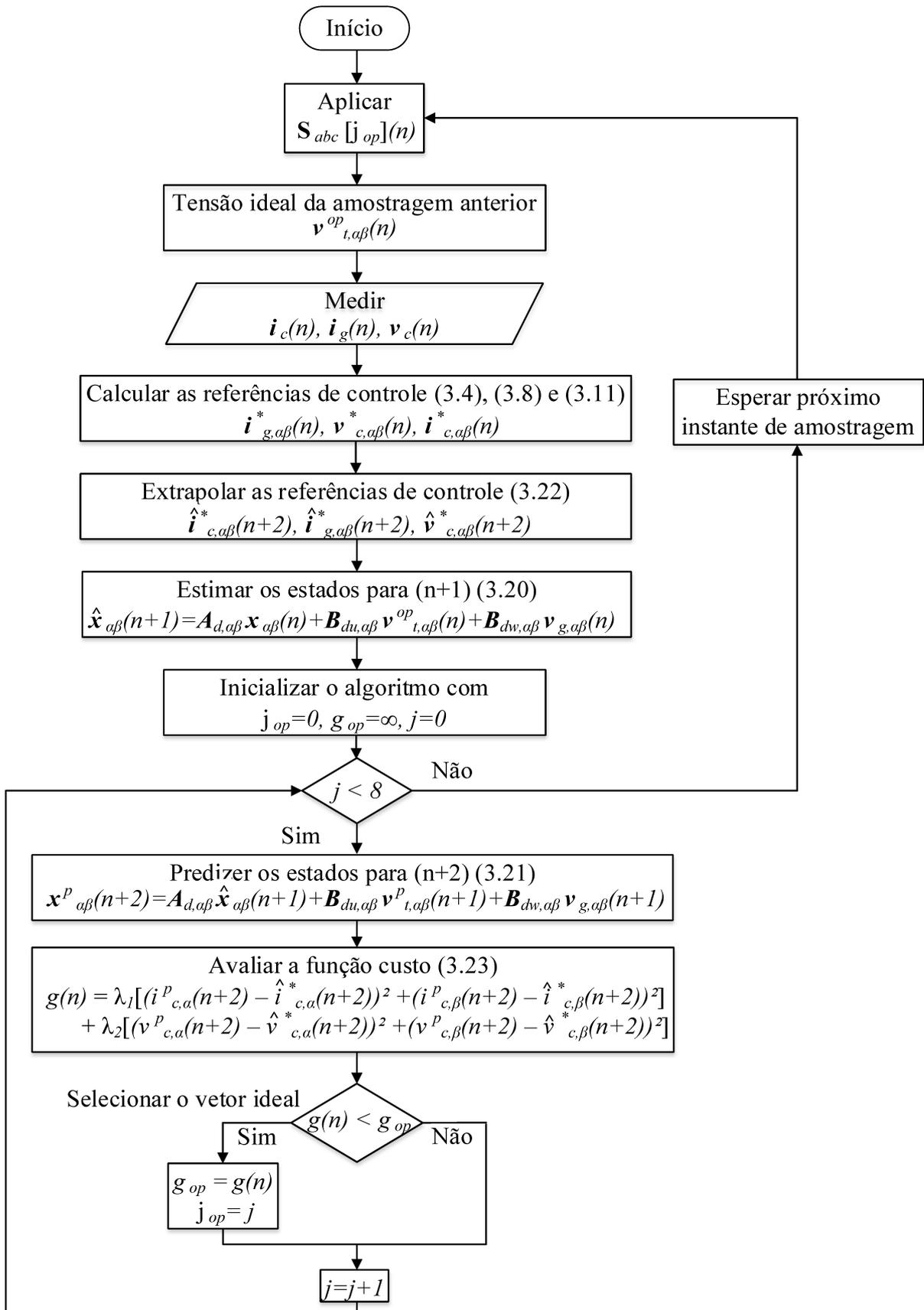
3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram abordados os embasamentos teóricos necessários para desenvolver o FCS-MPC aplicado ao 2L-VSC com filtro de saída LCL. Inicialmente, discutiu-se sobre as vantagens e desvantagens do FCS-MPC para avaliar sua aplicação a conversores eletrônicos de potência.

Em seguida, introduziu-se os conceitos fundamentais sobre o modelo do controle a ser utilizado, destacando seu princípio de funcionamento e todo o procedimento necessário para projetar o controlador.

Por fim, relatou-se um resumo passo a passo de forma a simplificar o projeto elaborado, também apresentou-se o fluxograma para a sua implementação digital.

Figura 14 – Fluxograma das etapas do FCS-MPC.



4 AMORTECIMENTO DO PICO DE RESSONÂNCIA

Neste capítulo é apresentada a estratégia utilizada para o amortecimento da ressonância intrínseca do filtro LCL. Desta forma, é abordado o princípio de funcionamento e o projeto da estratégia. Também, é apresentada uma breve revisão bibliográfica com diversas estratégias de amortecimento da ressonância, com o intuito de reforçar a escolha realizada.

4.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A ressonância intrínseca do filtro LCL precisa ser amortecida para não resultar em problemas de qualidade de energia e instabilidade. Assim, diversas pesquisas abordam esse conceito na literatura. As estratégias de amortecimento podem ser classificadas em dois grupos básicos: *i*) estratégias de amortecimento passivas e *ii*) estratégias de amortecimento ativas.

A estratégia de amortecimento passiva é a mais utilizada por apresentar uma maneira direta e efetiva de reduzir os efeitos da ressonância do filtro LCL, além de não requerer nenhuma modificação na estratégia de controle (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018; PENA-ALZOLA *et al.*, 2012; WANG *et al.*, 2003). Entretanto, a estratégia consiste na inserção de elementos passivos no circuito, o que reduz a eficiência do sistema pois introduz perdas. Gomes, Cupertino e Pereira (2018) apresentam uma revisão sobre várias estratégias de amortecimento passivo, no qual, descreve sobre a inserção de resistor de amortecimento em série e em paralelo com os componentes do filtro, também, descreve sobre os esquemas complexos de amortecimento que além da inserção do resistor, incluem indutor e capacitor. Ainda, demonstra o projeto para calcular os valores dos componentes ideais para cada estratégia.

Beres *et al.* (2014), Beres *et al.* (2015) fazem uma revisão e comparação entre diferentes estratégias de amortecimento passivo, sendo essas estratégias semelhantes as abordadas por Gomes, Cupertino e Pereira (2018), porém, contêm algumas diferenças em relação a estrutura dos modelos. Também, aborda o projeto ideal dos componentes para obter um amortecimento satisfatório. O intuito de ambos trabalhos foram demonstrar a capacidade de atenuação da ressonância, a robustez em relação à variação da impedância da rede, a energia armazenada nos componentes passivos e as perdas de energia provenientes do circuito de amortecimento.

Wang *et al.* (2003) fazem uma análise comparativa entre os diferentes métodos de amortecimento passivo em relação a atenuação da ressonância e as consequências ao comprometer a redução harmônica da rede elétrica. Por fim, Hamza, Linda e Cherif (2015) abordam sobre o amortecimento passivo em série e em paralelo com o capacitor do filtro, contudo, a pesquisa leva em consideração apenas os resultados obtidos com o resistor em

série com o capacitor, o que demonstra que a conexão reduz a atenuação efetiva do filtro.

Apesar da literatura abordar diversas estratégias de amortecimento passivo a fim de obter melhores resultados, ainda geram perdas de energia adicionais que reduzem a eficiência do sistema. Além disso, aumenta o volume do filtro devido à inserção de novos componentes. Portanto, para resolver os inconvenientes associados aos métodos de amortecimento passivos, foram propostos os métodos ativos de amortecimento.

Gomes, Cupertino e Pereira (2018) abordam sobre o amortecimento ativo baseado em Filtro Rejeita Faixa (do inglês, *Band-Stop Filter*) (BSF), essa estratégia é relativamente simples de implementar, não apresenta modificações no algoritmo do controle e não há perdas de energia, além de ser uma estratégia flexível e eficiente. Entretanto, essa estratégia traz algumas desvantagens, como: a inclusão do filtro pode causar instabilidade devido ao atraso introduzido no sistema; sua eficácia é reduzida frente a variações paramétricas e variações de frequência; sua implementação aumenta o esforço computacional; e possui baixo desempenho em condições de rede fraca. Portanto, essa estratégia não é viável para o método de controle utilizado, principalmente por dois motivos, sendo: o aumento do esforço computacional; e o FCS-MPC apresentar uma função custo que deve ser minimizada, e ao ser aplicado o BSF é adicionado baixo ganho na frequência de ressonância que se deseja amortecer, resultando em um baixo ganho na função custo que então é selecionada. Dessa forma, a ação do controle aplicada no próximo período de amostragem é exatamente na ressonância, com isso, o problema continuará sendo persistente.

Ainda, em relação ao amortecimento ativo baseado em filtro, Miranda *et al.* (2009b) propõem utilizar dois Filtros Passa Faixa (do inglês, *Band-Pass Filter*) (BPF) aplicados no FCS-MPC para atenuar as ressonâncias intrínsecas do filtro LCL. O BPF adiciona um alto ganho na função custo em relação às tensões e correntes que produzem conteúdo harmônico próximo à frequência de ressonância, resultando em uma função custo alta o suficiente para evitar sua seleção para o próximo período de amostragem. Os autores ainda aplicaram o BSF, o mesmo apresentado por Gomes, Cupertino e Pereira (2018) na função custo para adicionar baixo ganho na frequência fundamental, com isso a estratégia de controle coloca maior energia na frequência fundamental para aprimorar o rastreamento das variáveis a serem controladas. Entretanto, essa estratégia aumenta o esforço computacional no algoritmo de controle e o sistema torna-se mais complexo por utilizar mais de um filtro para o amortecimento.

Gomes, Cupertino e Pereira (2018) também abordam sobre a estratégia de amortecimento ativo baseado em realimentação de corrente e de tensão do capacitor. Essa estratégia de amortecimento inclui um *feedback* da corrente e da tensão do capacitor no controle de corrente, fornecendo um amortecimento adicional em malha fechada, assim, pode ser interpretado como um controle de corrente em cascata. Entretanto, essas estratégias se tornam mais complexas, pois além de projetar o controlador principal do sistema,

é necessário ajustar um controlador de realimentação para a estratégia de amortecimento. No qual, o ganho deve ser muito bem projetado pois se escolher um valor baixo a estratégia não amortece a ressonância e se o valor for grande pode resultar na instabilidade do sistema. Também, deve-se destacar que o sistema pode tornar mais caro pois sensores adicionais de corrente e tensão podem ser necessários.

Scoltock, Geyer e Madawala (2013a) apresentam uma estratégia de amortecimento ativo baseado em VR aplicado junto a um Controle Preditivo do Modelo de Corrente Direta (do inglês, *Model Predictive Direct Current Control*) (MPDCC) para atenuar a ressonância intrínseca de um filtro LCL conectado a um conversor trifásico de Ponto Neutro Grampeado (do inglês, *Neutral Point Clamped*) (NPC). Este método emula a existência de uma resistência física no filtro mantendo a eficiência do sistema inalterada. A estratégia modifica as referências de corrente do conversor, adicionando assim amortecimento virtual no sistema, o qual elimina o conteúdo harmônico nas proximidades da frequência de ressonância. Nesse trabalho, foi implementado um VR em paralelo com o capacitor, e após os resultados foi concluído que a estratégia é muito eficaz para atenuar a ressonância existente.

Scoltock, Geyer e Madawala (2013b) abordam um trabalho semelhante a pesquisa descrita anteriormente, no qual, utiliza a mesma estratégia de amortecimento ativo baseado em VR, mesmo MPDCC e mesmo conversor NPC. No entanto, foram utilizados dois resistores virtuais para o amortecimento da ressonância, sendo um em paralelo com o capacitor e o outro em paralelo com o indutor de saída do conversor. Portanto, após os resultados os autores concluíram que a estratégia foi muito eficaz. Logo, percebe-se que a estratégia de amortecimento pode ser aplicada com vários VRs simultaneamente para reduzir a ressonância.

Scoltock, Geyer e Madawala (2014) também propõem a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR utilizando o mesmo controlador do tipo MPDCC e o mesmo conversor NPC. Contudo, apresentam com mais detalhes o princípio de funcionamento da estratégia, no qual, é demonstrado matematicamente e por meio de diagrama de blocos a aplicação do VR em série ou paralelo com o capacitor. Ainda, utiliza a estratégia de amortecimento para atenuar os harmônicos provenientes da rede elétrica quando apresenta cargas não lineares, no qual, foi adicionado um VR em série com o indutor de saída do filtro LCL, afim de reduzir os efeitos dos harmônicos existentes.

A respeito dos trabalhos propostos por Scoltock, Geyer e Madawala (2013a), Scoltock, Geyer e Madawala (2013b), Scoltock, Geyer e Madawala (2014), nota-se que todos utilizaram a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR conectado em paralelo com o capacitor do filtro LCL em vez de conexão em série. Desta forma, quando conectado em paralelo a estratégia é capaz de emular os efeitos dos resistores sem o uso de diferenciador, o que torna sua implementação mais simples por motivo de ser necessário

apenas o conhecimento do instante atual, eliminando a necessidade de armazenamento dos instantes passados. Também, destaca-se que dependendo da localização onde for adicionado o resistor em série, a resposta do filtro LCL pode apresentar perda de atenuação na frequência.

Dahono *et al.* (2001) mostram a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR para atenuar a ressonância presente no inversor monofásico PWM com filtro de saída LC com um controlador integral. A pesquisa traz o conceito do funcionamento por meio de diagrama de blocos quando o VR é conectado em série ou paralelo com o indutor e capacitor do filtro LC. O estudo utiliza simultaneamente dois VR para o amortecimento, sendo um conectado em série com o indutor e o outro conectado em paralelo com o capacitor. Após obtidos os resultados, é confirmado que a estratégia reduz efetivamente a oscilação transitória, o que demonstra a eficácia em atenuar a ressonância do sistema. Também, mostra que a estratégia atenua as distorções harmônicas proveniente de uma carga não linear.

Portanto, conforme Dahono *et al.* (2001), Scoltock, Geyer e Madawala (2013b) a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR pode ser aplicada usando mais de um resistor simultaneamente para o amortecimento da ressonância intrínseca dos filtros. Além disso, segundo Dahono *et al.* (2001), Scoltock, Geyer e Madawala (2014) a estratégia de amortecimento pode reduzir os harmônicos proveniente das cargas não lineares.

Dahono (2002) aborda a mesma estratégia de amortecimento baseado em VR, afim de amortecer a oscilação no filtro LC de entrada dos conversores trifásicos AC-DC PWM de corrente e de tensão que são controlados pelas estratégias clássicas de controle utilizando modulador PWM e linear de histerese, respectivamente. Dessa forma, o trabalho descreve o funcionamento da estratégia do amortecimento em diagrama de blocos de acordo com a implementação do VR, ou seja, conforme o resistor é conectado no filtro LC, que pode ser conectado em série ou em paralelo com o indutor ou capacitor. Também, destaca sobre os requisitos para implementar os resistores, como: o VR quando conectado em série com o capacitor e em paralelo com o indutor, é necessário um sensor e diferenciador de corrente, no entanto, essa conexão gera problema de ruídos por causa do diferenciador amplificar os sinais de alta frequência; e o VR quando conectado em paralelo com o capacitor e em série com o indutor, é necessário um sensor de tensão e um amplificador, como nenhum diferenciador é utilizado, essa conexão se torna mais segura, mais simples e intuitivo de implementar. Após, analisar os resultados quando o VR é conectado em paralelo com indutor e conectado em série com o capacitor é concluído que a estratégia efetivamente amortece a oscilação do sistema. Adicionalmente, mostra que a estratégia pode amortecer efetivamente as oscilações transitórias quando alteradas abruptamente.

Ferreira (2016), Ferreira *et al.* (2017) propõem uma estratégia de amortecimento ativo baseado em VR adicionado ao FCS-MPC quando aplicado a um filtro ativo híbrido

ressonante, o modelo matemático é semelhante a um filtro LCL, para atenuar a ressonância e evitar harmônicos na corrente devido as distorções da rede elétrica. Logo, utiliza o VR conectado em série com o indutor de saída do filtro para dois propósitos, sendo: para amortecer o pico de ressonância; e para evitar os harmônicos gerados na corrente, que adicionado junto a um filtro adaptativo rejeita faixa retira a componente fundamental da corrente da rede elétrica de forma a isolar e utilizar apenas as frequências harmônicas a serem reduzidas. Assim, é concluído que para atenuar a ressonância intrínseca do filtro e bloquear os harmônicos causados pela rede elétrica, a estratégia de amortecimento é altamente eficaz.

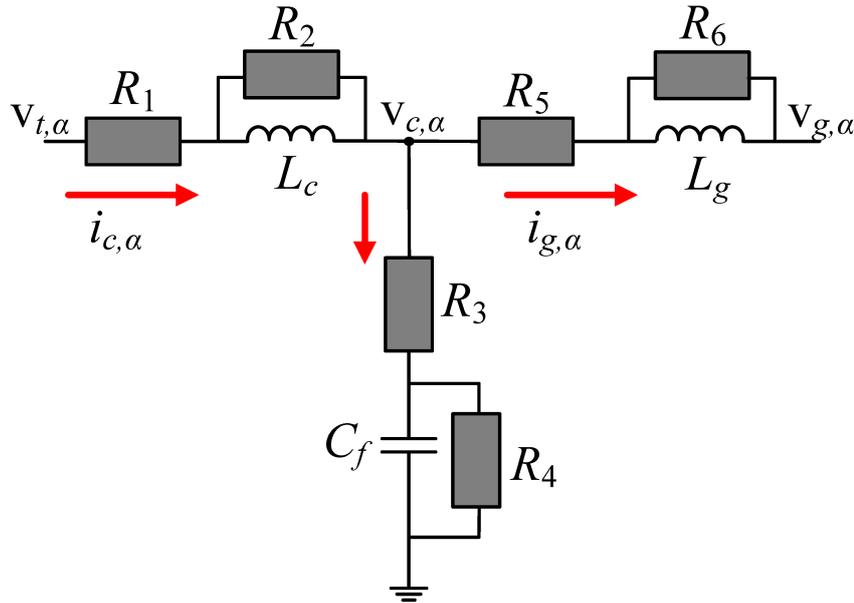
De acordo com o que foi exposto, juntamente com a facilidade de sua inclusão no controle preditivo, a estratégia de amortecimento utilizado nesse trabalho será baseada em VR. A contribuição desse trabalho na estratégia de amortecimento é abordar uma forma de projetar o valor ideal do VR analisando o fator de amortecimento e os critérios de estabilidade do sistema, já que nenhum dos trabalhos mencionados nesta Seção 4.1 realizaram tal feito. No qual, aplicaram o valor do VR de forma empírica.

4.2 ESTRATÉGIA DO AMORTECIMENTO VIRTUAL

Como abordado no Capítulo 2, o filtro LCL presente na saída do 2L-VSC introduz na planta duas frequências de ressonância que devem ser analisadas e amortecidas. Logo, a estratégia adotada para amortecer o pico de ressonância é o amortecimento ativo baseado em VR. Essa estratégia emula o efeito do resistor físico no sistema modificando as referências de corrente do 2L-VSC, adicionando assim amortecimento virtual ao sistema (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2014). A vantagem de utilizar essa estratégia em relação ao amortecimento passivo é por não apresentar perdas excessivas de energia, no qual, mantém a eficiência do sistema inalterada. Os resistores podem ser conectados em série ou paralelo como mostrado na Figura 15 referente ao circuito na coordenada α (DAHONO *et al.*, 2001; DAHONO, 2002; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013a; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013b).

A escolha de emular um VR em série ou em paralelo baseia-se na simplicidade de implementação. Dahono (2002), Scoltock, Geyer e Madawala (2013b) mostram que os resistores em paralelo com o capacitor e em série com os indutores são muito mais simples de implementar por não necessitar de diferenciação numérica, ou seja, derivadas na corrente, sendo necessário apenas o conhecimento das variáveis no instante atual. Dessa forma, elimina o armazenamento dos instantes passados. Adicionalmente problemas com sensibilidade a ruídos do diferenciador que amplifica os sinais de alta frequência são evitados. Destaca-se também que dependendo da localização da resistência em série, o filtro terá uma perda de atenuação na frequência de -20 dB/década reduzindo sua eficácia (BERES *et al.*, 2014; HAMZA; LINDA; CHERIF, 2015).

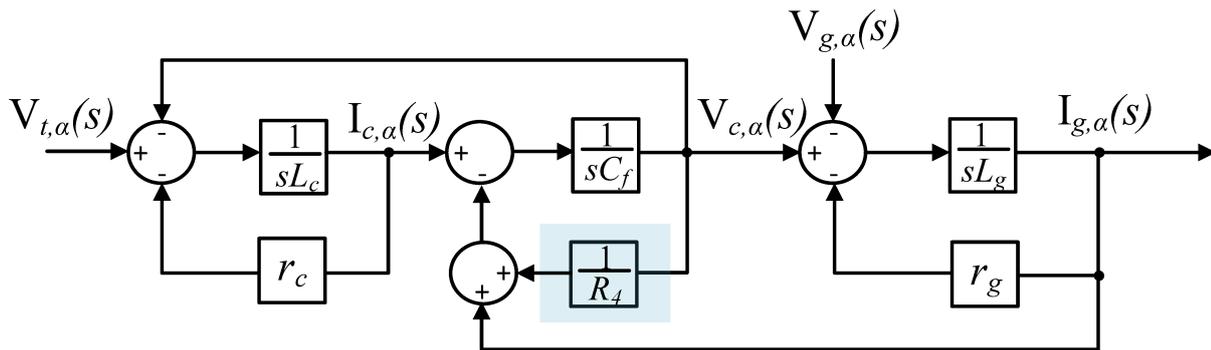
Figura 15 – Possíveis localizações dos resistores.



