



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SILAS ALYSSON SOUZA TIBÚRCIO

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA TÉCNICA DE
PROJETO E DE CONTROLE DE INVERSOR CONECTADO À REDE
ELÉTRICA COM FILTRO LCL SATURÁVEL**

FORTALEZA

2017

SILAS ALYSSON SOUZA TIBÚRCIO

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA TÉCNICA DE PROJETO E
DE CONTROLE DE INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO
LCL SATURÁVEL

Dissertação submetida ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof^a. Ph.D. Ruth Pastôra Saraiva Leão

Coorientador: Prof. Ph.D. Domenico Sgrò

FORTALEZA

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- T427d Tibúrcio, Silas Alysson Souza.
Desenvolvimento e Implementação de uma Técnica de Projeto e de Controle de Inversor Conectado à Rede Elétrica com Filtro LCL Saturável / Silas Alysson Souza Tibúrcio. – 2017.
182 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.
Orientação: Profa. Dra. Ruth Pastôra Saraiva Leão.
Coorientação: Prof. Dr. Domenico Sgrò.
1. Filtro LCL. 2. Indutor não linear. 3. Controle Feedforward. 4. Amortecimento ativo. 5. Conversor conectado à rede. I. Título.

CDD 621.3

SILAS ALYSSON SOUZA TIBÚRCIO

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA TÉCNICA DE PROJETO E
DE CONTROLE DE INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA COM FILTRO
LCL SATURÁVEL

Dissertação submetida ao Departamento de
Engenharia Elétrica da Universidade Federal
do Ceará como parte dos requisitos para a
obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de
Energia Elétrica.

Aprovada em: 27/10/2017

BANCA EXAMINADORA

Prof^a. Ph.D. Ruth Pastôra Saraiva Leão (Orientadora)
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Prof. Ph.D Domenico Sgrò (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Prof. Dr. Ing Tobias Rafael Fernandes Neto
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Prof. Dr. Ing Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Prof. Ph.D. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Prof. Dr. Jean Patric da Costa
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (DEE-UTFPR)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus meu pai Celeste pelo dom da vida, por me conceder consolo e força nos momentos mais cruciais deste trabalho, sobretudo não permitindo que a doença e o desânimo me vencessem, mas sim me dado graça, paciência e disposição.

Aos meus pais, Eudivan e Lucirene, pelo exemplo de família, por tudo que passaram para me oferecer o melhor, suas orações, por nunca deixarem nada me faltar e, principalmente, por serem presentes na minha vida.

A minha namorada, Rebeka Bento, pelo carinho, paciência, compreensão e contribuição na elaboração textual desse trabalho.

À professora Ruth Leão, por apostar em meu potencial, manifestando sempre apoio, confiança, disponibilizado recursos e estrutura necessária para a realização desse trabalho, e acreditar que, apesar das dificuldade, os resultados chegariam.

Ao professor Domenico Sgrò, pela estreita parceria e amizade ao longo dos últimos dois anos, introduzindo-me à pesquisa, espontaneamente compartilhado de sua expertise em todas as etapas do trabalho, presente até mesmo nos dias mais improváveis. Devo muito a ele o aprendizado e amadurecimento em âmbito pessoal-profissional adquiridos.

À banca examinadora pelas relevantes contribuições.

Ao corpo docente e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, muitos dos quais se destacam pelo profissionalismo e dedicação. Em especial aos professores Demercil, Domenico Sgrò, Fernando Antunes, Lucas Melo, Paulo Praça, Raimundo Furtado, René Bascopé, Ruth Leão, Sérgio Daher e Tobias Rafael.

A todos companheiros de pós-graduação e ao Grupo de Processamento de Energia e Controle. Em especial aqueles que efetivamente fizeram-se presentes no meu dia-a-dia, seja por meio de contribuições técnicas, pela convivência, parceria ou simplesmente pelos momentos de descontração, os quais sempre serão lembrados: Aluísio Vieira, Juliano Pacheco, Bruno Almeida, Raimundo Nonato, Eduardo Mapurunga, Caio Vasconcelos, Celso Schmidlin, Cícero Alisson, Clausson, Francisco Júnior, Breno, Dalton, Marcos Vinícius, Mateus Vieira, Janaína Almada, Samanta Gadelha, Samuel Jó, Samuel Queiroz, Daniel Parente e Émerson Jimmy.

Ao Pedro, técnico do GPEC, por sua disponibilidade e colaboração durante o desenvolvimento e montagem do protótipo experimental. Sempre com boas sugestões, contribuiu significativamente para o êxito dos trabalhos em laboratório.

*"Eu segurei muitas coisas em minhas mãos,
e eu perdi tudo;
mas tudo que coloquei nas mãos de Deus ainda possuo".
(Martin Luther King Jr)*

*Mas o que se gloriar, glorie-se nisto:
em entender e em me conhecer,
que eu sou o Senhor, que faço benevolência,
juízo e justiça na terra;
porque destas coisas me agrado,
(Bíblia Sagrada, Jeremias 9, 24)*

*Não vos amoldeis às estruturas deste mundo,
mas transformai-vos pela renovação da mente,
a fim de distinguir qual é a vontade de Deus:
o que é bom, o que Lhe é agradável, o que é perfeito.
(Bíblia Sagrada, Romanos 12, 2)*

RESUMO

Fontes renováveis controladas por conversores eletrônicos de potência fazem parte da matriz de energia elétrica em muitos países. A natureza não linear dos conversores eletrônicos exige o uso de filtro indutivo na interface com a rede elétrica para limitar a distorção da corrente injetada. Usualmente, o projeto do sistema de controle e o projeto do filtro são desvinculados um do outro, o que torna difícil a otimização de ambos os projetos. Este trabalho apresenta um novo procedimento de projeto para o filtro LCL que leva em consideração o sistema de controle da corrente em termos de robustez e performance dinâmica. O procedimento proposto também considera variações paramétricas que usualmente são negligenciadas nas metodologias usuais, tal como, a variação da permeabilidade magnética dos núcleos comerciais, em razão do fenômeno da saturação que reflete numa significativa variação das indutâncias, a depender dos valores instantâneos da corrente que flui no filtro. Em particular, com base na análise das equações do filtro LCL, desenvolveu-se uma metodologia de projeto que integra o dimensionamento das indutâncias do filtro com o projeto de um controlador *feedforward*. Desta forma, foi possível minimizar a complexidade do controlador *feedforward* com base no parâmetro mensurável do filtro e evitar o uso de um controlador complexo para o malha de controle da corrente. De fato, o uso de um simples controlador Proporcional Integral na malha de controle da corrente resulta num baixo erro de estado estacionário e permite o uso de técnicas padrões para o projeto dos parâmetros do controlador. Adicionalmente, um método para o amortecimento ativo da ressonância do filtro foi desenvolvido com base no conceito da resistência virtual. Resultados obtidos em simulação e em bancada experimental demonstraram a eficácia da performance do sistema de controle proposto e atendimento dos requisitos estabelecidos no dimensionamento do filtro LCL. A bancada de teste desenvolvida é composta por um inversor trifásico de 15 [kW], modelo IFS100V12PT4, placa DS1103 PPC/dSPACE e indutâncias nominais de 911 [μ H], 597 [μ H] e capacitores de 1.5 [μ F] conectados em delta.

Palavras-chave: Filtro LCL. Indutor não linear. Controle *feedforward*. Amortecimento ativo. Conversor conectado à rede.

ABSTRACT

Renewable energy sources controlled by electronic power converters are part of the electric power matrix in many countries. The nonlinear nature of electronic converters requires the use of filters at the interface with the electric power systems to mitigate the distortion of the injected current. Usually, the design of the control system and the design of the filter are disconnected one from the other, making difficult to optimize the two designs. This work proposes a new design procedure for an LCL filter topology that takes into account also the optimization of the current control algorithm in terms of both robustness and dynamic performances. The proposed approach considers also parameter variations that are usually neglected by the most common methodologies, such as, magnetic permeability variation of commercial cores due to saturation phenomena that causes significant variation of the inductances depending of the instantaneous value of the current that is flowing through the inductance. More specifically, based on the analysis of the LCL filter equations, a design methodology that integrates the design of the inductance of the filter with the design of a feed-forward controller was developed. In this way, it was possible to minimize the complexity of the feed-forward controller on the basis of measurable parameter of the filter, and to prevent the use of complex controller for the current control loop. In fact, the use of a simple Proportional Integral controller in the current control loop produces low steady state error and allows the use of standard techniques for the design of the controller parameters. Additionally, a method for the active damping of the filter was designed on the basis of the virtual resistance concept. Results of simulation and experimental tests demonstrated the effectiveness of the proposed control system and fulfillment of the requirements established in the LCL filter design. The test bench was comprised of a 15 [kW] three-phase inverter, a DS1103 PPC/dSPACE board and nominal inductances of 910 [μH], 597 [μH], and capacitors of 1.5 [μF] delta-connected.

Keywords: LCL filter. Nolinear Inductor. Feedforward Controller. Ative Damping. Grid Connected Converter

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Capacidade instalada de energia eólica entre 2006-2016	27
Figura 2 – Capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos entre 2006-2016	28
Figura 3 – Conceito de redes e cidades inteligentes	29
Figura 4 – Potência disponível na fonte primária em diferentes condições de operação	31
Figura 5 – Arquitetura de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica	32
Figura 6 – Arquitetura de sistemas eólicos de velocidade variável conectados à rede elétrica	34
Figura 7 – Arquitetura de sistemas de geração de energia elétrica por fonte renovável	35
Figura 8 – Topologia clássica do conversor CC-CA fonte de tensão	37
Figura 9 – Formas de ondas típicas do conversor CC-CA fonte de tensão	39
Figura 10 – Comparativo da curva de ganho dos filtros L e LCL	41
Figura 11 – Representação gráfica da transformação de coordenadas	43
Figura 12 – Representação da tensão trifásica da rede elétrica em coordenadas estacionárias e síncronas	44
Figura 13 – Diagrama de controle da corrente em coordenadas dq com eixos virtual- mente desacoplados	47
Figura 14 – Estrutura genérica do algoritmo de sincronização em malha fechada, PLL	47
Figura 15 – Diagrama de controle da corrente em coordenadas $\alpha\beta$	49
Figura 16 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL com diferentes posições (paralelo ou série) para a alocação da resistência de amortecimento	50
Figura 17 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente filtro LCL in- cluindo o <i>active damping</i>	51
Figura 18 – Diagrama de controle da corrente do filtro LCL com amortecimento passivo e ação <i>feedforward</i> da tensão de rede	53
Figura 19 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL	57
Figura 20 – Diagrama de blocos do filtro LCL	58
Figura 21 – Variação percentual da permeabilidade magnética de núcleos comerciais em função da força magnetizante	62

Figura 22 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL na frequência de chaveamento	64
Figura 23 – Diagrama fasorial do VSI conectado à rede por meio de filtro LCL simplificado na frequência da rede	69
Figura 24 – Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente com ação <i>feed-forward</i>	70
Figura 25 – Curva da máxima indutância admitida para a indutor do lado da rede	72
Figura 26 – Características físicas do núcleo magnético no formato toroidal	73
Figura 27 – Variação percentual da permeabilidade magnética do pó de ferro em função da força magnetizante	74
Figura 28 – Variação percentual da permeabilidade magnética do filtro projetado. .	75
Figura 29 – Variação das indutâncias do filtro LCL projetado em função da corrente.	76
Figura 30 – Diagrama de blocos do filtro LCL na frequência de ressonância com resistência de amortecimento R_d em série com o capacitor	79
Figura 31 – Influência da resistência de amortecimento R_d em série com capacitor .	80
Figura 32 – Diagrama de blocos do filtro LCL na frequência de ressonância com resistência de amortecimento R_d virtualizada, e em série com o capacitor	82
Figura 33 – Diagrama de blocos equivalente ao filtro LCL na frequência de ressonância com resistência de amortecimento, em série com o capacitor, virtualizada por meio de I_g	82
Figura 34 – Comparativo da resposta do filtro LCL ideal com realimentação negativa, $G_{iv-H1}(s)$, e filtro LCL real com R_d em série com o capacitor, $G_{iv,R_d}(s)$	83
Figura 35 – Comparativo da resposta do filtro LCL ideal com adição de I_{g2} na corrente de saída, $G_{iv-H2}(s)$, e filtro LCL com R_d em série com o capacitor $G_{iv,R_d}(s)$	84
Figura 36 – Diagrama de blocos da malha de corrente do filtro LCL com resistência R_d em série com o capacitor e virtualizada por meio de I_g	85
Figura 37 – Diagrama de blocos proposto para o amortecimento ativo da ressonância e controle da corrente de saída do filtro LCL	86
Figura 38 – Distribuição dos pólos do filtro LCL quando considerada a resistência série dos indutores	87

Figura 39 – Lugar da raízes do filtro LCL após a implementação da malha de amortecimento proposta	89
Figura 40 – Diagramas de Bode de $G_{iv,G_d}(s)$	90
Figura 41 – Diagrama de blocos proposto para a malha de corrente do filtro LCL	93
Figura 42 – Diagrama de Bode do filtro LCL projetado antes e após aplicação da malha de amortecimento ativo da ressonância	94
Figura 43 – Diagrama de Bode da $FTMA_{i,cC_i}(s)$ com f_c de 1.0 [kHz]	97
Figura 44 – Diagrama de Bode da $FTMA_{i,cC_i}(s)$ com f_c de 1.5 [kHz]	97
Figura 45 – Diagrama de Bode da $FTMA_{i,cC_i}(s)$ com f_c de 2.0 [kHz]	98
Figura 46 – Diagrama de blocos correspondente à implementação da ação <i>feedforward</i>	99
Figura 47 – Análise do Filtro <i>FIR</i> utilizado para a implementação da derivada primeira da corrente	100
Figura 48 – Modelo de simulação do VSI trifásico conectado à rede elétrica por meio de filtro LCL saturável	101
Figura 49 – Modelo de simulação do filtro LCL saturável	103
Figura 50 – Diagrama esquemático dos blocos de medição	104
Figura 51 – Diagrama esquemático do sistema de controle da corrente do filtro LCL	105
Figura 52 – Regime de potência ativa simulado	107
Figura 53 – Correntes na saída do filtro LCL	108
Figura 54 – Comparação da corrente trifásica do filtro na referência $\alpha\beta$	109
Figura 55 – Esforço de controle	110
Figura 56 – Componentes da ação <i>feedforward</i> sobre a queda de tensão no filtro	111
Figura 57 – Espectro harmônico da tensão sobre as indutâncias	112
Figura 58 – Corrente de entrada e de saída do filtro LCL na condição nominal de operação	113
Figura 59 – Ondulação da corrente na entrada e na saída do filtro LCL projetado	113
Figura 60 – Espectro harmônico das correntes do filtro LCL projetado	114
Figura 61 – Corrente de saída do filtro LCL para diferentes k_d	116
Figura 62 – Espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL para diferentes k_d	116
Figura 63 – Localização da ressonância do filtro LCL projetado.	117
Figura 64 – Corrente de saída do filtro LCL e localização da ressonância em condição crítica de estabilidade.	119

Figura 65 – Espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL em condição crítica de estabilidade	120
Figura 66 – Fotografia do protótipo implementado no laboratório	121
Figura 67 – Placa DS1103 PPC do ambiente dSPACE	123
Figura 68 – Arquitetura da placa DS1103 PPC	124
Figura 69 – Interface gráfica desenvolvida no software Control Desk 3.7	125
Figura 70 – Interface de programação para acionamento e controle do protótipo experimental	126
Figura 71 – Módulo inversor trifásico IFS100V12PT4	127
Figura 72 – Terminais do módulo inversor trifásico IFS100V12PT4	128
Figura 73 – Característica de operação do ADuM1210	131
Figura 74 – Diagrama esquemático do circuito de medição da tensão com sensor LEM132	
Figura 75 – Circuitos para a limitação da corrente no circuito primário do LV-20P .	133
Figura 76 – Esquema de ligação do sensor de tensão com o circuito de condicionamento	134
Figura 77 – Diagrama esquemático do circuito do sensor de corrente LAH-100P LEM	134
Figura 78 – Esquema de ligação do sensor de corrente com seu circuito de condicionamento	135
Figura 79 – Diagrama de Bode do filtro presente na placa de medição e condicionamento das tensões e correntes alternadas	136
Figura 80 – Placa de medição e condicionamento das tensões e correntes alternadas	136
Figura 81 – Placa do barramento CC	137
Figura 82 – Formas de onda da tensão do barramento CC e sobre as chaves IGBT .	138
Figura 83 – Diagrama esquemático do protótipo e esquema de ligação com a fonte CA	139
Figura 84 – Tensão entres fases da rede elétrica, na saída do filtro e tensão no barramento CC em situação preliminar à conexão	140
Figura 85 – Formas de onda da corrente da rede elétrica e na saída do filtro em situação posterior a conexão	141
Figura 86 – Formas de onda da corrente na rede elétrica, no filtro e na carga	142
Figura 87 – Espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL	143
Figura 88 – Correntes na saída do filtro LCL após degrau de 2.5[kW]	144
Figura 89 – Comparação das correntes medidas com suas referência em $\alpha\beta$	145
Figura 90 – Ação de controle	146

Figura 91 – Corrente CC de entrada e tensão no barramento CC	147
Figura 92 – Tensões da rede elétrica e correntes CA amostrada	147
Figura 93 – Bloco das transformadas	167
Figura 94 – Bloco de supervisão.	168
Figura 95 – Bloco de comando e sinalização.	169
Figura 96 – Bloco PLL.	170
Figura 97 – Bloco de controle.	171
Figura 98 – Bloco da modulação.	172
Figura 99 – Layout das placas de interface	178
Figura 100 – Layout da placa de medição e condicionamento das tensões e correntes alternadas	180
Figura 101 – Layout da placa do barramento CC - TOP e MID Layers	181
Figura 102 – Layout da placa do barramento CC - BOTTOM Layer	182

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características operacionais do conversor CC-CA desse trabalho	54
Tabela 2 – Relação entre o valor eficaz da harmônicas da tensão de linha e a tensão do barramento CC em função do índice de modulação	67
Tabela 3 – Valores de base do filtro LCL do projeto	71
Tabela 4 – Dados dos núcleos magnéticos no formato toroidal disponibilizados no projeto	73
Tabela 5 – Parâmetros das indutâncias dimensionadas	75
Tabela 6 – Parâmetros adotados no projeto da malha de amortecimento	88
Tabela 7 – Coeficientes de $G_{iv,G_d}(s)$	95
Tabela 8 – Características do controlador C_i projetado	98
Tabela 9 – Magnitude das harmônicas dominantes de correntes do filtro LCL projetado	115
Tabela 10 – Componentes utilizados no protótipo experimental	122
Tabela 11 – Principais componentes das placas de interface com o módulo inversor	129
Tabela 12 – Características elétrica do sensor de tensão, modelo LV-20P LEM . . .	132
Tabela 13 – Características do sensor de corrente, modelo LAH 100-P LEM	134
Tabela 14 – Harmônicas na corrente de saída do filtro LCL	143

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico/Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CLF	Conversor do Lado da Fonte
CLR	Conversor do Lado da Rede
DA	Digital/Analógico
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
D.E	Diâmetro Externo do Núcleo Toroidal
D.I	Diâmetro Interno do Núcleo Toroidal
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GIGE	Gerador de Indução com Gaiola de Esquilo
GIRB	Gerador de Indução com Rotor Bobinado
GPEC	Grupo de Processamento de Energia e Controle
GSIP	Gerador Síncrono de Imãs Permanentes
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i>
L	Indutivo
LC	Indutivo-Capacitivo

LCL	Indutivo-Capacitivo-Indutivo
LVRT	<i>Low Voltage Ride Through</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PPGEE	Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
PR	Proporcional Ressonante
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RTI	<i>Real Time Interface</i>
SDRAM	<i>Synchronous Dynamic Random Access Memory</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SERSV	Sistema de Energias Renováveis de Saída Variável
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UE	União Europeia
UFC	Universidade Federal do Ceará
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_i	Atenuação do filtro LCL na f_{ch} devido L_i
$A_{i,max}$	Máxima atenuação do filtro LCL na f_{ch} devido L_i devido L_i
A_g	Atenuação do filtro LCL na f_{ch} devido L_g
$A_{g,max}$	Máxima atenuação do filtro LCL na f_{ch} devido L_g
A_L	Fator de indutância
$A_{T,max}$	Máxima atenuação do filtro LCL na f_{ch}
C_b	Capacitância de base do filtro LCL
C_f	Capacitância do filtro LCL
C_{ff}	Controlador <i>feedforward</i>
$C_i(s)$	Controlador da malha de corrente - modo contínuo
$C_i(z)$	Controlador da malha de corrente - modo discreto
$C_{PI}(s)$	Função de transferência do controlador Proporcional Integral
$C_{PR}(s)$	Função de transferência do controlador Proporcional Ressonante
$D(s)$	Função para otimização do filtro LCL
$FTMA_{i,sC_i}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente não compensada
$FTMA_{i,cC_i}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada
$G_1(s)$	Função de transferência entre I_i e I_g
$G_2(s)$	Função de transferência entre I_g e I_i
$G_d(s)$	Compensador da malha de amortecimento da ressonância - modo contínuo

$G_d(z)$	Compensador da malha de amortecimento da ressonância - modo discreto
$G_{iv}(s)$	Função de transferência entre I_g e V_i
$G_{iv,cr}(s)$	Função de transferência entre I_g e V_i considerando a resistência série dos indutores
$G_{iv,G_d}(s)$	Função de transferência entre I_g e V_i do filtro LCL ativamente amortecido por meio de $G_d(s)$
$G_{iv,R_d}(s)$	Função de transferência entre I_g e V_i considerando a resistência série em C_f
$G_{iv-H1}(s)$	Função de transferência entre I_g e $(V_i - U_c)$
$G_{iv-H2}(s)$	Função de transferência entre I_{g1} e a V_i
$H_1(s)$	Função de transferência entre U_c e I_{g1}
$H_2(s)$	Função de transferência entre I_{g2} e I_g
H	Força magnetizante
H	Altura do núcleo toroidal
$H_D(s)$	Função de transferência do atraso
I_c	Corrente na C_f
I_g	Corrente na L_g
\tilde{I}_g	Harmônica de corrente em L_g
I_{g1}	Corrente na L_g do filtro LCL com R_d em série com C_f
I_{g2}	Componente da corrente na L_g devido U_c
I_i	Corrente na L_i
\tilde{I}_i	Harmônica de corrente em L_i
$J_1(s)$	Função de transferência entre I_i e V_i

$J_2(s)$	Função de transferência entre I_g e V_g
k_d	Ganho da malha de amortecimento ativo
k_i	Ganho integral do controlador PI
k_p	Ganho proporcional
k_r	Ganho ressonante do controlador PR
l	Comprimento do caminho magnético
L_b	Indutância de base do filtro LCL
L_i	Indutância do lado do inversor
$L_{i,(a,b,c)}$	Indutância lado do inversor estimada para as três fases
$L_{i,min}$	Mínima indutância do lado do inversor
L_g	Indutância do lado da rede elétrica
$L_{g,(a,b,c)}$	Indutância lado da rede estimada para as três fases
$L_{g,min}$	Mínima indutância do lado da rede
\hat{L}_g	Máxima valor para L_g na condição de máxima magnetização
L_{rede}	Indutância da rede elétrica
M	Massa do núcleo toroidal
N	Número de espiras do indutor
P_n	Potência nominal
R_d	Resistência de amortecimento
R_g	Resistência série da indutor do lado da rede
R_i	Resistência série da indutor do lado do inversor
S	Área da seção transversal do núcleo magnético
S_i	Chaves semicondutoras do VSI trifásico, ($i = 1$ a 6)

S_n	Potência aparente do VSI
T_{dq0}	Matriz da transformada de <i>Park</i>
$T_{\alpha\beta0}$	Matriz da transformada de <i>Clarke</i>
U_c	Tensão sobre R_d posicionado em série com C_f
V_c	Tensão sobre o capacitor do filtro LCL
V'_c	Tensão sobre o ramo capacitivo do filtro LCL com R_d em série com C_f
V_{cc}	Tensão do barramento CC
V_{ff}	Tensão entre fases da rede elétrica
V_g	Tensão fase-neutro da rede elétrica
\tilde{V}_g	Harmônica de V_g na f_{ch}
V_i	Tensão do inversor
\tilde{V}_i	Harmônica de V_i na f_{ch}
$V_{i,ff}$	Componente fundamental da tensão entre fases do inversor
X_L	Reatância indutiva do filtro LCL na frequência da rede
Z_b	Impedância de base do filtro LCL
k_i, k_g	Constantes das toroides do filtro LCL
κ	Razão entre $V_{i,ff}$ e V_{cc}
θ	Ângulo de fase da rede elétrica
f_c	Frequência de cruzamento da malha de corrente
f_{ch}	Frequência de chaveamento
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro LCL
$f_{res}(i_i, i_g)$	Frequência de ressonância do filtro LCL saturável
$f_{res,min}$	Mínima frequência de ressonância do filtro LCL saturável

$f_{res,max}$	Máxima frequência de ressonância do filtro LCL saturável
m_a	Índice de modulação
m_f	Índice de modulação da frequência
ω_{ch}	Frequência angular de chaveamento
ω_n	Frequência angular da rede elétrica
ω_{res}	Frequência angular de ressonância
$\vec{u}_a, \vec{u}_b, \vec{u}_c$	Fasores de tensão da rede elétrica
v_a, v_b, v_c	Tensões da rede elétrica em coordenadas abc
v_d, v_q, v_0	Tensões da rede elétrica em coordenadas $dq0$
$v_{i,a}, v_{i,b}, v_{i,c}$	Tensões de fase do VSI trifásico
$v_{m,a}, v_{m,b}, v_{m,c}$	Tensões moduladoras
v_α, v_β	Tensões da rede elétrica em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{drop,(a,b,c)}$	Queda de tensão sobre o filtro LCL em coordenadas abc
i_g^*	Referência da corrente de saída do filtro LCL
$i_{g,a}, i_{g,b}, i_{g,c}$	Corrente de saída do filtro LCL em coordenadas abc
i_α, i_β	Corrente de saída do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta$
i_α^*, i_β^*	Referência da corrente de saída do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta$
Δ_1	Módulo de $D(s)$ na ω_n
$\Delta i_{i,max}$	Máxima ondulação admissível para a corrente de entrada do filtro LCL
$\Delta i_{g,max}$	Máxima ondulação admissível para a corrente de saída do filtro LCL
τ_z	Constante de tempo do zero de $G_d(s)$
τ_p	Constante de tempo do pólo de $G_d(s)$
$\Delta\mu\%$	Variação percentual da permeabilidade magnética

δ	Diferença de fase entre a componente fundamental de V_i e de V_g
μ	Permeabilidade magnética
μ_{max}	Máxima permeabilidade magnética
μ_{min}	Mínima permeabilidade magnética
μ_{033}	Permeabilidade magnética do material 033
λ	Fluxo concatenado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	Panorama das Energias Renováveis de Saída Variável	26
1.2	Integração de SERSV com a Rede Elétrica	30
1.2.1	<i>Características Gerais</i>	30
1.2.2	<i>Identificação do Problema</i>	37
1.3	Estado da Arte	42
1.3.1	<i>Controle da Corrente Alternada</i>	42
1.3.2	<i>Filtro de Conexão LCL</i>	49
1.3.3	<i>Controle FeedForward</i>	52
1.4	Objetivos do Trabalho	53
1.5	Estrutura do Trabalho	55
2	ANÁLISE E DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LCL	56
2.1	Introdução	56
2.2	Análise do Filtro	57
2.3	Restrições de Projeto	59
2.4	Indutâncias Não Lineares	61
2.5	Cálculo das Indutâncias	64
2.5.1	<i>Cálculo de L_i</i>	66
2.5.2	<i>Cálculo de L_g</i>	67
2.6	Análise do Filtro na Frequência de Rede	68
2.7	Exemplo de Projeto	70
2.7.1	<i>Construção das Indutâncias Não Lineares</i>	72
2.8	Considerações Finais	77
3	AMORTECIMENTO ATIVO DO FILTRO LCL	78
3.1	Introdução	78
3.2	Análise do Filtro LCL com Resistência de Amortecimento em Série com o Capacitor	79
3.3	Virtualização da Resistência de Amortecimento no Filtro LCL Ideal	80
3.3.1	<i>Análise das Malhas de Realimentação do Filtro Amortecido</i>	81

3.4	Proposta de um Compensador para a Malha de Amortecimento .	85
3.5	Projeto da Malha de Amortecimento	88
3.6	Considerações Finais	91
4	PROJETO E SIMULAÇÃO	92
4.1	Introdução	92
4.2	Projeto da Malha de Corrente	93
4.2.1	<i>Implementação da Ação FeedForward</i>	<i>99</i>
4.2.2	<i>Controladores Digitais</i>	<i>100</i>
4.2.3	<i>Apresentação do Modelo de Simulação</i>	<i>101</i>
4.3	Resultados de Simulação	106
4.3.1	<i>Análise de Desempenho</i>	<i>107</i>
4.3.2	<i>Análise Harmônica da Correntes</i>	<i>112</i>
4.3.3	<i>Condição Crítica de Operação</i>	<i>117</i>
4.4	Considerações Finais	120
5	PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	121
5.1	Apresentação e Descrição do Protótipo	121
5.1.1	<i>Placa DS1103 PPC/dSPACE</i>	<i>122</i>
5.1.2	<i>Módulo Inversor</i>	<i>127</i>
5.1.3	<i>Placas de Interfaceamento</i>	<i>129</i>
5.1.3.1	<i>Interface de Potência</i>	<i>129</i>
5.1.3.2	<i>Interface de Lógica</i>	<i>130</i>
5.1.4	<i>Placas de Medição e Condicionamento</i>	<i>132</i>
5.1.5	<i>Placa do Barramento CC</i>	<i>137</i>
5.2	Resultados Experimentais	139
5.2.1	<i>Sincronização</i>	<i>140</i>
5.2.2	<i>Análise Harmônica</i>	<i>141</i>
5.2.3	<i>Análise Dinâmica</i>	<i>144</i>
5.3	Considerações finais	148
6	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	149
6.1	Conclusões Gerais	149
6.2	Desenvolvimento Futuro	151
6.3	Trabalhos Publicados	152

REFERÊNCIAS	153
APÊNDICE A-ALGORITMOS	159
APÊNDICE B-MODELO SIMULINK	167
APÊNDICE C-ESQUEMÁTICOS	173

1 Introdução

Segurança energética e gestão sustentável dos recursos naturais são importantes vetores que orientam desenvolvimentos tecnológicos no setor de energia. Estatísticas evidenciam ano após ano a insustentabilidade e o esgotamento do tradicional modelo de exploração dos recursos naturais, encorajando o desenvolvimento a implantação de soluções alternativas, nas quais o compromisso com a sustentabilidade e o equilíbrio do planeta são consideradas como prioridades.

Em concordância a essa tendência, a geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis e o desenvolvimento de tecnologias que assegurem o controle e a confiabilidade na integração dessas fontes com o sistema elétrico são dois preponderantes campos de pesquisas do setor elétrico (SAFAMEHR; RAHIMI-KIAN, 2015). Nas últimas décadas, a exemplo da Alemanha, China e Estados Unidos, os paradigmas de operação e gestão do sistema elétrico em muitos países experimentam mudanças significativas a partir da transição do modelo de geração, dominado pelo consumo de recursos fósseis, paulatinamente substituídos por fontes limpas e renováveis de energia.