Fonte: Adaptado de Scoltock, Geyer e Madawala (2013b).

Devido as vantagens descritas anteriormente, optou-se pelo resistor em paralelo com o capacitor, R_4 , para evitar os problemas descritos e por apresentar maior simplicidade de aplicação comparada aos resistores em série com os indutores. Na Figura 16 é apresentado o funcionamento da estratégia através da representação por diagrama de blocos do filtro LCL com a conexão do VR no domínio de *Laplace* na coordenada α . Vale destacar que para a coordenada β a representação é similar.

Figura 16 – Diagrama de blocos do modelo do filtro LCL com a conexão do VR.



Fonte: Adaptado de Scoltock, Geyer e Madawala (2014).

Analisando o diagrama de blocos mostrado na Figura 16, pode-se escrever

$$I_{c,\alpha}(s) - I_{g,\alpha}(s) - \frac{V_{c,\alpha}(s)}{R_4} = sC_f V_{c,\alpha}(s). \quad (4.1)$$

Se o resistor de amortecimento conectado em paralelo com o capacitor for removido do filtro LCL é evidente que seus efeitos podem ser emulados através da inclusão de um

termo de referência no 2L-VSC, $I_{R_4,\alpha}^*(s)$, de modo que

$$I_{c,\alpha}(s) - I_{g,\alpha}(s) + I_{R_4,\alpha}^*(s) = sC_f V_{c,\alpha}(s), \quad (4.2)$$

onde,

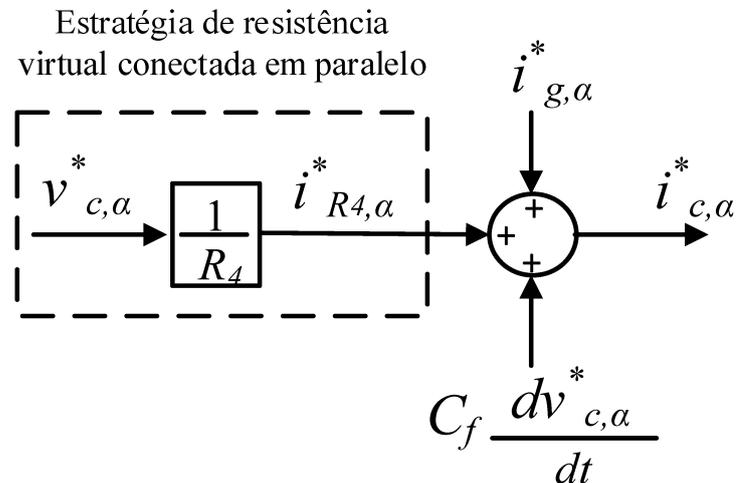
$$I_{R_4,\alpha}^*(s) = -\frac{V_{c,\alpha}(s)}{R_4}. \quad (4.3)$$

A equação (4.3) pode facilmente ser convertida no domínio do tempo como se segue

$$i_{R_4,\alpha}^*(t) = -\frac{v_{c,\alpha}(t)}{R_4}. \quad (4.4)$$

Portanto, basta adicionar a corrente que percorrer o VR descrito em (4.4) na referência da corrente da saída do 2L-VSC e readequar o modelo com a inclusão do VR para o projeto do FCS-MPC. Aplicando a estratégia conforme descrito, o pico de ressonância será atenuado. Para melhor visualizar a estratégia, um diagrama de blocos da implementação do amortecimento ativo baseado em VR na coordenada α é mostrado na Figura 17. Destaca-se novamente que para a coordenada β é equivalente.

Figura 17 – Diagrama de blocos da estratégia de amortecimento ativo baseado em VR.

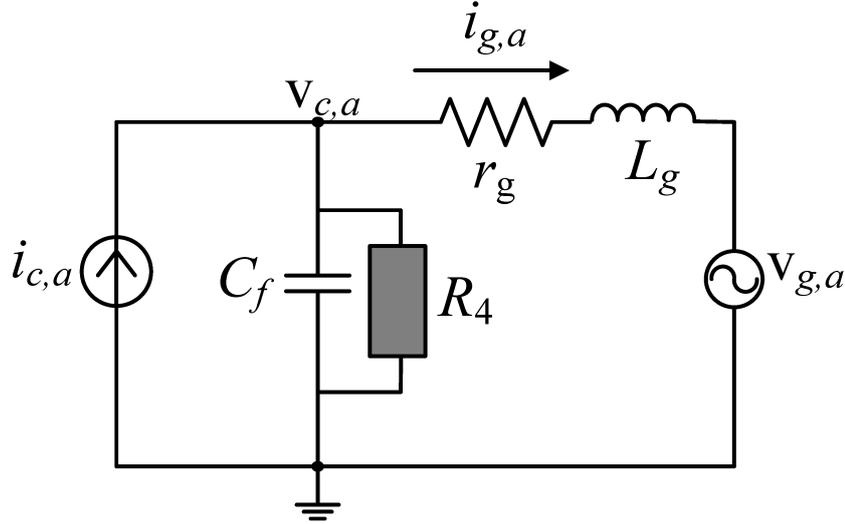


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O valor adequado para o VR pode ser obtido a partir do coeficiente de amortecimento (ζ) do sistema. Logo, a função de transferência correspondente a frequência de ressonância f_2 com a adição do VR deve ser determinada, devido a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$, depender diretamente da corrente de saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$ (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013a; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013b; SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2014). Portanto, considerando a operação equilibrada do 2L-VSC, pode-se tratar cada fase da Figura 5 de forma independente. Logo, de

forma a simplificar a análise, o equivalente monofásico incluindo o resistor virtual, R_4 , é ilustrado na Figura 18 referente a fase a. A corrente de saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$, é modelada como uma fonte de corrente, por estar sendo analisada como variável de entrada.

Figura 18 – Circuito equivalente monofásico do modelo com a inclusão de VR considerando a corrente de saída do 2L-VSC como variável de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 18, pode-se escrever as seguintes equações diferenciais nas coordenadas naturais abc

$$\begin{cases} \frac{di_{g,a}(t)}{dt} = \frac{v_{c,a}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,a}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,a}(t) \\ \frac{di_{g,b}(t)}{dt} = \frac{v_{c,b}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,b}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,b}(t) , \\ \frac{di_{g,c}(t)}{dt} = \frac{v_{c,c}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,c}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,c}(t) \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\begin{cases} \frac{dv_{c,a}(t)}{dt} = \frac{i_{c,a}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,a}(t)}{C_f} - \frac{v_{c,a}(t)}{C_f R_4} \\ \frac{dv_{c,b}(t)}{dt} = \frac{i_{c,b}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,b}(t)}{C_f} - \frac{v_{c,b}(t)}{C_f R_4} . \\ \frac{dv_{c,c}(t)}{dt} = \frac{i_{c,c}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,c}(t)}{C_f} - \frac{v_{c,c}(t)}{C_f R_4} \end{cases} \quad (4.6)$$

As equações (4.5) e (4.6) podem ser reescritas utilizando a seguinte notação vetorial

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_g(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_c(t)}{L_g} - \frac{\mathbf{v}_g(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} \mathbf{i}_g(t) \\ \frac{d\mathbf{v}_c(t)}{dt} = \frac{\mathbf{i}_c(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{i}_g(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{v}_c(t)}{C_f R_4} \end{cases} \quad (4.7)$$

A equação (4.7) pode ser decomposta nas coordenadas ortogonais $\alpha\beta$, através da transformada de Clarke (2.5) desconsiderando a coordenada zero, conforme

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{L_g} - \frac{\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t) \\ \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{C_f R_4} \end{cases}. \quad (4.8)$$

Devido ao desacoplamento entre os eixos, o sistema (4.8) pode ser reescrito como dois sistemas independentes no espaço de estados, como se segue

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}_k(t)}{dt} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k(t) + \mathbf{B}_{u,k} \mathbf{i}_{c,k}(t) + \mathbf{B}_{w,k} \mathbf{v}_{g,k}(t) \\ \mathbf{y}_k(t) = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k(t) \end{cases}, \quad (4.9)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f R_4} & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_g} & -\frac{r_g}{L_g} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{u,k} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{w,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_k(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{c,k}(t) \\ \mathbf{i}_{g,k}(t) \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.10)$$

sendo $k \in \{\alpha, \beta\}$.

Como o modelo presente em (4.9) possui uma entrada de controle, sendo a corrente de saída do 2L-VSC, $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$, e uma saída específica a ser analisada, sendo a corrente de saída do filtro LCL, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$. Dessa forma, é obtido a seguinte função de transferência

$$\frac{I_{g,k}(s)}{I_{c,k}(s)} = \mathbf{C}_k (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{B}_{u,k}. \quad (4.11)$$

Substituindo as matrizes e os vetores dados em (4.10) em (4.11), obtêm-se, respectivamente, a seguinte função de transferência

$$\frac{I_{g,k}(s)}{I_{c,k}(s)} = \frac{R_4}{C_f L_g R_4 s^2 + (C_f r_g R_4 + L_g) s + R_4 + r_g}. \quad (4.12)$$

Supondo que a resistência intrínseca do indutor, r_g , seja relativamente pequena quando comparada com as impedâncias dos outros componentes do filtro LCL, a mesma pode ser desconsiderada para facilitar a análise. Sendo assim, a função de transferência simplificada é dada por

$$\frac{I_{g,k}(s)}{I_{c,k}(s)} = \frac{R_4}{C_f L_g R_4 s^2 + L_g s + R_4}. \quad (4.13)$$

Reescrevendo (4.13), tem-se

$$\frac{I_{g,k}(s)}{I_{c,k}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_f R_4} s + \frac{1}{C_f L_g}}. \quad (4.14)$$

Comparando (4.14) com a forma canônica de segunda ordem (OGATA, 2011), dada por

$$\frac{I_g(s)}{I_c(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.15)$$

onde ζ é o coeficiente de amortecimento e ω_n é a frequência natural não amortecida.

Obtém-se uma equação resultante que engloba o VR com o coeficiente de amortecimento do sistema como se segue

$$R_4 = \frac{1}{2\zeta} \sqrt{\frac{L_g}{C_f}}. \quad (4.16)$$

Assim, pode-se calcular o valor de R_4 a partir do fator de amortecimento desejado (ζ) utilizando (4.16), bem como a análise da margem de fase para garantir a estabilidade junto ao amortecimento da ressonância.

4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foi abordado o embasamento teórico relacionado a ressonância intrínseca do filtro LCL. Inicialmente, discutiu-se alguns trabalhos presentes na literatura para o amortecimento da ressonância, no qual, foi primordial para a escolha da estratégia de amortecimento ativo baseado em VR.

Em seguida, introduziu-se o conceito sobre a estratégia de amortecimento destacando suas características, princípio de funcionamento e as possíveis localizações para as suas inserções no filtro LCL.

Por fim, relata-se sobre o projeto para determinar um valor ideal do VR a ser adicionada no filtro LCL, a fim de atenuar da melhor forma a ressonância do modelo.

5 TÉCNICA PARA CONEXÃO DO 2L-VSC À REDE NÃO IDEAL

Neste capítulo é apresentada a técnica utilizada para conexão do 2L-VSC à rede elétrica sob operação com tensões da rede elétrica não ideais. Logo, uma técnica para extrair a frequência da componente fundamental da tensão, bem como as componentes de sequências positiva e negativa, é analisada e detalhada afim de evitar as não idealidades relacionadas às distorções harmônicas e desequilíbrios entre as fases proveniente do sistema elétrico real.

5.1 INTRODUÇÃO

Em sistemas reais a rede elétrica apresenta não idealidades relacionadas às distorções harmônicas e desequilíbrios entre as fases. Rodríguez *et al.* (2007) destaca que estas não idealidades podem ocasionar graves problemas, como exemplo: produzir uma referência de corrente não senoidal que deteriora consideravelmente a qualidade da energia e pode até desarmar proteções de sobrecorrente, já que as aplicações relacionadas a conexão entre os sistemas GD à rede elétrica geralmente são controlados a partir de referências geradas através dos sinais de frequência e fase das medidas das tensões e/ou correntes no PAC entre o conversor de potência e a rede elétrica (ALMEIDA, 2011). Assim, a influência de distorções e desequilíbrios de tensão no controle do sistema GD precisa ser analisada e compensada para evitar os possíveis problemas descritos.

Como o intuito do trabalho é injetar corrente senoidal na rede elétrica, a Distorção Harmônica Total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) da corrente deve ser reduzida perante as distorções harmônicas na rede. Portanto, é necessário incluir uma técnica para extrair com precisão a frequência fundamental de sequência positiva da tensão do PAC. No qual, é utilizada na geração das correntes de referência para o projeto do controlador.

Usualmente, a rede possui desequilíbrios entre as fases, o qual, ocorre nos sistemas de distribuição de energia elétrica devido a distribuição irregular de cargas por fase, que varia constantemente ocasionada pela inserção e/ou retirada de cargas (TEODORO, 2005). Este problema deve ser amenizado, assim, é necessário adicionar uma técnica para mitigar o efeito dos desequilíbrios de tensão na corrente injetada. A técnica comumente utilizada é por meio da identificação das sequências positivas e negativas da tensão do PAC com a rede elétrica. As componentes de sequência positiva e negativa da tensão devem ser perfeitamente detectadas, afim, de utilizar apenas as componentes de sequência positiva para gerar as correntes de referências, resultando em correntes com apenas sequência positiva. Portanto, uma estratégia capaz de detectar as componentes da sequência de tensão em condições operacionais desequilibradas deve ser adicionada ao sistema de controle.

5.2 INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM

A técnica utilizada para extrair a componente fundamental das tensões do sistema é o Integrador Generalizado de Segunda Ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI) por apresentar facilidade de implementação digital e por ser diretamente relacionado nas coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Ainda, é adicionada a técnica Gerador de Sinais de Quadratura (do inglês, *Quadrature-Signals Generator*) (QSG) no SOGI com o intuito do sistema filtrar e gerar sinais em quadratura, ou seja, detectar os componentes na frequência fundamental da tensão da rede elétrica em condições de rede desequilibradas e/ou distorcidas e ao mesmo tempo obter as versões deslocadas de 90° das tensões (RODRÍGUEZ *et al.*, 2007). A adição da técnica QSG é necessária visto que posteriormente serão utilizados os sinais de saída do SOGI-QSG como entrada de um detector de sequência positiva e negativa baseado no método de componentes simétricas instantâneas para condições de rede desequilibradas.

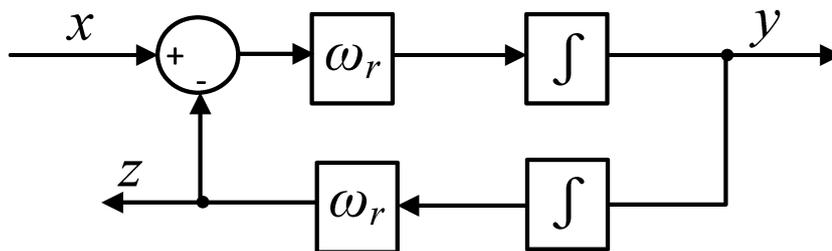
O diagrama de blocos do SOGI-QSG é mostrado na Figura 19 e suas funções de transferência são dadas conforme:

$$G_1(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_r s}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (5.1)$$

$$G_2(s) = \frac{Z(s)}{X(s)} = \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2}, \quad (5.2)$$

em que x , y , z e ω_r são os sinais de entrada, saída filtrada, saída 90° atrasado e a frequência angular de ressonância do SOGI, respectivamente.

Figura 19 – Estrutura da topologia SOGI-QSG.



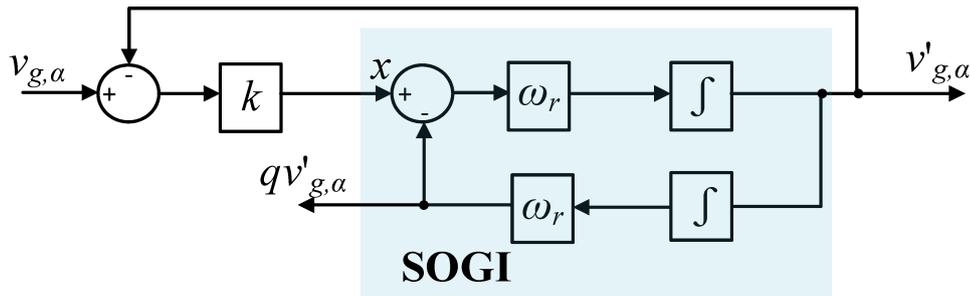
Fonte: Rodríguez *et al.* (2007).

Ao aplicar uma realimentação com ganho k e analisar o SOGI-QSG em malha fechada como é mostrado no diagrama de blocos na Figura 20 na coordenada α nota-se que o sistema se torna um BPF, ressalta-se que para a coordenada β é similar, cujas as funções de transferências são definidas por

$$V(s) = \frac{V'_{g,\alpha}(s)}{V_{g,\alpha}(s)} = \frac{k\omega_r s}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2}, \quad (5.3)$$

$$Q(s) = \frac{qV'_{g,\alpha}(s)}{V_{g,\alpha}(s)} = \frac{k\omega_r^2}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2}. \quad (5.4)$$

Figura 20 – Estrutura do filtro passa faixa baseada na configuração do SOGI-QSG.



Fonte: Rodríguez *et al.* (2006).

O fator de amortecimento do sistema de segunda ordem de (5.3) e (5.4) está diretamente associado com o valor adotado para o ganho k . Almeida (2011), Rodríguez *et al.* (2006), Rodríguez *et al.* (2007) demonstram a influência da variação do ganho k presente em (5.3) e (5.4) nas propriedades da filtragem do sistema por meio da resposta em frequência, onde é notado que quanto menor for o valor da constante k mais seletiva é a resposta do filtro conforme a frequência de ressonância fornecida, entretanto, maior o tempo de estabilização. Rodríguez *et al.* (2006) mostram que uma resposta criticamente amortecida pode ser alcançada quando o ganho é $k = \sqrt{2}$. Esse valor de ganho resulta em uma seleção atrativa em termos de tempo de estabilização e limitação do sobressinal.

O sistema mostrado na Figura 20 exibe características que o torna adequado para a caracterização da tensão da rede (ALMEIDA, 2011; RODRÍGUEZ *et al.*, 2007), sendo:

- Se ω_r e k forem determinados de forma correta, $\mathbf{v}'_{g,\alpha\beta}$ será praticamente senoidal e similar a componente fundamental de $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$.
- O sinal $q\mathbf{v}'_{g,\alpha\beta}$ será a versão de fase em quadratura do sinal $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$ (90° atrasado), que é muito útil na detecção das componentes simétricas de sistemas trifásicos;
- A frequência de ressonância pode ser ajustada de acordo com um circuito de sincronismo adequado, tornando o sistema adaptável a variação da frequência.

Portanto, em relação ao exposto, percebe-se que o SOGI-QSG é uma solução viável a ser aplicado para extrair a frequência fundamental do sistema, afim de atenuar as distorções harmônicas provenientes da rede elétrica.

5.3 OBTENÇÃO DAS COMPONENTES DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA

As componentes instantâneas de sequência positiva, $\mathbf{v}_{g,abc}^+$, e negativa, $\mathbf{v}_{g,abc}^-$, do vetor da tensão do PAC com à rede elétrica são definidas como:

$$\mathbf{v}_{g,abc}^+ = \begin{bmatrix} v_{g,a}^+ & v_{g,b}^+ & v_{g,c}^+ \end{bmatrix}' = \mathbf{T}^+ \mathbf{v}_{g,abc}, \quad (5.5)$$

e,

$$\mathbf{v}_{g,abc}^- = \begin{bmatrix} v_{g,a}^- & v_{g,b}^- & v_{g,c}^- \end{bmatrix}' = \mathbf{T}^- \mathbf{v}_{g,abc}, \quad (5.6)$$

onde, \mathbf{T}^+ e \mathbf{T}^- , são definidas respectivamente, como:

$$\mathbf{T}^+ = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

e,

$$\mathbf{T}^- = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.8)$$

sendo, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ um operador de deslocamento de fase.