As tecnologias para o aproveitamento de energia renovável são vistas como as soluções prioritárias para o futuro e são desenvolvidas neste século para assumirem a maior parte da produção de energia. Nesse processo, a eletrônica de potência vem desempenhando papel fundamental, pois possibilita a consolidação da geração de energia elétrica por meio de fontes renováveis, e cuja potência de saída é variável a depender das condições climáticas. De fato, o desenvolvimento de dispositivos semicondutores mais eficientes e de maior capacidade de processamento de potência (CARRASCO et al., 2006), o aumento da capacidade de processamento dos sistemas microprocessados (BLAABJERG et al., 2015) e a evolução de tecnologias em sistemas de armazenamento de energia, o que permite o desacoplamento entre a geração e a demanda instantânea (VAZQUEZ et al., 2010), promovem a base necessária para o desenvolvimento de conversores eletrônicos presentes na integração de Sistemas baseados em Energias Renováveis e de Saída Variável (SERSV) com o Sistema Elétrico de Potência (SEP).

1.1 Panorama das Energias Renováveis de Saída Variável

Os SERSV são uma realidade em muitos países. A competitividade dos custos das tecnologias embarcadas, iniciativas políticas dedicadas, facilidade de financiamento e a crescente demanda por energia em economias emergentes impulsionam progressivamente o aproveitamento de recursos renováveis para a geração de energia.

Em 2016, as energias renováveis representaram cerca de 62% de adição à capacidade global de geração de energia, totalizando o montante de 2.017 [TW] instalados, dos quais 161 [GW] foram adicionados no referido ano (REN21, 2017). Na União Europeia (UE), 86% das novas instalações de energia em 2016 foram associadas ao aproveitamento da energia eólica, cujo total instalado alcançou o montante de 142.6 [GW], e ao aproveitamento da energia solar fotovoltaica, com o total instalado de 101.2 [GW]. Ambas as fontes renováveis de energia consistem nas principais fontes de eletricidade do continente e de maior potencial de expansão no mundo (EUROPE, 2016).

Com o objetivo de contabilizar a contribuição e o crescimento das energias renováveis na matriz energética mundial, a presente seção destina-se à descrição do cenário atual da energia eólica e solar fotovoltaica.

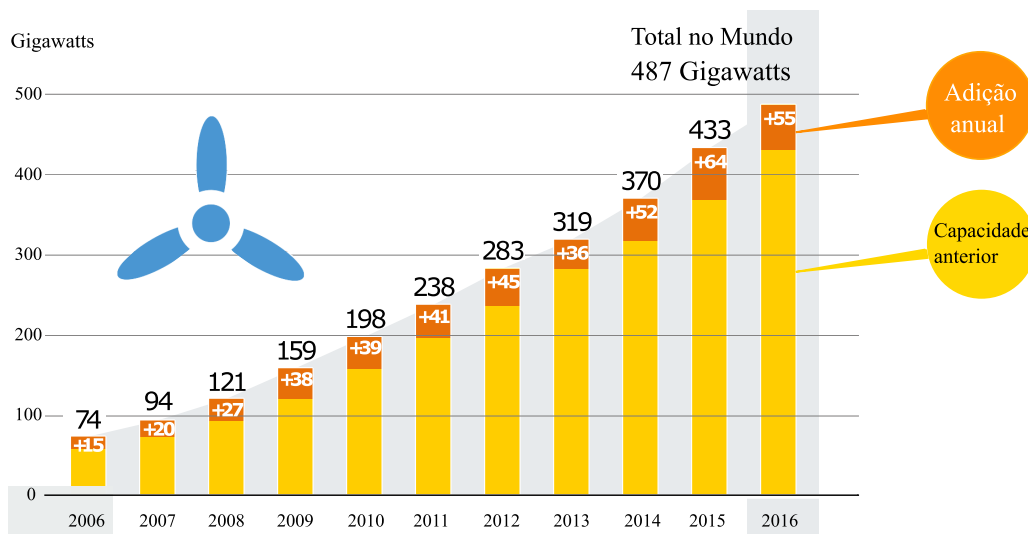
No que diz respeito a energia eólica, somente em 2016 quase 55.6 [GW] foram adicionados, o que representa um aumento de 12% na capacidade instalada, contabilizando 486.8 [GW] de potencial eólico em aproveitamento (GWR, 2016). Mais especificamente destacam-se:

- Na Dinamarca, com 5.227 [GW] de potência eólica instalada, 36.7% da demanda atual por eletricidade é suprida pela energia dos ventos, e há a perspectiva que toda demanda de energia elétrica seja suprida por fontes renováveis a partir de 2035. O país almeja ser 100% independente de combustíveis fósseis até 2050, e aposta na fonte eólica como a principal fonte de energia (DENMARK, 2017).
- A China acrescentou 23.3 [GW] de eólica em 2016, atingindo o montante de 169 [GW] de potência eólica instalada, capacidade superior ao da UE, gerando um total de 241 [TWh], o equivalente a 4% da geração total de eletricidade no país (REN21, 2017; REVE, 2016).
- A Alemanha, com 50 [GW] de potência eólica instalada, é o país da UE que mais investe no setor, seguida pela Espanha (23.075 [GW]), Reino Unido (14.45 [GW]), França (12.065 [GW]) e Itália (9.257 [GW]) (EUROPE, 2016).
- Os Estados Unidos alcançou a marca de 82.1 [GW] de potência eólica instalada em 2016,

gerando 226.5 [TWh] de energia no ano, o equivalente a 5.55% de toda a energia elétrica gerada no país. Segundo o *Department of Energy Wind Energy Technologies Office*, o mercado eólico tornou-se uma das fontes mais acessíveis à eletricidade e consiste em um dos setores mais lucrativos da economia americana (IOE, 2016; GWR, 2016).

O gráfico da Figura 1 mostra o potencial eólico em aproveitamento ao longo de 10 anos, no qual verifica-se um expressivo e sucessivo crescimento do número de instalações no período avaliado e, a partir de 2013, apresenta acréscimos anuais superiores a 50 [GW].

Figura 1 – Capacidade instalada de energia eólica entre 2006-2016

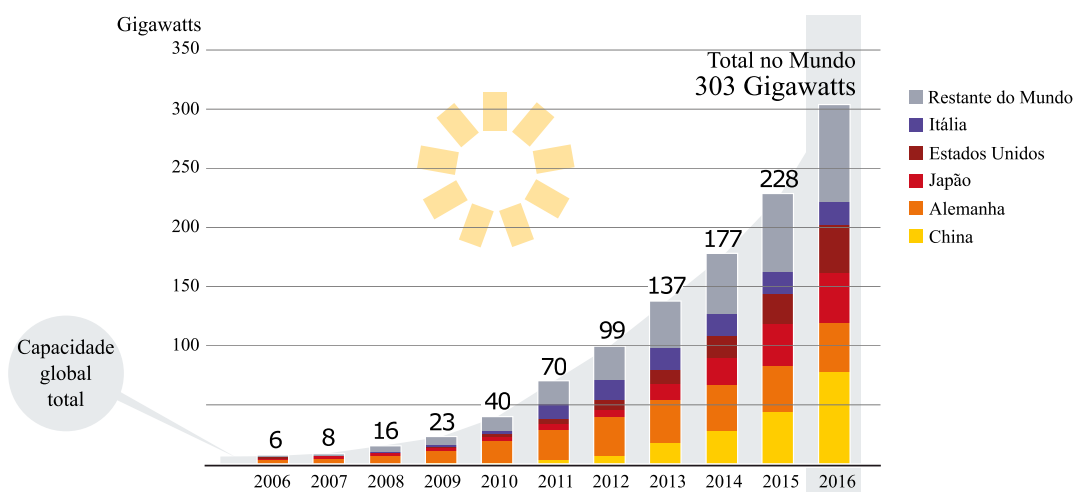


Fonte: Adaptado de (REN21, 2017).

Paralelo ao mercado da energia eólica, o aproveitamento da energia solar cresce anualmente e vem conquistando gradativamente maior espaço na matriz energética em vários países. Em 2016 mais de 75 [GW] de potencia solar foram adicionadas, quantidade equivalente à instalação média de 31000 painéis solares por hora (REN21, 2017).

Conforme ilustra a Figura 2, entre 2006 e 2011 a capacidade instalada de módulos fotovoltaicos cresceu a uma média de 78% *a.a.* Impulsionado pelos avanços da tecnologia e o aumento da escala de produção, os custos da energia fotovoltaica têm diminuído de forma constante ano após ano. Em 2013, a marca de 137 [GW] de capacidade instalada foi alcançada, o equivalente à eletricidade produzida por 32 usinas à carvão de grande porte (EPIA, 2016). Em 2015, as células fotovoltaicas atingiram os seus menores preços históricos, ao patamar dos U\$ 0.30/watt.

Além de constituírem usinas de geração competitiva com as tradicionais fontes de energia, os sistemas fotovoltaicos por adaptarem-se facilmente à arquitetura e a qualquer tipo de espaço vazio onde haja incidência de luz, podem ser facilmente instalados nas

Figura 2 – Capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos entre 2006-2016

Fonte: Adaptado de (REN21, 2017).

idades e em grandes centros urbanos, possibilitando a produção local de energia elétrica. Os baixos custos de manutenção e a durabilidade dos equipamentos motivam também a instalação de módulos fotovoltaicos em regiões fora do alcance da rede elétrica e a garantia de abastecimento a localidades de difícil acesso.

Uma característica preeminente das fontes renováveis é a baixa concentração espacial dos recursos energéticos disponíveis, resultando em pequenas centrais de geração comparados ao modelo tradicional de geração centralizada. Conforme ilustra a Figura 3, a mudança de paradigma para o setor da geração abre espaço para o desenvolvimento de redes elétricas inteligentes, que incorpora SERSV aos sistemas de transmissão e distribuição e às cidades inteligentes (do inglês, *Smart City*).

Os benefícios de um paradigma que combina geração centralizada e distribuída sem refletem não apenas na redução da dependência do parque gerador despachado centralizadamente, mas também reduz os impactos ambientais decorrentes da construção de reservatórios e de longas linhas de transmissão, diminui perdas no transporte de energia, proporciona maior estabilidade à tensão elétrica, aumenta confiabilidade do suprimento de eletricidade, bem como adia investimentos no setor.

A expansão dos SERSV, além de imprescindível para a sustentabilidade e geração de energia limpa, altera as características do sistema elétrico tradicional e causa impactos a nível de transmissão e principalmente nas redes de distribuição, originalmente projetadas para operar considerando apenas subestações como fonte de energia. Nesse âmbito, Yang et al. (2013) e Coster et al. (2011) contextualizam os problemas operacionais

Figura 3 – Conceito de redes e cidades inteligentes

Fonte: (INFINEON, 2012a).

e desafios resultantes do alto índice de penetração de SERSV em redes de energia elétrica de baixa e média tensão, trazendo impactos diretos sobre a qualidade da energia e seu suprimento, a destacar:

- Bidirecionalidade do fluxo de potência;
- Flutuação no perfil de tensão ao longo das redes de distribuição;
- Aumento de fontes de harmônicos decorrentes da eletrônica incorporada aos conversores eletrônicos usados para a interface com a rede elétrica;
- Inserção de novas unidades de geração, o que eleva o número de fontes de corrente de falha e dificulta a localização de distúrbios. Assim, modificações na lógica e estratégia de atuação dos equipamentos de proteção da rede elétrica tornam-se cada vez mais complexa.

Em face às mudanças impostas, exigências mais rigorosas para a integração de novas unidades de geração são solicitadas pelas entidades regulamentadoras e concessionárias do SEP. No Brasil, por exemplo, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) estabelece os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) e os Procedimentos de Rede, nos quais condições de falha ou mal funcionamento são descritas, além de ser estabelecidos indicadores e valores de referência ou limites nominais para a tensão, frequência, fator de potência, entre outros critérios a serem obedecidos no planejamento e na operação do sistema elétrico brasileiro.

1.2 Integração de SERSV com a Rede Elétrica

1.2.1 Características Gerais

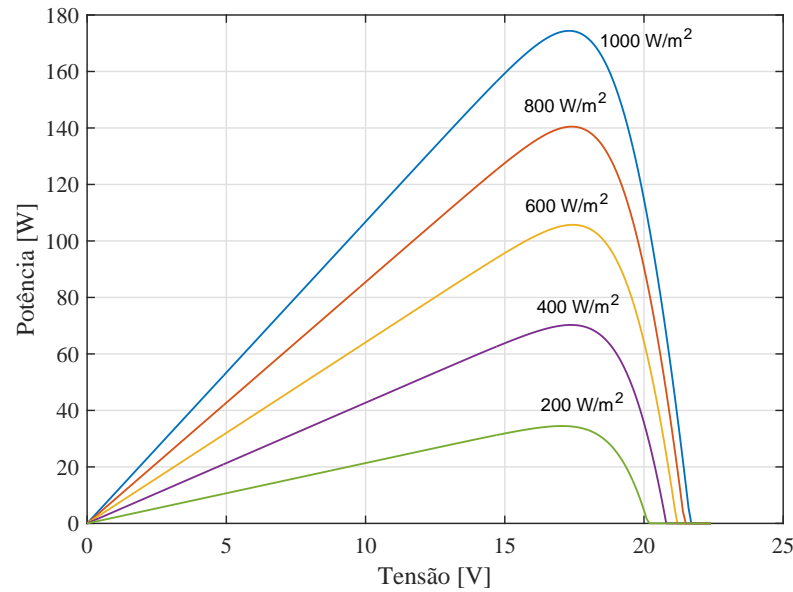
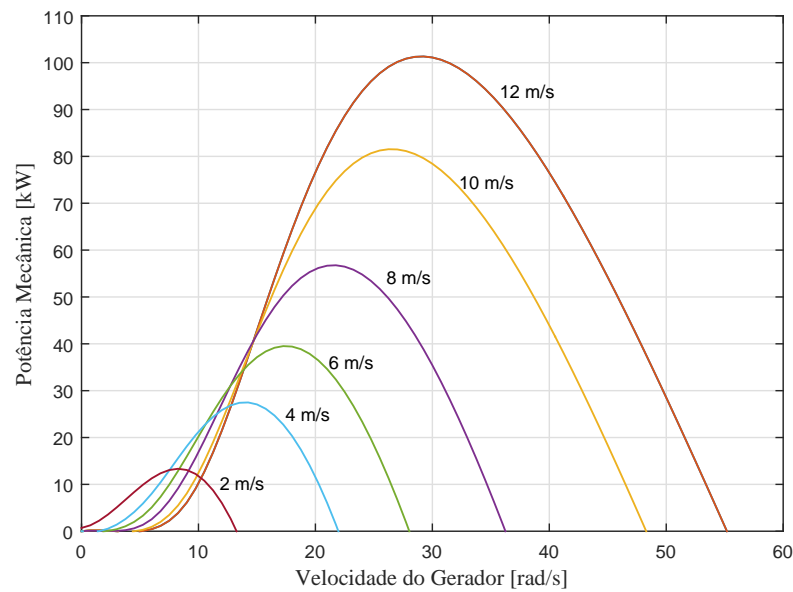
A integração de um SERSV à rede elétrica ocorre principalmente mediante dois estágios de transformação de energia. No primeiro estágio, a energia obtida da fonte primária, seja sob a forma de grandezas elétricas com característica contínua ou alternada, é processada e armazenada num barramento em corrente contínua (CC). No estágio seguinte a energia é disponibilizada sob a forma de corrente alternada (CA), sincronizada com a tensão da rede elétrica no PCC (do inglês, *Point of Common Connection*).

O conversor eletrônico associado ao primeiro estágio, seja em sistemas fotovoltaicos (do inglês, *Photovoltaic* - PV) ou eólicos, opera para favorecer continuamente a máxima extração de potência do sistema de conversão. Isso é possível através do recurso MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) que proporciona a operação do módulo fotovoltaico e do aerogerador no ponto de máxima eficiência.

A título de ilustração, a Figura 4.(a) destaca as curvas típicas da potência gerada por um módulo fotovoltaico comercial. Devido à intermitência da fonte solar, mais especificamente, variações na intensidade da irradiação incidente e da temperatura, a potência disponibilizada pelos módulos muda aleatoriamente ao longo do dia. Assim, a aplicação do recurso MPPT possibilita a maximização da produção de energia, proporcionando o maior rendimento ao sistema de conversão (VILLALVA, 2010).

Qualquer fonte de energia elétrica que opere em paralelo com a rede elétrica deve conter a proteção ou função anti-ilhamento (do inglês, *Anti-Islanding*). O fenômeno do ilhamento ocorre quando uma parte da rede de distribuição torna-se eletricamente isolada da principal fonte de energia (subestação da concessionária), porém permanece energizada por meio das fontes distribuídas de energia presentes no subsistema isolado.

Na ocorrência de interrupção ou falha no fornecimento de energia por parte da concessionária, o mecanismo de detecção do ilhamento deve mensurar alterações repentinas na frequência ou na tensão da rede, condições essas que habilitam a desconexão da fonte distribuída. A não detecção do ilhamento ou mesmo o desligamento tardio da fonte distribuída representa risco à segurança da equipe de manutenção, promove a operação errônea de equipamentos de proteção e pode provocar danos aos equipamentos dos consumidores (LIDULA; RAJAPAKSE, 2011).

Figura 4 – Potência disponível na fonte primária em diferentes condições de operação**(a)** Potência no módulo PV em função da tensão em seus terminais e da radiação solar incidente.**(b)** Potência disponível no aerogerador em função das velocidades do vento e do gerador.

Fonte: O próprio autor.

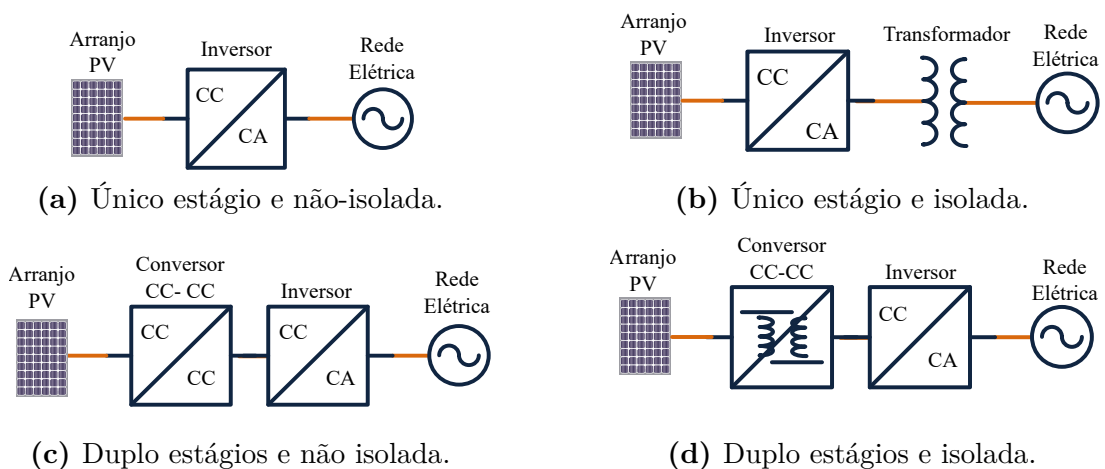
A menos que a instalação elétrica local constitua uma microrrede, a exigência é que a fonte distribuída de energia seja necessariamente desconectada. Nas microrredes, isolam-se e procede o chamado ilhamento intencional, passando a operar em modo *stand alone* ou em *backup*, atendendo determinado grupo de cargas em operação autônoma. Cessado o distúrbio na rede de distribuição, ocorre o ressincronismo da tensão CA da microrrede com a tensão CA da concessionária e em seguida é realizada a reconexão.

Sob o ponto de vista topológico, a integração de um sistema PV com a rede

elétrica pode ocorrer por meio de um ou mais estágios. Isso se justifica, a princípio, às possibilidades para o arranjo de módulos fotovoltaicos que são conectados em série, e em paralelo, a fim de assegurar a mínima tensão contínua necessária para a conexão de conversores CC-CA em paralelo à rede e a injeção de potência.

Na hipótese em que a tensão contínua é adequada para manter o conversor CC-CA em operação na maior parte do dia ao longo do ano, mesmo com ampla variação da radiação solar e temperatura, sistemas de único estágio, tal como o ilustrado nas Figuras 5.(a) e (b), podem ser aplicados. Já o uso de sistemas com dois estágios, conforme o ilustrado nas Figuras 5.(c) e (d), justifica-se pela maior flexibilidade às variações da tensão contínua, dispondo para tanto de um conversor CC-CC do tipo elevador de tensão (do inglês, *Boost Converter*) que realiza o MPPT, podendo ser agregado isolamento galvânico entre o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica por meio de topologias isoladas, tal como ilustra a Figura 5.(d), enquanto o conversor CC-CA do segundo estágio realiza o controle da corrente injetada na rede (CARRASCO et al., 2006).

Figura 5 – Arquitetura de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica



Fonte: Próprio Autor.

Nos casos em que o aterramento e isolamento elétrico dos módulos PV são exigidos por norma, a arquitetura das Figuras 5.(a) e (c) não podem ser aplicadas. Como alternativa, o transformador passa a compor o sistema. Um aspecto importante nos sistemas com transformador é a localização deste dispositivo. Na arquitetura apresentada na Figura 5.(b) utiliza-se um transformador de baixa frequência na saída do estágio CA, enquanto na arquitetura apresentada na Figura 5.(d) utiliza-se um transformador de alta frequência no estágio CC.

A depender da área e dos recursos financeiros disponíveis, a potência nominal de um sistema PV pode variar significativamente, desde algumas centenas de watts até potências na faixa dos 10 [MW] (INFINEON, 2010b).

No que concerne à integração de sistemas eólicos com a rede elétrica, a classificação típica é associada ao tipo de turbinas, que pode ser de velocidade fixa ou variável. O primeiro grupo fundamenta-se no conceito dinamarquês, que consiste na turbina eólica controlada com velocidade fixa, usando um gerador de indução com gaiola de esquilo (GIGE) conectado diretamente à rede através de um transformador. Em razão disso, a velocidade do rotor mantém-se praticamente constante posto que o escorregamento do GIGE é definido pela frequência da rede e do número de pólos do estator. Como os geradores assíncronos apresentam velocidade de operação bem superior a da turbina, é comum a utilização de caixa de engrenagem multiplicadora de velocidade entre a turbina eólica e o gerador. Adicionalmente, bancos de capacitores são usualmente instalados nesses sistemas para compensar o consumo de potência reativa demandado pela máquina, particularmente indesejável devido à problemas no nível de tensão no PCC que o fluxo de potência reativa pode ocasionar (RUNCOS et al., 2005).

Embora o GIGE seja considerado uma máquina de baixo custo e de simples manutenção, apresenta como desvantagens a impossibilidade de regulação da tensão e da frequência, a velocidade do rotor é constante e, por consequência, obtém-se um sistema de conversão de menor eficiência. Outro grande problema é a limitação da qualidade de potência, visto que flutuações na velocidade do vento são transferidas, através das flutuações no torque mecânico, à rede elétrica e, vice-versa (ANAYA-LARA et al., 2011).

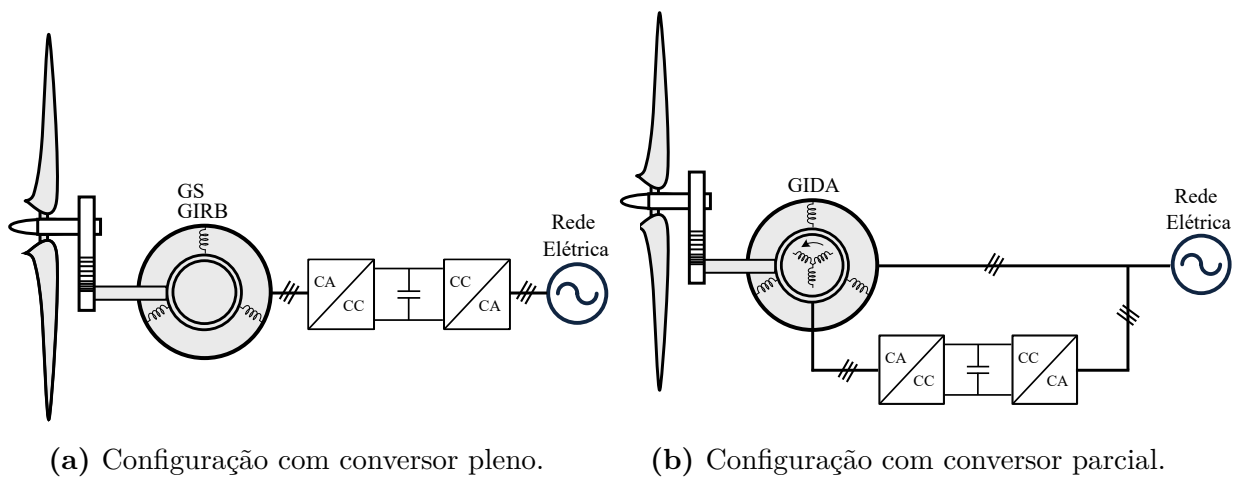
Quanto às as turbinas de velocidade variável, elas estão presentes em sistemas eólicos interfaceados por conversores eletrônicos. Conforme ilustram as curvas de potência típicas de aerogeradores, na Figura 4.(b), o conversor eletrônico conectado nos terminais do gerador deve atuar sob a velocidade mecânica do mesmo em busca de fazê-lo operar no ponto de máxima extração de potência. Segundo Anaya-Lara et al. (2011) e Festo (2011), as turbinas de velocidade variável elevam entre 20% a 30% o aproveitamento da energia extraída dos ventos comparado com o obtido em turbina de velocidade fixa. Portanto, o principal benefício da utilização de conversores eletrônicos consiste no desacoplamento entre a velocidade do rotor e da frequência da rede, o que resulta em vantagens tais quais: a aplicação de estratégia MPPT, melhorias na qualidade da energia gerada e suporte à regulação do fator de potência. Nesta configuração utilizam-se o gerador de indução com

rotor bobinado (GIRB), o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) e o gerador síncrono de ímãs permanentes (GSIP).

A conversão de potência pode ser direta, quando o conversor de estágio único CA-CA é aplicado, ou indireta, quando existe um barramento CC intermediário entre o conversor do lado do gerador e o conversor no lado da rede elétrica. Embora o barramento CC agregue maior volume, custo e redução da vida útil, é por meio dele que se realiza o desacoplamento entre o gerador e a rede elétrica (RUNCOS et al., 2005).

Na topologia realçada na Figura 6.(a), o gerador elétrico é integrado à rede por meio de um conversor que processa toda a energia gerada. Por esse motivo o conversor é dito pleno. Já topologia ilustrada na Figura 6.(b), o estator do gerador é diretamente ligado à rede elétrica enquanto os enrolamentos do rotor são interfaceados por um conversor estático bidirecional na topologia *back-to-back*. Por meio do controle da corrente, que é realizado por esse conversor, são injetadas ou absorvidas do rotor correntes trifásicas de amplitude, fase e frequência variável, o que possibilita o controle independente de potências reativa e ativa fornecida pelo gerador e o controle de sua velocidade.

Figura 6 – Arquitetura de sistemas eólicos de velocidade variável conectados à rede elétrica



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

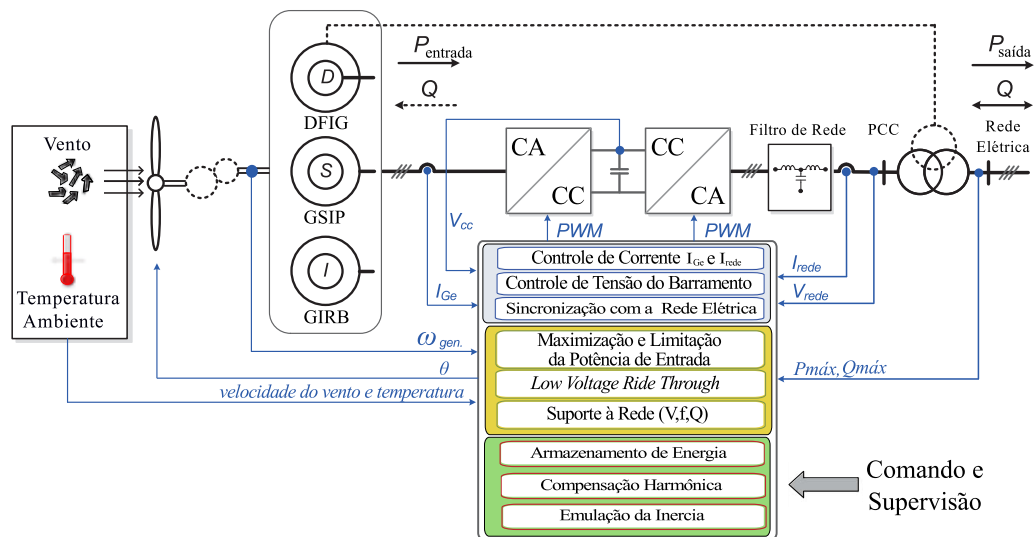
Devido à capacidade do GIDA operar com velocidade variável e exigir para tanto um conversor que processe parte de sua potência nominal, tipicamente entre 20% à 30%, isto é, a potência de escorregamento, a configuração com conversor parcial é considerada uma opção bastante favorável sob o aspecto econômico (FESTO, 2011).

Em resposta ao crescente índice de penetração de sistemas eólicos, os códigos de redes exigem que os aerogeradores mantenham-se conectados mesmo sob ampla faixa

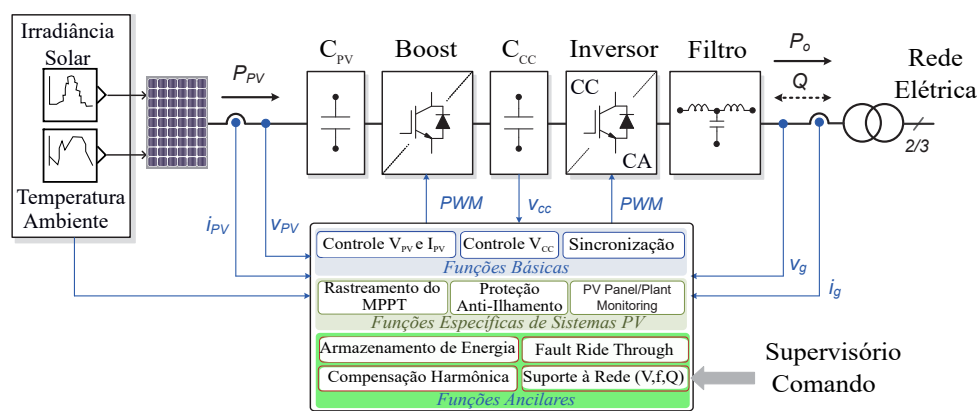
de variação da tensão no PCC (ENTSOE, 2012), fornecendo suporte para a estabilidade e recomposição do SEP. Tais requisitos são referenciados na literatura científica como suportabilidade à subtensão ou LVRT (do inglês, *Low Voltage Ride Through*).

Elucidada as configurações e aspectos mais relevantes de SERSV eólico e solar conectados à rede elétrica, as Figuras 7.(a) e 7.(b) resumem o diagrama unifilar e as funções de controle aplicadas em sistemas eólico e PV, respectivamente. É importante ressaltar que a execução de recursos específicos, tais como o suporte à rede, a compensação harmônica e o armazenamento de energia, dependem do nível de penetração de SERSV e das exigências dos códigos de rede locais. Ademais, as funções de controle básicas são associadas ao conversor do lado fonte (CLF), e ao conversor do lado da rede (CLR).

Figura 7 – Arquitetura de sistemas de geração de energia elétrica por fonte renovável



(a) Em sistemas eólicos.



(b) Em sistema solar fotovoltaico.

Fonte: Adaptado de (BLAABJERG et al., 2015).