O vetor de tensão pode ser reescrito no sistema de coordenadas estacionária $\alpha\beta$ utilizando a transformada de Clarke como já definida em (2.5), mas mostrada novamente para facilitar a análise, sendo descrito a seguir:

$$\mathbf{v}_{g,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{g,\alpha} & v_{g,\beta} \end{bmatrix}' = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{g,abc}, \quad (5.9)$$

onde, $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ e $\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}$, são respectivamente

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (5.10)$$

e,

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Assim, as componentes de sequência positiva e negativa podem ser calculadas nas coordenadas $\alpha\beta$ como se segue:

$$\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}^+ = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{g,abc}^+ = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}^+ \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}, \quad (5.12)$$

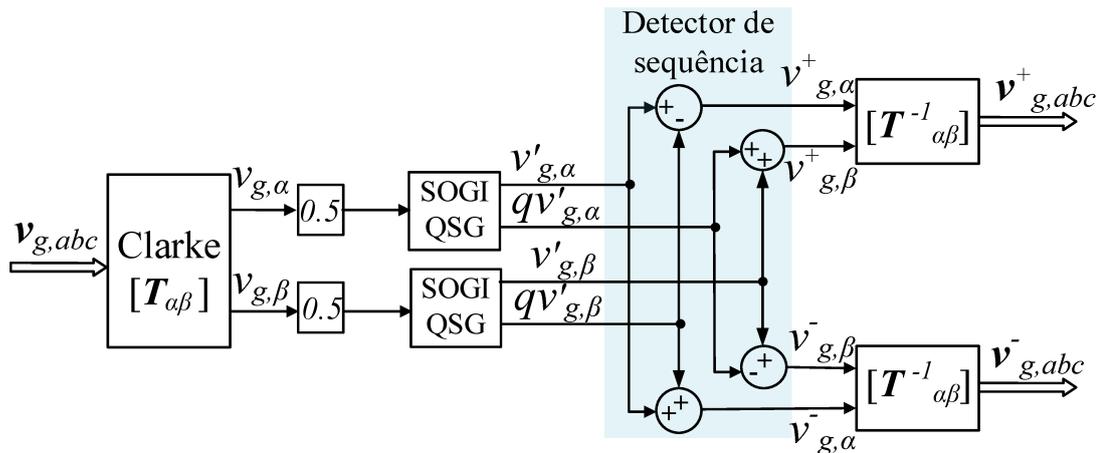
e,

$$\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}^- = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{g,abc}^- = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}^- \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}, \quad (5.13)$$

sendo, $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo, no qual, define uma forma de onda em quadratura (90° atrasado) em relação ao sinal original.

Dessa forma, os sinais filtrados pelo SOGI-QSG definido anteriormente na Seção 5.2 são usados como sinais de entrada para detectar as componentes de sequências positivas e negativas nas coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ como definidas em (5.12) e (5.13). Na Figura 21 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de detecção das sequências. Este sistema, fornece uma ótima ferramenta para sincronizar conversores de potência à rede elétrica perante as não idealidades. Além disso, se selecionado um valor adequado para o ganho k , o SOGI-QSG aumenta a eficácia do sistema de detecção quando a tensão da rede apresenta componentes harmônicos (RODRÍGUEZ *et al.*, 2007).

Figura 21 – Detector de sequência positiva e negativa baseado no SOGI-QSG.



Fonte: Rodríguez *et al.* (2007).

O princípio de funcionamento do sistema para extrair as componentes de sequências positiva e negativa é baseado nos seguintes aspectos: primeiro, é realizada a medição das tensões de fase do PAC com a rede elétrica, $\mathbf{v}_{g,abc}$, e posteriormente são transformadas para as coordenadas $\alpha\beta$ de acordo com a transformada de Clarke. Dessa forma, são geradas duas componentes em quadratura definidas como $v_{g,\alpha}$ e $v_{g,\beta}$ que são as entradas dos blocos dos filtros SOGI-QSG; segundo, as entradas $v_{g,\alpha}$ e $v_{g,\beta}$ após passar pelos filtros SOGI-QSG são gerados dois sinais para cada entrada, sendo em fase $v'_{g,\alpha}$ e $v'_{g,\beta}$ e em quadratura $qv'_{g,\alpha}$ e $qv'_{g,\beta}$, respectivamente; e terceiro, aplicando operações algébricas (adição e subtração) nesses sinais é possível obter as componentes de sequências positiva e negativa como é apresentado na Figura 21.

Almeida (2011), Rodríguez *et al.* (2006) demonstram por meio de resposta em frequência que o sistema ilustrado na Figura 21 atua como um filtro BPF para as componentes de sequência positiva e um filtro BSF para as componentes de sequência negativa da tensão de entrada, quando considerado na saída do sistema uma tensão de sequência positiva, $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}^+$. Por outro lado, ao considerar a saída do sistema uma tensão de sequência negativa, $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}^-$, a resposta é invertida, assim o sistema atua como um filtro BPF para a componente de sequência negativa e um filtro BSF para a componente de sequência positiva da tensão de entrada. Outro aspecto importante demonstrado é a atenuação da amplitude dos componentes harmônicos contidos no sinal de entrada, o que torna a técnica de detecção mais robusta diante as distorções da tensão da rede elétrica.

Após a separação das componentes de sequência nas coordenadas $\alpha\beta$, a tensão de sequência positiva é utilizada para calcular as referências das correntes trifásicas a serem injetadas na rede elétrica.

5.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foi abordada a técnica utilizada para se obter as componentes fundamentais de sequências positiva e negativa da rede elétrica sob operação não ideal. Percebe-se que é extremamente importante a adição dessa técnica no controlador para evitar os diversos problemas causados pela conexão do 2L-VSC à rede com a presença de componentes harmônicas e desequilíbrios de tensão. Portanto, as técnicas são implementadas no FCS-MPC para o caso em questão, onde a rede elétrica apresenta distorções harmônicas e fases desequilibradas.

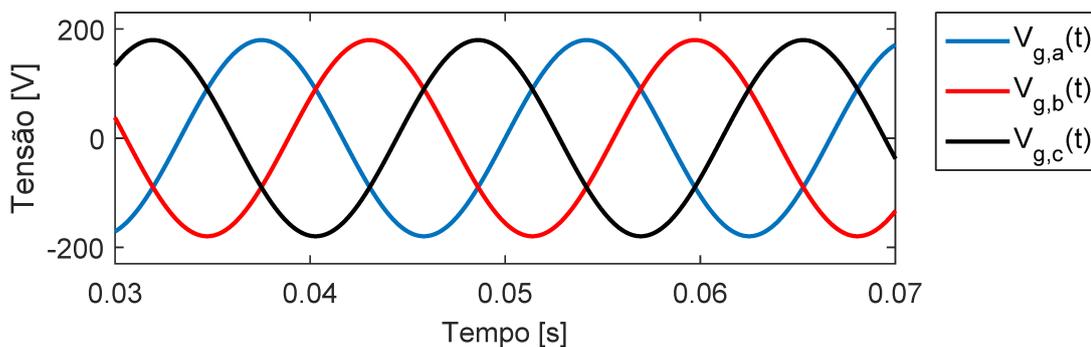
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos via simulação computacional através do *software* PSIM para verificar o desempenho da estratégia de controle e do amortecimento da ressonância descritas nos capítulos anteriores para rede elétrica ideal e não ideal. Detalhes da escolha do valor adequado para o VR também são apresentados. O circuito simulado é mostrado na Figura 5 da Seção 2.2 do Capítulo 2.

6.1 REDE ELÉTRICA IDEAL

Nesta seção é considerado uma rede elétrica ideal, no qual não apresenta desequilíbrios e são livres de distorções harmônicas no PAC, como é ilustrado as formas de onda da tensão na Figura 22. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação estão

Figura 22 – Tensões trifásicas do PAC com à rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

apresentados na Tabela 3. Os parâmetros do filtro LCL são repetidos da Tabela 1 para

Tabela 3 – Valores dos parâmetros simulados.

Parâmetros	Valor
L_c	5,84 mH
r_c	0,2 Ω
L_g	1,06 mH
r_g	0,17 Ω
C_f	11,4 μF
V_{cc}	500 V
T_s	25 μs
f_r	60 Hz
V_g	220 V

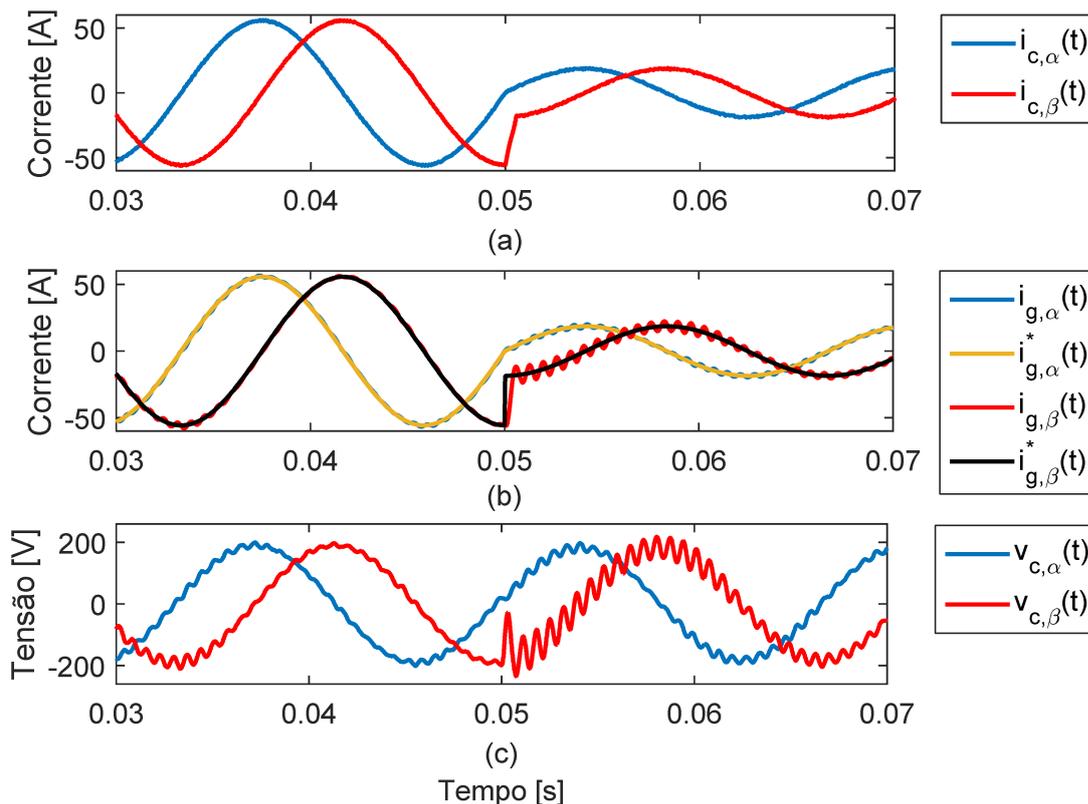
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

melhor visualização. A simulação do sistema leva em consideração variação em degraus na

potência ativa e reativa para avaliar o desempenho do sistema. O diagrama esquemático da simulação é ilustrado na Figura 43 apresentada no Apêndice A.

Afim de facilitar a análise das etapas do projeto é considerado inicialmente apenas variação na potência ativa. O resultado da simulação, no qual, não aborda o amortecimento da frequência de ressonância, o atraso de tempo e a extrapolação da referência é ilustrado na Figura 23. A referência da corrente injetada na rede elétrica foi gerada através da teoria das potências instantâneas conforme (3.4). Percebe-se que o sistema segue as correntes $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*(t)$ para uma referência inicial gerada por uma potência ativa de 15 kW e potência reativa nula. Entretanto, nota-se que as variáveis $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)$ e $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)$ apresentam uma oscilação não amortecida proveniente da excitação da frequência de ressonância quando a referência muda em degrau para uma potência ativa de 5 kW e mantendo a potência reativa nula. Portanto, é necessário incluir a estratégia de amortecimento baseado em VR para atenuar a ressonância do sistema, afim de compensar essa oscilação.

Figura 23 – Rastreamento das referências.



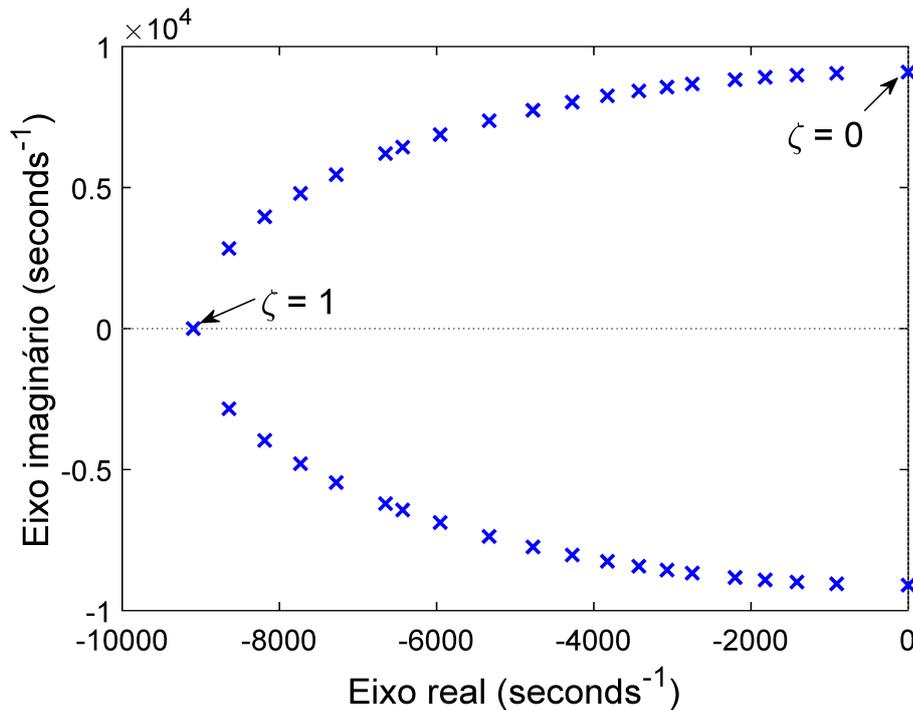
Legenda: (a) correntes de saída do 2L-VSC, (b) correntes injetadas na rede elétrica e (c) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Para o projeto do valor adequado de VR será analisada a resposta subamortecida e criticamente amortecida. A resposta subamortecida, no qual, o intervalo do coeficiente de amortecimento está entre $0 < \zeta < 1$, não amortece por completo a ressonância do

sistema, no entanto, apresenta uma resposta transitória rápida. Por outro lado, a resposta criticamente amortecida em que $\zeta = 1$, amortece por completo a ressonância do sistema, porém, resulta uma resposta transitória lenta. Portanto, ao variar ζ em (4.16), percebe-se que conforme o coeficiente de amortecimento aumenta o lugar das raízes se desloca para a esquerda como mostrado na Figura 24, ou seja, adiciona amortecimento no sistema.

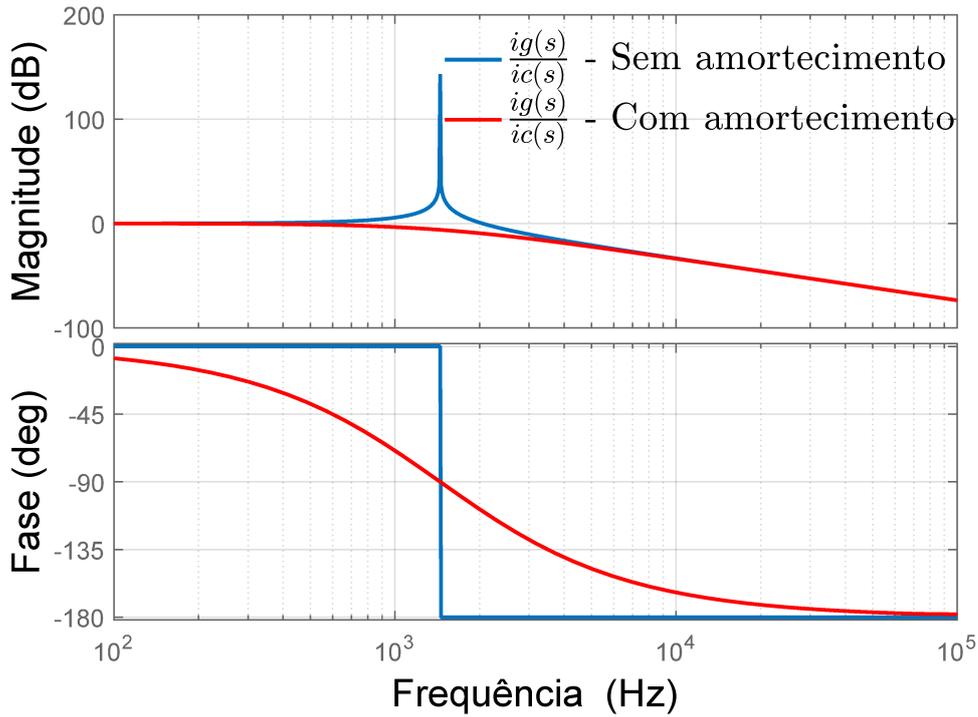
Figura 24 – Lugar das raízes para variação de ζ .



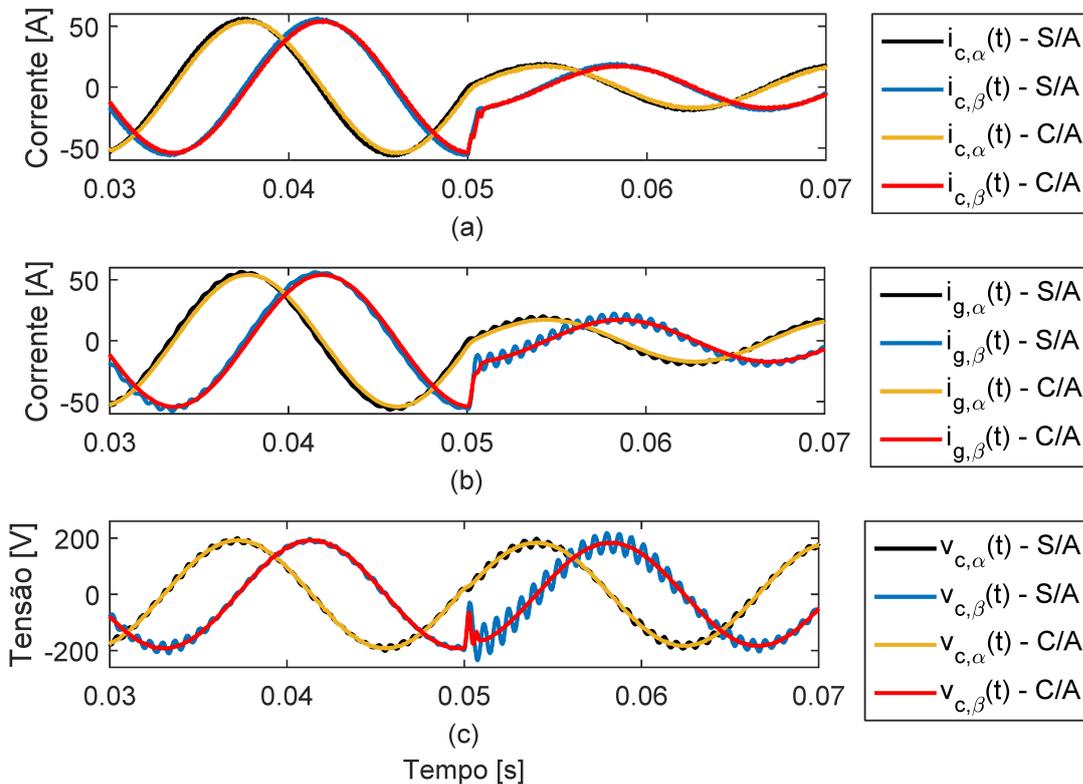
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A princípio, é escolhido $\zeta = 1$, valor em que o pico de ressonância é completamente amortecido, resultando em $R_4 = 4,8214 \Omega$ quando aplicado em (4.16). Na Figura 25 é apresentada a resposta em frequência do sistema, percebe-se que o pico da ressonância foi amortecido, eliminando por completo a ressonância. Quando a estratégia de amortecimento ativo é incluída na simulação, as variáveis não apresentam mais oscilação, como ilustrado na comparação feita na Figura 26. O amortecimento fica claro analisando-se o espectro harmônico mostrado a Figura 27, em que as componentes de alta frequência foram suprimidas.

Entretanto, ao considerar o atraso de tempo, o sistema torna-se instável como mostrado na Figura 28. Isto ocorre devido ao fato de não ter sido considerado na escolha do resistor a margem de fase. De forma a contornar esse problema, pode-se extrapolar as variáveis de referências o que compensa o atraso garantindo a estabilidade do sistema. Outra maneira de mitigar esse problema é levar em consideração a margem de fase no projeto do VR. Isto consequentemente leva a uma escolha de um fator de amortecimento obrigatoriamente menor que 1.

Figura 25 – Resposta em frequência para $\zeta = 1$.