• **Conversor do lado fonte:** Utilizando-se de estratégia MPPT este conversor atua de modo a favorecer a extração da máxima potência da fonte primária de energia. Especificamente em sistemas PV, esta função é exercida pelo conversor CC-CC, em sistema de duplo estágio, ou pelo conversor CC-CA, em sistema de único estágio. Em ambos os casos, o conversor altera a impedância vista pelo módulo PV, ou conjuntos destes, para ajustar a tensão CC de saída ao valor que resulte na máxima potência extraível possível. Posteriormente, dá-se a etapa *boost* adequando a tensão do barramento CC a nível adequado para conexão do CLR em paralelo com a rede elétrica.

Já em sistemas eólicos, este conversor regula a frequência das correntes no rotor (modelo conversor parcial) a fim de compensar o escorregamento do gerador elétrico. Tal mecanismo possibilita operar o gerador na velocidade síncrona e maximizar a potência gerada.

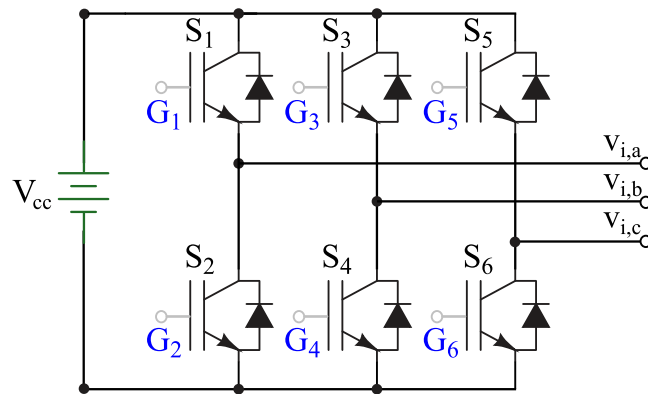
• **Conversor do lado da rede:** A este conversor é atribuído o controle de tensão do barramento CC e a sincronização das correntes com a tensão no PCC. Funções de suporte à rede ou ancilares podem ser realizadas, sendo já exigidos em sistemas eólicos por meio do recurso LVRT. No caso de sistemas PV, os conversores comerciais são projetados para injetar somente potência ativa, e se desconectarem em caso de falhas na rede elétrica (IEEE 1547, 2003). No entanto, com o crescente índice de penetração de SERSV os agentes reguladores da rede devem exigir destes o suporte para regulação da tensão e da frequência em conjunto com a concessionária.

1.2.2 Identificação do Problema

A Figura 8 ilustra a topologia clássica do conversor estático CC-CA fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter - VSI*), considerado a espinha dorsal dos sistemas de energia renovável na última década. Na versão trifásica, o VSI é constituído de seis chaves semicondutoras e autocomutadas com diodo conectado em antiparalelo, garantindo o caminho para a corrente quando a chave está bloqueada, a bidirecionalidade na circulação da corrente e a unidirecionalidade da tensão sobre a chave.

Na Figura 8, G_1 , G_2 , G_3 , G_4 , G_5 e G_6 são os sinais de controle e disparo das chaves semicondutoras IGBT (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*) S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , respectivamente. Por simplicidade, os circuitos utilizados no disparo e na proteção das chaves são omitidos.

Figura 8 – Topologia clássica do conversor CC-CA fonte de tensão



Fonte: Próprio autor.

A popularização da topologia deve-se, a princípio, a sua eficiência na obtenção de tensões trifásicas com amplitude e frequência controladas, característica que o faz ser bastante utilizado para acionamento de máquinas elétricas com velocidade variável e em fontes ininterruptas de energia. Quando conectado à rede, o VSI pode também operar como retificador ativo e dispositivo de condicionamento da qualidade de energia, tais como o STATCOM (do inglês, *Static Synchronous Compensator*) e filtros ativos. Em particular, a aplicação do VSI trifásico em SERSV é preferível por evitar o desbalanceamento de tensão na rede trifásica.

Os VSI usualmente operam com frequência de chaveamento acima de alguns kHz e modulação SPWM (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*). O princípio dessa modulação se baseia na comparação de um sinal senoidal de baixa frequência, tomado como referência, com um sinal triangular de frequência muito maior. Tal característica

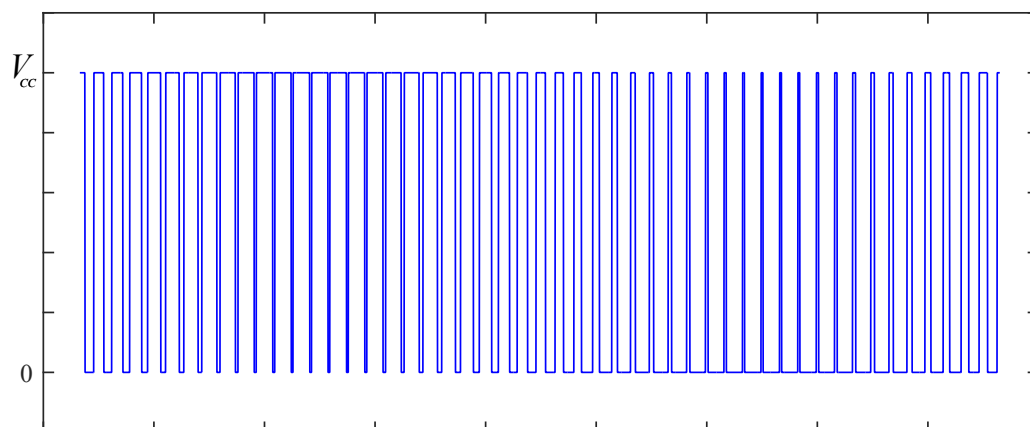
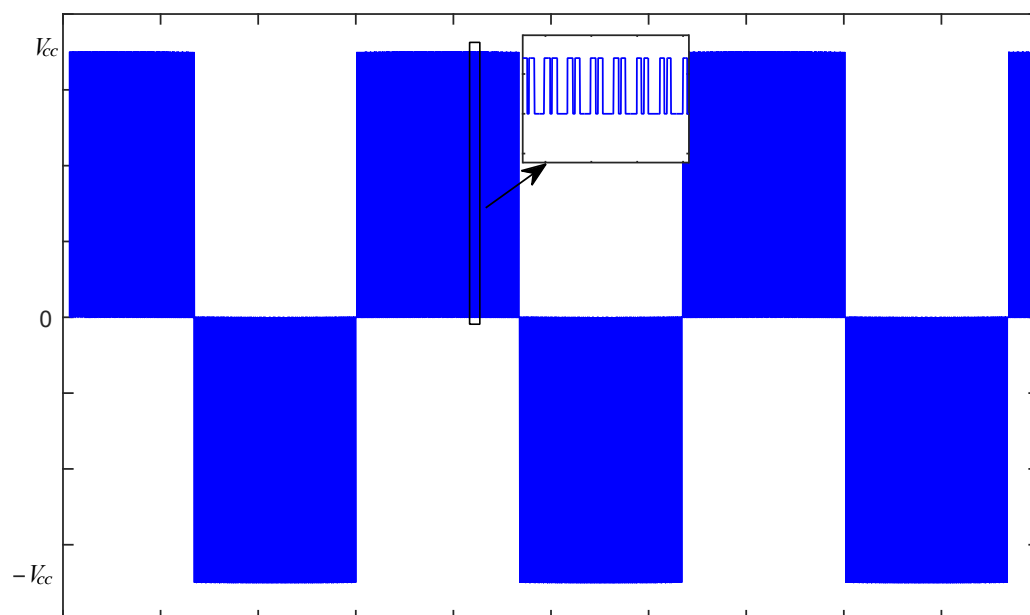
potencializa o conversor como gerador de harmônicas, impactando negativamente na qualidade da energia elétrica se o problema não é devidamente analisado e tratado.

Conforme relata Akagi (2005), a presença de harmônicas ocasiona sérios problemas na rede elétrica, tais como a degradação do fator de potência, distorções em estado permanente nas formas de onda da corrente e da tensão, sobreaquecimento de elementos reativos e irradiações de ondas eletromagnéticas. Logo, aspirando a sustentação da integridade de uma rede elétrica, filtros de natureza predominantemente indutiva devem compor a interface de qualquer SERSV com o PCC, interligando-o em paralelo.

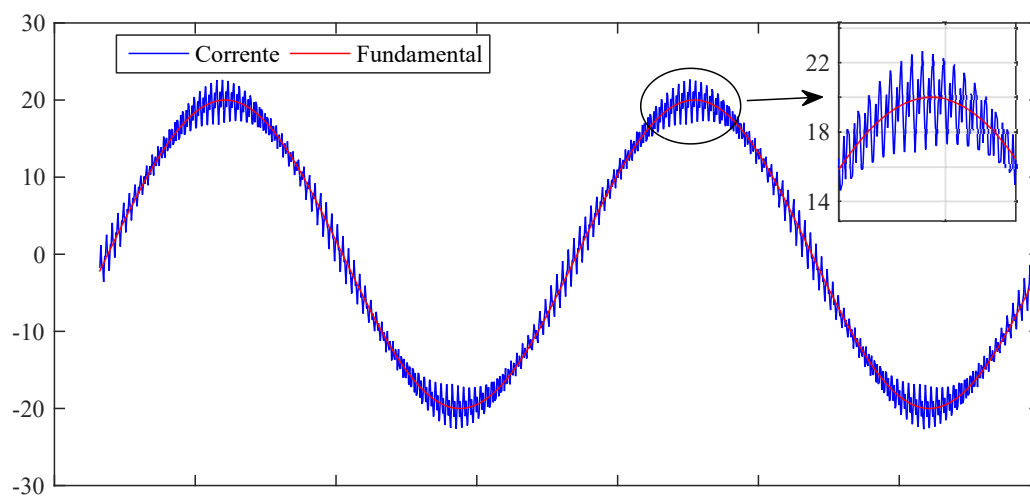
Elementos imprescindíveis para a interface amigável entre SERSV e a rede elétrica, os filtros de rede são elementos fundamentais para a injeção de correntes senoidais de baixa distorção, o que também determina a maior parte do comportamento dinâmico do VSI. A título de ilustração, na Figura 9 são destacadas as formas de onda do VSI com modulação senoidal. Em (a) tem-se a tensão no lado CA (tensão em cada braço), em (b) a tensão entre dois braços, e a corrente no filtro em (c). Percebe-se que a tensão aplicada na entrada do filtro é caracterizada por uma sucessão de pulsos retangulares em alta frequência, e de amplitude igual à tensão do barramento CC. Já a corrente apresenta uma componente fundamental de baixa frequência (cor vermelha) e harmônicas (cor azul).

Embora as normas brasileiras não estabeleçam um índice referente à distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* - THD) permitida, recomendações e padrões estabelecidos pelas organizações técnicas internacionais IEC (do, inglês *International Electrotechnical Commission*) e IEEE (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) aferem métodos para a medição da qualidade da energia elétrica e norteiam procedimentos para interligação de novas unidade de geração com a rede elétrica. Dentre os padrões internacionais destacam-se:

- **Std. IEEE 519/2014** - *Recommended Practice for Utility Interface of Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. Apresenta uma abordagem associada entre concessionárias e cliente, definindo níveis aceitáveis de harmônicas de tensão e de corrente no PCC entre a unidade de geração e a concessionária. Os limites estabelecidos neste padrão considera a operação em regime permanente e são recomendados para condições severas de operação. Os limites para a distorção harmônica da corrente são classificados em função da tensão nominal no PCC e das ordens harmônicas h individuais.

Figura 9 – Formas de ondas típicas do conversor CC-CA fonte de tensão(a) Tensão de fase: $v_{i,a}$, $v_{i,b}$ e $v_{i,c}$ 

(b) Tensão entre fases.



(c) Corrente no filtro.

Fonte: Próprio autor.

• **IEC 61000-3-2 - Limits for Harmonic Current Emissions.** O objetivo desta norma é tratar da limitação da harmônica de corrente injetada em sistemas de suprimento de energia elétrica. Ela especifica limites máximos de componentes harmônicas que podem ser introduzidas por equipamentos testados em condições específicas.

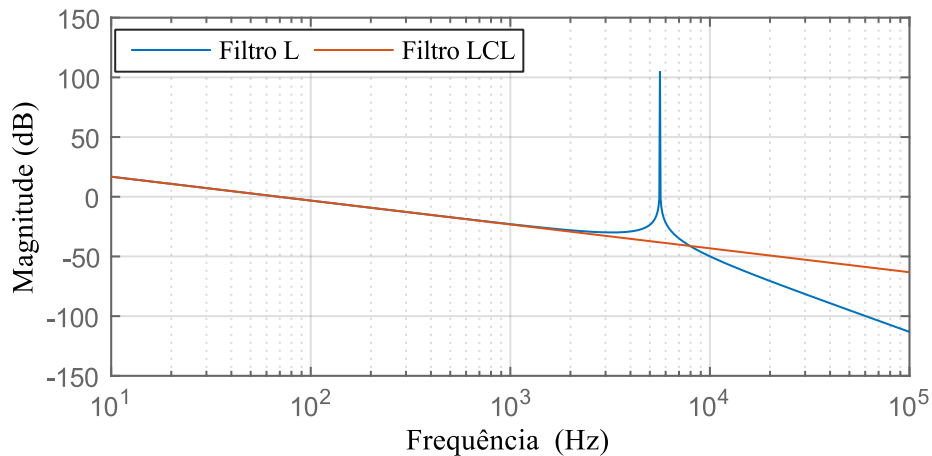
Três topologias de filtros passivos são difundidas em conversores VSI:

• **Filtro L (indutivo).** Esse filtro é o mais utilizado em consequência da simplicidade de construção e implementação do controle da corrente. No entanto, a obtenção de correntes de baixo conteúdo harmônico, por meio deste filtro, está condicionada a uma elevada indutância ou frequência de chaveamento, ou a ambas nos casos em que a rede elétrica é facilmente afetada por harmônicas (BÜYÜK et al., 2016).

Em aplicações acima de alguns dezenas de kW, as perdas por chaveamento inviabilizam a operação dos conversores eletrônicos em elevada frequência. Nesses casos, a indutância é usualmente aumentada, o que pode resultar num expressivo aumento de volume e peso do filtro, reduções na eficiência e na performance dinâmica do sistema de controle.

• **Filtro LC (indutivo - capacitivo).** Conectando capacitor ao indutor como *shunt* origina-se o filtro LC. Convencionalmente, a utilização desse filtro dá-se nas aplicações em que o objetivo é exercer o controle da tensão de saída, como por exemplo em sistemas de fornecimento de energia ininterrupta. Segundo Cha e Vu (2010) e Akagi (2005), dada a susceptível instabilidade causada pela conexão direta do capacitor em paralelo com a rede elétrica, este filtro não é adequado para a integração de SERSV com a rede.

• **Filtro LCL (indutivo - capacitivo - indutivo).** Filtros de terceira ordem como o LCL têm sido pesquisados nos últimos anos como alternativa ao tradicional filtro L, com a finalidade de proporcionar maior capacidade de atenuação e economia de materiais magnéticos e cobre. Contudo, a ressonância inerente aos filtros de alta ordem prejudicam a operação estável do filtro, razão pela qual precisam-se de técnicas de amortecimento passivas ou ativas (BERES et al., 2016; BÜYÜK et al., 2016; ZHANG et al., 2014). A título de ilustração a Figura 10 mostra o gráfico de ganho dos filtros LCL e L, cuja indutância total em ambos é de 1 [mH], a partir da qual verifica-se que a atenuação de ambos é aproximadamente a mesma em baixas frequências, enquanto nas frequências acima da ressonância, o filtro LCL passa a atenuar a uma razão de -60 dB/década.

Figura 10 – Comparativo da curva de ganho dos filtros L e LCL

Fonte: Próprio autor.

Apresentada a função do VSI e do filtro na integração de SERSV com a rede elétrica, e sob a perspectiva de atendimento aos requisitos básicos solicitados em normas, conclui-se que a seleção do filtro de interface com a rede e o controle da corrente no mesmo são requisitos fundamentais na busca por qualidade da energia injetada na rede. Com objetivo de trazer contribuições nesse seguimento de pesquisa, esta dissertação propõe uma metodologia unificada para dimensionamento do filtro LCL, associando-o com o projeto do sistema de controle da corrente alternada.

A fim de elucidar pontos específicos da pesquisa, na seção seguinte é apresentada uma revisão bibliográfica acerca do controle de corrente em conversores CC-CA fonte de tensão interligados à rede elétrica, enaltecendo características do sistema de controle da corrente nas referências dq e $\alpha\beta$. Em seguida, é apresentada um breve resumo sobre as técnicas de amortecimento aplicadas ao filtro LCL, projeto e implementação. No fim da seção, é também discorrido o conceito de compensação *feedforward* e atribuições na perspectiva de um sistema de controle robusto.

1.3 Estado da Arte

1.3.1 Controle da Corrente Alternada

O sistema de controle do VSI conectado à rede elétrica deve desempenhar a importante função de regular o fluxo de potência, por consequência, o controle da corrente alternada assume um papel vital. Com base nesta perspectiva, verifica-se como requisitos no projeto do controle em malha fechada:

- A precisão no rastreamento da referência de corrente, erro mínimo de amplitude e fase;
- Uma boa performance dinâmica, o que significa reduzir a resposta ao impulso;
- A capacidade de rejeição a perturbações;
- A robustez à variação de parâmetros do sistema controlado e da rede elétrica;

Para fins de análise, as tensões e correntes instantâneas do sistema elétrico são usualmente representadas por fasores (\vec{u}_a , \vec{u}_b e \vec{u}_c) definidos sobre eixos espaciais estacionários a , b e c , deslocados entre si de 120° , conforme a definição abaixo.

$$\begin{cases} \vec{u}_a = u_a(t)e^{j0} \\ \vec{u}_b = u_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \vec{u}_c = u_c(t)e^{j\frac{-2\pi}{3}} \end{cases} \quad (1.1)$$

Diferentes sistemas de referências podem ser relacionados por meio de transformações, o que possibilita representar um sinal ou conjuntos de sinais sob diferentes perspectivas. Em particular, os valores instantâneos do sistema elétrico, comumente em coordenadas estacionárias abc (referência natural), são plausíveis de serem avaliados em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ ou em coordenadas girantes (síncronas) $dq0$.

A transformada de *Clarke*, com matriz coeficiente $T_{\alpha\beta 0}$ em (1.2), é uma transformação linear invariante no tempo que reduz um sistema trifásico em um equivalente de eixos ortogonais, na qual a correlação entre as grandezas de ambos sistemas é mantida (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017). Ela é vantajosa pois separa a componente de sequência zero e a componente de sequência positiva dos vetores na referência abc . Consequentemente, os eixos α e β são linearmente independentes da componente homopolar e, em um sistema equilibrado, o uso do eixo u_0 é dispensável ($u_0=0$), convertendo um

sistema de 3 variáveis (u_a, u_b, u_c) em um sistema de 2 variáveis (u_α, u_β).

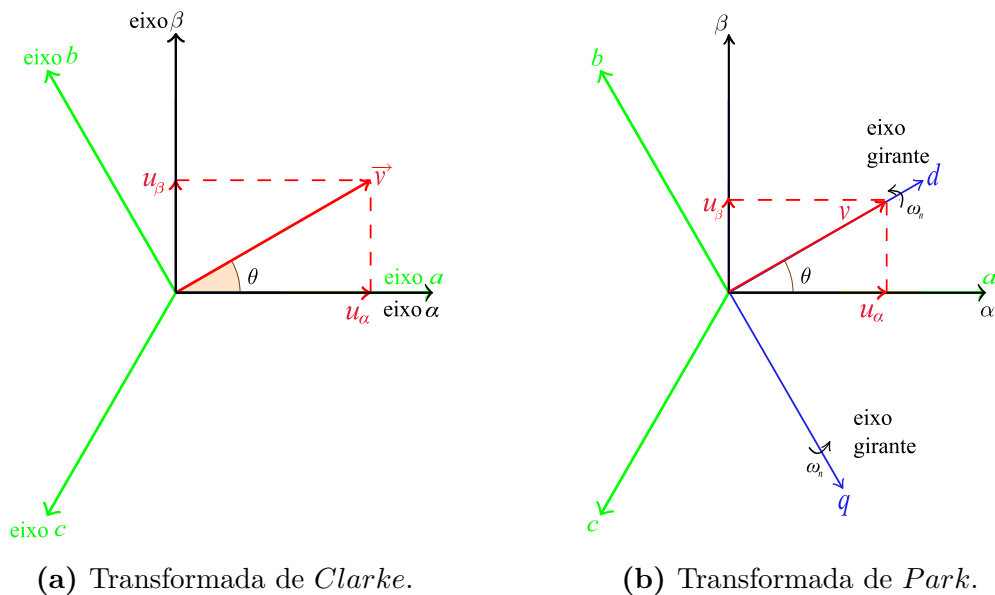
$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

O sistema de coordenadas $\alpha\beta$ é estacionário no tempo, logo variáveis senoidais na referência natural permanecem senoidais na referência ortogonal. Fazendo os eixos α e β girarem em sincronismo com a rede elétrica, dá-se origem ao sistema de coordenadas síncronas $dq0$, denominada de transformada de *Park*, com matriz coeficiente T_{dq0} em (1.3).

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{T_{dq0}} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

A Figura 11.(a) ilustra a correlação entre as referências abc e $\alpha\beta0$, na qual o eixo α é alinhado ao eixo a , enquanto a Figura 11.(b) ilustra a representação gráfica da transformada de *Park*, no qual θ é o ângulo entre o eixo girante d e o eixo estacionário a .

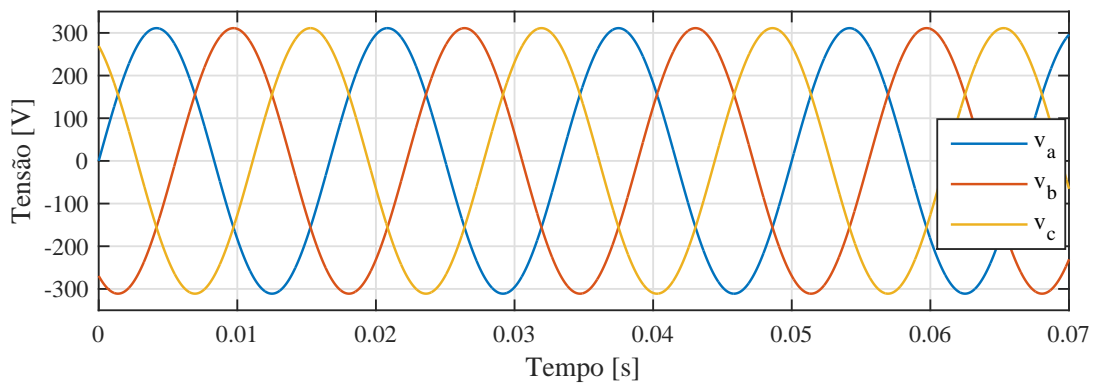
Figura 11 – Representação gráfica da transformação de coordenadas



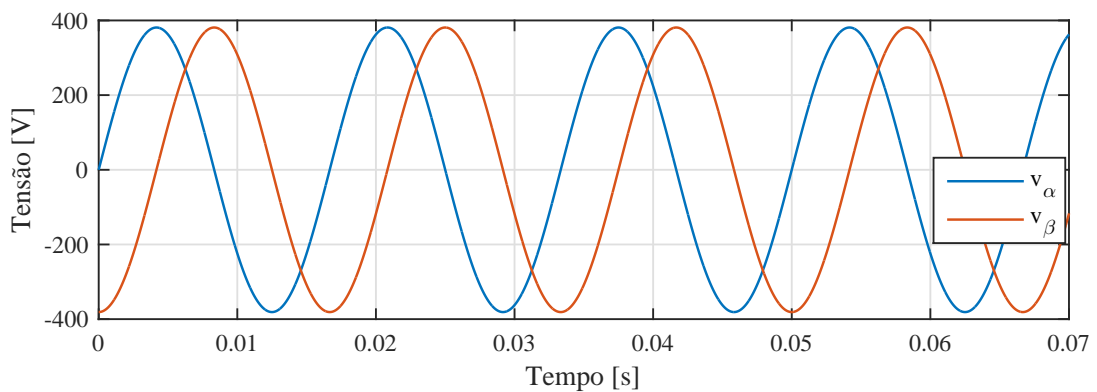
Fonte: Próprio autor.

A transformação de *Park* permite relacionar variáveis de um referencial estático com um referencial girante. Dessa forma, visualizadas na referência $dq0$, as variáveis na referência abc e $\alpha\beta0$, originalmente senoidais, transformam-se em valores constantes. A título de ilustração, a Figura 12 mostra as formas de onda da tensão em um sistema elétrico trifásico equilibrado representadas nas referências abc , $\alpha\beta$ e dq .

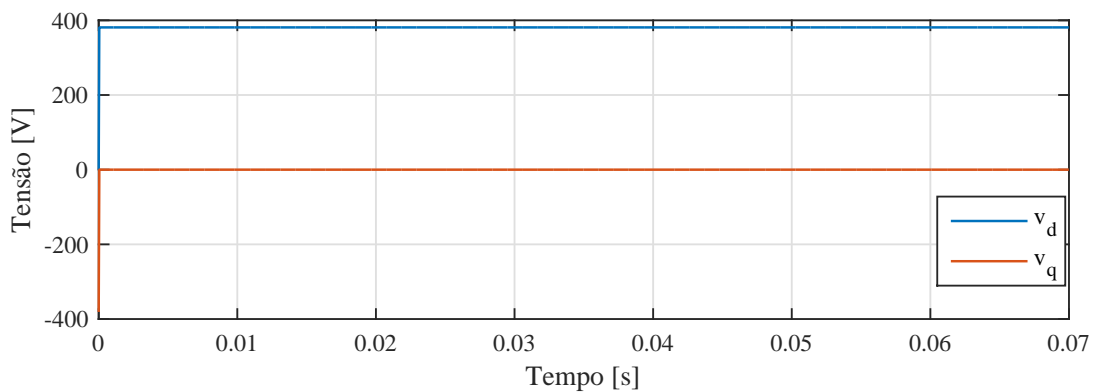
Figura 12 – Representação da tensão trifásica da rede elétrica em coordenadas estacionárias e síncronas



(a) Em coordenadas abc .



(b) Em coordenadas $\alpha\beta$.



(c) Em coordenadas dq .

Fonte: Próprio autor.

Na prática, a adoção do sistema de referência ocorre em etapa anterior à seleção do controlador. Quanto a isso, verifica-se uma forte tendência para a utilização dos controladores PI (Proporcional Integral), PR (Proporcional Ressonante), *deadbeat* e *histerese* por exercerem de forma satisfatória o controle da corrente senoidal em conversores integrados à rede (VILLALVA, 2010).

Segundo Blaabjerg et al. (2015), para a regulação da corrente, estabilização do barramento CC e sincronização com a rede elétrica, os conversores devem operar com rápida dinâmica, no qual os controladores PI e PR são amplamente difundidos. Sendo tal afirmação considerada, os parágrafos seguintes apresentam uma introdução direcionada as características desses controladores.

O controlador PI é largamente utilizado pela simplicidade de ajuste de seus parâmetros k_p (ganho proporcional) e k_i (ganho integral), sobretudo em aplicações nas quais o sinal de referência é constante no tempo. Seja (1.4) a equação do controlador PI no domínio da frequência.

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (1.4)$$

Caracterizado por ganho infinito na frequência zero e ganho finito em frequências acima, a performance do controlador PI no rastreamento de sinais alternados apresenta como desvantagens:

- A incapacidade de zerar o erro em regime permanente, característica típica do esquema de controle de corrente em referências estacionárias empregando este controlador;
- A baixa capacidade de rejeitar distúrbios provenientes de sinais periódicos;
- A possibilidade de saturação da parcela integral. Villalva (2010) afirma que na prática qualquer pequeno componente CC presente na corrente, muito comum devido a erros nas medidas e no condicionamento dos sinais, pode saturar o integrador e prejudicar o desempenho do sistema de controle.

As limitações descritas são sanadas por meio da implementação do PI na referência dq , fazendo os eixos d e q girarem com a mesma velocidade angular do sinal a ser rastreado. Desse modo, se $\omega_n = 2\pi f_n$ é a velocidade de rotação dos eixos d e q , no qual f_n é a frequência da rede elétrica, as tensões e correntes da rede passam a ser visualizadas pelo controlador como constantes.

Embora a utilização do controlador PI na referência síncrona seja a solução mais difundida para o controle de corrente alternada (TEODORESCU; LISERRE; RO-

DRIGUEZ, 2011), faz-se necessário esclarecer desvantagens em respeito ao controle em coordenadas estacionárias, conforme explicitado a seguir:

- A performance do controle em dq é bastante sensível ao desempenho do algoritmo de sincronização responsável pela detecção do ângulo de fase $\theta(t) = \omega_n t$ e da frequência da tensão da rede elétrica no PCC. Tal dependência reflete em um aumento do atraso do sistema de controle em condições de transitório;
- A partir do sistema de equações (1.5), com demonstração em (VILLALVA, 2010), verifica-se o acoplamento entre os eixos d e q nas tensões V_d e V_q do VSI, sendo este proporcional à frequência angular da rede elétrica. A componente da tensão no eixo d depende da componente de corrente no eixo q , assim como a componente da tensão no eixo q depende da componente de corrente no eixo d , o que dificulta a obtenção das funções de transferências que relacionam diretamente as correntes de rede (I_d e I_q) com as tensões do VSI ($V_{d,vsí}$ e $V_{q,vsí}$).

$$\begin{cases} V_{d,vsí}(s) - V_{d,rede}(s) = R I_d(s) + s L I_d(s) - \omega_n L I_q(s) \\ V_{q,vsí}(s) - V_{q,rede}(s) = R I_q(s) + s L I_q(s) + \omega_n L I_d(s) \end{cases} \quad (1.5)$$

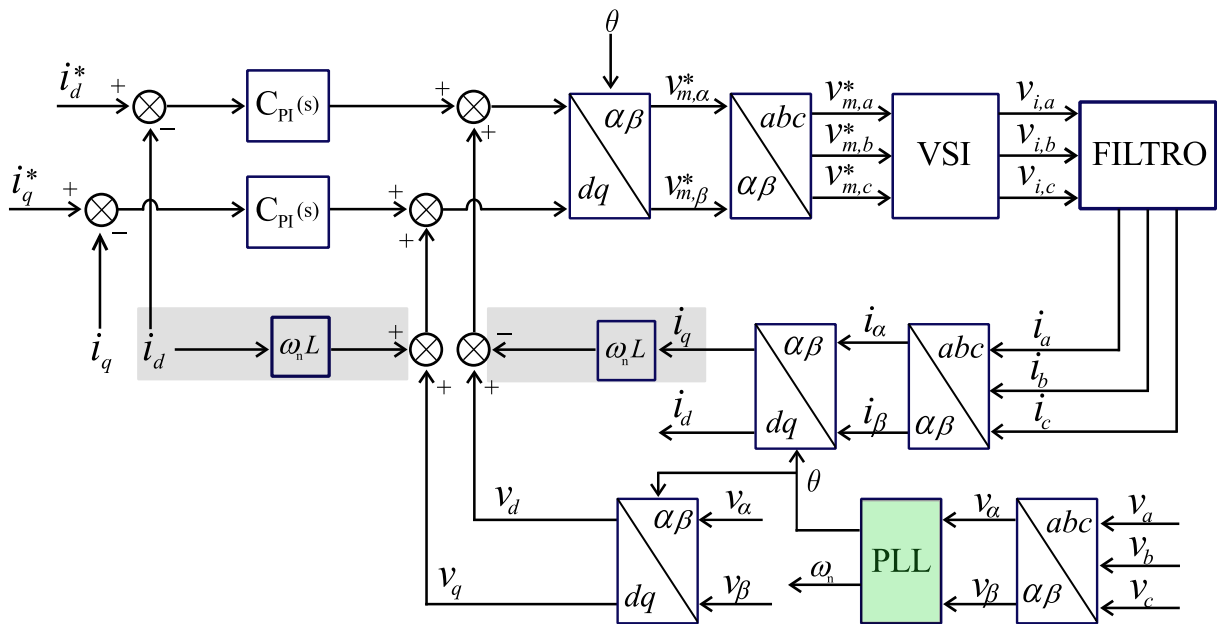
em que L é a indutância do filtro de interface e R a resistência dos enrolamentos.

Nisso consiste o maior obstáculo dos controladores baseados no sistema de referência dq , pois o acoplamento impede o controle independente das variáveis nos eixos d e q (ZHOU; LIU; ZHANG, 2015; ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001).

- A utilização da matriz de transformação de *Park* impõe um avanço de frequência no sistema. Virtualmente, um par de pólos complexos não amortecidos é adicionado ao sistema de controle, o que torna o sistema marginalmente instável, impossibilitando a análise da dinâmica (*overshoot*, tempo de assentamento) do sistema em malha fechada, segundo critérios de controle clássico.

A Figura 13 apresenta o diagrama de blocos para o controle da corrente no filtro L , em coordenadas síncronas, aplicado na interface entre o VSI e uma rede trifásica balanceada (componente de sequência zero nula). Os termos sombreados referem-se à compensação de potência reativa usualmente aplicada para reduzir o acoplamento entre os eixos d e q . Já o bloco destacado na cor verde, diz respeito ao PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) que é o algoritmo responsável pela estimação do ângulo da tensão de rede, parâmetro este necessário para a sincronização das correntes na saída do filtro (i_a , i_b e i_c) com as tensões (v_a , v_b e v_c) no PCC.

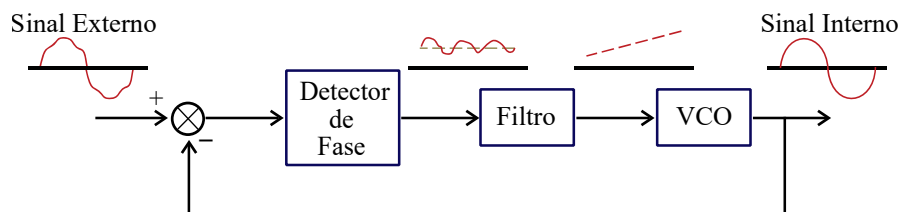
Figura 13 – Diagrama de controle da corrente em coordenadas dq com eixos virtualmente desacoplados



Fonte: Próprio autor.

A estrutura genérica do bloco PLL é mostrada na Figura 14. O bloco Detector de Fase realiza a comparação do ângulo de fase estimado pelo algoritmo com a fase do sinal na entrada, o bloco Filtro corrige o erro calculado no bloco anterior e, por fim, tem-se um oscilador controlado por tensão (do inglês, *Voltage Controlled Oscillator*- VCO), bloco responsável por estimar o ângulo θ baseado na introdução de uma frequência de referência. Para maior aprofundamento sobre o assunto recomenda-se (FILHO et al., 2008; CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; SILVA et al., 2004).

Figura 14 – Estrutura genérica do algoritmo de sincronização em malha fechada, PLL



Fonte: Próprio autor.

Em alternativa ao controle em coordenadas síncronas, é possível projetar controladores em coordenadas estacionárias com características dinâmicas virtualmente semelhantes (ZMOOD; HOLMES, 2003; ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001). O controlador em coordenadas estacionárias equivalente é do tipo proporcional e ressonante, cuja a equação é destacada em (1.6). A soma da ação proporcional com a ação ressonante

resulta em um alto ganho na frequência ω_n , sendo a parcela ressonante entendida como um integrador de sinais alternados.

O controlador ressonante tornou-se popular pela capacidade de eliminar o erro em regime no seguimento de sinais alternados, sem demandar, para tanto, a utilização da transformação de coordenadas. A partir da equação do controlador PR (1.6), verifica-se que o mesmo apresenta ganho infinito na frequência ω_n e, por isso, é suficiente na eliminação do erro em regime se o sinal de referência oscila na mesma frequência.

$$C_{PR}(s) = k_p + \frac{sk_r}{s^2 + \omega_n} \quad (1.6)$$

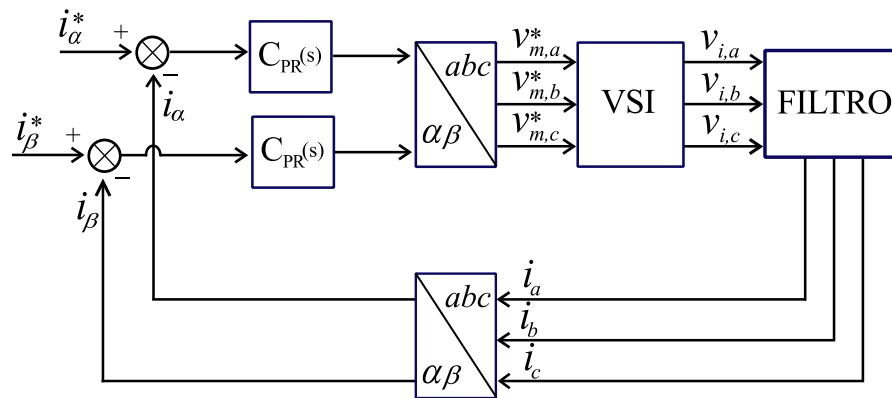
Controladores ressoantes sintonizados para a rejeição de harmônicas de baixa ordem podem ser inseridos em paralelo ao controlador de baixa frequência da malha de corrente. Mastromauro, Liserre e Dell'Aquila (2008) e Teodorescu et al. (2006) constatam que a adição de compensadores harmônicos não afeta a dinâmica do controlador sintonizado na frequência de rede. Tal característica consiste numa interessante vantagem do sistema de controle baseado no controlador PR.

A eficácia do controlador PR em coordenadas estacionárias e do controlador PI em coordenadas síncronas no rastreamento de sinais alternados concorda com a teoria do modelo interno que afirma:

"Se os modelos da referência e da perturbação estiverem incluídos na malha de realimentação do sistema, é assegurado um rastreamento de referência e uma boa capacidade de rejeição a perturbações" (FRANCIS; WONHAM, 1976).

O diagrama de blocos do controle da corrente em coordenadas $\alpha\beta$ é apresentado na Figura 15. Comparando os diagramas do controle em dq e $\alpha\beta$, verifica-se uma redução no esforço computacional inerente à transformação de coordenadas, ao desacoplamento de eixos e à ausência do PLL, o que torna a opção pelo controlador PR adequada inclusive em VSI monofásicos.

Quanto ao controle em coordenadas estacionárias abc , tal abordagem é mais comum em sistemas trifásicos desequilibrados, do contrário, o controle em $\alpha\beta$ reduz a dois o número de controladores necessários. Vale a pena observar que na presença de um transformador ΔY com neutro isolado, comumente utilizando para fins de isolamento, apenas duas das correntes da rede elétrica podem ser controladas, sendo a terceira igual ao negativo da soma das outras duas, segundo a lei de *Kirchhoff*.

Figura 15 – Diagrama de controle da corrente em coordenadas $\alpha\beta$ 

Fonte: Próprio autor.

1.3.2 Filtro de Conexão LCL

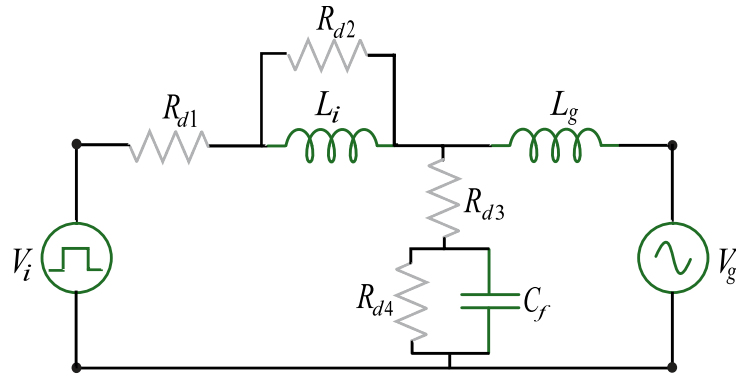
Na maioria das aplicações, a seleção do filtro de interface entre conversores e a rede elétrica é baseada no compromisso entre a capacidade de atenuação, a queda de tensão resultante, a potência reativa consumida, perdas, custo, volume e tamanho.

Por proporcionar atenuação muito maior fazendo uso, para tanto, de tamanho reduzido de componentes comparado ao tradicional filtro L e sem aumentar significativamente o consumo de potência reativa na frequência fundamental, o filtro LCL é provavelmente a topologia de filtro passivo mais utilizado na interface de conversores eletrônicos integrados à rede elétrica (BERES et al., 2016). No entanto, devido ao par de pólos complexos conjugados localizados no limite da estabilidade no plano s , o controle de corrente desse filtro é uma tarefa complexa, tendendo à instabilidade se alguma harmônica de tensão gerada pelo conversor ocorre próxima à frequência dos pólos.

A ressonância do filtro LCL pode ser amortecida mediante a inclusão de componentes resistivos, comumente referenciada como resistência de amortecimento R_d , tanto em série quanto em paralelo com os indutores ou com o capacitor do filtro, conforme realça a Figura 16.

As metodologias para o amortecimento da ressonância a partir da inclusão de R_d são classificadas pela literatura científica como métodos de amortecimento passivo (do inglês, *passive damping methods*). Tais metodologias se caracterizam pela simplicidade de implementação e robustez, não exigindo custo adicional em sensores e modificações no sistema de controle, o que torna tal solução mais atrativa a nível industrial (BERES et al., 2016). No entanto, a opção pelo amortecimento passivo acarreta redução na eficiência global do sistema e na capacidade de atenuação original do filtro (BÜYÜK et al., 2016;

Figura 16 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL com diferentes posições (paralelo ou série) para a alocação da resistência de amortecimento



Fonte: Próprio autor.

PENA-ALZOLA et al., 2013).

Como alternativa aos *passive damping methods*, métodos de amortecimento ativo (do inglês, *active damping methods*) são amplamente investigados, nos quais a ressonância é amortecida por meio de modificações na estrutura do sistema de controle do filtro. Tais abordagens possibilitam a estabilização do filtro sem comprometer a capacidade original de atenuação do mesmo e a eficiência do sistema, no entanto, traz consigo complexidade ao projeto da malha de corrente e aumento de custo final do projeto.

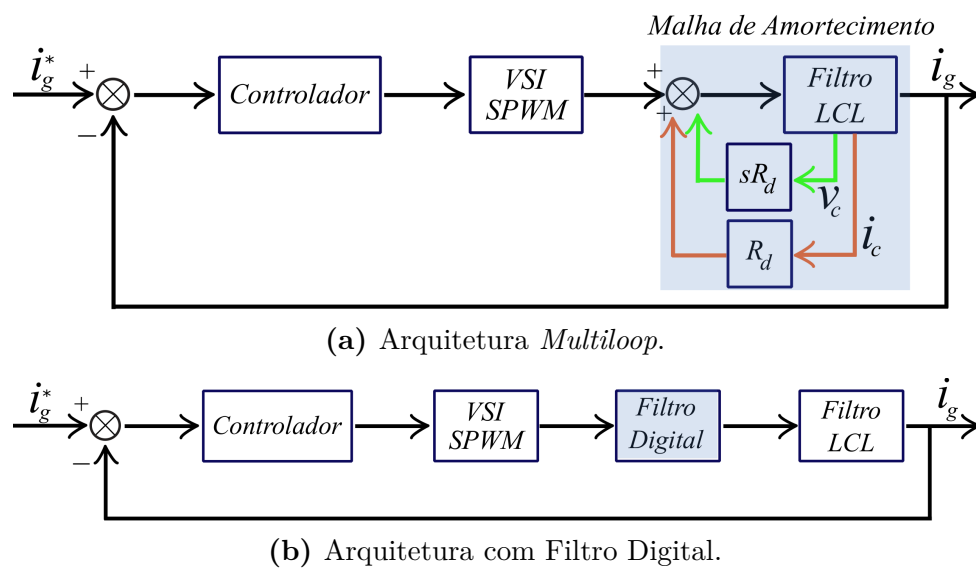
Em (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014; TANG et al., 2012; DANNEHL; LISERRE; FUCHS, 2011; WANG et al., 2010) encontra-se material bibliográfico sobre o amortecimento ativo do filtro LCL, sendo apresentadas diferentes abordagens para a implantação da estratégia, realizada análise de estabilidade e apresentação de resultados experimentais.

Uma interessante questão acerca do controle de corrente do filtro LCL e, que também diz respeito ao amortecimento da ressonância, é a dupla possibilidade de realimentação da corrente. Diferentemente do filtro L em que a corrente é a única variável disponível para o controle, no filtro LCL há a possibilidade de realimentação da corrente de entrada (corrente na L_i) e da corrente de saída (corrente na L_g).

Tang et al. (2012) demonstra que o controle da entrada do filtro LCL introduz um inerente termo de amortecimento no sistema de controle, contribuindo para neutralização da ressonância do filtro. O controle da corrente de saída é preferível devido à ligeira melhora na estabilidade obtida comparada ao controle da corrente de entrada, sendo aquele adotado em aplicações nas quais o conversor regula o fator de potência (DANNEHL et al., 2010). Por esse motivo, neste trabalho o controle é aplicado à corrente de saída do filtro.

Diagramas do controle da corrente do filtro LCL com *active damping* são ilustradas na Figura 17. Um dos métodos mais renomados e utilizados é o da chamada resistência virtual (do inglês, *virtual resistance*), no qual o amortecimento proveniente de R_d é emulado a partir da medição de outros estados, comumente a corrente do capacitor multiplicada por um ganho ou a da tensão do capacitor, utilizando-se de um controlador proporcional derivativo, conforme destaca o esquema de controle (a). A implementação dessa arquitetura resulta em um custo adicional com sensores.

Figura 17 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente filtro LCL incluindo o *active damping*



Fonte: Próprio autor.

Já no esquema de controle (b), o *active damping* é obtido a partir da implementação de um filtro que introduz uma ressonância contrária à ressonância do filtro. Diferentemente do método da resistência virtual, o amortecimento a partir da implementação de um filtro na malha de corrente não requer a medição adicional de um estado ou sua estimativa, diminuindo o custo de implementação. No entanto, a eficácia dessa abordagem é susceptível a largas variações paramétricas do filtro e da rede, demandando nesse caso o auto ajuste do filtro digital. *Notch Filter* e *Bi-Quadratic Filter* são os filtros utilizados com este propósito. Método de ajuste destes e avaliação da estabilidade relativa do filtro LCL com a implementação do diagrama em questão são disponíveis em (BÜYÜK et al., 2016; YAO et al., 2015; GERVASIO et al., 2013).

Diante do exposto, embora o filtro LCL apresente elevada atenuação com componentes de tamanho menor, seu uso demanda maior complexidade no projeto da

malha de corrente. Assim, afora os critérios usualmente adotados no projeto dos filtros de rede, o projeto do filtro LCL requer atenção quanto à atenuação de sua ressonância e sua consequente estabilização em malha fechada.

1.3.3 Controle *FeedForward*

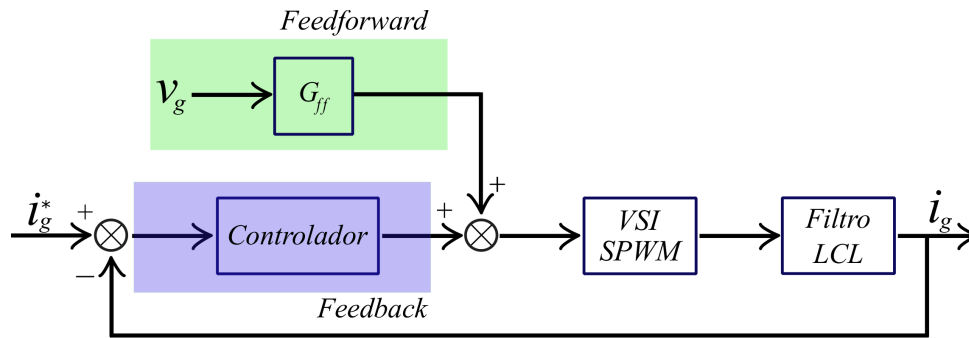
O aumento da largura de banda do controlador presente na malha direta, conhecido como compensador *feedback*, de um sistema em malha fechada contribui diretamente na rejeição de distúrbios. Tal configuração para o sistema de controle é desejado especialmente em aplicações nas quais as variáveis controladas são bastante susceptíveis as interferências causadas por agente exógenos, como por exemplo, um SERVS conectado à rede cuja a tensão no PCC apresenta relevante distorção harmônica.

Esse inconveniente, no entanto, pode ser contornado a partir da inserção de uma ação preditiva ou *feedforward* em resposta aos distúrbios presentes no sistema. Brosilow e Joseph (2002) afirmam que a ação *feedforward* em conjunto com a ação *feedback* proporciona ao sistema de controle uma melhora significativa de desempenho quando comparado ao convencional sistema de controle em malha fechada. A ação *feedforward* tem por propriedade se antecipar à ação *feedback* frente à ocorrência de perturbações na saída do sistema e, numa situação ideal, minimiza significativamente o efeito dos distúrbios.

Implementado ao sistema de controle do VSI conectado à rede, o *feedforward* torna o controle robusto frente aos transitórios de tensão, sendo especial a sua aplicação em sistemas de alta potência, pois a largura de banda do sistema da malha de realimentação tende a diminuir com o decréscimo da frequência de chaveamento. Aplicações de controladores *feedforward* no controle da corrente de VSI com filtro LCL integrados à rede são disponíveis em (ZHANG et al., 2014; LI et al., 2013; ZOU et al., 2013).

A Figura 18 ilustra uma possível arquitetura para o diagrama de blocos da malha de corrente do filtro LCL com ação *feedforward* da tensão de rede. A tensão medida no PCC é adicionada à malha de controle e, a partir dessa implementação, o esforço do controlador *feedback* se reduz à compensação da queda de tensão sobre o filtro na frequência fundamental. Outra plausível possibilidade, consiste em adicionar uma ação *feedforward* para compensar variações paramétricas do filtro, tais como a variação das indutâncias em função da saturação dos magnéticos e a queda de tensão sobre o filtro em função da potência processada.

Figura 18 – Diagrama de controle da corrente do filtro LCL com amortecimento passivo e ação *feedforward* da tensão de rede



Fonte: Próprio autor.

Seguindo esta linha de raciocínio e a fim de reduzir esforço no projeto do sistema de controle, busca-se concatenar o dimensionamento do filtro LCL com base em parâmetros de desempenho do controle em malha fechada. Em outras palavras, é desejável unir o projeto do filtro com o projeto do sistema de controle da corrente.

1.4 Objetivos do Trabalho

O objetivo geral deste trabalho é apresentar uma metodologia para dimensionamento de filtro LCL com indutores saturáveis, que permite otimizar a implementação do sistema de controle de corrente do conversor conectado à rede elétrica.

Os objetivos específicos são:

- Modelar um filtro LCL para interface entre um conversor CC-CA trifásico de 15 [kW]/18 [kHz] e a rede elétrica de 380 [V]/60 [Hz].
- Apresentar uma metodologia para dimensionamento das indutâncias do filtro LCL, de maneira a possibilitar o incremento no desempenho do sistema de controle da corrente no filtro em termos de estabilidade e dinâmica.
- Aplicar um controlador PI na malha de corrente do filtro LCL na referência estacionária $\alpha\beta$, em conjunto com uma ação *feedforward* equivalente à soma da tensão da rede mais a queda de tensão sobre o filtro, de modo a prescindir o uso de algoritmo de sincronização com a tensão da rede elétrica no sistema de controle da corrente.
- Apresentar uma metodologia de ajuste de uma compensação para o amortecimento da ressonância do filtro LCL, e assim possibilitar a operação estável do conversor CC-CA conectado à rede por meio desse filtro.

- Implementar conversor CC-CA e filtro LCL em bancada de testes

Como parâmetros de projeto são considerados:

1. A harmônica da corrente de entrada e da corrente de saída do filtro LCL.
2. A queda de tensão sobre as indutâncias do filtro LCL na frequência da rede na condição em que o conversor opera em potência nominal.
3. A localização da ressonância do filtro LCL em resposta à variação da permeabilidade magnética em núcleos ferromagnéticos disponíveis comercialmente.

As especificações adotadas no projeto são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Características operacionais do conversor CC-CA desse trabalho

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P_n	15 [kW]
Frequência de Chaveamento	f_{ch}	18 [kHz]
Frequência de Amostragem	f_{am}	36 [kHz]
Barramento CC	V_{cc}	700 [V]
Corrente Eficaz CA	$I_{g,n}$	25 [A]
Tensão Eficaz da Rede	V_{rede}	380 [V]
Frequência da Rede	f_n	60 [Hz]

Fonte: Próprio autor.

1.5 Estrutura do Trabalho

A dissertação está dividida em 6 capítulos. No primeiro capítulo, a dissertação é contextualizada mediante introdução sobre o panorama atual do setor de energia, sendo enfatizado o crescente índice de penetração de fontes renováveis de saída variável para o suprimento da demanda por energia elétrica, e o papel da eletrônica de potência nesse processo. Mais especificamente, a partir da Seção 1.2.1, as funções de controle exigidas e aplicadas na integração de fonte eólica e solar com a rede elétrica são elucidadas, introduzindo a motivação do trabalho. Posteriormente, o estado da arte do controle da corrente alternada em conversores CC-CA conectados à rede e características intrínsecas do filtro LCL são descritos.

No segundo capítulo é apresentada a metodologia proposta para o dimensionamento do filtro LCL utilizado na interface entre o conversor CC-CA e a rede elétrica. Definições são apresentadas e, com base nas equações da corrente de entrada e saída do filtro e na variação da permeabilidade magnética dos núcleos disponíveis comercialmente, valores máximos de indutâncias são estabelecidas a fim de otimizar o filtro LCL em tamanho, a implementação da ação *feedforward* e, por consequência, o sistema de controle da corrente.

No terceiro capítulo, a temática de amortecimento da ressonância do filtro LCL por meio ativo é formalmente definida, juntamente com o conceito da resistência virtual. Com base nisso, propõe-se um modelo para projeto de uma malha de amortecimento da ressonância, o que garante a estabilidade na operação do filtro, encerrando o capítulo com o roteiro de implementação dessa malha.

No quarto capítulo, o controlador da malha de corrente de saída do filtro LCL é projetado. Em seguida, o modelo de simulação desenvolvido no ambiente *Matlab/Simulink* é descrito e, por fim, apresentado os resultados de simulação.

No quinto capítulo a bancada de testes e seus principais componentes são descritos. Em seguida, os resultados obtidos experimentalmente para a validação dos estudos desenvolvidos são apresentados.

Logo após, no capítulo seis são expostas conclusões que resumem o desfecho do projeto como um todo, expondo pontos positivos como possíveis desvantagens de algumas escolhas. Ao final, apresentam-se propostas de trabalhos futuros como forma de dar continuidade ao projeto que segue uma linha de pesquisa emergente.

2 Análise e Dimensionamento do Filtro LCL

2.1 Introdução

Usualmente o projeto da malha de realimentação do inversor VSI e o dimensionamento do filtro de rede são realizados separadamente. O filtro é normalmente projetado para limitar a distorção harmônica da corrente objetivando o atendimento dos limites estabelecidos em normas. Posteriormente, o controlador é adicionado e projetado de acordo com os parâmetros predefinidos para o filtro. Tal abordagem, no entanto, torna mais complicada a análise da estabilidade e projeto do sistema de controle quando levada em consideração o uso do filtro LCL, já que o mesmo apresenta ressonância, três componentes (dois indutores e um capacitor) a serem dimensionados e sujeitos a variações paramétricas.

Para fins de otimização, o projeto do filtro de interface com a rede elétrica e do controlador da malha de corrente devem ser consideradas em conjunto. Em particular, verifica-se poucas publicações em que o dimensionamento do filtro LCL é concatenado com o projeto do controlador. A título de exemplo, Zhang et al. (2014) apresentam uma metodologia que une o dimensionamento do filtro LCL com o projeto de controlador PI para a malha de corrente na referência dq . Inicialmente o controlador é ajustado considerando apenas a indutância total do filtro. Em seguida o capacitor é adicionado, introduzindo a ressonância. Considerando o controlador PI projetado e inalterada a indutância total do filtro, a estabilidade após a adição do capacitor passa a depender da localização da ressonância. Os autores então identificam uma estreita relação entre a margem de ganho e a frequência de cruzamento da malha de corrente compensada para diferentes localizações da ressonância. A partir dessa temática, o filtro LCL é dimensionado de modo a atender especificações sob a perspectiva do controle e da qualidade de energia transferida. Adicionalmente, um controlador *feedforward* da tensão de rede é utilizado, adicionando uma componente de tensão capaz de amortecer a ressonância.

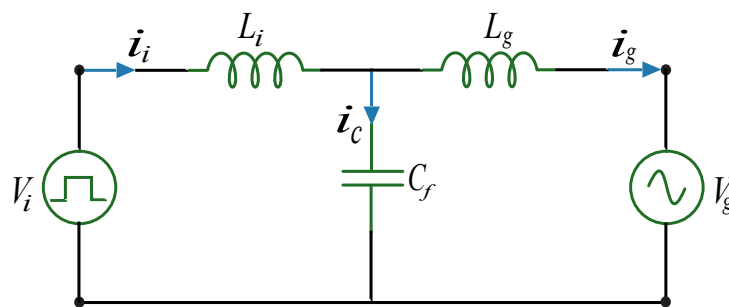
Zhang et al. (2014) afirma que o bom desempenho para o sistema de controle do inversor conectado à rede por meio do filtro L e a atenuação harmônica obtida pelo filtro LCL podem ser bem integrados.

A fim de trazer contribuição a essa linha de pesquisa, sobretudo facilitar o projeto e a implementação do sistema de controle da corrente de filtro LCL, as seções seguintes apresentam uma sistemática metodologia integrada de cálculo das indutâncias do filtro LCL. Para tanto é considerada a aplicação do inversor (ou conversor CC-CA) em SERSV com flexibilidade de suporte a reativo, e portanto a corrente de saída do filtro LCL é a variável realimentada. A análise qualitativa desta corrente em respeito à tensão do inversor (sinal de controle) e a tensão de rede (distúrbio) é investigada, e obtida as equações que norteiam a dinâmica do filtro nas frequências de rede e chaveamento. Posteriormente a análise é generalizada considerando a utilização de núcleos magnéticos sujeito a variação de permeabilidade magnética.

2.2 Análise do Filtro

O circuito equivalente monofásico do filtro LCL de interface entre o inversor e a rede elétrica é representado na Figura 19. Para objetivo de análise, a resistência dos enrolamentos dos indutores, bem como a resistência série do capacitor são consideradas desprezíveis. L_i e L_g simbolizam as indutâncias conectadas ao inversor e à rede, respectivamente, e C_f a capacitância *shunt*. Por consequência, os índices i e g identificam as grandezas elétricas no lado do inversor e rede, respectivamente.

Figura 19 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL



Fonte: Próprio autor.

Aplicando as leis de *Kirchoff* e a representação do circuito no domínio da frequência, as equações (2.1) - (2.3) são obtidas.

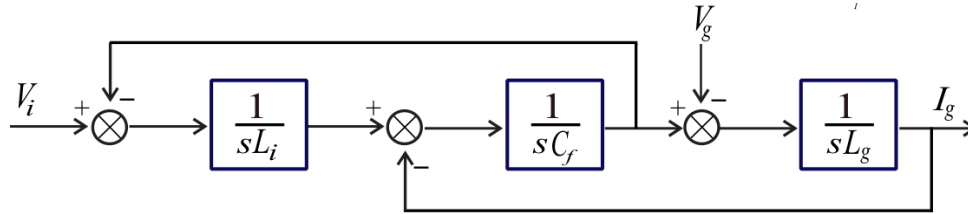
$$V_i(s) - V_c(s) = sL_i I_i(s) \quad (2.1)$$

$$V_c(s) - V_g(s) = sL_g I_g(s) \quad (2.2)$$

$$I_c(s) = I_i(s) - I_g(s) \quad (2.3)$$

O diagrama de blocos equivalente ao filtro LCL é mostrado na Figura 20.

Figura 20 – Diagrama de blocos do filtro LCL



Fonte: Próprio autor.

A análise e projeto do sistema de controle da corrente do filtro exigem a obtenção das equações que relacionam diretamente a variável de controle I_g com os sinais de controle V_i e I_i . Substituindo a tensão sobre o capacitor das equações (2.1) e (2.2) pela relação em função da corrente, $V_c(s) = \frac{I_c(s)}{sC_f}$, a corrente no capacitor $I_c(s)$ passa a ser expressa como:

$$I_c(s) = -s^2C_fL_i I_i(s) + sC_f V_i(s) \quad (2.4)$$

$$I_c(s) = s^2C_fL_g I_g(s) + sC_f V_g(s) \quad (2.5)$$

Substituindo (2.4) e (2.5) em (2.3) resultam respectivamente:

$$I_i(s) = \underbrace{\frac{1}{1 + s^2C_fL_i}}_{G_1(s)} I_g(s) + \underbrace{\frac{sC_f}{1 + s^2C_fL_i}}_{J_1(s)} V_i(s) \quad (2.6)$$

$$I_g(s) = \underbrace{\frac{1}{1 + s^2C_fL_g}}_{G_2(s)} I_i(s) - \underbrace{\frac{sC_f}{1 + s^2C_fL_g}}_{J_2(s)} V_g(s) \quad (2.7)$$

As equações (2.6) e (2.7) são revelantes para análise do filtro pois demonstram que as harmônicas da I_i depende das harmônicas de I_g e V_i , enquanto as harmônicas da I_g depende das harmônicas da I_i e V_i . Posto isto, pode-se concatenar a harmônica da corrente de entrada e de saída com os componentes do filtro LCL por meio das funções de transferências $G_1(s)$, $G_2(s)$, $J_1(s)$ e $J_2(s)$.

Como o controle de I_g dá-se pela aplicação da tensão V_i na entrada do filtro, a função de transferência relacionando as variáveis descritas precisa ser analisada. Substituindo (2.6) em (2.7), a lei de controle da corrente de rede (2.8) é obtida.

$$I_g(s) = \frac{J_1(s)G_2(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)} V_i(s) - \frac{J_2(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)} V_g(s) \quad (2.8)$$

De (2.8) obtém-se a função de transferência entre a corrente de rede e a tensão aplicada pelo VSI.

$$G_{iv}(s) = \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s(s^2 L_i L_g C_f + (L_i + L_g))} \quad (2.9)$$

O polinômio característico da (2.9) evidencia a presença de uma ressonância definida pelo par de pólos puramente imaginários localizados na f_{res} , frequência de pulsação dos pólos ressonantes, calculada na equação (2.10). Esta característica do controle da corrente de saída do filtro *LCL* impossibilita a aplicação de técnicas clássicas de controle para análise da estabilidade global do sistema (NISE, 2011). Logo, a remoção da ressonância deve ser tomada como etapa preliminar ao projeto da malha de realimentação da corrente do filtro, o que evita a amplificação das harmônicas de I_g em torno da f_{res} .