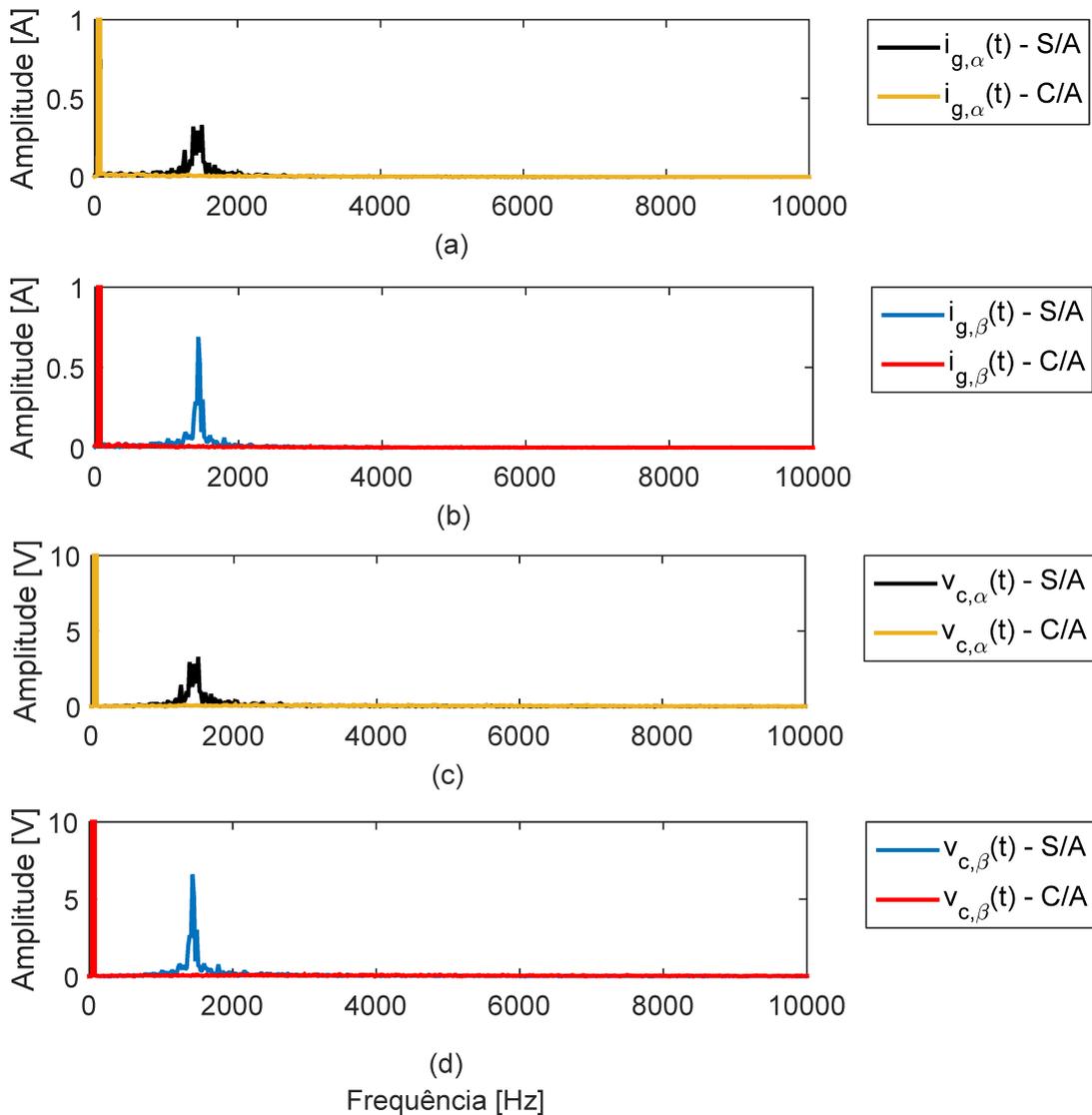
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 26 – Comparação de performance com amortecimento (C/A) para $\zeta = 1$ e sem amortecimento (S/A).

Legenda: (a) correntes de saída do 2L-VSC, (b) correntes injetadas na rede elétrica e (c) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 27 – Comparação entre os espectros harmônicos com amortecimento (C/A) para $\zeta = 1$ e sem amortecimento (S/A) da frequência f_2 .

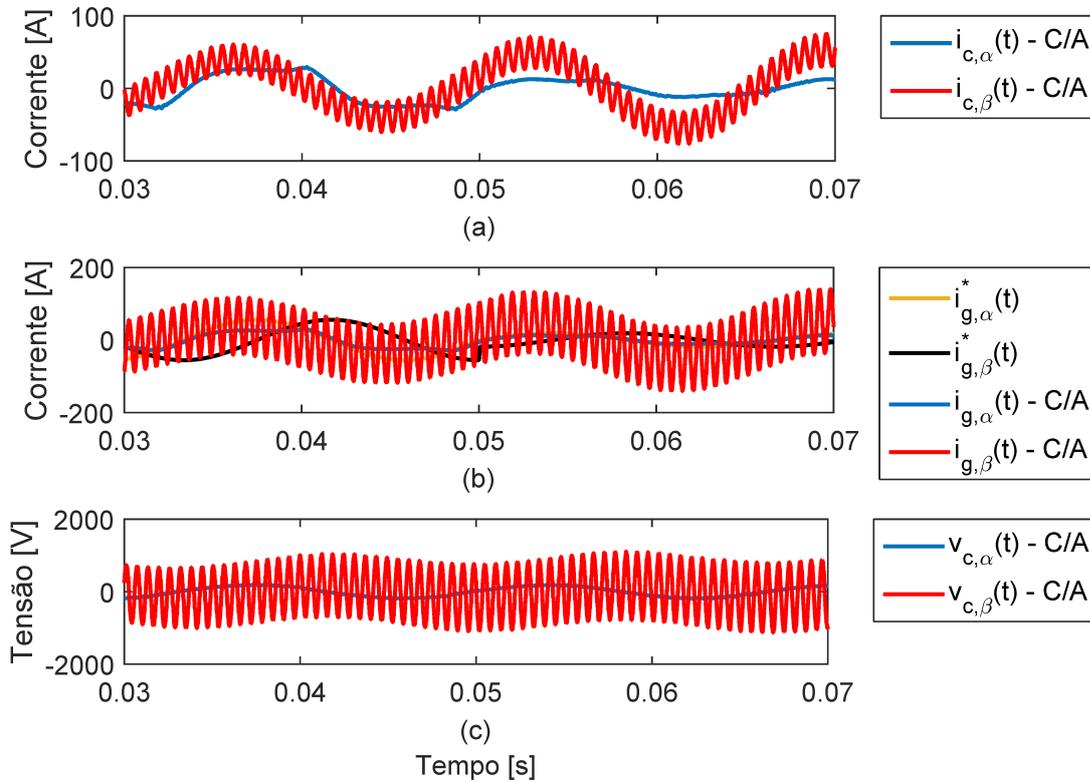


Legenda: (a) corrente injetada na rede elétrica na coordenada α , (b) corrente injetada na rede elétrica na coordenada β , (c) tensão do capacitor do filtro LCL na coordenada α e (d) tensão do capacitor do filtro LCL na coordenada β .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A partir do exposto, a escolha do VR, R_4 , deve levar em consideração o atraso de tempo e a margem de fase do sistema. O objetivo é selecionar um resistor que apresente bom amortecimento junto com boa margem de fase, afim, de tornar o sistema robusto e estável a variação de parâmetros relacionado ao atraso de processamento. Dessa forma, após realizar simulações computacionais, o coeficiente de amortecimento selecionado é $\zeta = 0,7071$, que resulta em um resistor $R_4 = 6,8184\Omega$ ao aplicar em (4.16). Na Figura 29 é mostrada a resposta em frequência para o caso em questão, percebe-se que o pico de ressonância também é satisfatoriamente atenuado.

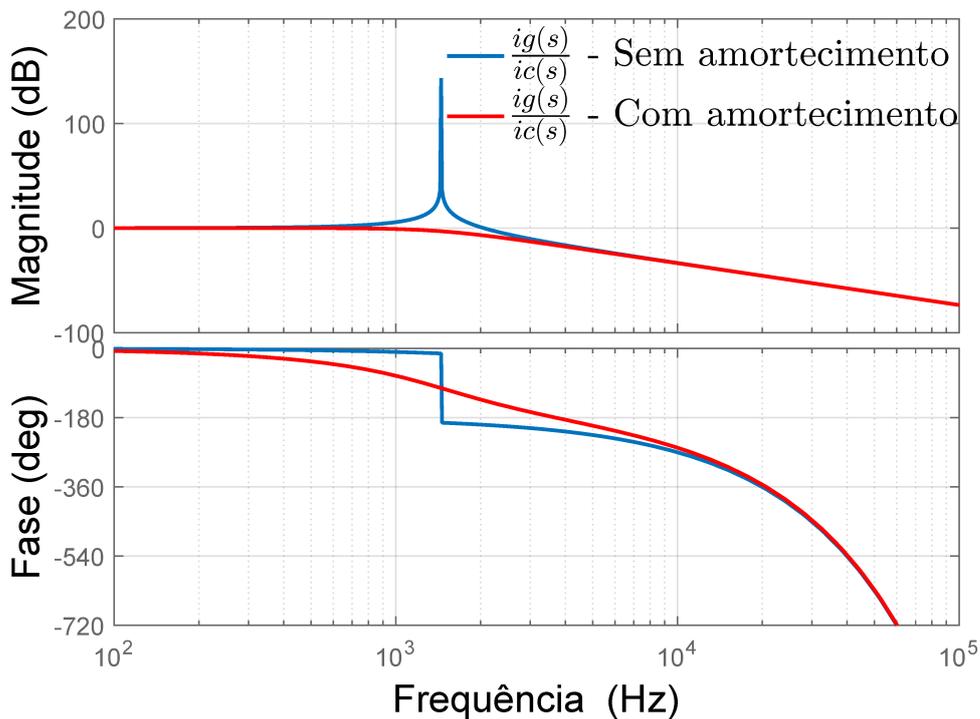
Figura 28 – Resultado para rastreo das referências com amortecimento (C/A) para $\zeta = 1$.



Legenda: (a) correntes de saída do 2L-VSC, (b) correntes injetadas na rede elétrica e (c) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

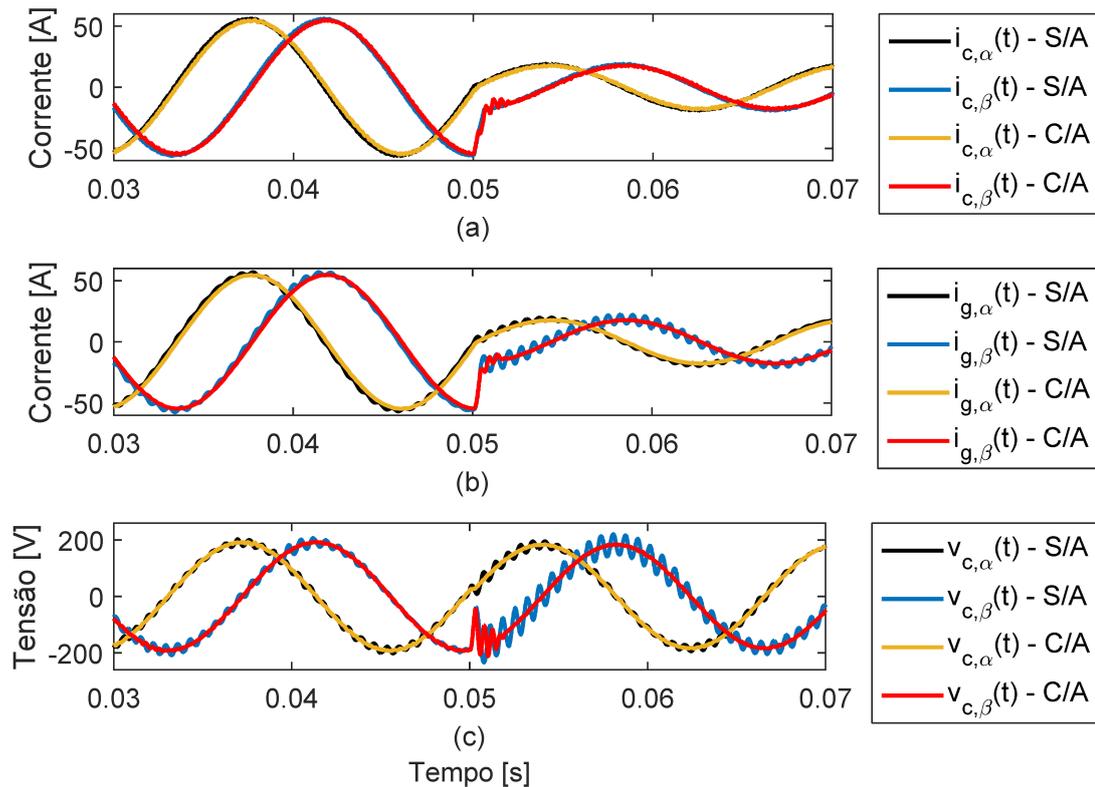
Figura 29 – Resposta em frequência para $\zeta = 0,7071$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Na Figura 30 é apresentado a resposta no tempo quando leva-se em consideração, o atraso de tempo e o amortecimento da frequência de ressonância no projeto, mas não aborda a extrapolação das referências. Percebe-se, ao comparar com a Figura 28, o qual, o fator de amortecimento é $\zeta = 1$ que o sistema não se torna instável. Logo, conclui-se que o novo valor de VR é robusto ao atraso de processamento e atenuou a frequência de ressonância como pode ser visto no espectro harmônico ilustrado na Figura 31.

Figura 30 – Comparação de performance com amortecimento (C/A) para $\zeta = 0,7071$ e sem amortecimento (S/A).



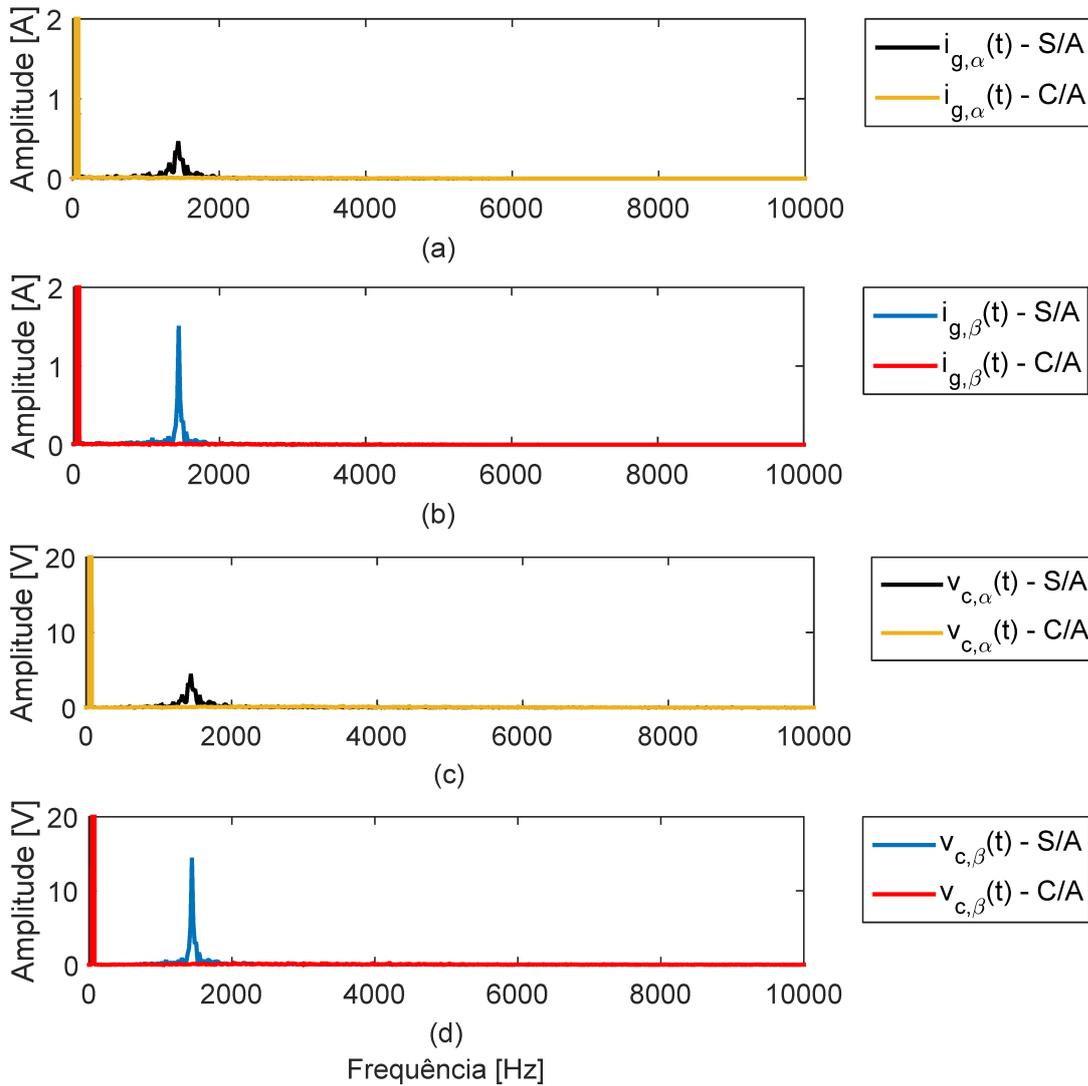
Legenda: (a) correntes de saída do 2L-VSC, (b) correntes injetadas na rede elétrica e (c) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Por fim, foi adicionada a extrapolação das variáveis de referências, com a finalidade de reduzir os erros dos cálculos proveniente do atraso de processamento. Na Figura 32 é apresentado o resultado final considerando todos os aspectos da simulação. Neste caso em questão é mostrada a simulação completa com variações em degraus na potência ativa e reativa do sistema para verificar o desempenho do controlador juntamente com a estratégia de amortecimento da ressonância para diferentes situações. Dessa forma, a variação do sistema se encontra como:

1. De $t = 0,02$ s a $t = 0,04$ s o sistema está operando com potência ativa de 15 kW e potência reativa nula;

Figura 31 – Comparação entre os espectros harmônicos com amortecimento (C/A) para $\zeta = 0,7071$ e sem amortecimento (S/A) da frequência f_2 .



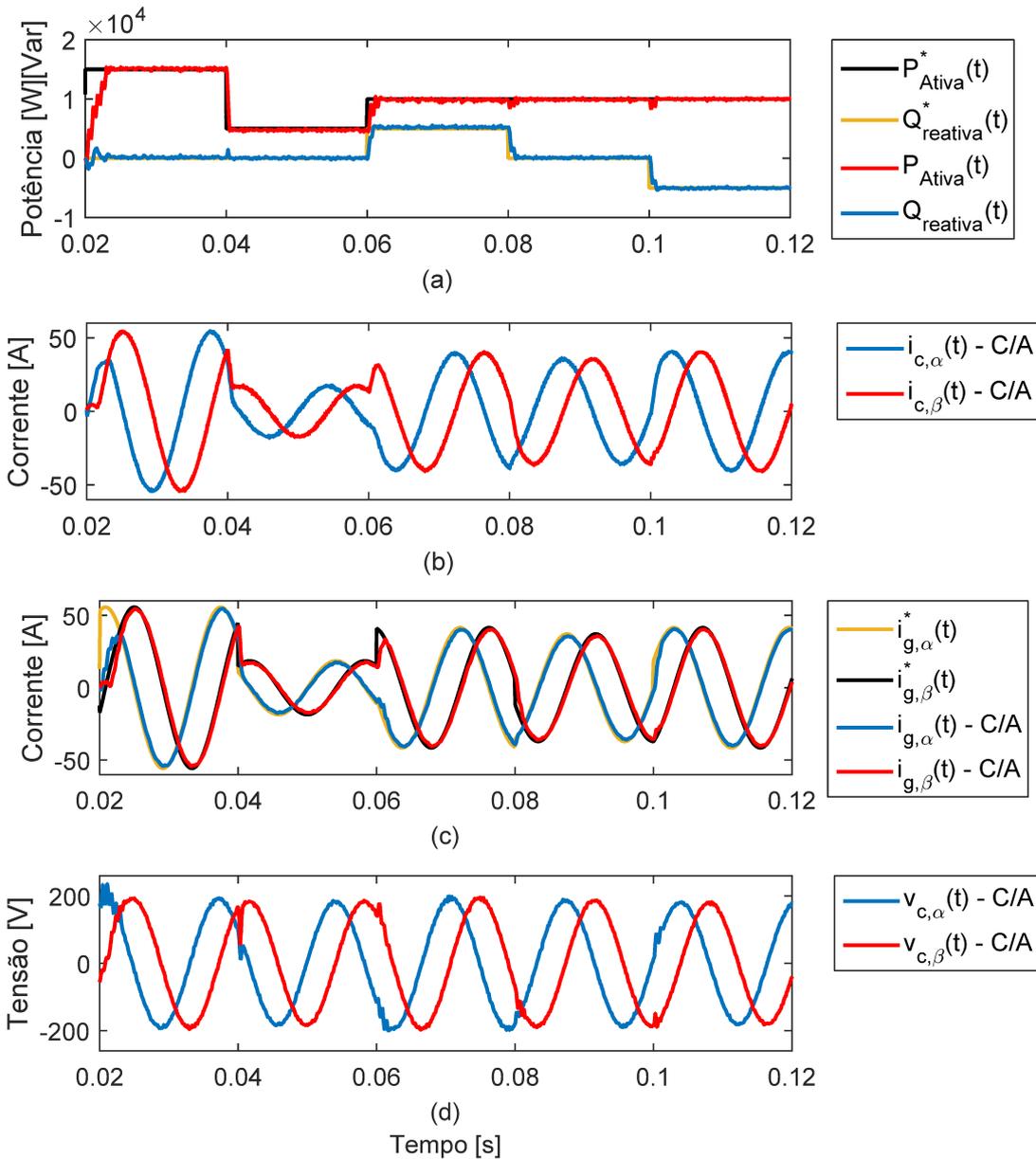
Legenda: (a) corrente injetada na rede elétrica na coordenada α , (b) corrente injetada na rede elétrica na coordenada β , (c) tensão do capacitor do filtro LCL na coordenada α e (d) tensão do capacitor do filtro LCL na coordenada β .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2. De $t = 0,04$ s a $t = 0,06$ s acontece uma variação em degrau apenas na potência ativa para 5 kW;
3. De $t = 0,06$ s a $t = 0,08$ s é aplicado uma variação em degrau na potência ativa para 10 kW e na potência reativa em 5 kvar;
4. De $t = 0,08$ s a $t = 0,1$ s é aplicado uma variação em degrau somente na potência reativa para 0 kvar.
5. De $t = 0,1$ s é aplicado novamente uma variação em degrau somente na potência

reativa para -5 kvar.