Outro ponto a ser destacado é a contribuição da impedância da rede, usualmente indutiva, na localização da ressonância. Assim, para fins práticos, a f_{res} é calculada conforme a equação (2.10), na qual a L_{rede} representa a indutância de rede.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g + L_{rede}}{L_i (L_g + L_{rede}) C_f}} \quad [Hz] \quad (2.10)$$

2.3 Restrições de Projeto

Inúmeros artigos vinculam o projeto do filtro LCL com restrições relativas à localização da ressonância, ondulação da corrente no indutor ao lado rede, queda de tensão sobre os indutores e a potência reativa do capacitor. Por consequência, os componentes do filtro são usualmente dimensionados visando obedecer normas específicas para sistema de geração distribuída (BERES et al., 2016; SEN; YENDURI; SENSARMA, 2014).

Um dos primeiros trabalhos a tratar sobre os parâmetros do filtro LCL foi documentado por (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), no qual é discutida a necessidade de manter uma margem de segurança entre a localização da f_{res} em respeito às frequências da rede, f_n , e de chaveamento, f_{ch} , conforme a equação (2.11).

$$10 \cdot f_n < f_{res} < \frac{1}{2} \cdot f_{ch} \quad [Hz] \quad (2.11)$$

Localizando a ressonância nesse intervalo torna-se mais difícil a excitação dos pólos não amortecidos do filtro pela interação com as harmônicas de alta frequência provenientes do inversor ou com as harmônicas de baixa ordem presentes na rede. Outrossim, a atenuação

do filtro LCL na f_{ch} depende da f_{res} , como destaca a equação (2.12), em que $\omega_{ch} = 2\pi f_{ch}$ e $\omega_{res} = 2\pi f_{res}$.

$$\left| \frac{I_g}{V_i}(j\omega_{ch}) \right| = \frac{1}{\omega_{ch} \left| \omega_{res}^2 - \omega_{ch}^2 \right|} \frac{1}{L_i L_g C_f} \quad (2.12)$$

Uma vez estabelecida a faixa de localização da ressonância, os componentes do filtro LCL devem ser determinados. Sabe-se que quanto maior for a indutância total do filtro, maior a queda de tensão sobre o mesmo e a potência reativa absorvida. Por outro lado, baixos valores de indutância resultam numa maior ondulação da corrente, refletindo em maiores perdas nos magnéticos e estresse nos semicondutores, podendo não atender aos limites harmônicos exigidos em norma. Portanto, as restrições quanto ao valor de indutância devem ser definidas como uma prioridade.

Para delimitar o tamanho dos componentes do filtro, define-se inicialmente os valores de base para a capacitância C_b e indutância L_b do filtro como função das características da rede elétrica e do inversor. Para isto (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005) utilizam como parâmetros a impedância de base do filtro Z_b , a tensão eficaz entre fases da rede elétrica V_{ff} , a potência aparente processada pelo VSI na condição nominal de operação S_n , e a frequência angular da rede elétrica ω_n .

$$Z_b = \frac{V_{ff}^2}{S_n} \quad [\Omega] \quad (2.13)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_n} \quad [H] \quad (2.14)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad [F] \quad (2.15)$$

Uma vez calculados os valores de base, recomenda-se:

- Com o propósito de reduzir a queda de tensão sobre os indutores entre 5% a 10% da tensão de rede, e evitar a condição de sobremodulação do VSI, limita-se a indutância total do filtro, $L_T = L_i + L_g$, a 10% de L_b . Na ausência de padrões bem definidos quanto à máxima ondulação permitida na corrente, o principal objetivo consiste em evitar a saturação dos indutores.
- Limitar a capacitância do filtro C_f a 5% de C_b , de modo a minimizar o fluxo de potência reativa no filtro.

2.4 Indutâncias Não Lineares

Os efeitos da variação paramétrica do filtro de rede é um tema de relevante importância para a confiabilidade de conversores conectados à rede. Alterações nos valores dos componentes podem resultar em uma significativa redução da capacidade de filtragem do filtro e conduzir o sistema à condição de instabilidade, interferindo negativamente na qualidade de energia entregue à rede elétrica.

Uma considerável gama de opções de núcleos ferromagnéticos são disponibilizados no mercado. Usualmente são avaliados em função de características físicas e construtivas, a destacar: o material e sua permeabilidade magnética nominal, a máxima densidade de fluxo B_{max} , a frequência de operação, geometria, perdas, estabilidade perante o aumento da temperatura, peso, volume e custo. Em particular, devido à capacidade de confinamento do campo magnético em seu interior, núcleos no formato toroidal são comumente aplicados em conversores de alta potência.

Na Figura 21 é ilustrada a curva da permeabilidade magnética relativa de cinco materiais utilizados em núcleos magnéticos comercializados por (MAGMATTEC, 2017), exemplificando que a permeabilidade magnética μ dos núcleos disponíveis comercialmente é constante apenas para uma limitada faixa de valores de força magnetizante H , diminuindo para valores elevados de H em resposta à saturação magnética. Embora esse fenômeno seja bastante difundido no estudo de máquinas elétricas, sobretudo na modelagem de perdas na máquina de indução e transformadores (POURAMIN et al., 2015; JAZEBI et al., 2013), tem-se poucas publicações relacionando o efeito da saturação magnética e seu impacto na operação dos conversores eletrônicos.

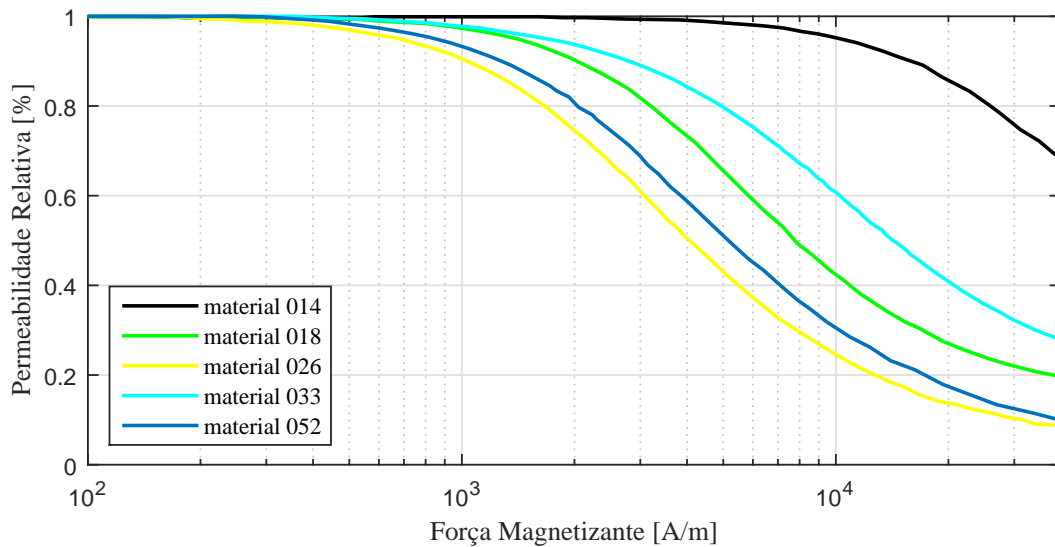
Wang, Lee e Sul (2016) apresenta uma estratégia para a regulação da corrente do filtro L, utilizando para tanto o controlador PI na referência síncrona em conjunto com o controlador *feedforward* que compensa a variação de indutância do filtro operando na região de saturação magnética.

Safamehr, Najafabadi e Salmasi (2016) analisam o efeito da não linearidade do filtro LCL em relação à harmônica da corrente de saída. Interessados em eliminar harmônicas de baixa ordem geradas pela saturação magnética, os autores propõem um esquema de controle em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ no qual a malha de realimentação é composta por uma combinação das correntes de entrada e de saída do filtro, e utiliza o controlador PR modificado como compensador da malha de corrente. Também é feita a

estimativa do valor de indutância em função da potência processada pelo filtro.

Mastromauro, Liserre e Dell’Aquila (2008) traz um interessante estudo sobre os efeitos do comportamento não linear do indutor na performance do controle de corrente, abordando a modelagem da indutância para análise de estabilidade e a rejeição de componentes harmônicas introduzidas pela saturação.

Figura 21 – Variação percentual da permeabilidade magnética de núcleos comerciais em função da força magnetizante



Fonte: Adaptada de (MAGMATTEC, 2017).

Esta temática de fato é bastante atual, conversores de alguns quilowatts são produzidos em larga escala, e o filtro de rede, para ser integrado junto com a placa eletrônica, deve ser compacto e provavelmente opera próximo ou na região de saturação.

A fim de evitar a operação fora da região linear, (MCLYMAN, 2011) recomenda que o núcleo magnético seja escolhido de forma que, na condição de máxima magnetização, a sua permeabilidade magnética não seja reduzida dentro o intervalo de 60 à 70% do seu valor inicial. Conseqüentemente, o núcleo magnético não é selecionado em função de sua capacidade total, e sim almejando uma faixa de operação linear mais estendida, o que resulta no aumento do volume, peso e custo do filtro. Isto posto, ampliar a faixa de magnetização nas indutâncias reais abrangendo a análise do filtro para o caso de indutâncias não-lineares reflete diretamente na redução de tamanho e custo, tornando o filtro de rede a ser projetado similar ao observado em inversores comerciais.

Conforme conhecida, a indutância é quantificada a partir da relação entre o fluxo total (ou concatenado) λ e a corrente i que a gerou: $L(i) = \frac{\lambda(i)}{i}$. Particularmente

em núcleos no formato toroidal, λ está relacionado com a permeabilidade magnética μ através da equação (2.16), na qual N é o número de espiras do indutor, S e l , a área da seção transversal e o comprimento do caminho magnético da toroide, respectivamente.

$$\lambda(i) = \underbrace{\mu(i) \frac{N^2 S}{l}}_k i \quad [Wb] \quad (2.16)$$

Sendo N e a geometria da toroide (S e l) valores conhecidos, o valor instantâneo das indutâncias do filtro LCL pode ser definido em função das correntes instantâneas na entrada, i_i , e na saída, i_g , do filtro.

$$\begin{cases} L_i(i_i) &= \mu_i(i_i) \cdot k_i \quad [H] \\ L_g(i_g) &= \mu_g(i_g) \cdot k_g \quad [H] \end{cases} \quad (2.17)$$

k_i e k_g são constantes calculadas em função do números de espiras, área da seção transversal do magnético e seu comprimento, conforme o termo destacado na equação (2.16).

Uma significativa consequência da variação da permeabilidade magnética é que a frequência de ressonância do filtro LCL, definida na equação (2.10), torna-se função das correntes instantâneas na entrada e na saída do filtro LCL. Desse modo, conforme (2.18), em cada ciclo da corrente alternada, a ressonância do filtro assume diferentes localizações, consistindo, do ponto de vista teórico, um resultado novo, dada a definição clássica de período e frequência aplicada a sinais contínuos no tempo.

$$f_{res}(i_i, i_g) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_i \mu_i(i_i) + k_g \mu_g(i_g)}{k_i k_g \mu_i(i_i) \mu_g(i_g) C_f}} \quad [Hz] \quad (2.18)$$

A localização da ressonância pode variar consideravelmente a depender da faixa de valores das correntes i_i e i_g . Considerando que as componentes fundamentais de ambas as correntes tenha o mesmo ângulo de fase, é possível determinar o intervalo de variação da f_{res} do filtro LCL de acordo com (2.19) e (2.20), nos quais $\mu_{i,max}$ e $\mu_{g,max}$ definem os valores nominais de permeabilidade magnética, enquanto $\mu_{i,min}$ e $\mu_{g,min}$ representam as permeabilidades magnéticas na condição de máximo valor instantâneo de i_i e i_g .

$$f_{res,min} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_i \mu_{i,max} + k_g \mu_{g,max}}{k_i k_g \mu_{i,max} \mu_{g,max} C_f}} \quad [Hz] \quad (2.19)$$

$$f_{res,max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_i \mu_{i,min} + k_g \mu_{g,min}}{k_i k_g \mu_{i,min} \mu_{g,min} C_f}} \quad [Hz] \quad (2.20)$$

Em ambos os casos, a não consideração da L_{rede} implica no aumento de $f_{res,min}$ e $f_{res,max}$, sendo essa a pior condição para o estudo da estabilidade do filtro. Assim tal parcela pode ser desconsiderada no cálculo sem prejuízo à abordagem teórica.

É importante destacar que, enquanto o valor nominal da permeabilidade magnética é usualmente disponibilizada em *datasheet*, $\mu_{i,min}$ e $\mu_{g,min}$ variam em função do pico de corrente na L_i e L_g , respectivamente. Consequentemente, a ondulação de corrente na entrada e na saída do filtro devem ser contabilizadas para que a redução de permeabilidade magnética em ambos os núcleos seja estimada e, por consequência, a $f_{res,max}$ e a atenuação do filtro nesta condição determinadas.

Seja $\Delta\mu\% = 100 \cdot \frac{\mu_{max} - \mu_{min}}{\mu_{max}}$ a variação percentual magnética a que será submetido o filtro. Conhecida a $\Delta\mu\%$ em cada núcleo, a seleção dos mesmos deve respeitar o critério estabelecido abaixo.

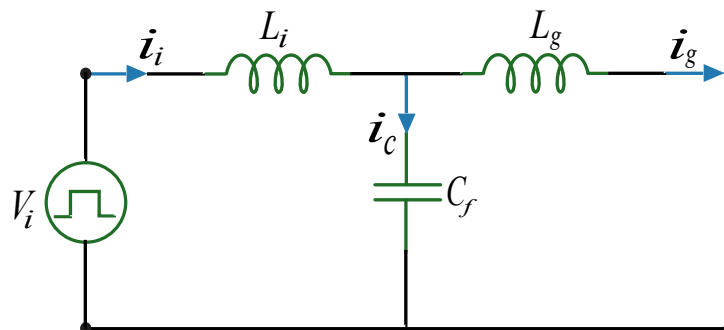
$$\begin{cases} L_{i,min} & \geq k_i \mu_{i,min} & [H] \\ L_{g,min} & \geq k_g \mu_{g,min} & [H] \end{cases} \quad (2.21)$$

2.5 Cálculo das Indutâncias

Esta seção apresenta uma sistemática metodologia que permite calcular os valores das indutâncias do filtro LCL. No procedimento é levado em consideração a saturação dos magnéticos, e o valor da capacitância é definida em função da capacitância de base C_b do sistema, conforme explicado na seção 2.3.

No dimensionamento as indutâncias do filtro nas frequências de chaveamento do inversor f_{ch} e da rede f_n são avaliados. Considere inicialmente o circuito equivalente do filtro LCL na f_{ch} .

Figura 22 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL na frequência de chaveamento



Fonte: Próprio autor.

Seja \tilde{I}_g , \tilde{I}_i , \tilde{V}_g e \tilde{V}_i a harmônica da I_g , I_i , V_g e V_i , respectivamente, na f_{ch} . Como \tilde{V}_g é muito menor em relação à \tilde{I}_i ou mesmo inexistente, a igualdade destacada na equação (2.7) pode ser simplificada na (2.22).

$$\begin{aligned}\tilde{I}_g(s) &\approx \frac{1}{1 + s^2 C_f L_g} \tilde{I}_i(s) \\ &\approx \frac{1}{s^2 C_f L_g} \tilde{I}_i(s), \quad s = j\omega_{ch}\end{aligned}\quad (2.22)$$

Equivalente análise é realizada para a equação (2.6). Na prática, a \tilde{I}_g é certamente muito menor que a \tilde{V}_i , por conseguinte a equação (2.23) é obtida.

$$\begin{aligned}\tilde{I}_i(s) &\approx \frac{s C_f}{1 + s^2 C_f L_i} \tilde{V}_i(s) \\ &\approx \frac{1}{s L_i} \tilde{V}_i(s), \quad s = j\omega_{ch}\end{aligned}\quad (2.23)$$

As equações (2.22) e (2.23) propiciam compreender a atenuação do filtro LCL como a soma das componentes: A_i e A_g , na qual A_i é a atenuação em dB devido à indutância L_i , e A_g é a atenuação em dB devido à indutância L_g .

$$\begin{aligned}A_i &= 20 \log_{10} \left(\left| \frac{\tilde{I}_i(s)}{\tilde{V}_i(s)} \right| \right) \\ &= 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\omega_{ch} L_i} \right) \quad [dB]\end{aligned}\quad (2.24)$$

$$\begin{aligned}A_g &= 20 \log_{10} \left(\left| \frac{\tilde{I}_g(s)}{\tilde{I}_i(s)} \right| \right) \\ &= 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\omega_{ch}^2 C_f L_g} \right) \quad [dB]\end{aligned}\quad (2.25)$$

No que concerne à utilização de indutâncias não lineares, o máximo valor de A_i e A_g , correspondente à mínima atenuação do filtro, depende da mínima permeabilidade em cada núcleo magnético, sendo esta função da máxima corrente em cada indutor.

$$A_{i,max} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\omega_{ch} k_i \mu_{i,min}} \right) \quad [dB] \quad (2.26)$$

$$A_{g,max} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\omega_{ch}^2 C_f k_g \mu_{g,min}} \right) \quad [dB] \quad (2.27)$$

Assim, a máxima atenuação do filtro LCL, $A_{T,max}$, não apenas depende da frequência de chaveamento e da localização de sua ressonância, conforme demonstrado na

equação (2.12), mas varia com a permeabilidade magnética de cada núcleo que, por sua vez, é função da potência processada pelo filtro.

$$\begin{aligned} A_{T,max} &= 20 \log_{10} \left(\left| \frac{\tilde{I}_g}{\tilde{V}_i} \right| \right) \\ &= A_{i,max} + A_{g,max} \quad [dB] \end{aligned} \quad (2.28)$$

2.5.1 Cálculo de L_i

Conforme demonstrado, a atenuação do filtro LCL na frequência de chaveamento é constituída por duas parcelas: A_i e A_g . Em particular, a equação (2.23) realça que a harmônica de corrente na entrada do filtro é função da atenuação proveniente de L_i sobre a harmônica de tensão gerada pelo VSI. Portanto, se o módulo de \tilde{V}_i é conhecido e, admitindo como critério de projeto o valor máximo para \tilde{I}_i , obtém-se o valor mínimo de indutância do lado do VSI.

A amplitude das harmônicas geradas pelo VSI pode ser estimada com base na técnica de modulação utilizada. Na SPWM (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), por exemplo, o módulo da componente fundamental de V_i e suas harmônicas variam proporcionalmente com o índice de modulação m_a , se $m_a \leq 1$ (operação linear), segundo a equação 8.7 de (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003):

$$V_{i,ff} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{cc} \quad [V] \quad (2.29)$$

em que $V_{i,ff}$ é o valor eficaz da componente fundamental da tensão entre fases (de linha) aplicada pelo VSI e V_{cc} é a tensão do barramento CC.

A Tabela 2 apresenta a relação entre o valor eficaz das harmônicas de tensão de linha e a tensão do barramento CC quantifica em função de m_a . A variável h representa a ordem harmônica e $m_f = \frac{f_{ch}}{f_n}$, o índice de modulação da frequência. Tais dados são válidos se m_f é múltiplo de 3.

Para fins práticos, usualmente limita-se o conteúdo harmônico gerado nos conversores nas bandas de frequências próximas à frequência de chaveamento. Dessa forma, a harmônica de ordem $m_f \pm 2$ é assumida como sendo a componente harmônica a ser atenuada pelo filtro de interface com a rede.

Seja $\Delta i_{i,max}$ a máxima ondulação admissível para corrente de entrada do filtro, κ o coeficiente obtido da Tabela 2, e $\tilde{V}_{i,ff}$ o valor de pico da harmônica da tensão de linha

Tabela 2 – Relação entre o valor eficaz da harmônicas da tensão de linha e a tensão do barramento CC em função do índice de modulação

Índice de Modulação m_a					
0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	h
0.122	0.245	0.367	0.490	0.612	1
0.010	0.037	0.080	0.135	0.195	$m_f \pm 2$
			0.005	0,011	$m_f \pm 4$
0.116	0.200	0.227	0.192	0.111	$2m_f \pm 1$
			0.008	0.02	$2m_f \pm 5$

Fonte: Adaptada de (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

de ordem $m_f \pm 2$. O mínimo valor para a L_i é calculado conforme a equação (2.30), na qual é assumido $\Delta i_{i,max} \simeq 5\tilde{I}_i$ para englobar demais harmônicas de I_i ao redor da f_{ch} ($m_f \pm 2$ e $m_f \pm 4$).

$$\begin{aligned}
L_{i,min} &= \frac{\tilde{V}_i}{\omega_{ch} \tilde{I}_i} \\
&= 5 \cdot \frac{\tilde{V}_{i,ff}}{\omega_{ch} \Delta i_{i,max}} \\
&= 5 \frac{\kappa \sqrt{2} V_{cc}}{\omega_{ch} \Delta i_{i,max}} \quad [H]
\end{aligned} \tag{2.30}$$

2.5.2 Cálculo de L_g

A equação (2.22) realça que a harmônica de corrente na saída do filtro é função da atenuação provida por $G_2(j\omega_{ch})$ sobre a harmônica da corrente de entrada. Por conseguinte, estabelecendo-se a máxima ondulação admitida para a corrente de saída do filtro, $\Delta i_{g,max}$, a mínima indutância do lado da rede $L_{g,min}$ é calculada. Rearranjando (2.22) obtém-se a (2.31).

$$\begin{aligned}
L_{g,min} &= \frac{1}{\omega_{ch}^2 C_f} \left(\frac{\tilde{I}_i}{\tilde{I}_g} \right) \\
&= \frac{1}{\omega_{ch}^2 C_f} \left(\frac{\Delta i_{i,max}}{\Delta i_{g,max}} \right) \quad [H]
\end{aligned} \tag{2.31}$$

A título de validação do projeto, a indutância total do filtro deve ser comparada com a indutância de base L_b . Conforme exposto na seção 2.3, é recomendado que a mesma seja inferior a 10% da L_b . Caso essa restrição não seja satisfeita, os requisitos estabelecidos no projeto ($\Delta i_{i,max}$ e $\Delta i_{g,max}$) devem ser revisados.

2.6 Análise do Filtro na Frequência de Rede

A regulação da corrente desempenha um importante papel na integração de SERSV com a rede elétrica. Assim, a interligação do dimensionamento do filtro de interface com rede elétrica com o sistema de controle da corrente pode contribuir para o desenvolvimento otimizado do sistema de conversão de energia.

A otimização proposta neste trabalho fundamenta-se na análise da equação da corrente de saída do filtro LCL na frequência de rede. Ao VSI cabe a aplicação de tensão na entrada do filtro, de modo a gerar na saída do mesmo uma corrente sinusoidal sincronizada com a tensão no PCC.

Conforme demonstrado na Seção 2.2, a lei de controle da corrente de saída do filtro LCL (2.8) é composta por duas entradas: V_i e V_g , na qual a primeira tem a função de atuador do sistema, enquanto a segunda exerce o papel de distúrbio. Isto posto, rearranjando (2.8) obtém-se a equação (2.32) que quantifica a tensão a ser aplicada pelo VSI na entrada do filtro LCL a fim de resultar no mesmo a diferença de potencial necessária para injetar na rede uma corrente sinusoidal cuja componente fundamental oscile na frequência da rede e.

$$\begin{aligned} V_i(s) &= \frac{J_2(s)}{J_1(s)G_2(s)} V_g(s) + \frac{1 - G_1(s)G_2(s)}{J_1(s)G_2(s)} I_g(s) \\ &= V_g(s) + s(L_i + L_g) I_g(s) + \underbrace{s^3 C_f L_i L_g I_g(s) + s^2 C_f L_i V_g(s)}_{D(s)} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Considerando a análise do filtro LCL na frequência da rede, (2.32) pode ser simplificada se o módulo de $D(s)$ for o menor possível. Tal dedução está, no entanto, condicionada a determinar a configuração de valores para L_i , L_g e C_f que possibilite reduzir o modelo equivalente do filtro na f_n . Isto posto, considere Δ_1 o máximo valor admissível para o módulo de $D(s)$ em $s = j\omega_n$.

$$\left| -\omega_n^2 C_f L_i V_g - j\omega_n^3 C_f L_i L_g I_g \right| \leq \Delta_1 \quad (2.33)$$

Fixando a solução da inequação (2.33) em função de L_g , a equação (2.34) retorna o máximo valor da indutância do lado da rede, \hat{L}_g , que satisfaz a restrição.

$$\hat{L}_g \leq \frac{1}{\omega_n^3 C_f L_{i,min} \sqrt{2} I_{g,n}} \sqrt{\Delta_1^2 - (\omega_n^2 C_f L_{i,min} \sqrt{2} V_g)^2} \quad [H] \quad (2.34)$$

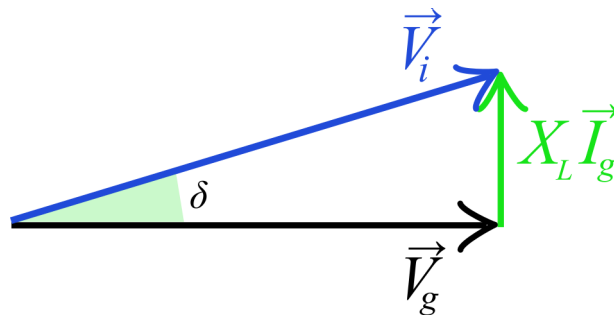
na qual $I_{g,n}$ é a corrente eficaz nominal do projeto. Note que $L_{i,min}$ é usada no cálculo pois \hat{L}_g é definida para a condição nominal de operação, situação esta que a força magnetizante é máxima e, por conseguinte ocorre as indutâncias mínimas. Desse modo, a imposição (2.33) delimita o máximo valor de $L_{g,max}$.

$$L_{g,max} < \hat{L}_g \quad (2.35)$$

Uma vez satisfeita a (2.35), competirá ao VSI aplicar na entrada do filtro uma tensão equivalente à soma da tensão da rede mais a queda de tensão sobre as indutâncias, conforme o diagrama fasorial da Figura 23, em que X_L é definida como a reatância instantânea do filtro, definida em (2.36), e δ a diferença de fase entre a componente fundamental da tensão aplicada por VSI e da tensão da rede elétrica.

$$X_L = \omega_n(L_i(i_g^*) + L_g(i_g^*)) \quad [\Omega] \quad (2.36)$$

Figura 23 – Diagrama fasorial do VSI conectado à rede por meio de filtro LCL simplificado na frequência da rede



Fonte: Próprio autor.

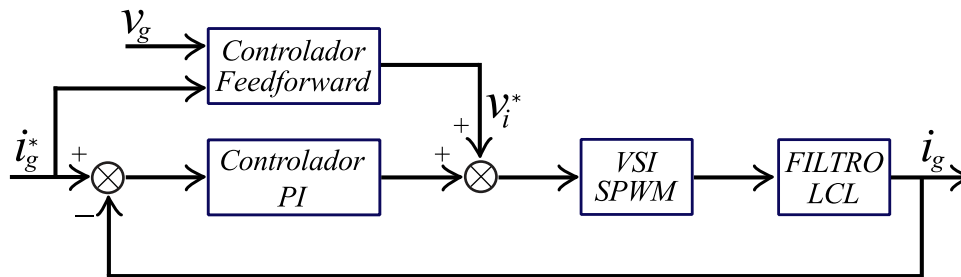
Se V_g é medida e as indutâncias L_i e L_g individualmente estimadas a partir da referência de corrente i_g^* , a (2.37) pode ser diretamente imposta à malha de corrente do filtro. Em resumo, essa é a contribuição da presente seção, vincular o dimensionamento das indutâncias do filtro LCL, de modo a possibilitar a implementação de um ação de controle antecipativa na malha de corrente.

$$V_i^*(s) = V_g(s) + s(L_i(i_g^*) + L_g(i_g^*)) I_g^*(s), \quad s = j\omega_n \quad (2.37)$$

Na hipótese em que o *feedforward* é perfeitamente implementado, retira-se do controlador interno à malha de corrente (controlador *feedback*) a total responsabilidade de rastrear a corrente sinusoidal de referência i_g^* , conforme ilustra o diagrama de blocos da

Figura 24. Isso ocorre porque o *feedforward* contém a frequência de oscilação da rede, já que V_g oscila nesta frequência, adicionando também a componente referente à queda de tensão sobre as indutâncias na frequência fundamental, o que reduz ao máximo a ação do controlador *feedback*.

Figura 24 – Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente com ação *feedforward*



Fonte: Próprio autor.

Por meio do esquema de controle proposto, pretende-se alcançar um erro em regime permanente nulo no seguimento da corrente alternada, fazendo uso, para tanto, do controlador PI na referência estacionária $\alpha\beta$ como regulador da malha da corrente. Ademais, a proposta apresenta as seguintes vantagens:

1. Segundo Brosilow e Joseph (2002) a implementação do controle *feedforward* permite aumentar a banda passante da malha de corrente (interno) sem comprometer a estabilidade do sistema.
2. Li et al. (2013) mostra que a distorção da corrente injetada na rede e desequilíbrio herdados das tensões da rede também são reduzidos.

2.7 Exemplo de Projeto

Considerando as especificações fornecidas na Tabela 1, dimensiona-se um filtro LCL trifásico com capacitores conectados em delta que limite a máxima ondulação da corrente de entrada $\Delta i_{i,max}$ a 13.75 [A] e a máxima ondulação na corrente de saída $\Delta i_{g,max}$ a 815 [mA]. Os valores de base do filtro são apresentados na Tabela 3. Com base nos valores comerciais de capacitores, adotou-se C_f igual a 4.5 [μ F], valor este inferior a $\frac{1}{3}$ da máxima capacitância admissível.

Tabela 3 – Valores de base do filtro LCL do projeto

Parâmetros	Valor
Z_b	9.68 [Ω]
C_b	274 [μF]
L_b	25.7 [mH]

Fonte: Próprio autor.

a) Cálculo do índice de modulação

A partir da (2.29), tem-se:

$$\begin{aligned} m_a &= \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{i,ff}}{\sqrt{3} \cdot V_{cc}} \\ &= \boxed{0.887} \end{aligned}$$

b) Cálculo da \tilde{V}_i

Com base no m_a calculado, extrai-se da Tabela 2 o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada pelo inversor e suas harmônicas. Para $m_a = 0.887 \rightarrow \boxed{\kappa = 0.135}$ e $\boxed{\tilde{V}_i = 94.5 \text{ [V]}}$.

c) Cálculo da $L_{i,min}$

Usando a equação (2.30), tem-se:

$$\begin{aligned} L_{i,min} &= 5 \cdot \frac{0.135 \cdot \sqrt{2} \cdot 700}{2\pi \cdot 18000 \cdot 9.6} \\ &= \boxed{430 \text{ [\mu H]}} \end{aligned}$$

d) Cálculo da $L_{g,min}$

Usando a equação (2.31), tem-se:

$$\begin{aligned} L_{g,min} &= \frac{1}{(2\pi \cdot 18000)^2 \cdot 4.5 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(\frac{13.75}{0.815} \right) \\ &= \boxed{293 \text{ [\mu H]}} \end{aligned}$$

e) Cálculo da \hat{L}_g

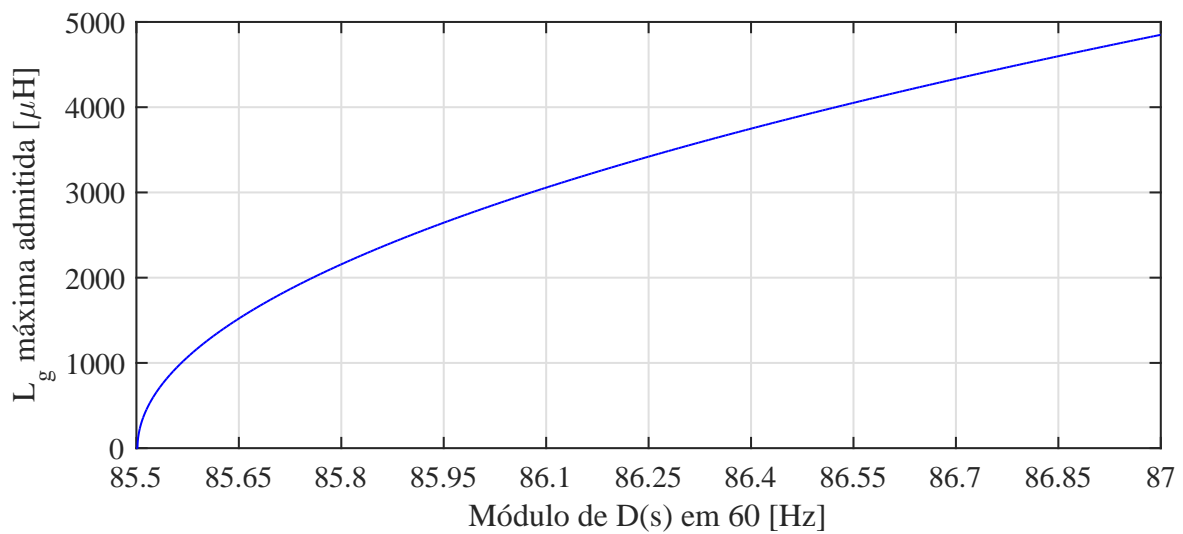
Neste cálculo é preciso especificar o erro de tensão admitido na aproximação do modelo do filtro LCL na f_n , quantificada pelo módulo de Δ_1 . Conforme esclarecido na Seção 2.6, a minimização de Δ_1 traz como benefícios a redução da queda de tensão no filtro, melhora a aproximação realizada pelo controlador *feedforward* e reduz a ação do controlador *feedback*.

No entanto, o valor mínimo de Δ_1 depende da $L_{i,min}$, ω_n , C_f e V_g . Assim:

$$\begin{aligned}\Delta_1 &\geq \omega_n^2 C_f L_{i,min} \sqrt{2} V_g \\ &\geq \boxed{85.5 \text{ [mV]}}\end{aligned}$$

Se Δ_1 é menor que o valor acima, a \hat{L}_g assume um valor negativo, resultado este inconsistente para um componente físico. A título de exemplo, a Figura 25 ilustra o quanto varia a \hat{L}_g em função do valor admitido para o módulo de Δ_1 .

Figura 25 – Curva da máxima indutância admitida para a indutor do lado da rede



Fonte: Próprio autor.

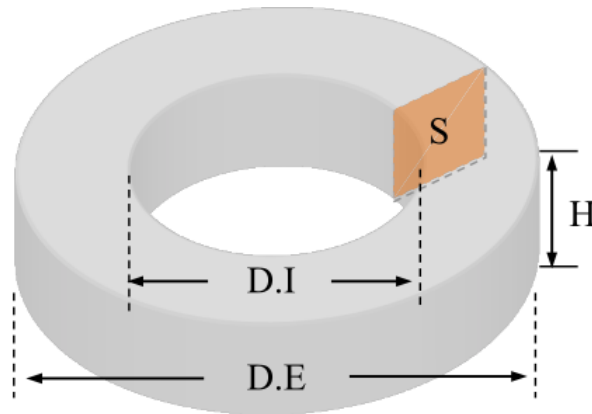
Adotando $\Delta_1 = 85.53 \text{ [mV]}$ obtém-se:

$$\hat{L}_g = \boxed{665 \text{ [\mu H]}}$$

Uma vez calculados os valores mínimos de indutância, e $L_{g,max}$ é menor que \hat{L}_g , a etapa seguinte consiste na seleção dos núcleos magnéticos e avaliação da variação de permeabilidade em função da magnetização à qual o filtro será submetido.

2.7.1 Construção das Indutâncias Não Lineares

As características físicas da toroide são destacadas na Figura 26 em que S é a área da seção transversal ou área efetiva do núcleo, D.E o diâmetro externo, D.I o diâmetro interno, e H a espessura. Características inerentes ao material, tais como a curva da variação percentual da permeabilidade magnética em resposta à força magnetizante, frequência e à temperatura, bem como a curva de magnetização (histerese) são usualmente disponibilizadas nos catálogos.

Figura 26 – Características físicas do núcleo magnético no formato toroidal

Fonte: Próprio autor.

O valor da permeabilidade magnética nominal do núcleo magnético, se não fornecida pelo fabricante, pode ser calculada em função de suas características físicas, conforme a equação (2.38), em que l é o comprimento do caminho magnético em m , S em m^2 e A_L o fator de indutância, que é definido como a auto-indutância por unidade de rotação de uma bobina de uma determinada forma e dimensão enrolada em um núcleo magnético, em nH/N^2 (MCLYMAN, 2011).

$$\mu = \frac{l A_L}{S 10^9} \left[\frac{Wb}{A.m} \right] \quad (2.38)$$

A Tabela 4 contém especificações de dois núcleos toroidais de pó-de-ferro (material 033) disponibilizados para a construção dos indutores. Utilizando-se dessa tabela e da curva da permeabilidade magnética do material 033 em função da força magnetizante, a curva da variação percentual da permeabilidade magnética em cada indutor pode ser esboçada, e conseqüentemente quantificada a variação das indutâncias em diferentes pontos de operação do filtro.

Tabela 4 – Dados dos núcleos magnéticos no formato toroidal disponibilizados no projeto

$A_L [nH/N^2]$	D.E [m]	D.I [m]	H [m]	l [m]	S [m^2]	M [kg]
69	$7.72 \cdot 10^{-2}$	$4.9 \cdot 10^{-2}$	$2.54 \cdot 10^{-2}$	$19.8 \cdot 10^{-2}$	$3.38 \cdot 10^{-4}$	0.417
110	$10.2 \cdot 10^{-2}$	$5.72 \cdot 10^{-2}$	$3.3 \cdot 10^{-2}$	$25 \cdot 10^{-2}$	$6.85 \cdot 10^{-4}$	0.106

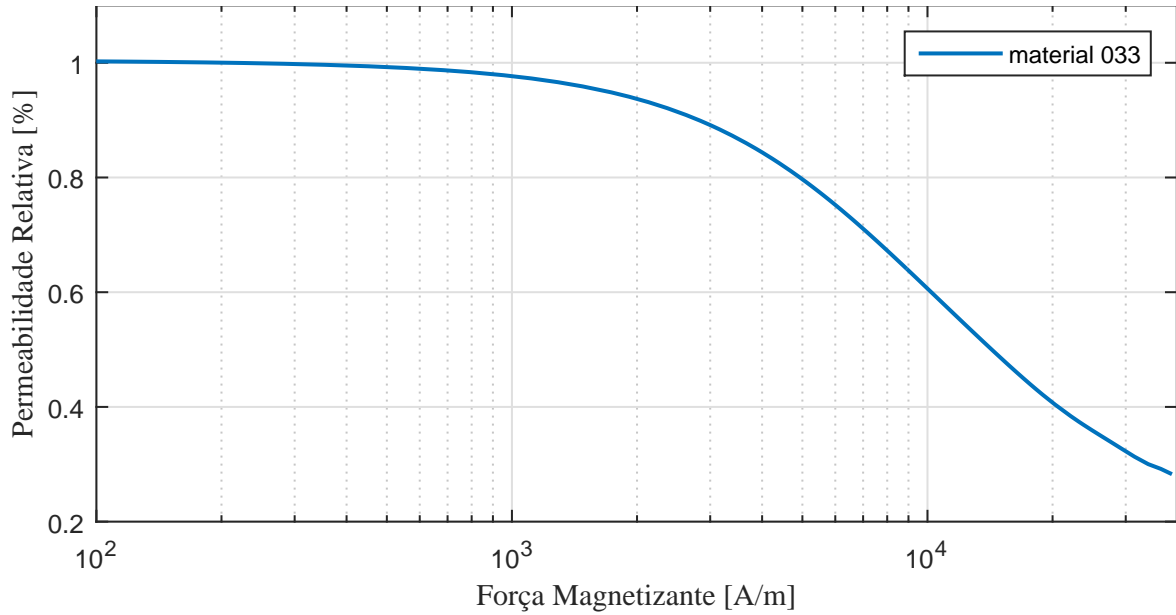
Fonte: (MAGMATTEC, 2017).

A Figura 27 ilustra a variação percentual da permeabilidade magnética do material pó-de-ferro disponibilizada por (MAGMATTEC, 2017). A partir dessa curva e das

características físicas da toróide, o número de espiras do indutor é calculado. Inicialmente a permeabilidade magnética μ nominal do material 033 deve ser conhecida. Por meio da equação (2.38) determina-se:

$$\mu_{033} = 41.47 \quad [\mu Wb/A.m] \quad (2.39)$$

Figura 27 – Variação percentual da permeabilidade magnética do pó de ferro em função da força magnetizante



Fonte: Adaptada de (MAGMATTEC, 2017).

O algoritmo *getTurnNumber*, disponibilizada em Apêndice A, retorna o número de espiras necessárias para construir o indutor. Para construir a indutância do lado do inversor são necessárias 140 espiras se usada a toróide 1 ($A_L = 69 \frac{nH}{N^2}$), e 91 espiras se usada a toróide 2 ($A_L = 110 \frac{nH}{N^2}$). Semelhantemente, para a indutância do lado da rede verifica-se 93 espiras se usada a toróide 1, e 62 espiras se usada a toróide 2. No entanto, em termos práticos, constata-se limitação quanto ao máximo número de voltas que podem envolver o núcleo. Devido a isso, não é possível construir L_i utilizando a toróide 1. Já por questões de otimização de peso e volume, optou-se construir a L_g utilizando a toróide 1.

Uma vez calculado o número de espiras, as constantes k_i e k_g , definidas em (2.16), são obtidas, possibilitando por meio da equação (2.40) o cálculo do valor nominal das indutâncias. Por último calcula-se a mínima permeabilidade magnética de cada núcleo relacionando-as com as indutâncias mínimas ($L_{i,min}$ e $L_{g,min}$) e suas constantes k_i e k_g . O valores obtidos são apresentados na Tabela 5.

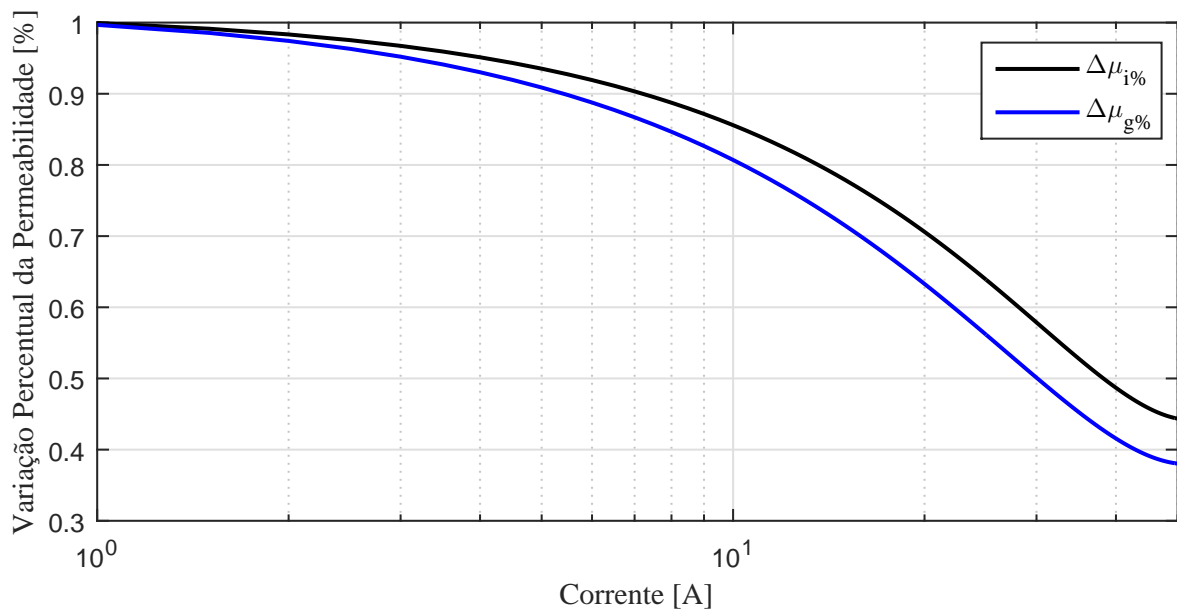
$$L = N^2 \cdot A_L \cdot 10^{-9} \quad [H] \quad (2.40)$$

Tabela 5 – Parâmetros das indutâncias dimensionadas

Parâmetros	Valor	Parâmetros	Valor
k_i	22.6899 [m.N ²]	k_g	14.7645 [m.N ²]
$\mu_{i,max}$	41.47 [$\mu Wb/A.m$]	$\mu_{g,max}$	41.47 [$\mu Wb/A.m$]
$\mu_{i,min}$	18.938 [$\mu Wb/A.m$]	$\mu_{g,min}$	19.7645 [$\mu Wb/A.m$]
$L_{i,max}$	910.9 [μH]	$L_{g,max}$	596.8 [μH]
$L_{i,min}$	430 [μH]	$L_{g,min}$	293 [μH]
N_1	91 espiras	N_2	93 espiras

Fonte: Próprio autor.

A Figura 28 ilustra a variação percentual da permeabilidade magnética estimada para L_i (cor preta) e L_g (cor azul), na qual constata-se que μ_i e μ_g permanecem constantes em condições de baixas correntes e decaem à proporção que a corrente cresce.

Figura 28 – Variação percentual da permeabilidade magnética do filtro projetado.

Fonte: Próprio autor.

A redução de permeabilidade magnética em filtros LCL precisa ser devidamente averiguada com objetivo de limitar uma larga variação de ressonância do filtro, o que pode tornar o sistema instável. Sob essa perspectiva, o pior caso ocorre quando as indutâncias assumem baixos valores e, em consequência, a frequência de ressonância aumenta. Esse caso, em particular, limita a potência nominal admissível para o VSI,

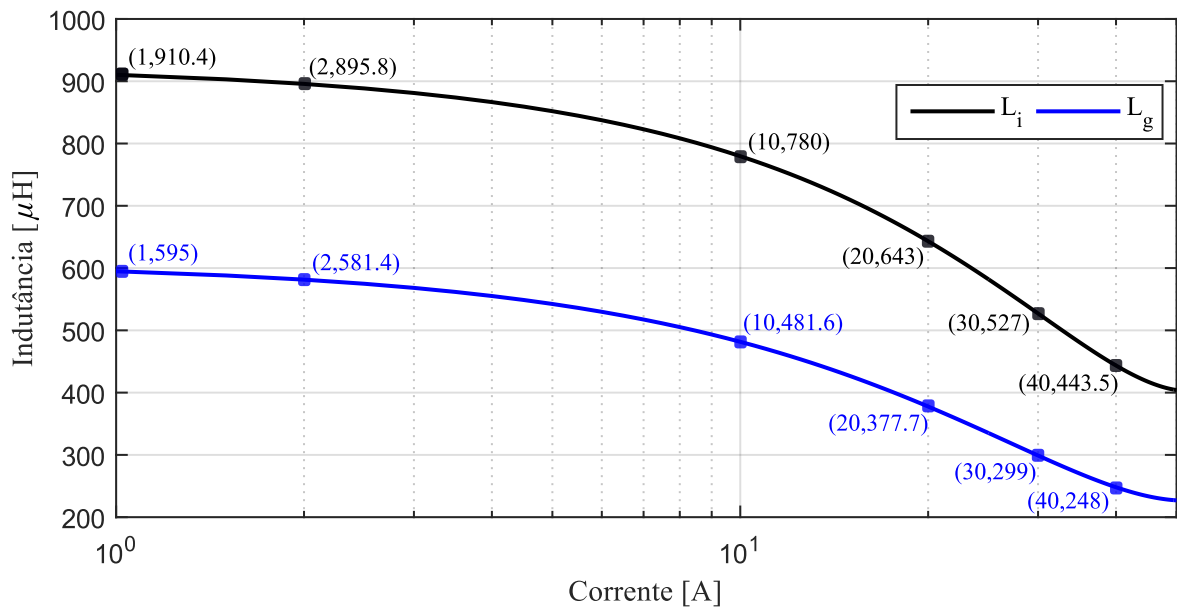
sobretudo quando o conversor opera em baixa frequência. Já sob a perspectiva da qualidade de energia, a redução da permeabilidade resulta na diminuição da capacidade de filtragem e, conforme constatado por (MASTROMAURO; LISERRE; DELL'AQUILA, 2008), introduz harmônicas de baixa ordem na corrente.

Para os valores de indutâncias obtidos neste capítulo, obtém-se o intervalo (2.41) para a localização da ressonância, estando, portanto, em conformidade com as restrições apresentadas na Seção 2.3.

$$3.95 < f_{res} < 5.68 \quad [kHz] \quad (2.41)$$

A Figura 29 expõe a redução das indutâncias do filtro em função da corrente. Em concordância com o ilustrado na Figura 28, nota-se a tendência de decaimento no valor das indutâncias à medida que a corrente aumenta. Especificamente na potência nominal, quando o pico da corrente estimada na entrada do filtro é 45.75 [A] e de saída é 32.8 [A], L_i assume o valor de 413.8 [μH] (45.4% de $L_{i,max}$), enquanto L_g o valor de 280.7 [μH] (47% de $L_{g,max}$).

Figura 29 – Variação das indutâncias do filtro LCL projetado em função da corrente.



Fonte: Próprio autor.

2.8 Considerações Finais

O dimensionamento do filtro de interface com a rede consiste em uma importante etapa do projeto de um sistema de conversão de energia. Em particular, no projeto do filtro LCL além de requisitos convencionalmente adotados, a não linearidade dos núcleos magnéticos comerciais consiste num fator significativo dada a existência da ressonância do filtro. Com base nisso, o capítulo apresentou uma sistemática metodologia para dimensionamento de indutâncias, cujo valores mudam em decorrência da magnetização.

Para o cálculo da indutância de entrada (lado inversor), a harmônica da tensão do inversor é estimada em função do índice modulação. O método pressupõe que a razão entre as frequências de chaveamento e da rede elétrica é divisível por três e que o inversor opera na região linear de modulação. Já no cálculo da indutância de saída (lado rede) a harmônica da corrente de entrada e da corrente de saída são consideradas.

Uma vez calculada as indutâncias mínimas do filtro LCL, a lei de controle da corrente de saída do filtro é avaliada. A partir de então é proposta uma condição que viabiliza a simplificação do modelo do filtro LCL na frequência da rede, mediante restrição quanto ao máximo valor admitido para a indutância lado rede na condição em a potência nominal do sistema de conversão é processada. Tal simplificação proporciona a implementação de uma ação *feedforward* equivalente a soma da tensão da rede mais a queda de tensão sobre as indutâncias, sendo essa componente estimada através da corrente de referência da malha de corrente do filtro LCL e da curva de variação da permeabilidade magnética dos núcleos utilizados na confecção dos indutores.

Por fim, o capítulo apresenta um passo a passo para construção de indutores considerando a não linearidade dos magnéticos, em que curvas são traçadas a fim de exemplificar o comportamento das indutâncias e do filtro LCL perante a faixa de corrente ao qual é submetido, e averiguar se o limite permitido para a variação da frequência de ressonância é respeitado.

3 Amortecimento Ativo do Filtro LCL

3.1 Introdução

A eficácia do filtro LCL está condicionada à não ativação de sua frequência de ressonância. Conforme apresentado no Capítulo 1, o amortecimento da ressonância pode ser alcançado por meio da adição de elementos passivos na estrutura física do filtro, ou por meio de intervenção no sistema de controle da corrente. Objetivando a minimização de perdas e o desenvolvimento de um sistema (inversor e filtro) de elevada eficiência, neste trabalho o amortecimento da ressonância é realizado por meio ativo.

O amortecimento ativo possibilita atenuar a ressonância de filtros LCL sem prejudicar a capacidade original de filtragem e reduzir sua eficiência, sendo esta a solução mais atrativa para a estabilização dos mesmos. Ademais, ressalta-se que a solução de filtragem ativa é a mais adequada para aplicações acima de algumas dezenas de kilowatts. Em tais aplicações, verifica-se que a frequência de chaveamento do VSI é limitada, o que reflete na redução da faixa permitida para a localização da ressonância, conforme constataram Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005).

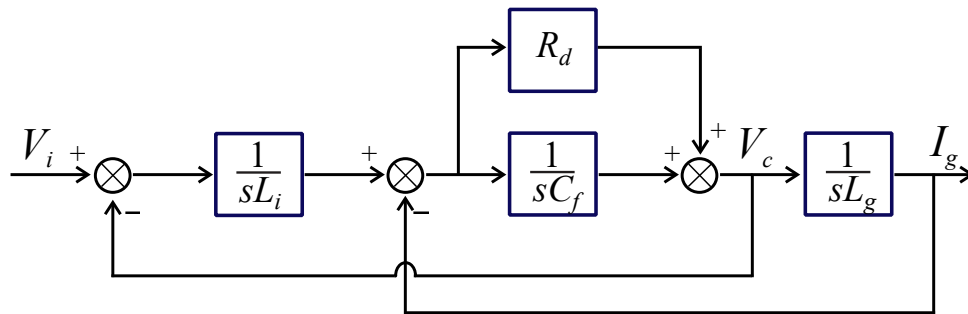
Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011) afirmam que o amortecimento passivo é uma tarefa desafiadora quando a frequência de ressonância é baixa, uma vez que o amortecimento passivo influencia não apenas na atenuação da ressonância do filtro, como também nas harmônicas próximas e, portanto, no conteúdo harmônico como um todo, consistindo em um problema bastante não linear.

Tomando como referência o efeito amortecedor obtido por meio da conexão em série de um resistor com o capacitor *shunt* do filtro LCL, sendo este o método de amortecimento passivo mais comum e eficaz segundo (PENA-ALZOLA et al., 2013), o presente capítulo apresenta o projeto de uma malha para o amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL. Para tanto, na Seção 3.2, o filtro LCL com resistência R_d em série com o capacitor é modelado, posteriormente na Seção 3.3 é realizada uma comparação entre os modelos do filtro LCL ideal (sem adição do resistor) com o filtro LCL real (com resistência resistor), para fins de entendimento do método da resistência virtual, bem como a fundamentação teórica da solução proposta na Seção 3.4.

3.2 Análise do Filtro LCL com Resistência de Amortecimento em Série com o Capacitor

O amortecimento passivo por meio da adição da resistência R_d em série com o capacitor C_f consiste na solução mais difundida e eficaz para a estabilização do filtro. Tal solução tem sido alvo de estudos, sendo investigada a influência de R_d sobre a estabilidade do filtro e seu efeito sobre a atenuação resultante.

Figura 30 – Diagrama de blocos do filtro LCL na frequência de ressonância com resistência de amortecimento R_d em série com o capacitor



Fonte: Próprio autor.

O diagrama de blocos do filtro LCL com R_d em série com o capacitor é apresentado na Figura 3.1, na qual é considerada nula a harmônica de tensão da rede na frequência de ressonância. A função de transferência que relaciona a corrente na indutância L_g com a tensão V_i na configuração descrita é apresentada na equação (3.1). Avaliando o polinômio característico em (3.1), constata-se que a introdução de R_d proporciona um amortecimento ζ , definido pela equação (3.2), ao par de pólos complexos conjugados originalmente localizados no eixo imaginário do plano s , em que $\omega_{res} = 2\pi f_{res}$.

$$G_{iv,R_d}(s) = \frac{sC_f R_d + 1}{s(s^2 L_i L_g C_f + s(L_i + L_g)C_f R_d + (L_i + L_g))} \quad (3.1)$$

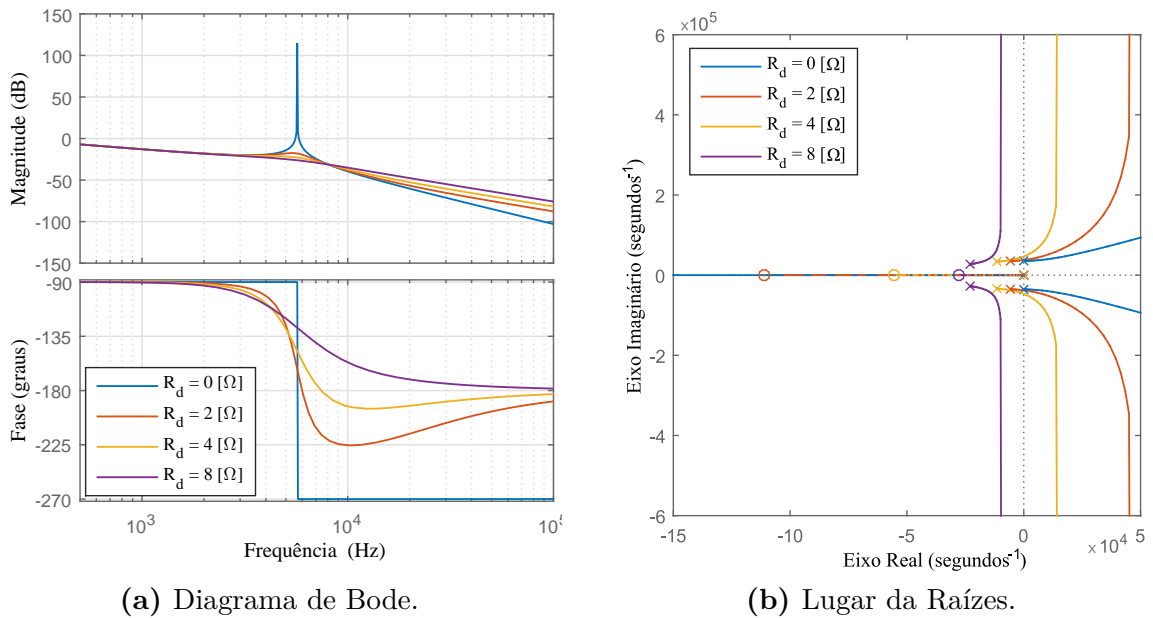
$$\zeta = \frac{(L_i + L_g)C_f R_d}{2\omega_{res}} \quad (3.2)$$

A Figura 31 apresenta a resposta em frequência em (a) e o lugar das raízes em (b) do filtro LCL na configuração em análise, plotado para diferentes valores de R_d . Como pode ser observado, a introdução de R_d resulta em um avanço no ângulo de fase do filtro na f_{res} , tornando-se mais perceptível à medida que a resistência aumenta, o que contribui

para o aumento da estabilidade relativa do filtro LCL na faixa de frequência próxima à ressonância.

Em contrapartida, sob a perspectiva de atenuação em altas frequências, a adição de R_d contribui negativamente neste quesito. O gráfico de magnitude no diagrama de Bode da Figura 31 mostra que a atenuação do filtro LCL decresce à medida que R_d aumenta. Outro inconveniente é a potência dissipada na resistência, inerente à circulação de harmônicas de alta frequências da corrente no ramo capacitivo, tornando a solução inviável nas aplicações em que a eficiência do sistema (inversor-filtro) é tomada como prioridade.

Figura 31 – Influência da resistência de amortecimento R_d em série com capacitor



Fonte: Próprio autor.

3.3 Virtualização da Resistência de Amortecimento no Filtro LCL Ideal

Considere as equações do filtro LCL com resistência adicionada em série com o capacitor. Seja V_c' a tensão no ramo capacitivo nessa configuração e, as componentes destacadas em verde, definidas como aquelas que diferenciam os modelos do filtro LCL

com resistência e sem resistência.

$$V_c'(s) = \underbrace{\frac{I_c(s)}{sC_f}}_{V_c(s)} + \underbrace{I_c(s)R_d}_{U_c(s)} \quad (3.3)$$

$$V_i(s) - (V_c(s) + U_c(s)) = sL_i I_i(s) \quad (3.4)$$

$$I_{g1}(s) = \underbrace{\frac{V_c(s)}{sL_g}}_{I_g(s)} + \underbrace{\frac{U_c(s)}{sL_g}}_{I_{g2}(s)} \quad (3.5)$$

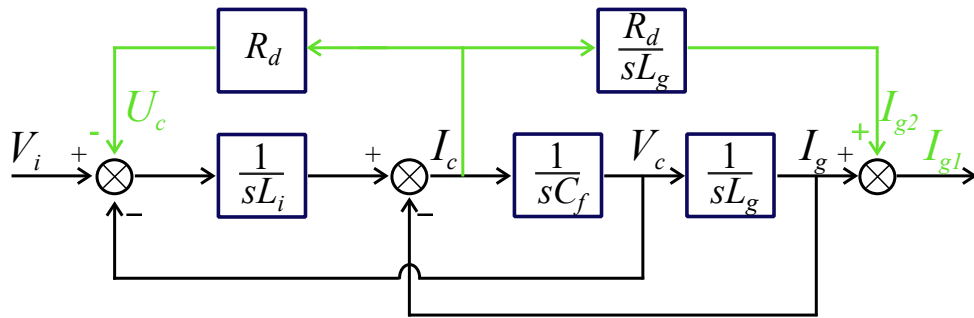
De acordo com as equações (3.4) e (3.5), a adição da resistência impõe um decremento na tensão sobre a indutância do lado do inversor e incrementa a corrente na indutância do lado da rede. Tais efeitos podem ser virtualmente implementados no filtro LCL ideal, se a corrente ou a tensão no ramo capacitivo é medida, conforme realçam os diagramas de blocos das Figuras 32.(a) e 32.(b). Todavia, o procedimento descrito aumenta o custo de operação do filtro LCL, dada a necessidade de utilização de mais sensores ou pelo esforço computacional relacionado ao cálculo da integral de I_c ou ao cálculo da derivada de V_c .

Com o propósito de prescindir o uso de mais sensores, a estimação de componente U_c por meio de I_g é uma alternativa viável, visto que a corrente de saída do filtro LCL é usualmente o estado realimentado pelo sistema de controle embarcado em inversores integrado à rede elétrica. Ao aplicar a álgebra de diagrama no diagrama da Figura 32.(b), o diagrama de blocos representado na Figura 33 é obtido, no qual destacam-se a função de transferência da malha de realimentação negativa, $H_1(s)$, e a a função de transferência da malha de realimentação positiva $H_2(s)$.

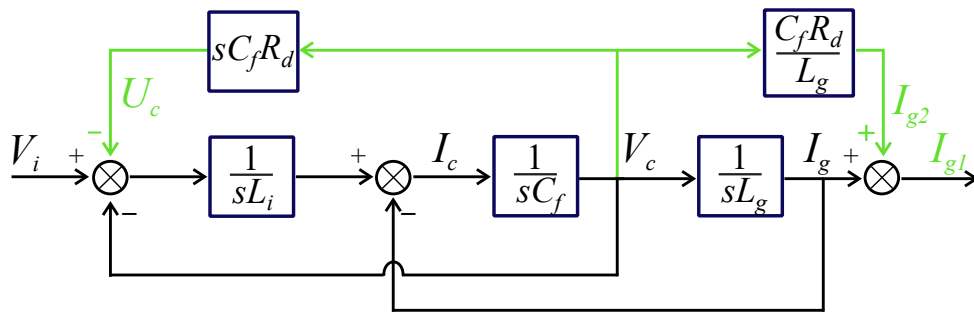
3.3.1 Análise das Malhas de Realimentação do Filtro Amortecido

Seja $G_{iv-H1}(s)$ em (3.6) a função de transferência entre a corrente de saída do filtro LCL e a tensão de entrada diminuída da componente U_c . Por meio dessa função verifica-se que a realimentação negativa de U_c torna o filtro *LCL* real assintoticamente estável, com o pólo mantido na origem e o par de pólos complexos conjugados deslocados à esquerda do plano s . Comparada com $G_{iv,Rd}(s)$ em (3.1), $G_{iv-H1}(s)$ herda o polinômio

Figura 32 – Diagrama de blocos do filtro LCL na frequência de ressonância com resistência de amortecimento R_d virtualizada, e em série com o capacitor



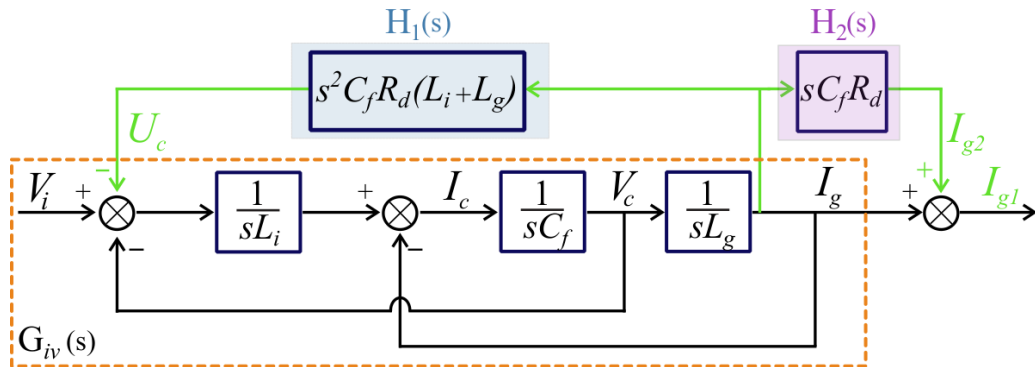
(a) R_d virtualizada por meio de I_c .