Figura 32 – Formas de onda com o controlador completo sob operação de rede elétrica ideal.



Legenda: (a) Degrau da potência ativa e reativa, (b) correntes de saída do 2L-VSC, (c) correntes injetadas na rede elétrica e (d) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Pela análise da resposta no tempo nota-se que as referências foram rastreadas com erros desprezíveis em estado permanente e a ressonância completamente eliminada. Adicionalmente, obteve-se uma resposta no tempo rápida e sem sobressinais. Portanto, levando em consideração todas as análises descritas, o FCS-MPC junto a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR foi satisfatório. No qual, atenderam ao propósito em

questão ao injetar uma corrente na rede elétrica com THD inferior a 5% como recomendado pelo IEEE Std 1547-2018 (COMMITTEE, 2018). O THD das correntes trifásicas são apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – THD das correntes injetadas na rede elétrica ideal.

Corrente trifásica	THD
$i_{g,a}$	1,295%
$i_{g,b}$	0,862%
$i_{g,c}$	1,043%

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

6.2 REDE ELÉTRICA COM DISTORÇÃO HARMÔNICA

Para demonstrar esta situação é implementado uma simulação que apresente distorções harmônicas na tensão do PAC com a rede elétrica. Dessa forma, são incluídos as componentes harmônicas de 5^a e 7^a ordem na tensão, sendo as amplitudes com 5% e 1% da componente fundamental da tensão do PAC, respectivamente. Como as correntes de referências dependem da tensão medida do PAC e das potências constantes conforme (3.4), as mesmas também apresentam os respectivos harmônicos. Uma análise numérica é ilustrada na Figura 33, onde é mostrado por meio da Transformada Rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform*) (FFT) o espectro harmônico das frequências presentes na corrente de referência, $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*(t)$.

A presença dos harmônicos tornam as correntes trifásicas injetadas na rede elétrica distorcidas como mostrado na Figura 34. Na Tabela 5 é apresentado o THD presente na corrente trifásica na rede elétrica e a Distorção Harmônica individual (do inglês, *Individual Harmonic Distortion*) (IHD) das componentes harmônicas de 5^a e 7^a ordem em relação a componente fundamental. Ao analisar a recomendação do IEEE Std 1547-2018, onde o

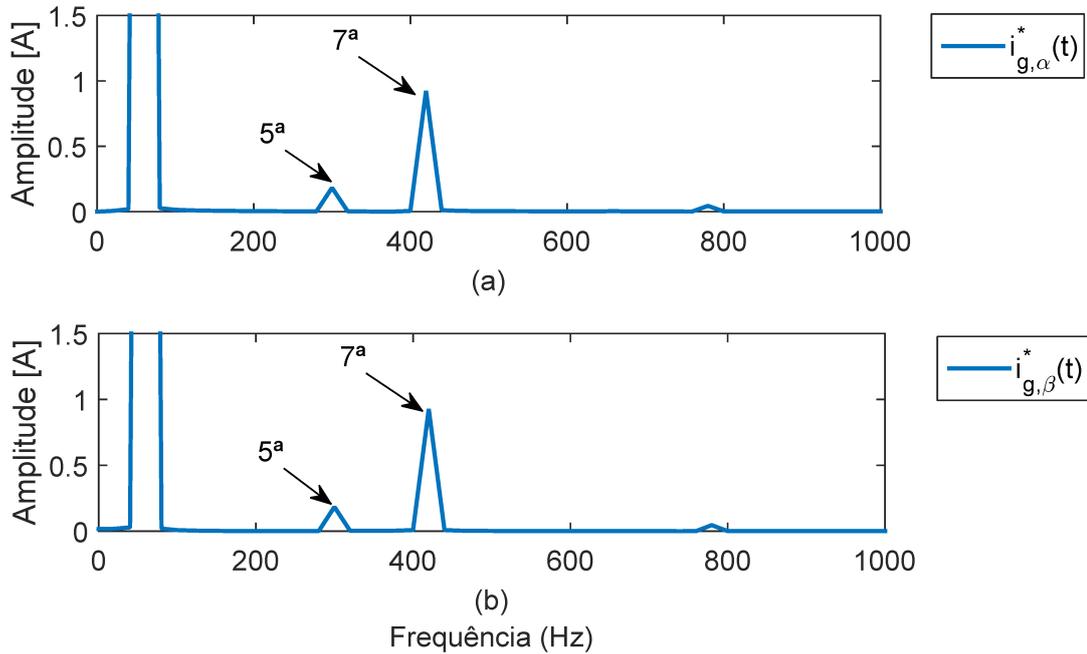
Tabela 5 – THD e IHD das correntes na rede elétrica na presença de distorções harmônicas de tensão.

Corrente	THD	IHD 5 ^a ordem	IHD 7 ^a ordem
$i_{g,a}$	5,063%	0,8526%	4,4512%
$i_{g,b}$	5,348%	0,7628%	4,4438%
$i_{g,c}$	4,909%	0,8305%	4,5390%

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

THD deve ser inferior a 5% e IHD inferior a 4% para os respectivos harmônicos, percebe-se

Figura 33 – Espectro harmônico das correntes de referências $i_{\alpha\beta}^*(t)$ para operação de rede elétrica com harmônicos.



Legenda: (a) corrente de referência para a rede elétrica na coordenada α e (b) corrente de referência para a rede elétrica na coordenada β .

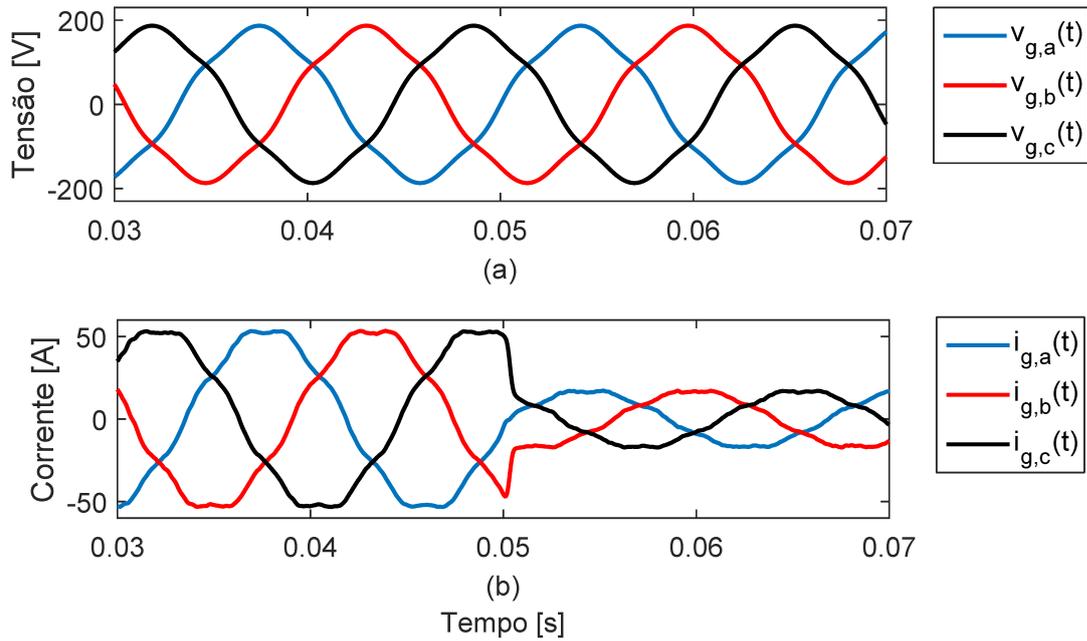
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

que o sistema está operando de forma parcial com as recomendações, onde apenas a componente harmônica de 5ª ordem foi atendida (COMMITTEE, 2018).

Como o intuito do trabalho é injetar corrente senoidal na rede elétrica, o THD e IHD da corrente deve ser reduzida. Portanto, é necessário incluir a técnica descrita na Seção 5.2 do Capítulo 5 para extrair com precisão a componente fundamental de sequência positiva da frequência da tensão no PAC. O diagrama esquemático da simulação com a adição da técnica para extrair a frequência fundamental é ilustrado na Figura 44 mostrado na Apêndice A. Para demonstrar a propriedade de filtragem do SOGI-QSG foi variado o ganho de k . O primeiro ganho foi baseado em Rodríguez *et al.* (2006), ou seja, $k = \sqrt{2}$. O segundo e terceiro foram $k = 1$ e $k = 0.5$, respectivamente. Assume-se que a frequência de ressonância do SOGI-QSG é igual a frequência da rede, ou seja, $\omega_r = 2\pi 60 \text{ rad/s}$. A resposta em frequência é mostrada na Figura 35. Para reforçar a análise descrita anteriormente, percebe-se que quanto menor for o valor da constante k mais seletiva é a resposta do filtro. Por outro lado, maior é o tempo de estabilização.

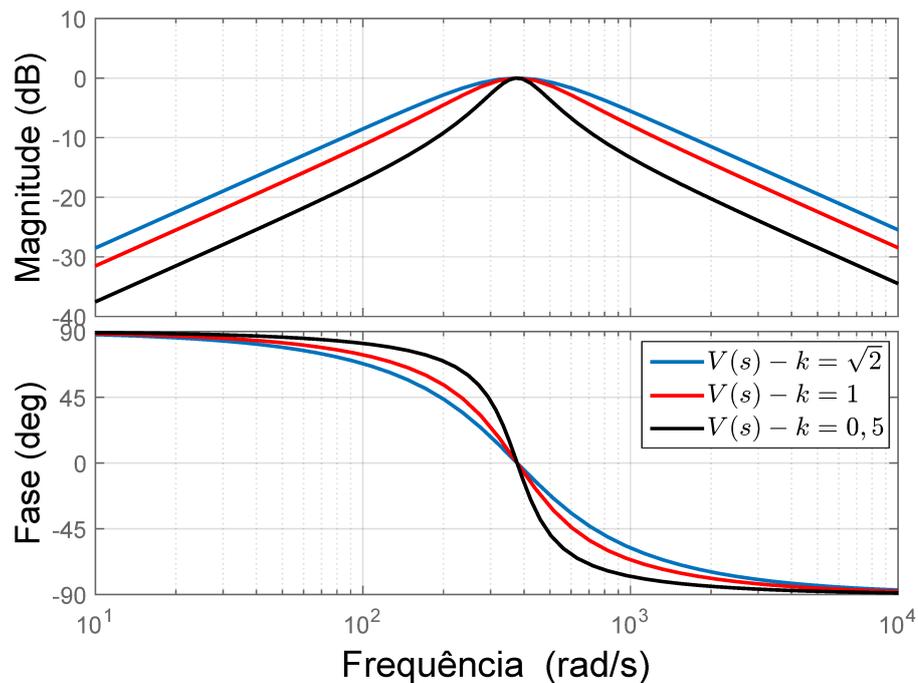
Após os sinais da tensão trifásica do PAC serem filtrados pelos SOGI-QSG, as mesmas podem ser utilizadas em (3.4) para gerar as correntes de referência do sistema. Conseqüentemente, as correntes injetadas na rede elétrica apresentam um menor conteúdo harmônico. Na Tabela 6 é mostrada o THD das correntes injetadas na rede elétrica para

Figura 34 – Sistema com distorção harmônica.



Legenda: (a) Tensões trifásicas do PAC com à rede elétrica e (b) Correntes trifásicas injetadas na rede elétrica.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 35 – Resposta em frequência da função de transferência de malha fechada de $V(s)$.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

a variação do ganho k . Ao comparar com a Tabela 5, nota-se que todas atenuaram o

Tabela 6 – THD da corrente na rede elétrica após adição do SOGI-QSG para variação de k sob operação de rede com harmônicos.

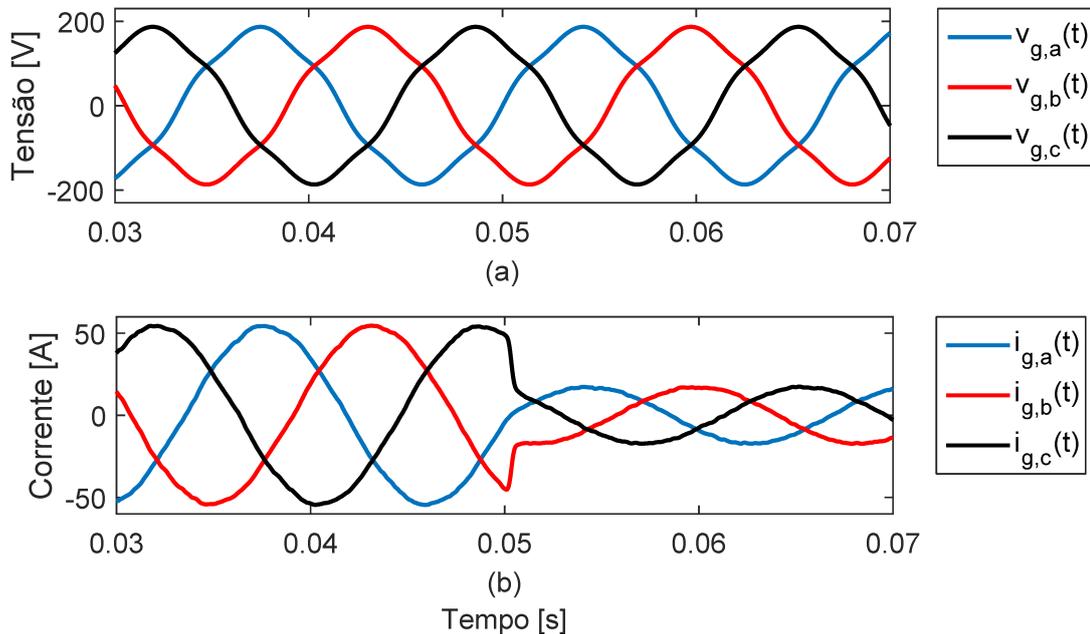
$k = \sqrt{2}$		$k = 1$		$k = 0,5$	
Corrente	THD	Corrente	THD	Corrente	THD
$i_{g,a}$	1,722%	$i_{g,a}$	1,503%	$i_{g,a}$	1,143%
$i_{g,b}$	1,718%	$i_{g,b}$	1,634%	$i_{g,b}$	1,203%
$i_{g,c}$	1,713%	$i_{g,c}$	1,518%	$i_{g,c}$	1,070%

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

THD. Logo, para $k = 0,5$ é obtido o menor THD, porém o sistema apresentou um maior tempo de estabilização. Portanto, o valor escolhido foi $k = 1$ por apresentar uma melhor atenuação da distorção harmônica comparada a $k = \sqrt{2}$.

Na Figura 36 são mostrados os resultados com a inclusão da técnica de extração de sequência positiva. Percebe-se que o sistema atendeu ao esperado, onde é injetado

Figura 36 – Sistema com distorção harmônica com operação do SOGI-QSG.



Legenda: (a) Tensões trifásicas do PAC da rede elétrica e (b) Correntes trifásicas injetadas na rede elétrica.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

correntes com THD inferior a 5% e IHD das componentes harmônicas de 5^a e 7^a ordem inferiores a 4% na rede elétrica, conforme recomendado por IEEE Std 1547-2018, sendo mostrado na Tabela 7.

Tabela 7 – THD e IHD das correntes na rede elétrica após adição do SOGI-QSG com $k = 1$ sob operação de rede com harmônicos.

Corrente	THD	IHD 5 ^a ordem	IHD 7 ^a ordem
$i_{g,a}$	1,503%	0,3760%	0,6616%
$i_{g,b}$	1,634%	0,8342%	0,8796%
$i_{g,c}$	1,518%	0,8394%	1,0610%

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Na Figura 37 é apresentado o resultado considerando todos os aspectos da simulação como abordado anteriormente na análise da Figura 32 do caso ideal. Neste caso em questão também é mostrada a simulação completa com variações em degraus na potência ativa e reativa do sistema para verificar o desempenho do controlador juntamente com a estratégia de amortecimento da ressonância para diferentes situações como já mencionadas.

Pela análise da resposta no tempo nota-se que os resultados foram semelhantes em seguir as referências das correntes como já exposto. Neste caso, vale ressaltar a definição das potências instantâneas definida por Akagi, Watanabe e Aredes (2007), como:

$$\begin{bmatrix} P(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2}\right) \begin{bmatrix} v_{g,\alpha}(t) & v_{g,\beta}(t) \\ v_{g,\beta}(t) & -v_{g,\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{g,\alpha}(t) \\ i_{g,\beta}(t) \end{bmatrix}. \quad (6.1)$$

Aplicando a corrente filtrada e a tensão do PAC com a rede elétrica que apresenta distorção harmônica de 5^a e 7^a ordem em (6.1), é obtido as potências resultantes conforme:

$$P(t) = 3I_1^+ V_1^+ \cos(\theta) - 3I_1^+ V_5^- \cos(6\omega t - \phi) + 3I_1^+ V_7^+ \cos(6\omega t + \delta), \quad (6.2)$$

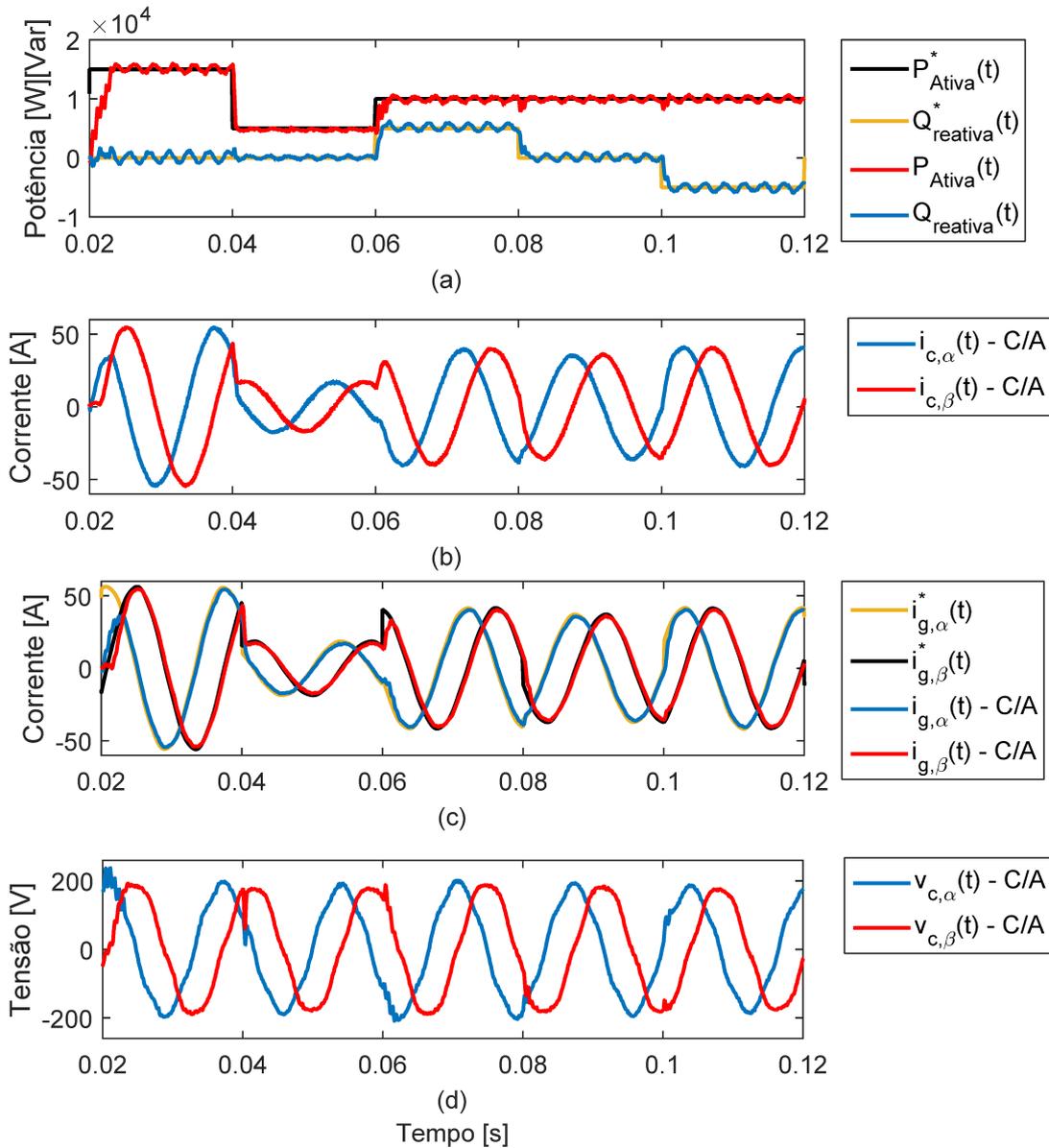
e,

$$Q(t) = 3I_1^+ V_1^+ \sin(\theta) + 3I_1^+ V_5^- \sin(6\omega t - \phi) + 3I_1^+ V_7^+ \sin(6\omega t + \delta), \quad (6.3)$$

onde V_1^+ , V_5^- e V_7^+ representam os valores eficazes da tensão fundamental de sequência positiva, da componente harmônica de 5^a ordem que corresponde a sequência negativa e da componente harmônica de 7^a ordem que corresponde a sequência positiva da rede elétrica, respectivamente, I_1^+ representa o valor eficaz da fundamental de sequência positiva da corrente injetada na rede, e θ , ϕ e δ representam os ângulos de fase entre as respectivas multiplicações.