(b) R_d virtualizada por meio de V_c .

Fonte: Próprio autor.

Figura 33 – Diagrama de blocos equivalente ao filtro LCL na frequência de ressonância com resistência de amortecimento, em série com o capacitor, virtualizada por meio de I_g

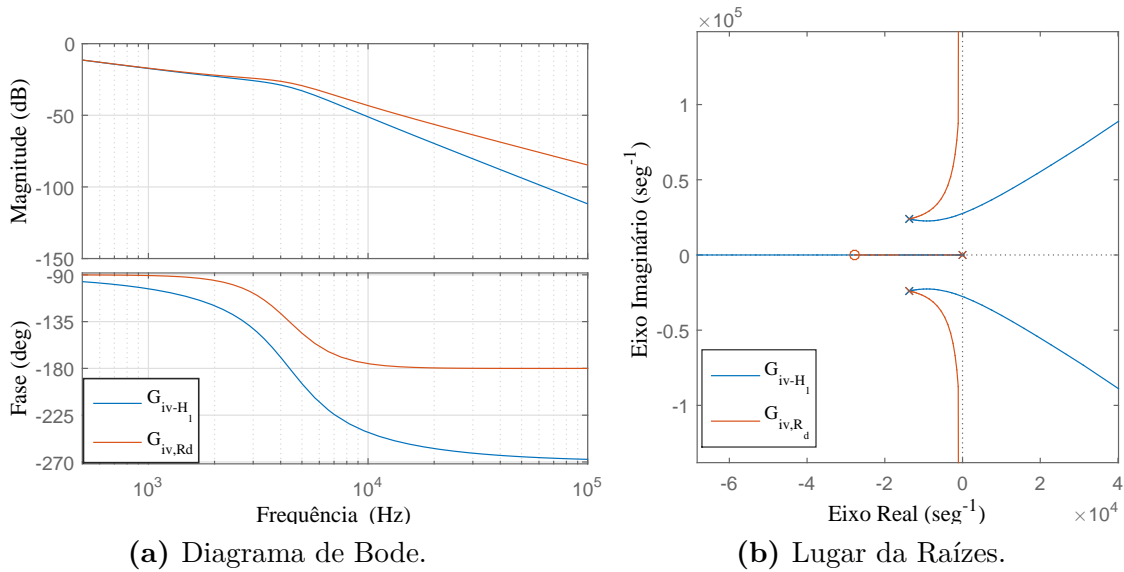


Fonte: Próprio autor.

característico e, dada a ausência de zero, sua atenuação em altas frequências é aumentada.

$$\begin{aligned}
 G_{iv-H1}(s) &= \frac{G_{iv}(s)}{1 + G_{iv}(s)H_1(s)} \\
 &= \frac{1}{s(s^2L_iL_gC_f + s(L_i + L_g)C_fR_d + (L_i + L_g))} \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

Figura 34 – Comparativo da resposta do filtro LCL ideal com realimentação negativa, $G_{iv-H1}(s)$, e filtro LCL real com R_d em série com o capacitor, $G_{iv,R_d}(s)$



Fonte: Próprio autor.

A Figura 34 ilustra o comparativo do diagrama de Bode em (a) e o lugar das raízes em (b) entre $G_{iv,R_d}(s)$ e $G_{iv-H1}(s)$. Sob a perspectiva de amortecimento da ressonância do filtro LCL, constata-se que a inclusão de U_c desempenha adequadamente esse papel. Ademais, três importantes detalhes devem ser ressaltados:

1. Harmônicas de I_g podem ser demasiadamente amplificadas no cálculo da derivada segunda, introduzindo ruídos de alta magnitude na malha de realimentação da corrente. Assim, a elaboração de um filtro digital bem sintonizado é fundamental para a garantia de performance.

2. A implementação de U_c é função das indutâncias, sujeitas a uma larga variação a depender dos valores instantâneos de corrente na entrada e na saída do filtro.

3. A implementação de U_c impõe um decremento na fase do filtro LCL, o que limita a largura de banda admissível para a malha de realimentação da corrente a fim de manter adequada sua margem de fase. Em conformidade, a Figura 34.(a) mostra que embora $G_{iv,R_d}(s)$ apresente menor capacidade de atenuação em altas frequências, sua curva de fase permite maior flexibilidade de ajuste para a malha de corrente em respeito ao possível para $G_{iv-H1}(s)$.

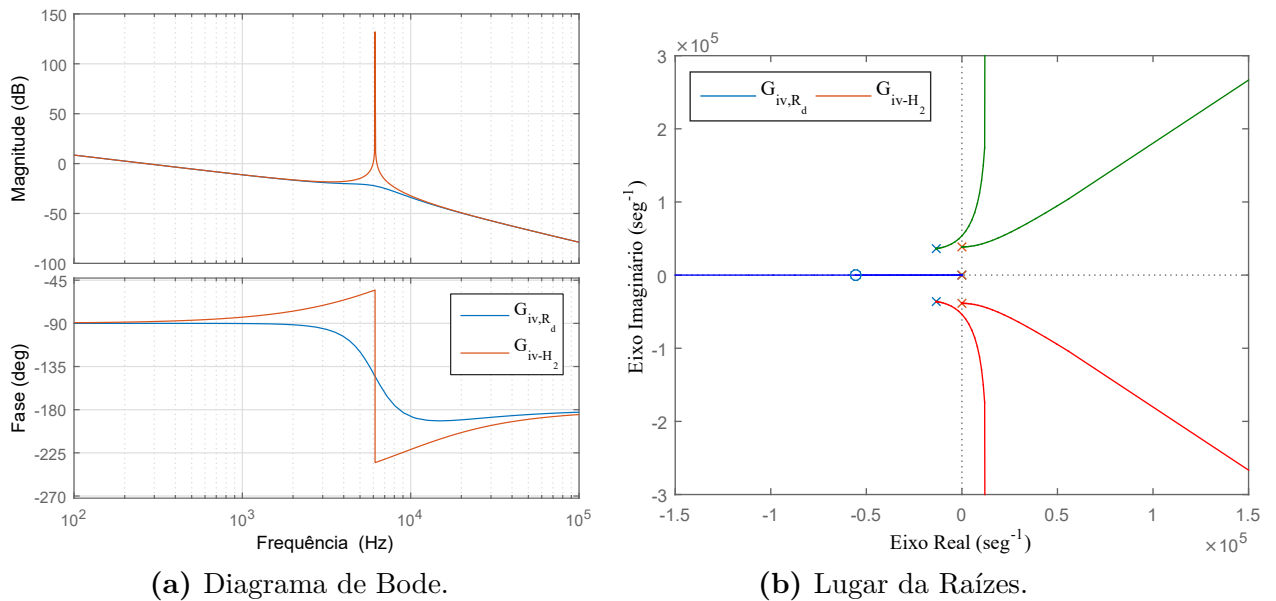
Realizada a análise relativa à aplicação da tensão $-U_c$ na entrada do filtro LCL ideal, considere o efeito da corrente I_{g2} na resposta do mesmo. Para tanto, seja (3.7) a

função de transferência entre a corrente I_{g1} e a tensão de entrada.

$$\begin{aligned} G_{iv-H2}(s) &= G_{iv}(s) \cdot (1 + H_2(s)) \\ &= \frac{sC_f R_d + 1}{s(s^2 L_i L_g C_f + (L_i + L_g))} \end{aligned} \quad (3.7)$$

De acordo com (3.7), verifica-se que a ação isolada da componente I_{g2} não incrementa a estabilidade marginal do filtro, sendo mantida a posição inicial dos pólos originalmente localizados sobre o eixo imaginário do plano s . Por outro lado, segundo o gráfico de fase da Figura 35.(a), o zero de $G_{iv-H2}(s)$ resulta no aumento do ângulo de fase nas frequências abaixo de f_{res} , sendo tal característica vantajosa sobre a perspectiva de projeto de uma rápida malha de realimentação da corrente. Outro ponto interessante observa-se a partir da Figura 35.(b), em que o fator de atenuação da ressonância do filtro LCL real com a inserção da componente I_{g2} é maior em relação ao obtido em $G_{iv,R_d}(s)$.

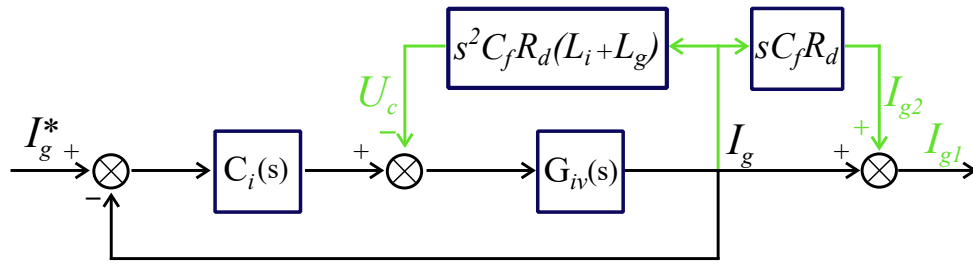
Figura 35 – Comparativo da resposta do filtro LCL ideal com adição de I_{g2} na corrente de saída, $G_{iv-H2}(s)$, e filtro LCL com R_d em série com o capacitor $G_{iv,R_d}(s)$



Fonte: Próprio autor.

O diagrama de blocos equivalente da malha de corrente do filtro LCL ideal e ativamente amortecido por meio da medição de I_g , é apresentado na Figura 36. Um importante detalhe da configuração é que o efeito amortecedor obtido com R_d em série com C_f requer uma fonte de tensão que diminua de U_c a tensão na entrada do filtro, o que implementável visto que VSI atua como fonte de tensão, e uma fonte de corrente para que I_{g2} seja adicionada a corrente de saída do filtro.

Figura 36 – Diagrama de blocos da malha de corrente do filtro LCL com resistência R_d em série com o capacitor e virtualizada por meio de I_g



Fonte: Próprio autor.

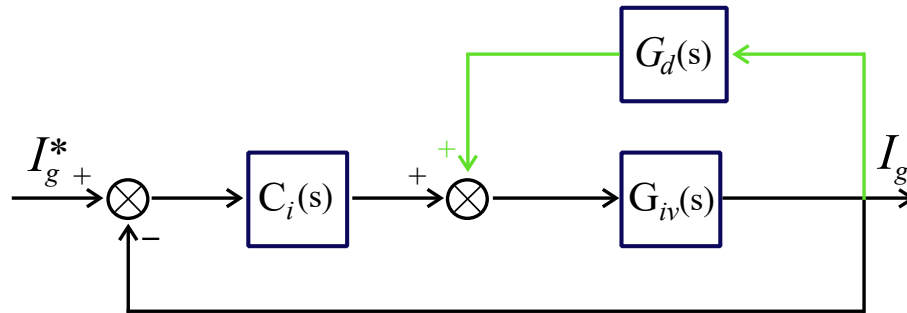
Diante do exposto, compreende-se que a virtualização da resistência de amortecimento é uma atividade complexa e representa o desafio maior no projeto do sistema de controle de inversores conectados à rede por meio de filtro LCL (BERES et al., 2016; DANNEHL; LISERRE; FUCHS, 2011). Fundamentando-se nos diagramas de blocos referentes à virtualização da resistência de amortecimento, a seção seguinte propõe um solução alternativa à discutida na presente seção, objetivando amortecer a ressonância de filtros LCL com a implantação de uma estrutura de controle mais simples, respeitando a fundamentação teórica apresentada.

3.4 Proposta de um Compensador para a Malha de Amortecimento

O amortecimento da ressonância do filtro LCL, por meio da virtualização de R_d em série com o capacitor e medição da corrente na indutância do lado rede I_g , exige o cálculo da segunda derivada dessa corrente e o conhecimento do valor instantâneo das indutâncias. Como alternativa, esta seção demonstra que, por meio de um simples compensador adicionado em paralelo ao controlador da malha de corrente, o filtro LCL tem sua ressonância amortecida e portanto torna-se assintoticamente estável.

Para tanto considere o diagrama de blocos da Figura 37, em que $C_i(s)$ representa o controlador da malha de corrente do filtro LCL, enquanto $G_d(s)$ é a função de transferência da malha de amortecimento e cuja equação é destacada em (3.8).

Figura 37 – Diagrama de blocos proposto para o amortecimento ativo da ressonância e controle da corrente de saída do filtro LCL



Fonte: Próprio autor.

A fundamentação da expressão (3.8) está associada à ideia de aplicar, na entrada no filtro LCL, uma componente de tensão capaz de amortecê-lo em substituição a ação de U_c . Para isto, torna-se necessário herdar características do controlador $C_i(s)$, em concordância com propriedades alusivas à álgebra dos diagramas de blocos.

$$\begin{aligned} G_d(s) &= \underbrace{sC_f R_d}_{H_2(s)} \cdot \underbrace{k_{cc} \frac{\tau_z s + 1}{s}}_{C_i(s)} \\ &= k_d (\tau_z s + 1) \end{aligned} \quad (3.8)$$

A título de implementação, $G_d(s)$ pode ser aproximado por meio da adição de um pólo de alta frequência, alocando-o no limite superior para a localização de ressonância do filtro LCL não amortecido, de modo que todas as harmônicas de corrente localizadas na faixa de ressonância sejam alcançadas. Para tanto:

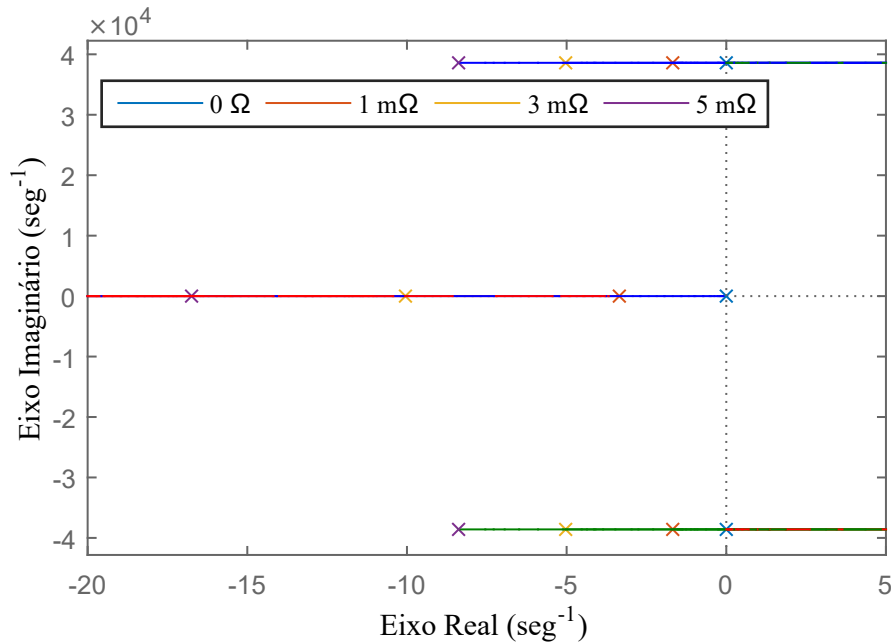
$$\tau_p \leq \frac{1}{2\pi f_{res,max}} \quad [s] \quad (3.9)$$

Portanto, (3.10) representa a função de transferência proposta para a malha de amortecimento da ressonância do filtro LCL.

$$G_d(s) \approx k_d \frac{\tau_z s + 1}{\tau_p s + 1} \quad (3.10)$$

Para a estabilização, as resistências séries inerente aos enrolamentos dos indutores podem ser contabilizadas. Embora pequenas, usualmente na ordem de alguns miliohms, essas resistências proporcionam um expressivo amortecimento passivo da ressonância, tornando o filtro LCL assintoticamente estável. A título de ilustração, a Figura 38 traz um comparativo da distribuição dos pólos com a contabilização dessas resistências.

Figura 38 – Distribuição dos pólos do filtro LCL quando considerada a resistência série dos indutores



Fonte: Próprio autor.

Para o ajuste de τ_z , considera-se que a essência de $G_d(s)$ é reproduzir uma derivada. Neste sentido há duas possibilidades: na primeira, R_i e R_g são desconsideradas no modelo do filtro LCL, o que resulta em pólos sobre eixo imaginário do plano s . Na segunda possibilidade, R_i e R_g são consideradas no modelo, recaindo em configuração retratada na Figura 38. Em ambos os casos, se τ_z é assumido igual à constante de tempo do pólo com parte imaginária nulo, o ajuste de k_d modificará apenas a posição dos pólos complexos-conjugados, refletindo numa simples técnica para o amortecimento de pólos ressonantes.

Seja (3.11) a função de transferência $G_{iv,cr}(s) = \frac{I_g}{V_i}$ na qual são consideradas as resistências séries dos indutores, em que R_i e R_g são, respectivamente, a resistência em série com a indutância do lado inversor e rede.

$$\frac{1}{s^3(L_i L_g C_f) + s^2(L_i R_g + L_g R_i) C_f + s(C_f R_i R_g + L_i + L_g) + R_i + R_g} \quad (3.11)$$

Seja (3.12) a função de transferência do filtro LCL com a malha de amortecimento adicionada. Com base no polinômio característico da mesma, verifica-se que, a depender das constantes τ_p , τ_z e k_d , a estabilidade relativa do filtro LCL real, originalmente

sujeito à instabilidade, pode ter aumentada.

$$\begin{aligned} G_{iv,G_d}(s) &= \frac{G_{iv,cr}(s)}{1 - G_{iv,cr}(s)G_d(s)} \\ &= \frac{\tau_p s + 1}{x_4 s^4 + x_3 s^3 + x_2 s^2 + x_1 s + x_0} \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que:

$$x_4 = L_i L_g C_f \tau_p$$

$$x_3 = C_f (L_i L_g + \tau_p (L_i R_g + L_g R_i))$$

$$x_2 = \tau_p (C_f R_i R_g + L_i + L_g) + C_f (L_i R_g + L_g R_i)$$

$$x_1 = \tau_p (R_i + R_g) + C_f R_i R_g + L_i + L_g - k_d \tau_z$$

$$x_0 = R_i + R_g - k_d$$

A fim de demonstrar a efetividade de $G_d(s)$ no amortecimento da ressonância de filtros LCL, a seção seguinte apresenta um exemplo de projeto. A análise matemática da influência de τ_z , τ_p e k_d sobre o amortecimento do filtro está fora do escopo desta dissertação. O projeto e avaliação qualitativa de $G_d(s)$ sobre a $G_{iv}(s)$ é realizada exclusivamente por meio da análise do diagrama de Bode de $G_{iv,G_d}(s)$.

3.5 Projeto da Malha de Amortecimento

Conhecida a variação da ressonância do filtro LCL dimensionado na capítulo anterior, o ajuste dos parâmetros de $G_d(s)$ dá-se na condição em que as indutâncias são mínimas, recaindo na configuração em que a frequência de ressonância é máxima.

Tabela 6 – Parâmetros adotados no projeto da malha de amortecimento

Parâmetros	Símbolo	Valor
Indutância do lado do inversor	L_i	430 [μ H]
Indutância do lado da rede	L_g	293 [μ H]
Capacitância	C_f	4.5 [μ F]
Frequência de ressonância	f_{res}	5.68 [kHz]

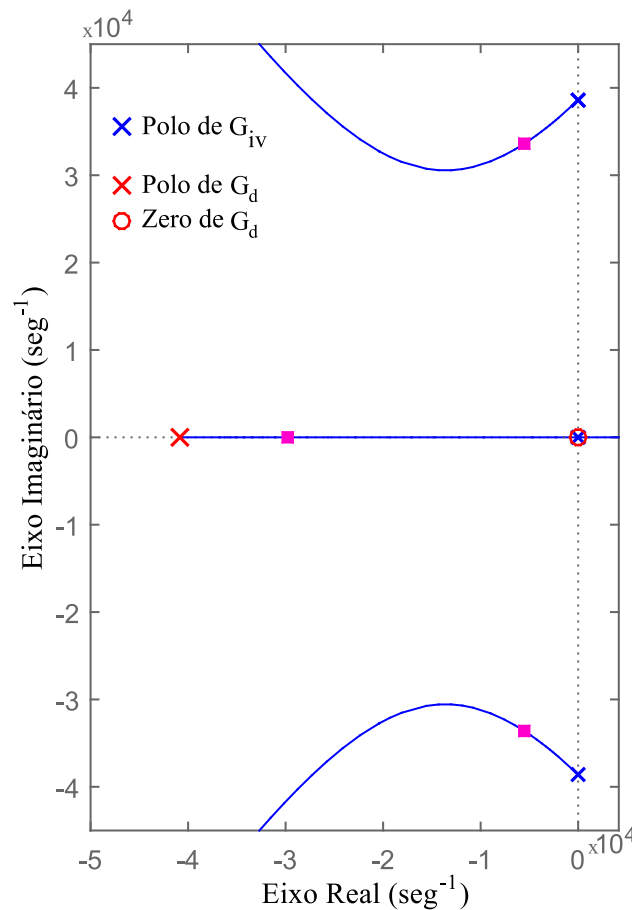
Fonte: Próprio autor.

Inicialmente ajusta-se τ_p , que é definido em função da frequência dos pólos complexos-conjugados do filtro LCL. Dessa forma, considerada a frequência de ressonância

do filtro LCL destacado na Tabela 6, adota-se τ_p igual à 26.52 [us]. Quanto ao ajuste de τ_z , como a resistência série do indutores é desprezada, $\tau_z \rightarrow +\infty$, resultando na alocação do zero de $G_d(s)$ na origem.

A Figura 39 ilustra a possibilidade de alocação dos pólos complexos-conjugados do filtro LCL, originalmente não amortecido, após a adição da malha de amortecimento. Verifica-se que o zero de $G_d(s)$ cancela o pólo localizado na origem e que o incremento do ganho da malha resulta no deslocamento dos pólos complexos-conjugados para a esquerda do plano s , proporcionando o amortecimento dos mesmos e, por consequência, o aumento da estabilidade relativa do filtro.

Figura 39 – Lugar da raízes do filtro LCL após a implementação da malha de amortecimento proposta

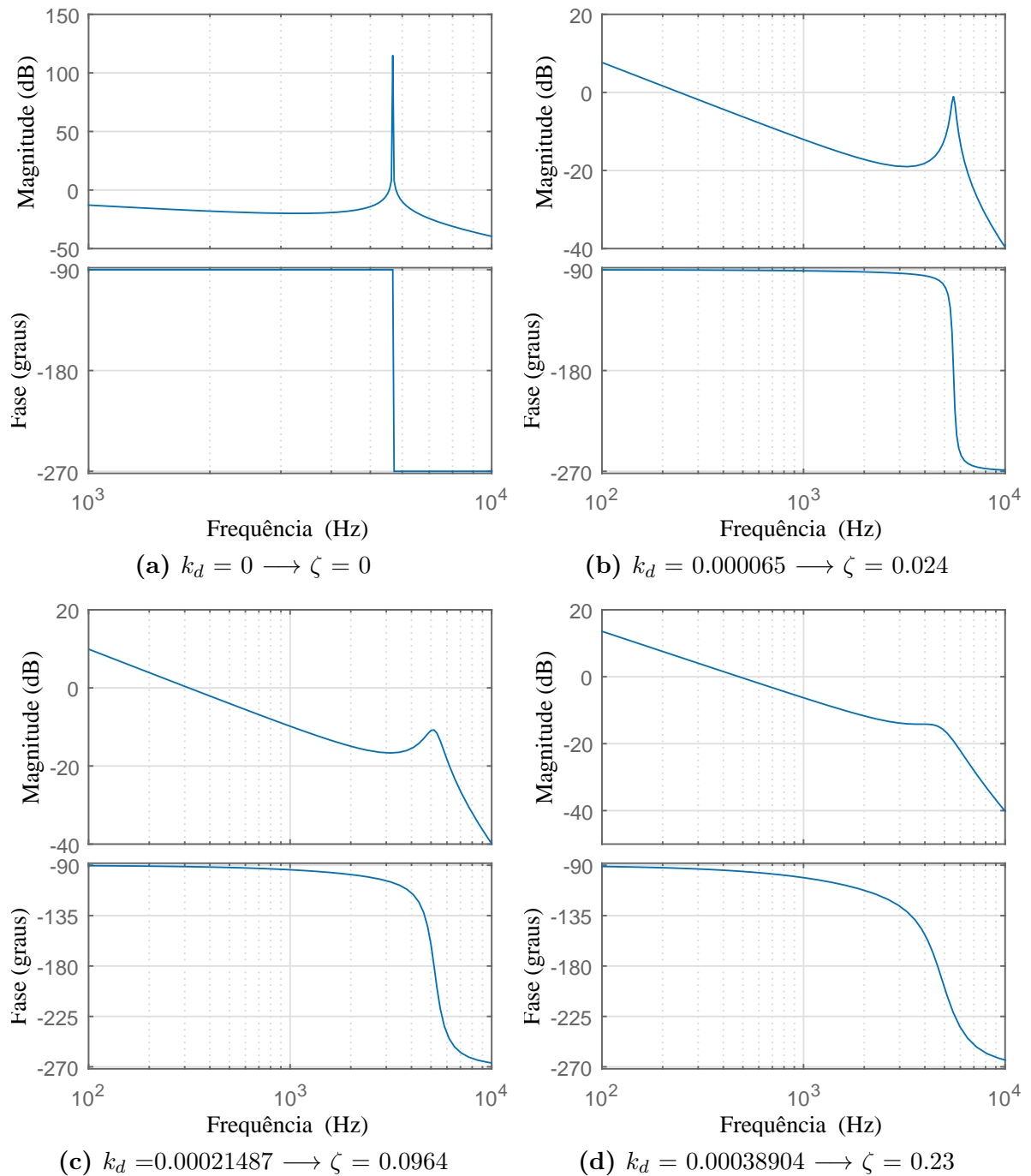


Fonte: Próprio autor.

A Figura 40 destaca diagramas de Bode do filtro LCL com a inclusão da malha de amortecimento ativo da ressonância proposta para diferentes valores de k_d . Inicialmente, a Figura 40.(a) ilustra a resposta em frequência na ausência da referida malha. Na Figura 40.(b) o pico de ressonância é significamente reduzido com $k_d = 0.000065$, tendência essa

que permanece à medida que k_d aumenta, resultando na Figura 40.(d), configuração em que o ganho na frequência de ressonância é inferior à -15 [dB].

Figura 40 – Diagramas de Bode de $G_{iv,G_d}(s)$



Fonte: Próprio autor.

Portanto a inclusão da malha de amortecimento proposta cumpri o objetivo para a qual foi projetada, sendo esse resultado mais evidenciado mediante o aumento de k_d . Destaca-se também que harmônicas de baixa frequência são amplificadas no procedimento.

De fato, conforme as curvas de ganho da Figura 40, a banda passante e ganho do filtro LCL em baixas frequências crescem proporcionalmente com o aumento de ζ .

Voltando a atenção para os diagramas de fase, verifica-se que com o aumento de k_d o ângulo de fase diminui. O filtro LCL apresenta ângulo de fase de -90° em toda a faixa de frequência abaixo da f_{res} , no entanto, conforme ζ aumenta, esse ângulo reduz. Portanto, a depender da banda passante e da margem de fase desejada para o sistema em malha fechada, o valor de k_d deverá ser avaliado, a fim de facilitar o ajuste do controlador da malha de corrente, $C_i(s)$.

3.6 Considerações Finais

Considerado o método mais viável para amortecimento da ressonância por meio passivo, o modelo do filtro LCL com resistência de amortecimento conectada em série com o capacitor foi analisado na Seção 3.2, sendo posteriormente tomado como referência para o desenvolvimento do capítulo.

Na Seção 3.3 é realizada a comparação entre os modelos do filtro LCL com e sem resistência de amortecimento. Com base nisso, foi matematicamente realçado que a resposta do filtro LCL com ressonância amortecida pode ser virtualizada, sem demandar adicional número de sensores, por meio da implementação das derivadas primeira e segunda da corrente I_g . Aspectos peculiares dessa abordagem foram esclarecidos na Subseção 3.3.1, sendo evidenciada que a implementação de uma tensão proporcional à derivada segunda de I_g vezes a soma das indutâncias do filtro é suficiente para amortecer sua ressonância e torná-lo assintoticamente estável.

Com base no estudo realizado na Seção 3.3, a Seção 3.4 apresentou uma nova proposta para realizar o amortecimento da ressonância por meio ativo. Nessa abordagem a resistência dos enrolamentos dos indutores pode ser considerada, e demonstrada que a adição de um simples compensador $G_d(s)$ paralelo à malha de corrente é capaz de elevar significativamente a estabilidade relativa do filtro LCL.

A efetividade da proposta é demonstrada na Seção 3.5, ratificando por meio de diagramas de Bode que a depender da largura de banda e margem de fase desejadas para a malha de corrente compensada, os parâmetros de $G_d(s)$ deverão ser criteriosamente selecionados. Portanto, a solução proposta possibilita alinhar os projetos da malha de amortecimento da ressonância com a malha de realimentação da corrente de filtros LCL.

4 Projeto e Simulação

4.1 Introdução

O sistema de controle aplicado no estágio final do processamento de energia é usualmente formado por uma estrutura clássica composta por duas malhas em cascata: uma malha interna rápida e uma malha externa mais lenta. Quanto à malha interna, esta regula a corrente de saída do filtro, mantendo-a sincronizada com a tensão no PCC, enquanto a malha externa controla a tensão do barramento CC, exercendo, portanto, a regulação do fluxo de potência ativa entre o VSI e a rede elétrica.

Neste trabalho, em particular, o seguimento da corrente senoidal ocorre a partir da ação conjunta de um controlador PI na malha de corrente do filtro LCL e da aplicação de uma ação *feedforward* igual à soma da tensão de rede mais a queda de tensão sobre as indutâncias do filtro devido à componente fundamental da corrente. Conforme discutido na Seção 2.6, a ação *feedforward* é projetada para minimizar o esforço do controlador da malha de corrente, uma vez que aquela ação adiciona a componente de tensão senoidal que oscila na mesma frequência da rede elétrica, e cuja amplitude é igual à tensão a ser aplicada pelo VSI para sincronizar a corrente de saída no filtro LCL com a tensão de rede. Sob essa perspectiva, caberá ao controlador PI compensar o erro de tensão decorrente da aproximação realizada no modelo do filtro LCL na frequência da rede e corrigir o *offset* na ocorrência de transitórios.