Logo, percebe-se que ao injetar corrente senoidal na rede elétrica a potência ativa e reativa tornam oscilantes, com uma frequência de 6 vezes a frequência fundamental pela presença da componente harmônica de 6^a ordem, devido à interação entre a corrente filtrada na frequência fundamental com tensão do PAC, o qual apresenta as componentes harmônicas de 5^a e 7^a ordem. Essa análise também é percebida conforme a oscilação

Figura 37 – Formas de onda com o controlador completo sob operação de rede elétrica com harmônicos.



Legenda: (a) Degrau da potência ativa e reativa, (b) correntes de saída do 2L-VSC, (c) correntes injetadas na rede elétrica e (d) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

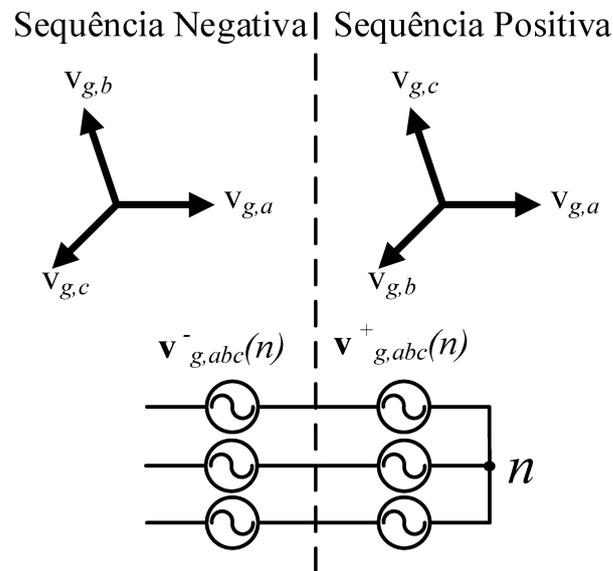
da potência ativa e reativa, como ilustrada na Figura 37. Portanto, ao injetar corrente senoidal em uma rede elétrica com harmônicos, a potência ativa e reativa apresentam características oscilantes.

Contudo, como o objetivo é fornecer uma corrente senoidal para a rede elétrica, o FCS-MPC junto a estratégia de amortecimento ativo baseado em VR e a aplicação do SOGI-QSG foram eficazes, em que atenderam ao propósito em questão, injetando uma corrente na rede elétrica com baixo conteúdo harmônico comparado as recomendações do

6.3 REDE ELÉTRICA DESEQUILIBRADA

Para demonstrar esta situação um sistema com tensão desequilibrada é simulada, ou seja, as tensões do PAC apresentam componentes de sequência negativa. Logo, é implementado uma componente de sequência negativa da frequência fundamental com amplitude de 10% da tensão do PAC com a rede elétrica, $\mathbf{v}_{g,abc}^-$, e somada na sequência positiva da tensão do PAC, $\mathbf{v}_{g,abc}^+$, como mostrado na Figura 38. Dessa forma, é simulado uma rede com tensões excessivamente desequilibradas ao comparar com os limites postos de 2% e 3% recomendado pelos órgãos reguladores de diferentes países (TEODORO, 2005).

Figura 38 – Simulação de rede desequilibrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Durante desequilíbrios de sequência negativa na rede elétrica, as correntes de referências obtidas através da teoria das potências instantâneas geram harmônicos não existentes nas tensões (RODRÍGUEZ *et al.*, 2007). Este fato ocorre devido as correntes de referências obtidas por (3.4) serem geradas a partir de tensões desequilibradas. As tensões desequilibradas apresentam componentes de sequência positiva e negativa, no qual, geram frequências com o dobro de oscilação da frequência fundamental quando são elevadas ao quadrado conforme a equação (6.4), que é o denominador da equação (3.4). Neste caso, sendo diferente do caso ideal que quando elevado ao quadrado o sistema torna-se constante.

$$v_{g,\alpha}^2(t) + v_{g,\beta}^2(t) = 2(V_1^+)^2 + 2(V_1^-)^2 - 4V_1^+V_1^- \cos(2\omega t + (\theta_v^+ + \theta_v^-)), \quad (6.4)$$

onde V_1^+ e V_1^- representam os valores eficazes da tensão fundamental de sequência positiva e negativa da rede elétrica, respectivamente, e θ_v^+ e θ_v^- são os ângulos de fase da tensão de sequência positiva e negativa, respectivamente.

Aplicando (6.4) em (3.4), obtêm-se as seguintes correntes de referências, $i_{g,\alpha}^*(t)$ e $i_{g,\beta}^*(t)$, que relacionam as componentes da tensão de sequência positiva e negativa com as potências constantes, conforme:

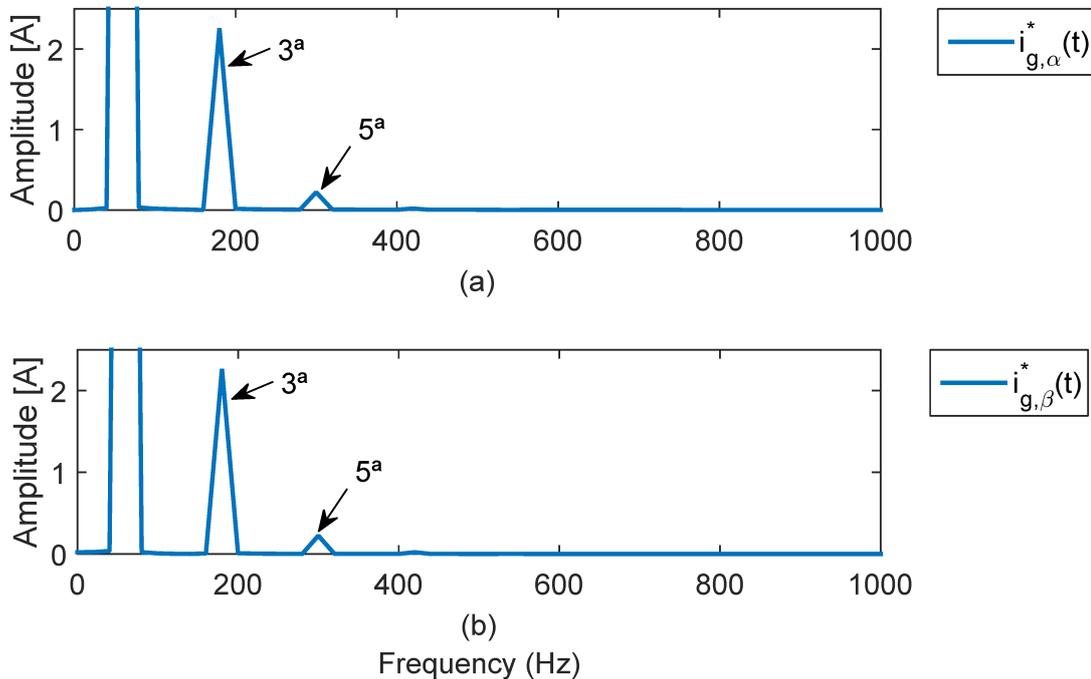
$$i_{g,\alpha}^*(t) = \left(\frac{2}{3}\right) \frac{\sqrt{2}P(t) (V_1^+ \text{sen}(\omega t + \theta_v^+) + V_1^- \text{sen}(\omega t + \theta_v^-)) - \sqrt{2}Q(t) (V_1^+ \cos(\omega t + \theta_v^+) - V_1^- \cos(\omega t + \theta_v^-))}{2(V_1^+)^2 + 2(V_1^-)^2 - 4V_1^+V_1^- \cos(2\omega t + (\theta_v^+ + \theta_v^-))}, \quad (6.5)$$

e,

$$i_{g,\beta}^*(t) = \left(\frac{2}{3}\right) \frac{-\sqrt{2}P(t) (V_1^+ \cos(\omega t + \theta_v^+) - V_1^- \cos(\omega t + \theta_v^-)) - \sqrt{2}Q(t) (V_1^+ \text{sen}(\omega t + \theta_v^+) + V_1^- \text{sen}(\omega t + \theta_v^-))}{2(V_1^+)^2 + 2(V_1^-)^2 - 4V_1^+V_1^- \cos(2\omega t + (\theta_v^+ + \theta_v^-))}. \quad (6.6)$$

Ao analisar (6.5) e (6.6), nota-se que as correntes de referências apresentam características desequilibradas. Além disso, ao expor (6.5) e (6.6) numericamente percebe-se que além de apresentar componentes desequilibradas são geradas as componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem como ilustrado na Figura 39, no qual é apresentado o espectro harmônico das correntes. Esses harmônicos surgem por motivo da divisão de frequências de ordens diferentes.

Figura 39 – Espectro harmônico da corrente de referência $i_{\alpha\beta}^*(t)$ para sistema desequilibrado.



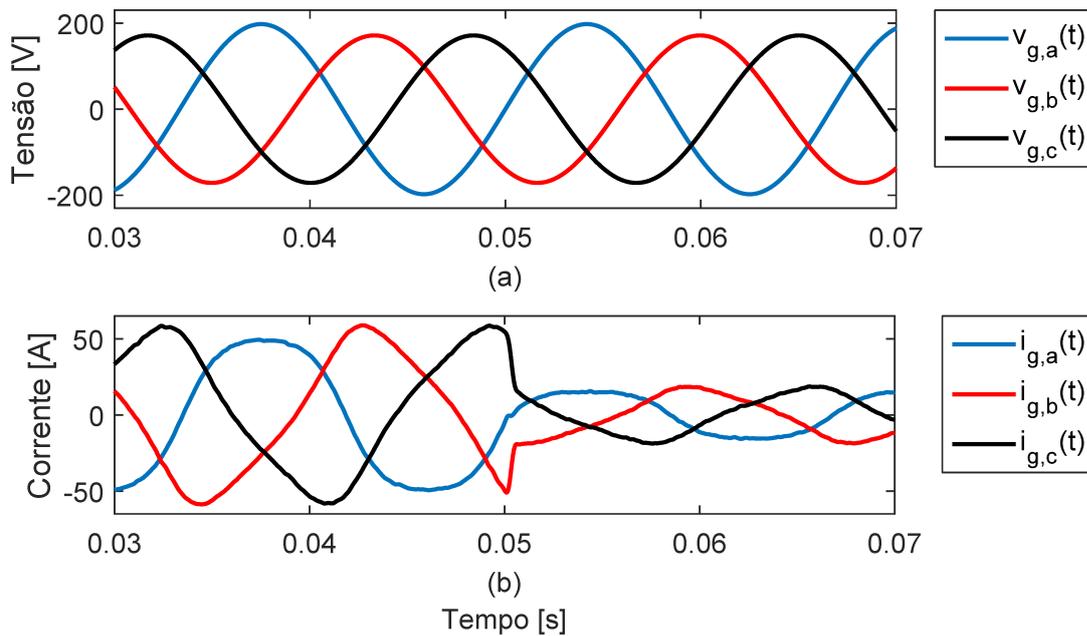
Legenda: (a) corrente de referência para a rede elétrica na coordenada α e (b) corrente de referência para a rede elétrica na coordenada β .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Na Figura 40 são mostradas as formas de ondas das tensões trifásicas do PAC e das correntes trifásicas injetadas na rede elétrica. Percebe-se que as tensões apresentam

diferentes amplitudes devido o sistema ser desequilibrado e as correntes apresentam além das diferentes amplitudes, as distorções harmônicas como já mencionado. Na Tabela 8 é apresentado o THD e IHD das correntes injetadas na rede elétrica e nota-se a alta distorção presente, onde o THD é superior a 5% e IHD superior 4% como recomendado pelo IEEE Std 1527-2018 (COMMITTEE, 2018). Isso é um problema que deve ser analisado e compensado, já que o desempenho operacional do sistema está sendo comprometido drasticamente, pois o intuito é injetar uma corrente senoidal com baixa distorção harmônica na rede elétrica.

Figura 40 – Sistema desequilibrado.



Legenda: (a) tensões trifásicas do PAC da rede elétrica e (b) correntes trifásicas injetadas na rede elétrica.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Tabela 8 – THD e IHD das correntes com rede elétrica desequilibrada.

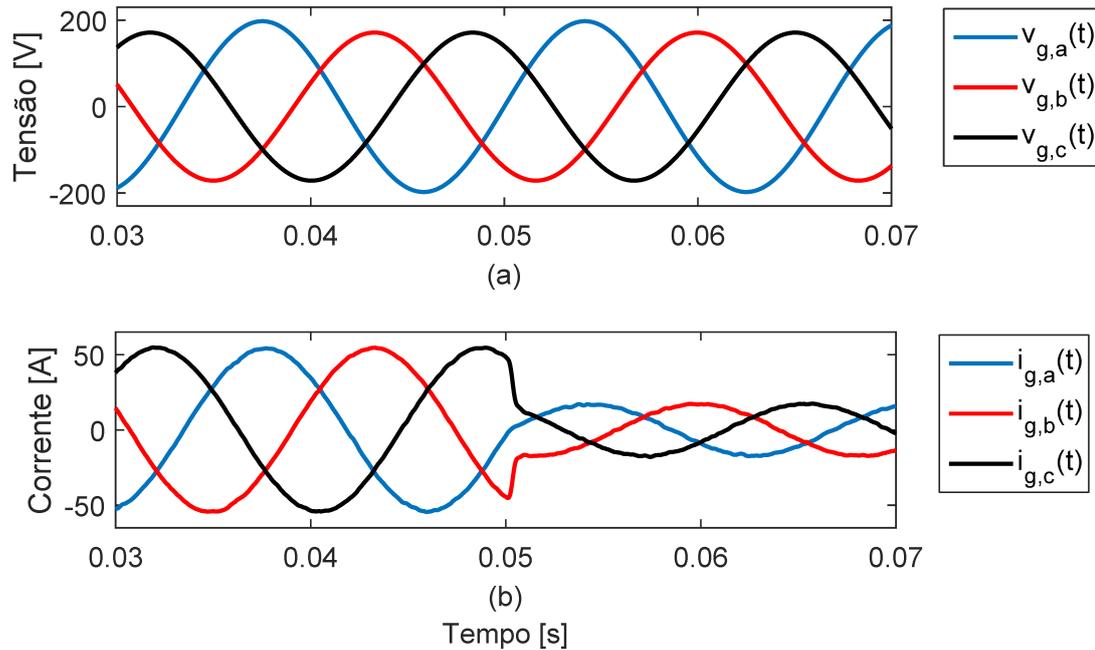
Corrente	THD	IHD 3 ^a ordem	IHD 5 ^a ordem
$i_{g,a}$	10,4988%	10,3729%	1,1375%
$i_{g,b}$	10,4245%	10,3967%	0,9141%
$i_{g,c}$	10,0757%	10,1436%	1,1235%

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Dessa forma, para amenizar esse problema é necessário identificar as sequências positivas e negativas da tensão do PAC com a rede elétrica como detalhado na Seção 5.3 do Capítulo 5. O diagrama esquemático da simulação com adição da técnica para obter as

sequências positiva e negativa é ilustrada na Figura 45 apresentada na Apêndice A. Na Figura 41 são apresentadas as formas de onda da tensão trifásica do PAC e da corrente trifásica injetada na rede elétrica. Percebe-se que as tensões apresentam desbalanceamento entre as fases. Por outro lado, como apenas a componente de sequência positiva da tensão da rede é usada para calcular as referências das correntes a serem injetadas na rede elétrica, as mesmas se tornam senoidais e balanceadas.

Figura 41 – Sistema desequilibrado após detectar a sequência positiva.



Legenda: (a) tensões trifásicas do PAC da rede elétrica e (b) correntes trifásicas injetadas na rede elétrica

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O THD e IHD da corrente injetada na rede elétrica é mostrada na Tabela 9. Ao comparar a Tabela 9 com a Tabela 8 é nítido a atenuação da distorção harmônica, apresentando o THD inferior a 5% e IHD inferior a 4% como recomendado por IEEE Std 1527-2018 (COMMITTEE, 2018).

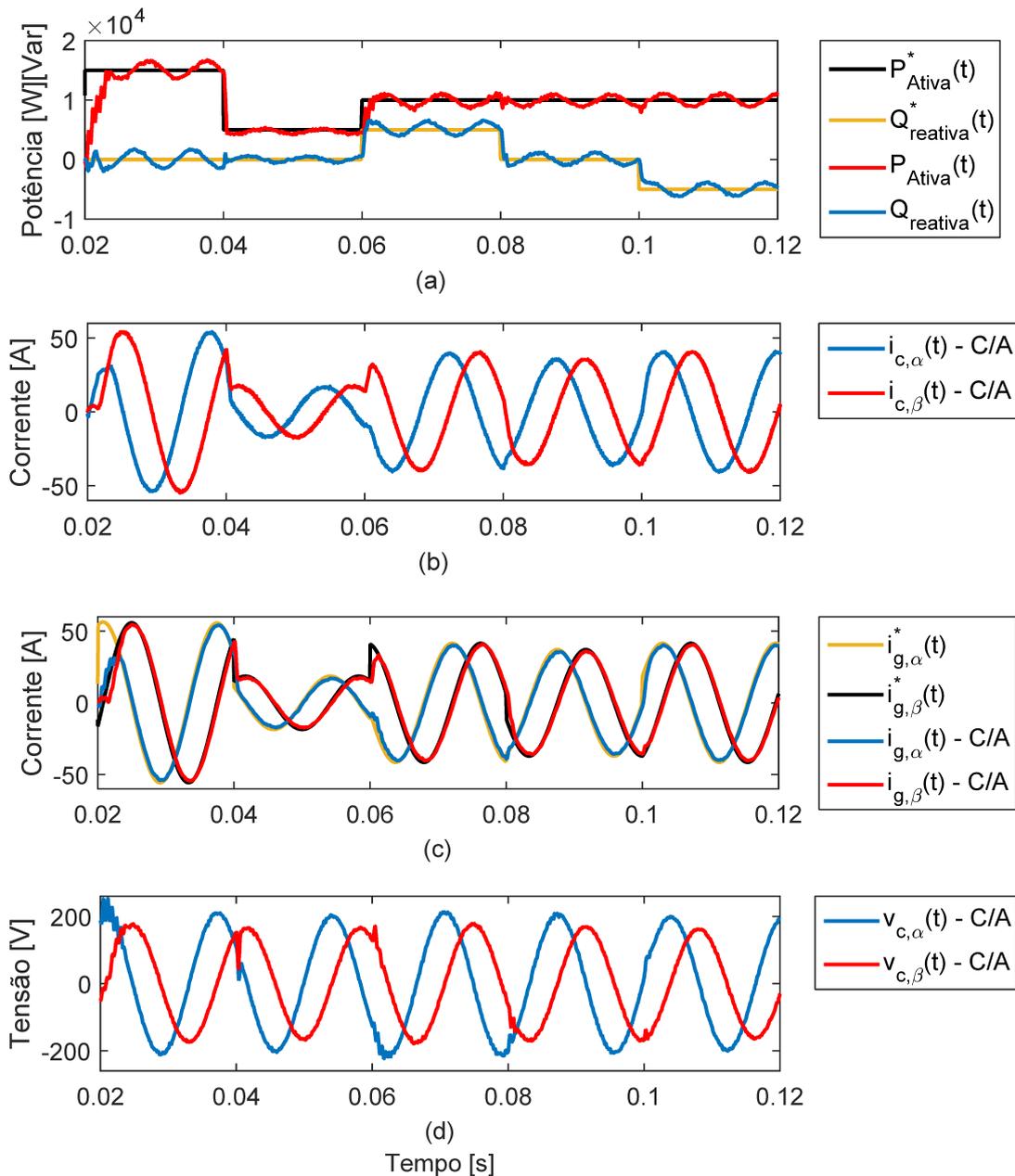
Tabela 9 – THD e IHD das correntes com rede elétrica desequilibrada após detectar a sequência positiva.

Corrente	THD	IHD 3 ^a ordem	IHD 5 ^a ordem
$i_{g,a}$	0,9505%	0,1974%	0,1782%
$i_{g,b}$	0,7933%	0,2306%	0,1220%
$i_{g,c}$	0,9622%	0,2810%	0,0716%

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Na Figura 42 é apresentado o resultado considerando todos os aspectos da simulação como abordado anteriormente na análise da Figura 32 do caso ideal e da Figura 37 sob operação com harmônico. Neste caso em questão também é mostrada a simulação completa com variações em degraus na potência ativa e reativa do sistema para verificar o desempenho do controlador juntamente com a estratégia de amortecimento da ressonância para diferentes situações como já mencionadas.

Figura 42 – Formas de onda com o controlador completo sob operação de rede elétrica desequilibrada.



Legenda: (a) Degrau da potência ativa e reativa, (b) correntes de saída do 2L-VSC, (c) correntes injetada na rede elétrica e (d) tensões dos capacitores do filtro LCL.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Pela análise da resposta no tempo nota-se que os resultados foram semelhantes em seguir as referências das correntes como já descritos. Assim, resultando num sistema que apresenta corrente trifásicas com forma de onda senoidais de sequência positiva equilibradas, operando sob condições desequilibradas. Entretanto, destaca-se, neste caso, as oscilações no dobro da frequência fundamental, tanto na potência ativa quanto na reativa, devido à interação entre a corrente de sequência positiva e a tensão de sequência negativa, obtidos de (6.1), conforme:

$$P(t) = 3I_1^+V_1^+ \cos(\theta_v^+ - \theta_i^+) - 3I_1^+V_1^- \cos(2\omega t + (\theta_v^- + \theta_i^+)), \quad (6.7)$$

e,

$$Q(t) = 3I_1^+V_1^+ \sin(\theta_v^+ - \theta_i^+) + 3I_1^+V_1^- \sin(2\omega t + (\theta_v^- + \theta_i^+)). \quad (6.8)$$

onde θ_i^+ é o ângulo de fase da corrente fundamental de sequência positiva injetada na rede elétrica, I_1^+ .

6.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram apresentados e discutidos os resultados da simulação computacional do FCS-MPC aplicado no 2L-VSC com filtro de saída LCL, trazendo as análises referentes ao rastreamento das referências das correntes a serem injetadas na rede elétrica. O projeto do VR ideal a ser utilizado na estratégia de amortecimento ativo foi detalhado e alguns aspectos importantes relacionados a estabilidade foram analisados e discutidos.

Para comprovar a funcionalidade do sistema foram inseridos distúrbios na rede elétrica. Dessa forma, foi analisado a operação do sistema para uma rede que apresenta distorção harmônica e desequilíbrio entre as fases. Logo, para que o sistema continue a injetar correntes senoidais na rede elétrica foi demonstrado e aplicado um filtro SOGI-QSG para o caso que apresenta distorção harmônica. E para o caso que apresenta desequilíbrio foi inserido no algoritmo de controle a técnica baseado no método de componentes simétricas instantâneas a partir do filtro SOGI-QSG, o qual, detecta as sequências positiva e negativa da tensão do PAC com a rede elétrica.

Portanto, o objetivo do capítulo é mostrar o funcionamento da lei de controle, assim como sua eficácia no rastreamento das referências e amortecimento ativo da ressonância para o sistema operando no caso ideal, onde a rede elétrica não possui distúrbios e no caso não ideal, onde a rede elétrica apresenta os distúrbios.

7 CONCLUSÕES FINAIS

Neste capítulo é apresentado a conclusão final do trabalho, bem como os possíveis tópicos a serem trabalhados futuramente.

7.1 CONCLUSÕES

Este trabalho abordou o projeto de um controlador preditivo do tipo FCS-MPC aplicado a um 2L-VSC conectado à rede elétrica por meio de um filtro passivo LCL. Após analisar as simulações é conclusivo que o FCS-MPC realmente é uma estratégia de controle simples, intuitiva e poderosa para controle de conversores como mencionado nas referências bibliográficas.

Outro aspecto analisado e discutido foi o amortecimento da ressonância intrínseca do filtro de saída LCL. Como solução do real problema, foi proposta a utilização de um amortecimento ativo baseado em VR. O projeto do VR foi detalhado e alguns aspectos importantes relacionados a estabilidade foram analisados e discutidos, de forma, obter a melhor atenuação da ressonância intrínseca do filtro LCL sem comprometer a estabilidade do sistema. A partir dos resultados demonstrados, percebe-se que para a resposta criticamente amortecida o sistema tornou-se instável quando aplicado o atraso de processamento. Logo, para mitigar o problema da instabilidade foi analisado a resposta subamortecida, em que o sistema operou de forma eficaz e com estabilidade para a mesma condição.

Ainda, para avaliar o controle junto ao amortecimento, problemas relacionados a não idealidades das tensões da rede elétrica foram incluídos. Logo, técnicas para amenizar os possíveis problemas acarretados pela rede foram discutidos e adicionados no algoritmo de controle, afim de obter um melhor resultado. A partir disso, foi demonstrado o melhor valor para o ganho k a ser utilizado no SOGI-QSG de forma a obter a melhor filtragem. Dessa forma, o ganho escolhido foi $k = 1$ por apresentar uma melhor atenuação da distorção harmônica juntamente com um melhor tempo de estabilização comparado aos demais ganho demonstrados.

Os resultados de simulação foram utilizados para mostrar o funcionamento da lei de controle, assim como sua eficácia no rastreamento das referências e amortecimento ativo da ressonância.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

Os seguintes tópicos podem ser trabalhados futuramente:

- a) Projetar e implementar o controle da tensão do barramento CC do 2L-VSC ao adicionar uma fonte GD;

- b) Adicionar na função custo do FCS-MPC limitações relacionadas a proteção do sistema, afim de tornar o controle mais robusto e seguro;
- c) Adicionar na função custo estratégias para limitar a frequência de chaveamento a uma faixa específicas de frequência;
- d) Implementar o algoritmo de controle e o amortecimento da ressonância estudados em um protótipo, assim verificar e comparar os resultados com o simulado.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.
- ALMEIDA, P. M. de. **Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ARAÚJO, R. D. **Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2012.
- BERES, R.; WANG, X.; BLAABJERG, F.; BAK, C. L.; LISERRE, M. A review of passive filters for grid-connected voltage source converters. In: IEEE. **2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014**. [S.l.], 2014. p. 2208–2215.
- BERES, R. N.; WANG, X.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; BAK, C. L. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 4, n. 1, p. 54–69, 2015.
- CHA, H.; VU, T.-K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. In: IEEE. **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2010. p. 1659–1665.
- COMMITTEE, I. S. C. Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. **IEEE Std 1547-2018**, p. 1–138, 2018.
- CORTÉS, P.; RODRÍGUEZ, J.; QUEVEDO, D. E.; SILVA, C. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 23, n. 2, p. 612–618, 2008.
- DAHONO, P. A. A control method to damp oscillation in the input lc filter of ac-dc pwm converters. In: IEEE. **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)**. [S.l.], 2002. v. 4, p. 1630–1635.
- DAHONO, P. A.; BAHAR, Y. R.; SATO, Y.; KATAOKA, T. Damping of transient oscillations on the output lc filter of pwm inverters by using a virtual resistor. In: IEEE. **4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001-Indonesia. Proceedings (Cat. No. 01TH8594)**. [S.l.], 2001. v. 1, p. 403–407.
- DRAGIČEVIĆ, T. Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 7, p. 6304–6317, 2017.

FARD, R. N. **Finite Control Set Model Predictive Control in Power Converters**. Dissertação (Mestrado) — Department of Electric Power Engineering Norwegian University of Science and Technology, 2013.

FERREIRA, S. C. **Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Itajubá, 2016.

FERREIRA, S. C.; GONZATTI, R. B.; PEREIRA, R. R.; SILVA, C. H. da; SILVA, L. B. da; LAMBERT-TORRES, G. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 65, n. 3, p. 2608–2617, 2017.

FILHO, R. D.; BRAGA, M.; SILVA, S. Aplicação de filtros ativos e passivos de potência: Estudo de caso. In: **VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Poços de Caldas**. [S.l.: s.n.], 2008.

GELDENHUYS, J. M.; MOUTON, H. du T.; RIX, A.; GEYER, T. Model predictive current control of a grid connected converter with lcl-filter. In: **2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 81, p. 116–135, 2018.

GUIMARÃES, R. A. **Controle Preditivo baseado em modelo para conversores formadores de rede com operação ilhada**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Lavras, 2019.

HAMZA, K. A. E. W.; LINDA, H.; CHERIF, L. Lcl filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. In: IEEE. **IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress**. [S.l.], 2015. p. 1–4.

KARAMANAKOS, P.; GEYER, T.; OIKONOMOU, N.; KIEFERNDORF, F.; MANIAS, S. Model predictive control in power electronics: Strategies to reduce the computational complexity. In: IEEE. **IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2013. p. 5818–5823.

KOURO, S.; CORTÉS, P.; VARGAS, R.; AMMANN, U.; RODRÍGUEZ, J. Model predictive control - a simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009.

LINDGREN, M.; SVENSSON, J. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an lcl-filter-application to active filtering. In: IEEE. **PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)**. [S.l.], 1998. v. 1, p. 229–235.

MIRANDA, H.; CORTÉS, P.; YUZ, J. I.; RODRÍGUEZ, J. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1916–1924, 2009.

MIRANDA, H.; TEODORESCU, R.; RODRÍGUEZ, P.; HELLE, L. Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output lcl filter. In: **IEEE. 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.], 2009. p. 633–638.

MONTEIRO, K. M. **Projeto de controladores robustos para conversores fonte de tensão conectados à rede elétrica a através de filtros LCL**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2018.

OGATA, K. Engenharia de controle moderno. 5^o edição. **Editora LTC**, 2011.

PANTEN, N.; HOFFMANN, N.; FUCHS, F. W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 7, p. 5189–5200, 2015.

PELTONIEMI, P.; PÖLLÄNEN, R.; NIEMELÄ, M.; PYRHÖNEN, J. Comparison of the effect of output filters on the total harmonic distortion of line current in voltage source line converter–simulation study. In: **Int. Conference on Renewable Energy and Power Quality, Mallorca**. [S.l.: s.n.], 2006.

PENA-ALZOLA, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; SEBASTIÁN, R.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, 2012.

RODRÍGUEZ, J.; CORTÉS, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 40.

RODRÍGUEZ, J.; KAZMIERKOWSKI, M. P.; ESPINOZA, J. R.; ZANCHETTA, P.; ABU-RUB, H.; YOUNG, H. A.; ROJAS, C. A. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2012.

RODRÍGUEZ, J.; PONTT, J.; SILVA, C. A.; CORREA, P.; LEZANA, P.; CORTÉS, P.; AMMANN, U. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007.

RODRÍGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A. V.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: **IEEE. 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 2006. p. 1–7.

RODRÍGUEZ, P.; TIMBUS, A. V.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 54, n. 5, p. 2583–2592, 2007.

SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter. In: **IEEE. 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.], 2013. p. 576–581.

SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct power control for a grid-connected converter with an lcl-filter. In: **IEEE. 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.], 2013. p. 588–593.

SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. K. A model predictive direct current control strategy with predictive references for mv grid-connected converters with *lcl*-filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 10, p. 5926–5937, 2014.

TEODORO, R. G. Metodologia para compensação de desequilíbrio em redes elétricas. **Metodologia Para Compensação de Desequilíbrio em Redes Elétricas**, 2005.

TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an *lcl* input filter. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 18, n. 3, p. 888–895, 2003.

VAZQUEZ, S.; LEON, J. I.; FRANQUELO, L. G.; RODRÉGUEZ, J.; YOUNG, H. A.; MARQUEZ, A.; ZANCHETTA, P. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. **IEEE industrial electronics magazine**, IEEE, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014.

VAZQUEZ, S.; RODRÍGUEZ, J.; RIVERA, M.; FRANQUELO, L. G.; NORAMBUENA, M. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 2, p. 935–947, 2016.

VIRTUAL, R. J. Os pensadores. **Revista jurídica da Presidência**, v. 6, n. 66, p. 1–1, nov 2004.

WANG, T. C.; YE, Z.; SINHA, G.; YUAN, X. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: IEEE. **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03**. [S.l.], 2003. v. 2, p. 779–784.

YAGNIK, U. P.; SOLANKI, M. D. Comparison of *l*, *lc* & *lcl* filter for grid connected converter. In: IEEE. **2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)**. [S.l.], 2017. p. 455–458.

YARAMASU, V.; RIVERA, M.; WU, B.; RODRIGUEZ, J. Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part i: Concept, algorithm, and simulation analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 7, p. 3459–3468, 2012.

YARAMASU, V.; WU, B. **Model predictive control of wind energy conversion systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.

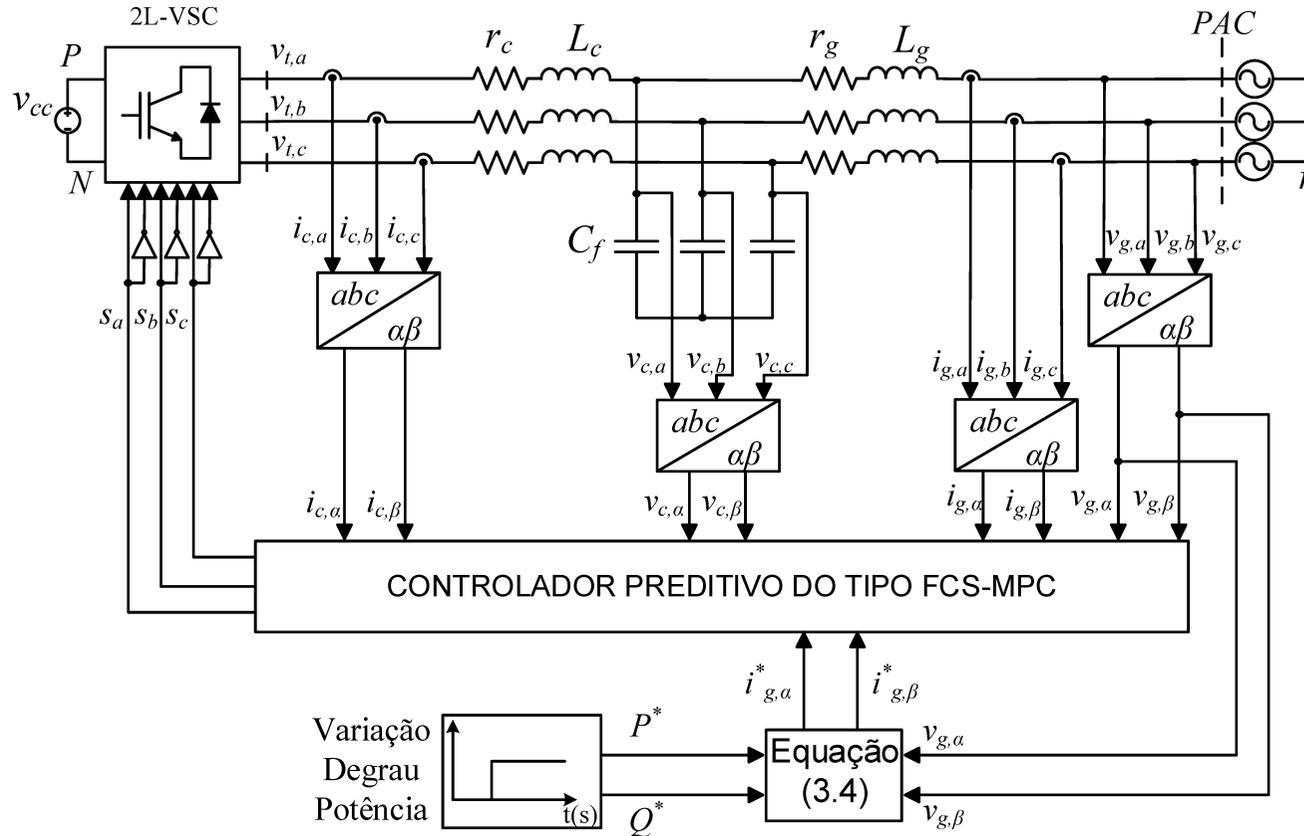
YARAMASU, V.; WU, B.; SEN, P. C.; KOURO, S.; NARIMANI, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 103, n. 5, p. 740–788, 2015.

YAZDANI, A.; DASH, P. P. A control methodology and characterization of dynamics for a photovoltaic (pv) system interfaced with a distribution network. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 24, n. 3, p. 1538–1551, 2009.

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

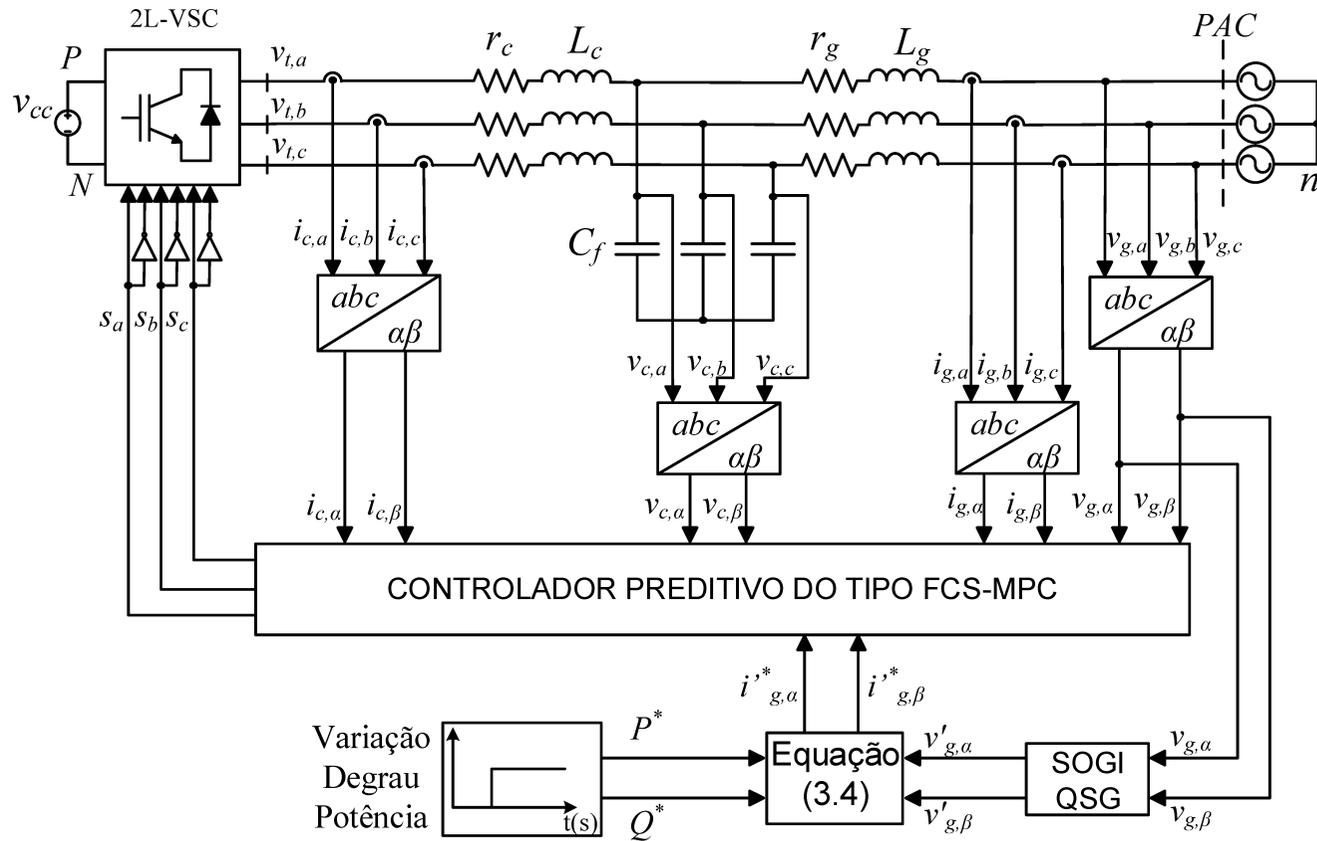
APÊNDICE A – Diagramas esquemáticos do controle do sistema aplicado à rede elétrica

Figura 43 – Diagrama esquemático do controle do sistema aplicado à rede elétrica Ideal.



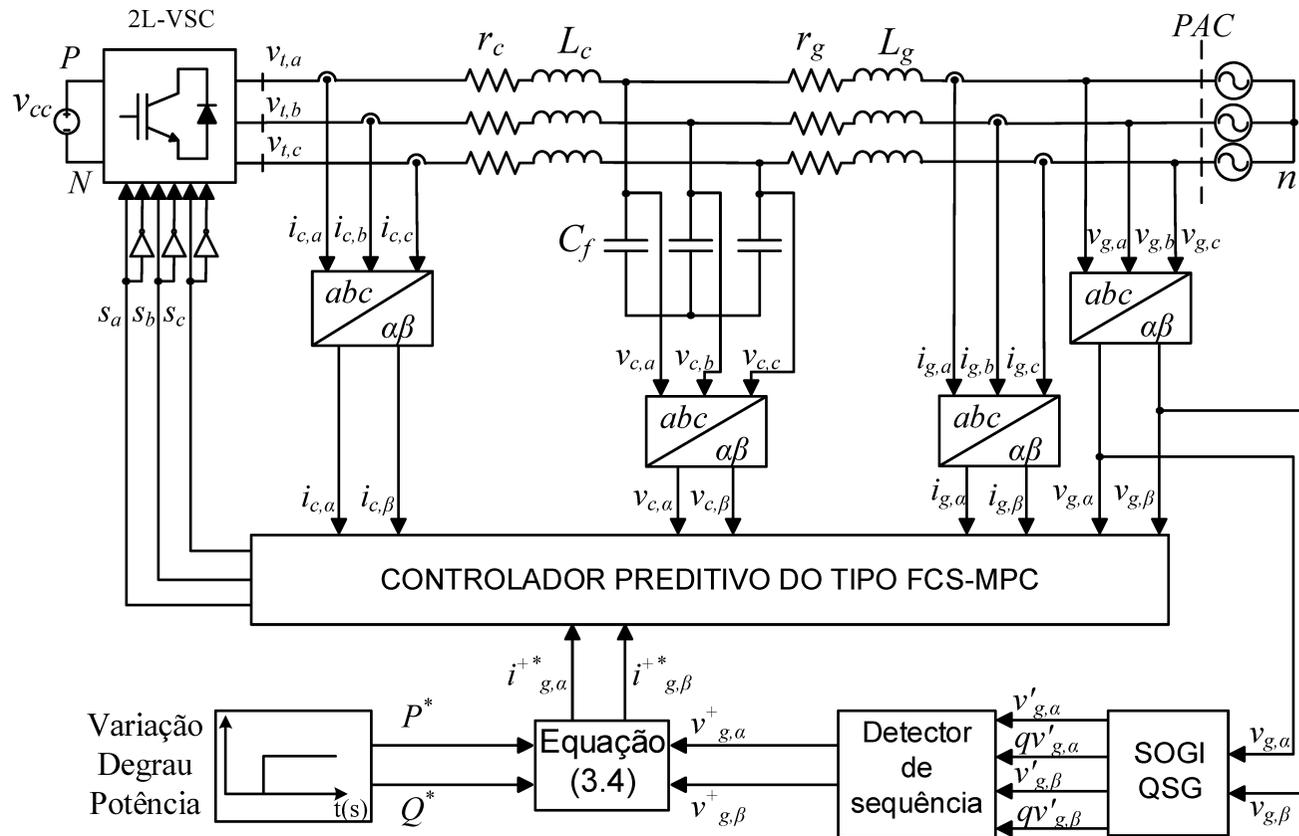
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 44 – Diagrama esquemático do controle do sistema aplicado à rede elétrica com harmônicos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 45 – Diagrama esquemático do controle do sistema aplicado à rede elétrica desequilibrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

APÊNDICE B – Algoritmo do controlador preditivo do tipo FCS-MPC

```

#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include<time.h>

int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;

int g_nStepCount=0;

double s_ab[8][2]={{0,0}, {2.0/3,0}, {1.0/3,(sqrt(3)/3.0)},
{-1.0/3,(sqrt(3)/3.0)}, {-2.0/3,0}, {-1.0/3,-sqrt(3)/3.0},
{1.0/3,-sqrt(3)/3.0}, {0,0}};

int s_abc[8][3]={{0,0,0}, {1,0,0}, {1,1,0}, {0,1,0}, {0,1,1},
{0,0,1}, {1,0,1}, {1,1,1}};

int linha, linha_op[2]={0,0}, limitador;

double va_pac, vb_pac, vc_pac, valfa_pac, vbeta_pac;

double i1_a, i1_b, i1_c, i1_alfa, i1_beta;

double i2_a, i2_b, i2_c, i2_alfa, i2_beta;

double va_cap, vb_cap, vc_cap, valfa_cap, vbeta_cap;

double P_ref, Q_ref, i2_ref_alfa, i2_ref_beta, P_ativa, Q_reativa;

double RV = 6.8184;// RV=resistencia em paralelo com o capacitor

double Lc = 0.00584, Lg = 0.00106, Ts = 0.000025, rc = 0.2,
rg = 0.17, C = 0.0000114;

double phi_1 = 1-((rc*Ts)/Lc), gama_1 = Ts/Lc;

double phi_2 = 1-((rg*Ts)/Lg), gama_2 = Ts/Lg;

double phi_3 = 1-(Ts/(C*RV)), gama_3 = Ts/C;

```

```

double Const = ((1/RV)+(C/Ts)), Const_1 = ((Lg/Ts) + rg);

double Const_3 = ((Lc/Ts)+rc), Const_4 = (Lc/Ts), const_5 = (C/Ts);

double Vk_ab[2] = {0,0}, g_k = 0, g1_alfa = 0, g1_beta = 0,
g2_alfa = 0;

double g2_beta = 0, Vdc, g_op, gcap_alfa = 0, gcap_beta = 0;

double Vg_ab_filtrado[6] = {0,0,0,0,0,0}, vcap_ab[4] = {0,0,0,0};

double i1_ab_k2[2] = {0,0}, i2_ab_k2[2] = {0,0},
vcap_ab_k2[2] = {0,0};

double i1_ab[4] = {0,0,0,0}, i2_ab[4] = {0,0,0,0},
Vg_ab[6] = {0,0,0,0,0,0};

double i1_ab_k1[2] = {0,0}, i2_ab_k1[2] = {0,0},
vcap_ab_k1[2] = {0,0}, Vg_ab_k1[2] = {0,0};

double i2_ref_ab_k2[2] = {0,0}, vcap_ref_ab_k2[2] = {0,0},
i1_ref_ab_k2[2] = {0,0};

double i1_ref_ab[6] = {0,0,0,0,0,0}, vcap_ref_ab[6] = {0,0,0,0,0,0};

double i2_ref_ab[6] = {0,0,0,0,0,0}, derivada_i2[2] = {0,0};

static double tempo=Ts, passado;

// k=1
double b1= 1.990531226413290, b2 = 0.990619634277416;
double a1= 0.004690182861292, a2 = 0.004690182861292;

// ganho do integrador para saida qv'
double a11 = 0.00471238898, a22 = 0.00471238898;

double Vg_ab_q_filtrado[4] = {0,0,0,0},
Vg_ab_filtrado_pos[2] = {0,0};

double Vg_ab_filtrado_neg[2] = {0,0}, P_gerado, Q_gerado,
corrente_VR[2] = {0,0};

```

```

void RunSimUser(double t, double delt, double *in, double *out,
int *pnError, char * szErrorMsg)
{

g_nStepCount++;

//posição [0] refere-se a alfa
//posição [1] refere-se a beta

tempo =tempo +delt;

if(tempo> Ts) {

g_op=10000000000000000.0;

//-----Atraso no sistema -----//
linha_op[1] = linha_op[0];

//-----Leitura das variáveis-----//

va_pac = in[0];
vb_pac = in[1];
vc_pac = in[2];

i1_a = in[3];
i1_b = in[4];
i1_c = in[5];

Vdc = in[6];

i2_a = in[7];
i2_b = in[8];
i2_c = in[9];

va_cap = in[10];
vb_cap = in[11];
vc_cap = in[12];

//-----Transformadas CLARK-----//

valfa_pac = (2/3.)*(va_pac - vb_pac/2 - vc_pac/2);
vbeta_pac = (2/3.)*(vb_pac*(sqrt(3)/2.)- vc_pac*(sqrt(3)/2.));

i1_alfa = (2/3.)*(i1_a - i1_b/2 - i1_c/2);
i1_beta = (2/3.)*(i1_b*(sqrt(3)/2.)- i1_c*(sqrt(3)/2.));

```

```

valfa_cap = (2/3.)*(va_cap - vb_cap/2 - vc_cap/2);
vbeta_cap = (2/3.)*(vb_cap*(sqrt(3)/2.)- vc_cap*(sqrt(3)/2.));

i2_alfa = (2/3.)*(i2_a - i2_b/2 - i2_c/2) ;
i2_beta = (2/3.)*(i2_b*(sqrt(3)/2.)- i2_c*(sqrt(3)/2.));

//-----Redefinindo as variáveis para vetores -----//

Vg_ab[4] = Vg_ab[2];
Vg_ab[2] = Vg_ab[0];
Vg_ab[0] = valfa_pac;

Vg_ab[5] = Vg_ab[3];
Vg_ab[3] = Vg_ab[1];
Vg_ab[1] =vbeta_pac;

vcap_ab[2] = vcap_ab[0] ;
vcap_ab[0] =valfa_cap ;

vcap_ab[3] = vcap_ab[1] ;
vcap_ab[1] =vbeta_cap;

i1_ab[2] = i1_ab[0];
i1_ab[0] = i1_alfa;

i1_ab[3] = i1_ab[1];
i1_ab[1] = i1_beta;

i2_ab[2] = i2_ab[0];
i2_ab[0] = i2_alfa ;

i2_ab[3] = i2_ab[1];
i2_ab[1] = i2_beta;

//--- extrapolação da tensão do PAC para uma amostra a frente----//
Vg_ab_k1[0] = 3*Vg_ab[0] -3*Vg_ab[2] +Vg_ab[4] ;
Vg_ab_k1[1] = 3*Vg_ab[1] -3*Vg_ab[3] +Vg_ab[5] ;

//----- Corrente Virtual-----//
corrente_VR[0]=(vcap_ab[0]/RV);
corrente_VR[1]=(vcap_ab[1]/RV);

```

```

//-----Gerando as correntes de referência-----//
//-----a partir da potencias de referencia-----//

if (t < 0.02){
P_ref = 0;
Q_ref = 0;
}

if (0.02< t && t<0.04){
P_ref = 15000;
Q_ref = 0;
}

if (0.04< t){
P_ref = 5000;
}

if (0.06< t && t<0.08){
P_ref = 10000;
Q_ref = 5000;
}

if (0.08<t && t < 0.1){
P_ref = 10000;
Q_ref = 0;
}

if (t > 0.1){
P_ref = 10000;
Q_ref = -5000;
}
// -----Filtro SOGI-----//

// Saída v' Sogi

Vg_ab_filtrado[4] = Vg_ab_filtrado[2];
Vg_ab_filtrado[2] = Vg_ab_filtrado[0];
Vg_ab_filtrado[0]= a1*Vg_ab[0]-a2*Vg_ab[4]+b1*Vg_ab_filtrado[2]
                  -b2*Vg_ab_filtrado[4];

Vg_ab_filtrado[5] = Vg_ab_filtrado[3];
Vg_ab_filtrado[3] = Vg_ab_filtrado[1];
Vg_ab_filtrado[1]=a1*Vg_ab[1]-a2*Vg_ab[5]+ b1*Vg_ab_filtrado[3]
                  -b2*Vg_ab_filtrado[5];

```

```

// Saída qv' Sogi

Vg_ab_q_filtrado[2]=Vg_ab_q_filtrado[0];
Vg_ab_q_filtrado[0]=a11*Vg_ab_filtrado[0]+a22*Vg_ab_filtrado[2]
                    +Vg_ab_q_filtrado[2];

Vg_ab_q_filtrado[3]=Vg_ab_q_filtrado[1];
Vg_ab_q_filtrado[1]=a11*Vg_ab_filtrado[1]+a22*Vg_ab_filtrado[3]
                    +Vg_ab_q_filtrado[3];

//-----Obter sequência positiva-----//

Vg_ab_filtrado_pos[0]=0.5*(Vg_ab_filtrado[0]-Vg_ab_q_filtrado[1]);
Vg_ab_filtrado_pos[1]=0.5*(Vg_ab_filtrado[1]+Vg_ab_q_filtrado[0]);

Vg_ab_filtrado_neg[0]=0.5*(Vg_ab_filtrado[0]+Vg_ab_q_filtrado[1]);
Vg_ab_filtrado_neg[1]=0.5*(Vg_ab_filtrado[1]-Vg_ab_q_filtrado[0]);

if(Vg_ab_filtrado_pos[0] == 0)
Vg_ab_filtrado_pos[0] = 0.000000000001;

if( Vg_ab_filtrado_pos[1]==0)
Vg_ab_filtrado_pos[1] = 0.000000000001;

i2_ref_alfa = (2/3.)*
((Vg_ab_filtrado_pos[0]*P_ref+Vg_ab_filtrado_pos[1]*Q_ref)/
((Vg_ab_filtrado_pos[0]*Vg_ab_filtrado_pos[0])
+(Vg_ab_filtrado_pos[1]*Vg_ab_filtrado_pos[1])));

i2_ref_beta = (2/3.)*
((Vg_ab_filtrado_pos[1]*P_ref-Vg_ab_filtrado_pos[0]*Q_ref)/
((Vg_ab_filtrado_pos[0]*Vg_ab_filtrado_pos[0])
+(Vg_ab_filtrado_pos[1]*Vg_ab_filtrado_pos[1])));

//Corrente de referencia ficticia

i2_ref_ab[4] = i2_ref_ab[2];
i2_ref_ab[2] = i2_ref_ab[0];
i2_ref_ab[0] = i2_ref_alfa - corrente_VR[0];

i2_ref_ab[5] = i2_ref_ab[3];
i2_ref_ab[3] = i2_ref_ab[1];
i2_ref_ab[1] = i2_ref_beta - corrente_VR[1];

```

```

//-----Potência ativa e reativa do sistema -----//
P_ativa=(3/2.)*(( Vg_ab[0]*(i2_ab[0]-corrente_VR[0]))
+Vg_ab[1]*(i2_ab[1]-corrente_VR[1]))
+(3/2.)*((vcap_ab[0]*corrente_VR[0])+(vcap_ab[1]* corrente_VR[1]));

Q_reativa = (3/2.)*((Vg_ab[1]*(i2_ab[0]+corrente_VR[0]))
- Vg_ab[0]*(i2_ab[1]+corrente_VR[1])) ;

//----- Extrapolação da corrente de referencia i2 -----//
//-----para duas amostras a frente-----//

i2_ref_ab_k2[0] = 6*i2_ref_ab[0] - 8*i2_ref_ab[2] +3*i2_ref_ab[4];
i2_ref_ab_k2[1] = 6*i2_ref_ab[1] - 8*i2_ref_ab[3] +3*i2_ref_ab[5];

//-----Gerando Referência do capacitor-----//

derivada_i2[0] =( i2_ref_ab[0]- i2_ref_ab[2])/Ts;
derivada_i2[1] =( i2_ref_ab[1]- i2_ref_ab[3])/Ts;

limitador=1; //Limitando a derivada para remover picos na transição

if (derivada_i2[0] >limitador)
derivada_i2[0]=limitador;

if (derivada_i2[0]< -limitador)
derivada_i2[0]=-limitador;

if (derivada_i2[1] >limitador)
derivada_i2[1]=limitador;

if (derivada_i2[1]< -limitador)
derivada_i2[1]=-limitador;

vcap_ref_ab[4] = vcap_ref_ab[2];
vcap_ref_ab[2] = vcap_ref_ab[0];
vcap_ref_ab[0] = Vg_ab[0] +Lg*derivada_i2[0] + rg*i2_ref_ab[0];

vcap_ref_ab[5] = vcap_ref_ab[3];
vcap_ref_ab[3] = vcap_ref_ab[1];
vcap_ref_ab[1] = Vg_ab[1] +Lg*derivada_i2[1] + rg*i2_ref_ab[1];

```

```

//----- Extrapolação da tensão do capacitor -----//
//-----para duas amostras a frente-----//

vcap_ref_ab_k2[0]=6*vcap_ref_ab[0]-8*vcap_ref_ab[2]
                +3*vcap_ref_ab[4];

vcap_ref_ab_k2[1]=6*vcap_ref_ab[1]-8*vcap_ref_ab[3]
                +3*vcap_ref_ab[5];

//-----Gerando Referência da corrente i1-----//
//-----com resistor em paralelo com o capacitor-----//
//-----Amortecimento do filtro LCL-----//

i1_ref_ab[4]=i1_ref_ab[2];
i1_ref_ab[2]=i1_ref_ab[0];
i1_ref_ab[0]=(Const*vcap_ref_ab[0])-(const_5* vcap_ref_ab[2])
                +i2_ref_ab[0] ;

i1_ref_ab[5]=i1_ref_ab[3];
i1_ref_ab[3]=i1_ref_ab[1];
i1_ref_ab[1]=(Const*vcap_ref_ab[1])-(const_5*vcap_ref_ab[3])
                +i2_ref_ab[1];

//----extrapolação da corrente i1 para duas amostras a frente----//

i1_ref_ab_k2[0]=6*i1_ref_ab[0]-8*i1_ref_ab[2]+3*i1_ref_ab[4];

i1_ref_ab_k2[1]=6*i1_ref_ab[1]-8*i1_ref_ab[3]+3*i1_ref_ab[5];

//-----Entrada do algoritmo de controle-----//
//-----Estimando os valores em (K+1) do preditivo-----//

Vk_ab[0] = Vdc*s_ab[passado][0];
Vk_ab[1] = Vdc*s_ab[passado][1];

i1_ab_k1[0]=(phi_1* i1_ab[0])+gama_1*(Vk_ab[0]-vcap_ab[0]);
i1_ab_k1[1]=(phi_1*i1_ab[1])+gama_1*(Vk_ab[1]-vcap_ab[1]);

i2_ab_k1[0]=(phi_2*i2_ab[0])+gama_2*( vcap_ab[0]-Vg_ab[0]);
i2_ab_k1[1]=(phi_2*i2_ab[1])+gama_2*(vcap_ab[1]-Vg_ab[1]);

//-----COM AMORTECIMENTO-----//
vcap_ab_k1[0]=(phi_3*vcap_ab[0])+gama_3*(i1_ab[0]-i2_ab[0]);
vcap_ab_k1[1]=(phi_3*vcap_ab[1])+gama_3*(i1_ab[1]-i2_ab[1]);

```

```

for(linha=0; linha<8; linha++) {

//-----Tensão de controle-----//

Vk_ab[0] = Vdc*s_ab[linha][0];
Vk_ab[1] = Vdc*s_ab[linha][1];

//----- Predição (k+2)-----//

i1_ab_k2[0]=(phi_1* i1_ab_k1[0])+gama_1*(Vk_ab[0]-vcap_ab_k1[0]);
i1_ab_k2[1]=(phi_1*i1_ab_k1[1])+gama_1*(Vk_ab[1] -vcap_ab_k1[1]);

i2_ab_k2[0]=(phi_2*i2_ab_k1[0])+gama_2*(vcap_ab_k1[0]-Vg_ab[0]);
i2_ab_k2[1]=(phi_2*i2_ab_k1[1])+gama_2*(vcap_ab_k1[1]-Vg_ab[1]);

//-----COM AMORTECIMENTO-----//
vcap_ab_k2[0]=(phi_3*vcap_ab_k1[0]
                +gama_3*(i1_ab_k1[0]-i2_ab_k1[0]));
vcap_ab_k2[1]=(phi_3*vcap_ab_k1[1]
                +gama_3*(i1_ab_k1[1]-i2_ab_k1[1]));

//-----Função custo (k+2)-----//

g2_alfa=(i2_ab_k2[0]-i2_ref_ab_k2[0])
          *(i2_ab_k2[0]-i2_ref_ab_k2[0]);
g2_beta=(i2_ab_k2[1]-i2_ref_ab_k2[1])
          *(i2_ab_k2[1]-i2_ref_ab_k2[1]);

g1_alfa=(i1_ab_k2[0]-i1_ref_ab_k2[0])
          *(i1_ab_k2[0]-i1_ref_ab_k2[0]);
g1_beta=(i1_ab_k2[1]-i1_ref_ab_k2[1])
          *(i1_ab_k2[1]-i1_ref_ab_k2[1]);

gcap_alfa=(vcap_ab_k2[0]-vcap_ref_ab_k2[0])
            *(vcap_ab_k2[0]-vcap_ref_ab_k2[0]);
gcap_beta=(vcap_ab_k2[1]-vcap_ref_ab_k2[1])
            *(vcap_ab_k2[1]-vcap_ref_ab_k2[1]);

g_k =(g1_alfa+g1_beta)
      +(gcap_alfa+gcap_beta)
      +0*(g2_alfa+g2_beta);

```

```

if (g_k < g_op){
linha_op[0] = linha; // valor atual
g_op = g_k;
out[11] = g_op;
}
}
tempo = 0;
passado = linha_op[0];
}

//-----Saída do Chaveamento-----//

out[0] =s_abc[linha_op[1]][0];
out[1] = s_abc[linha_op[1]][1];
out[2] = s_abc[linha_op[1]][2];

//-----Demais Saídas-----//

// Tensão no Pac
out[3] = Vg_ab[0];
out[4] = Vg_ab[1] ;

// Corrente de ref e corrente de controle em I1
out[5] = i1_ab[0];
out[6] = i1_ab[1];
out[7] = i1_ref_ab[0];
out[8] = i1_ref_ab[1] ;

// Tensão de ref e tensão de controle em Vc
out[9] = vcap_ab[0];
out[10] = vcap_ab[1];
out[11] = vcap_ref_ab[0];
out[12] = vcap_ref_ab[1];

// Corrente de controle de I2
out[13] = i2_ab[0];
out[14] = i2_ab[1];

//Potência de referência
out[15] =P_ref;
out[16] = Q_ref;

// ref corrente i2
out[17] = i2_ref_alfa ;
out[18] = i2_ref_beta;

```

```
// Potência
out[19] = P_ativa;
out[20] = Q_reativa;

// tensão filtrada do SOGI
out[21] = Vg_ab_filtrado[0];
out[22] = Vg_ab_filtrado[1];
out[23] = Vg_ab_q_filtrado[0];
out[24] = Vg_ab_q_filtrado[1];

// tensão de sequência positiva e negativa
out[25] = Vg_ab_filtrado_pos[0];
out[26] = Vg_ab_filtrado_pos[1];
out[27] = Vg_ab_filtrado_neg[0];
out[28] = Vg_ab_filtrado_neg[1];
}
```


APÊNDICE C – Publicação

Artigo aprovado pelo Congresso Brasileiro de Automática (CBA) no ano de 2020.

1. MILANI, A. P.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. Controle MPC com Amortecimento Ativo Aplicado a um VSI com Filtro LCL Conectado à Rede. **Congresso Brasileiro de Automática**, 2020.