Para o projeto do controlador PI faz-se a análise da resposta em frequência do filtro LCL amortecido, $G_{iv,G_d}(s)$. A análise do diagrama de Bode é usual, pois a ação de controle sobre os dispositivos semicondutores propicia o surgimento de tensões e correntes com componentes em diversas frequências. Características do desempenho do sistema em malha fechada, tais como o tempo de assentamento, *overshoot* ou sobressinal e estabilidade são relacionadas ao diagrama de fase (NISE, 2011).

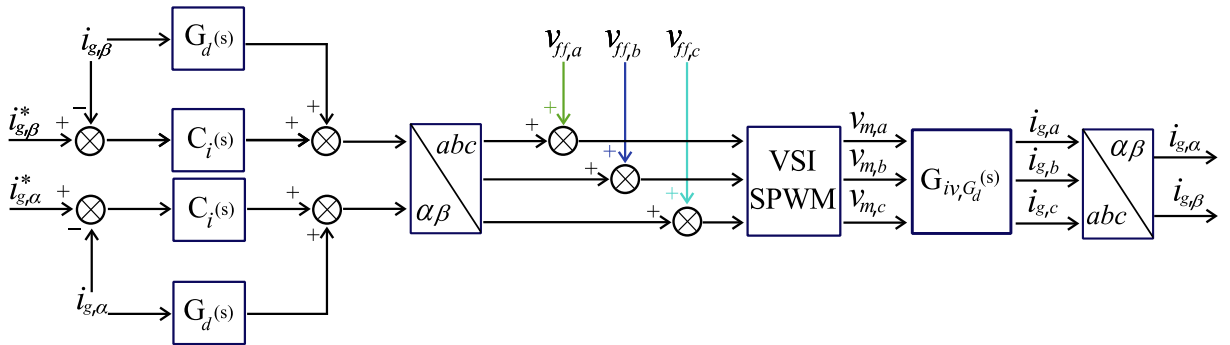
Realizado o ajuste dos parâmetros do PI, os modelos desenvolvidos para simulação do sistema (VSI, filtro LCL não linear e a rede elétrica) em ambiente computacional MATLAB®R2015a são descritos ao longo da seção 4.2. Por fim, na seção 4.3 são mostrados os resultados de simulação.

4.2 Projeto da Malha de Corrente

A Figura 41 apresenta o diagrama de blocos proposto para o controle de corrente no filtro LCL ativamente amortecido e utilizado como interface entre o VSI trifásico e a rede elétrica. A título de simplificação, a rede elétrica é considerada simétrica e equilibrada e, portanto, é suficiente o controle da corrente no eixo α e no eixo β .

Em paralelo a $C_i(s)$, tem-se $G_d(s)$ que adiciona a tensão de amortecimento ($v_{d,\alpha}$ e $v_{d,\beta}$) na malha de corrente, proporcional à derivada primeira das correntes $i_{g,\alpha}$ e $i_{g,\beta}$ medidas, e cuja função é amortecer a ressonância do filtro LCL. A tensão resultante da ação de $C_i(s)$ e $G_d(s)$ na referência estacionária $\alpha\beta$ é convertida para a equivalente na referência estacionária abc e somada à ação *feedforward* ($v_{ff,a}$, $v_{ff,b}$, $v_{ff,c}$) calculada para cada fase do VSI, obtendo, assim, as tensões moduladoras ($v_{m,a}$, $v_{m,b}$, $v_{m,c}$) que deverão ser geradas pelo VSI e aplicadas ($v_{i,a}$, $v_{i,b}$, $v_{i,c}$) na entrada do filtro.

Figura 41 – Diagrama de blocos proposto para a malha de corrente do filtro LCL



Fonte: Próprio autor.

Como parâmetro de projeto para a malha de corrente, usualmente é desejável uma larga banda passante, objetivando rapidez na velocidade de resposta do sistema em malha fechada (BASSO, 2013). No entanto, quando a frequência de cruzamento em zero dB, f_c , é próxima da frequência de chaveamento f_{ch} , o sistema deixa de ser tratado como contínuo. A teoria de sistemas amostrados recomenda que (BUSO; MATTAVELLI, 2006):

$$f_c < \frac{f_{ch}}{4} \quad [Hz] \quad (4.1)$$

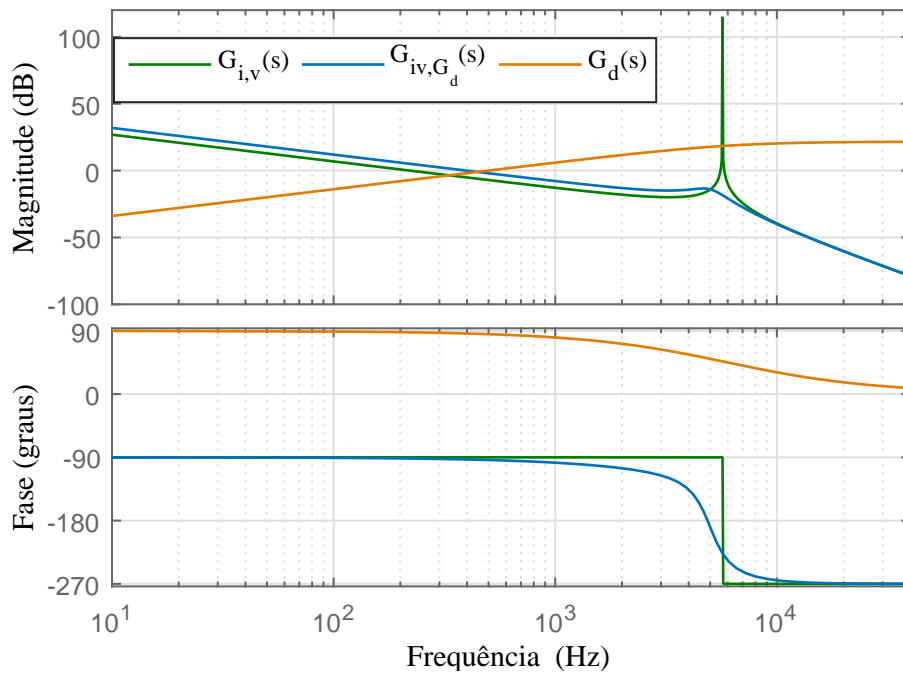
Adicionalmente, como a ressonância é amortecida por meio ativo, diminui-se a velocidade de resposta da malha de corrente como medida de precaução para evitar a ativação da ressonância devido aquela.

Conforme ressaltado na Seção 3.5, o projeto de $C_i(s)$ pode ser facilitado se as características dinâmicas desejadas para a malha de corrente compensada são consideradas no ajuste de $G_d(s)$. Assim sendo, o ajuste realizado tem como objetivos:

1. Limitar o ângulo de fase de $G_{iv,G_d}(s)$ em -110° no intervalo compreendido entre 1 e 1.5 [kHz], intervalo esse menor que metade da $f_{res,min}$;
2. Reduzir o ganho de $G_{iv,G_d}(s)$ na f_{res} a um valor abaixo de 0 [dB].

Baseado nesses requisitos, os diagramas de Bode da Figura 42 foram obtidos. A cor verde destaca a resposta do filtro LCL não amortecida na condição em que ocorre indutâncias mínimas, a resposta do referido filtro LCL após o amortecimento de sua ressonância é destacadona cor azul, e na cor laranja a resposta de $G_d(s)$ projetado.

Figura 42 – Diagrama de Bode do filtro LCL projetado antes e após aplicação da malha de amortecimento ativo da ressonância



Fonte: Próprio autor.

A equação de $G_d(s)$ e os coeficientes de $G_{iv,G_d}(s)$ são respectivamente destacadas na equação (4.2) e na Tabela 7.

$$G_d(s) = \frac{0.00032s}{26.53 \cdot 10^{-6}s + 1} \quad (4.2)$$

Tabela 7 – Coeficientes de $G_{iv,G_d}(s)$

Parâmetros	Valor
x_4	$15.034 \cdot 10^{-18}$
x_3	$56.676 \cdot 10^{-14}$
x_2	$19.173 \cdot 10^{-9}$
x_1	$4.028 \cdot 10^{-4}$
x_0	0
τ_p	$26.53 \cdot 10^{-6}$

Fonte: Próprio autor.

Uma vez ajustado os parâmetros da malha de amortecimento e definido o modelo do filtro LCL com ressonância amortecida, procede o ajuste do compensador da malha de corrente. Para tanto, é importante contabilizar a influência de todos os componentes inerentes à implementação de um sistema em malha fechada, tais quais:

- O ganho e atraso dos sensores e circuitos de condicionamento;
- O atraso de transporte do inversor;
- O ganho do modulador PWM;
- O ganho do conversor analógico-digital (AD) e amostragem (no caso de controle digital).

Aspectos relativos a esses quesitos são detalhadamente descritos no Capítulo 5. Em suma, é considerado preponderante o efeito dos ganhos e o atraso do inversor, assim sendo define-se: $FTMA_{i,sC_i}(s)$ como a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem controlador (não compensada), H_i o ganho do sensor de corrente, F_m o ganho do modulador PWM, H_{AD} o ganho do conversor AD e H_D o atraso do inversor.

Para fins de implementação, o ganho equivalente aos ganhos descritos é compensado por uma constante k_i^{-1} , de modo que, $i_{g,\alpha}$ e $i_{g,\beta}$ correspondam as correntes reais que circulam nos indutores de saída do filtro.

$$k_i^{-1} = \frac{1}{H_i \cdot F_m \cdot H_{AD}} \quad (4.3)$$

A função de transferência admitida para o atraso do inversor consiste na aproximação de primeira ordem para o modelo do atraso de Padé (BUSO; MATTAVELLI,

2006). É considerado um período de amostra de atraso.

$$\begin{aligned} H_D(s) &= e^{-27.78 \cdot 10^{-6}s} \\ &\approx \frac{1}{27.78 \cdot 10^{-6}s + 1} \end{aligned} \quad (4.4)$$

A equação (4.5) define a função de transferência de laço aberto da malha de corrente não compensada.

$$FTMA_{i,sC_i}(s) = G_{iv,G_d}(s) \cdot k_i^{-1} \cdot H_D(s) \quad (4.5)$$

Seja $FTMA_{i,cC_i}(s)$, definida em (4.6), a função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada, ϕ_{mf} a margem de fase de $FTMA_{i,cC_i}(s)$, e f_c a frequência em que curva de ganho de $FTMA_{i,cC_i}(s)$ cruza em zero dB.

$$FTMA_{i,cC_i}(s) = FTMA_{i,sC_i}(s) \cdot C_i(s) \quad (4.6)$$

O compensador $C_i(s)$ empregado é então projetado de modo a ajustar $FTMA_{i,cC_i}(s)$ segundo as especificações abaixo:

1. ϕ_{mf} entre 45° e 60° ;
2. f_c mínima de 1 [kHz] e máxima de 2 [kHz].

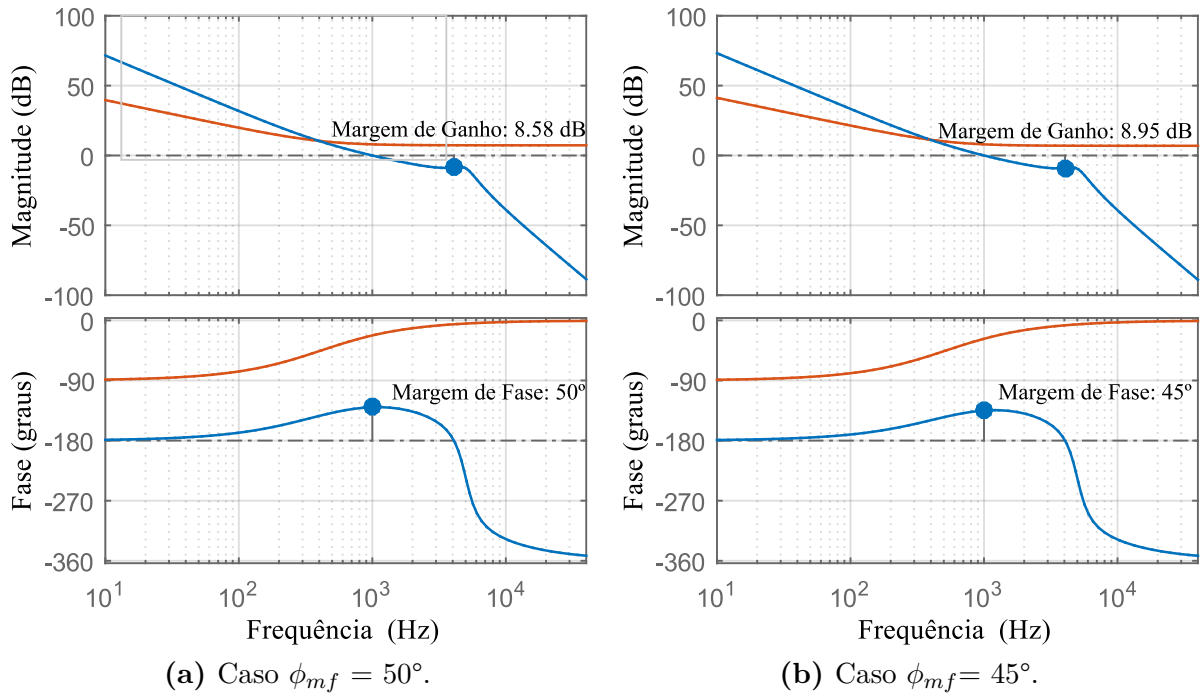
Com o intuito de elucidar detalhes relativos ao ajuste do compensador, as Figuras 43, 44 e 45 ilustram os diagramas de Bode de $FTMA_{i,cC_i}(s)$ (na cor da azul) e de $C_i(s)$ (na cor laranja) obtidos para f_c igual à 1.0, 1.5 e 2.0 [kHz], respectivamente. Verifica-se a partir dessa figuras que a margem de ganho (do inglês, *Gain Margin - m_g*), que é a variação requerida na curva do ganho de $FTMA_{i,cC_i}(s)$ para tornar o sistema susceptível à instabilidade, diminui com o aumento de ϕ_{mf} . Por consequência, tal resultado pode impossibilitar a obtenção simultânea de ϕ_{mf} e f_c desejadas.

A limitação descrita deve-se à diminuição da fase do filtro LCL em resposta ao amortecimento de sua ressonância. Conforme ilustrado na Figura 40, embora o método proposto para o amortecimento ativo da ressonância seja eficaz, a faixa de ajuste disponível para o controlador da malha de corrente torna-se limitada em resposta ao coeficiente de amortecimento imposto aos pólos complexos-conjugados de $G_{iv,G_d}(s)$.

A condição de alto amortecimento da ressonância amplifica o ganho do filtro LCL em baixas frequências, o que pode resultar num significativo aumento da distorção harmônica da corrente ocasionada por harmônicas de baixa ordem. Destarte, observa-se de forma nítida a ocorrência de uma desvantagem: se ζ de $G_{iv,C_d}(s)$ é muito amortecido,

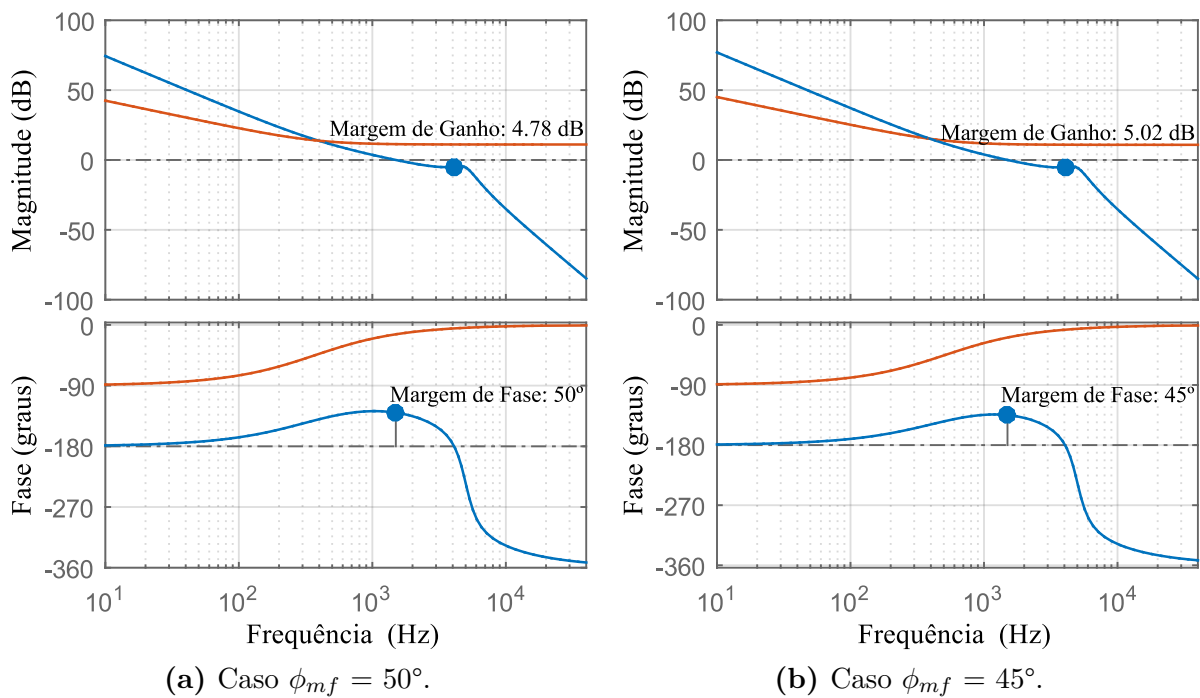
a fase do filtro LCL nas frequências abaixo da f_{res} decai bruscamente, podendo resultar ao não atendimento dos critérios estabelecidos no projeto de $FTMA_{i,cC_i}(s)$.

Figura 43 – Diagrama de Bode da $FTMA_{i,cC_i}(s)$ com f_c de 1.0 [kHz]

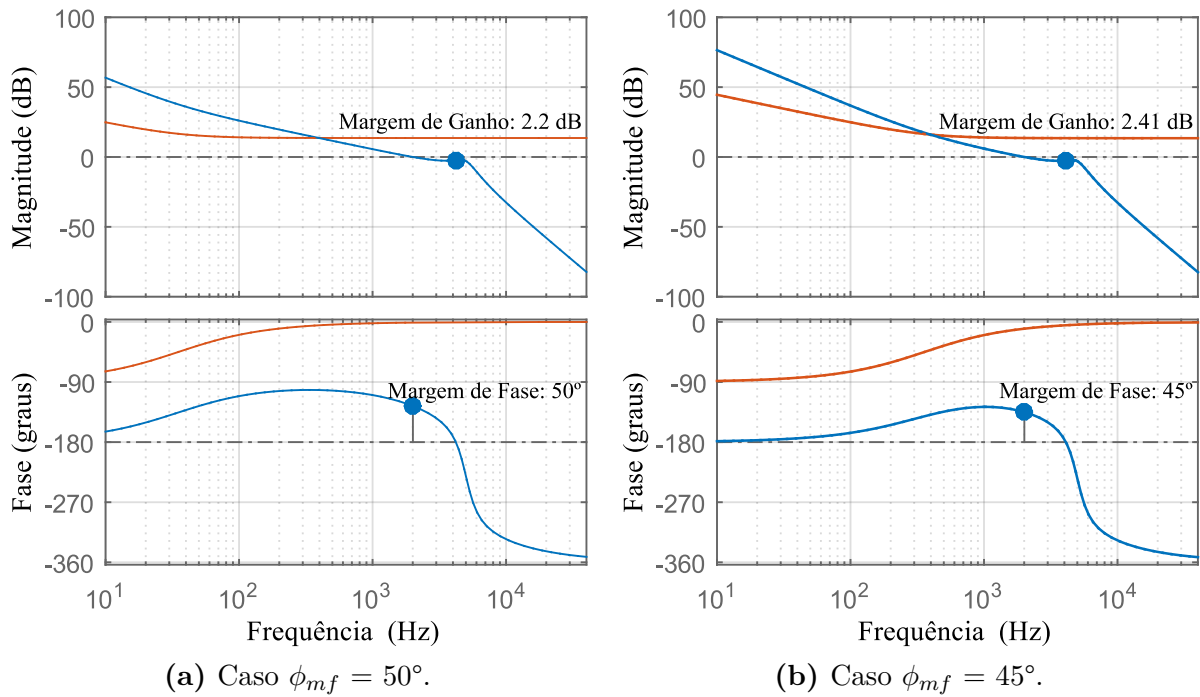


Fonte: Próprio autor.

Figura 44 – Diagrama de Bode da $FTMA_{i,cC_i}(s)$ com f_c de 1.5 [kHz]



Fonte: Próprio autor.

Figura 45 – Diagrama de Bode da $FTMA_{i,cC_i}(s)$ com f_c de 2.0 [kHz]

Fonte: Próprio autor.

Com base nas premissas anteriores, o compensador $C_i(s)$ foi configurado para $FTMA_{i,cC_i}(s)$ cruzar em 0 dB na frequência 1.5 [kHz] com ϕ_{mf} de 45° . O diagrama de Bode dessa configuração é ilustrado na Figura 44.(b), e os parâmetros obtidos no ajuste de $C_i(s)$ destacados na Tabela 8.

Tabela 8 – Características do controlador C_i projetado

Parâmetros	Valor
Ganho na f_n	27.4026 [dB]
Ganho na f_c	10.5102 [dB]
Ganho Integral, k_i	8756.3
Ganho Proporcional, k_p	3.2223

Fonte: Próprio autor.

A função de transferência de $C_i(s)$ é apresentada em (4.7).

$$C_i(s) = 8756.3 \frac{0.000368s + 1}{s} \quad (4.7)$$

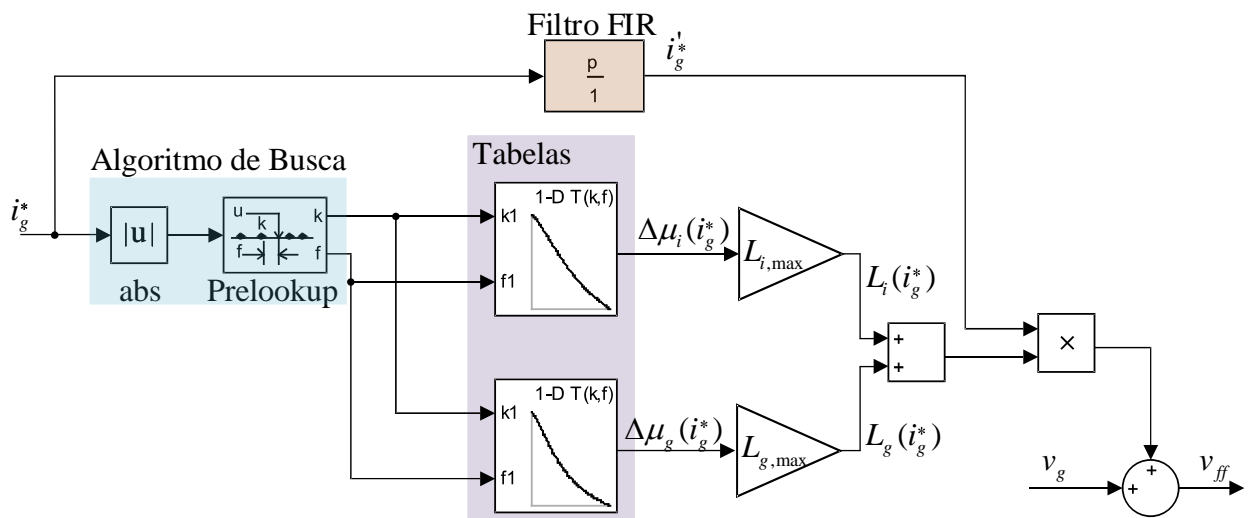
4.2.1 Implementação da Ação FeedForward

Para a implementação da ação *feedforward*, o valor instantâneo da componente fundamental da queda de tensão sobre as indutâncias do filtro LCL precisa ser conhecido. Assim sendo, o mapeamento dos valores instantâneos de L_i e L_g deve ser previsto para toda a faixa de operação do filtro.

O conhecimento da variação de permeabilidade magnética ($\Delta\mu_{i\%}$ e $\Delta\mu_{g\%}$), a qual é submetido os núcleos usados na construção dos indutores, possibilita o cálculo do valor instantâneo da queda de tensão sobre as indutâncias em função da corrente no filtro. Para tanto, a curva da *Variação percentual da permeabilidade magnética dos núcleos em função da corrente*, ilustrada na Figura 28 é utilizada. Desta forma, determina-se a permeabilidade magnética instantânea ($\mu_i(i_g^*)$ e $\mu_g(i_g^*)$) do filtro em função da componente fundamental da corrente de referência e, por consequência, a reatância X_L e a queda de tensão sobre a mesma em todos os pontos de operação.

A Figura 46 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle responsável pelo cálculo da ação *feedforward*. Como entrada, tem-se a corrente de referência, em seguida o módulo desta é calculado e armazenado no bloco *Prelookup*, que desempenha a função de busca em estruturas de dados do tipo tabela. Os blocos *Tabela* armazenam os pontos da curva ilustrada na Figura 28, recebendo na entrada o módulo da referência da malha de corrente e, retorna na saída a variação da permeabilidade magnética em relação ao valor nominal, sendo então multiplicada pelas indutâncias nominais ($L_{i,max}$ e $L_{g,max}$).

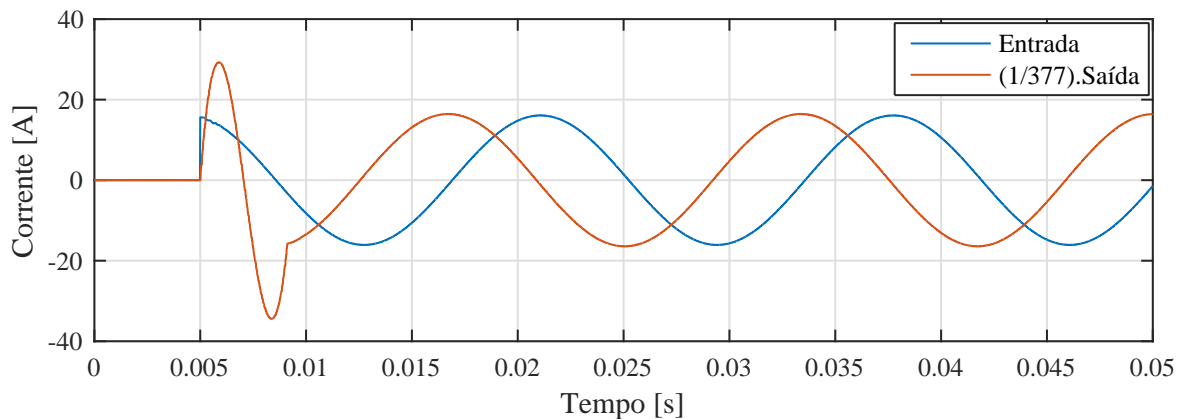
Figura 46 – Diagrama de blocos correspondente à implementação da ação *feedforward*



Fonte: Próprio autor.

Estimado o valor individual das indutâncias e, conseqüentemente obtida a reatância equivalente do filtro LCL na f_n , multiplica-se esta pela derivada primeira da corrente de referência. No bloco *Filtro FIR* tem-se um algoritmo que retorna a derivada primeira da componente fundamental do sinal de entrada, o que evita a propagação e a amplificação das harmônicas presentes na corrente. A título de ilustração na Figura 47 tem-se o sinal de entrada do referido bloco e sua resposta. Detalhes de implementação deste algoritmo é encontrado em (FEDELE; PICARDI; SGRÒ, 2009).

Figura 47 – Análise do Filtro *FIR* utilizado para a implementação da derivada primeira da corrente



Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Controladores Digitais

A aplicação de controladores digitais em conversores eletrônicos vem sendo considerada muito promissora devido às vantagens que o controle digital oferece comparado ao analógico, dentre elas (BUSO; MATTAVELLI, 2006):

- A redução de volume e peso do *hardware*;
- A facilidade na implantação de técnicas de controle mais sofisticadas, ou mesmo modificações na estratégia de controle sem mudanças significativas a nível de *hardware*;
- Ampla flexibilidade para o ajuste e sintonia de controladores;
- A menor sensibilidade ao ruído de sinal e desgaste de componentes a mudanças de ambiente e envelhecimento.

Duas metodologias para o projeto de controladores digitais se destacam em relação as demais. Na primeira, o modelo a ser controlado é discretizado e controlador projetado é fundamentado na teoria de tempo discreto. Na segunda, o controlador é

projetado em tempo contínuo, segundo a teoria de controle clássico, e posteriormente, discretizado a uma taxa de amostragem que não venha afetar a performance final.

No desenvolvimento desse trabalho os controladores projetados em tempo contínuo são discretizados, e as equações obtidas embarcadas na placa de controle DS1103 PPC/dSPACE. Para tanto, utilizou-se a função *c2d* do MATLAB®, a partir da qual escolhe-se o método de aproximação (ZOH, FOH, *Tustin*, entre outros) e a frequência de amostragem para obter a equação equivalente discreta do controlador em tempo contínuo.

Em (4.8) tem-se a equação discreta do controlador da malha de corrente (4.7) em tempo contínuo, utilizando o método *Tustin* a uma frequência de amostragem de 36 [kHz]. A escolha desse método justifica-se em virtude de o método ZOH apresentar certa instabilidade na prática (BATISTA, 2016).

$$C_i(z) = \frac{3.344z - 3.101}{z - 1} \quad (4.8)$$

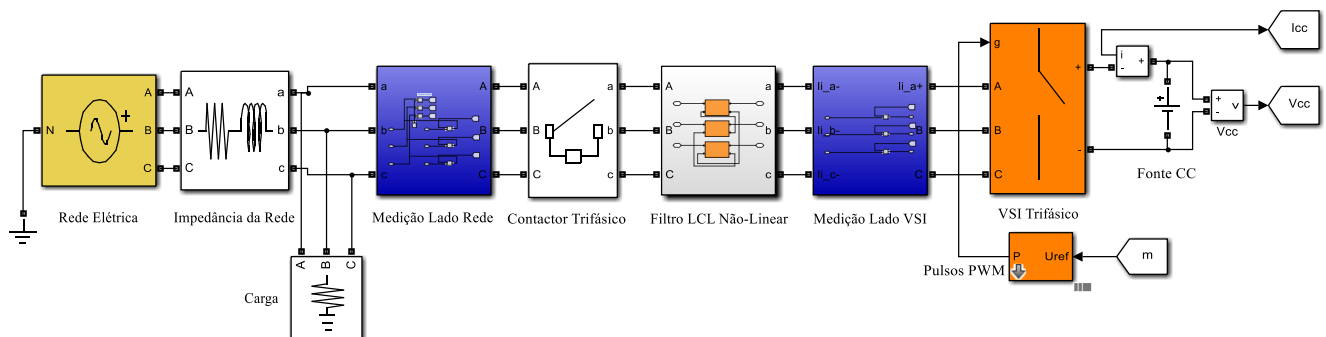
Similar procedimento é realizado para $G_d(s)$, obtendo em (4.2) sua equação discreta.

$$G_d(z) = \frac{7.918z - 7.918}{z - 0.3127} \quad (4.9)$$

4.2.3 Apresentação do Modelo de Simulação

O modelo de simulação do VSI trifásico conectado à rede através do filtro LCL com indutâncias não lineares é ilustrado na Figura 48.

Figura 48 – Modelo de simulação do VSI trifásico conectado à rede elétrica por meio de filtro LCL saturável



Fonte: Próprio autor.

Abaixo a descrição dos blocos mais relevantes utilizados no modelo:

– *Universal Bridge* (VSI Trifásico): este bloco desempenha a função de um inversor fonte de tensão trifásico, sendo a topologia composta por três braços com duas chaves cada. Os

terminais A , B , C dão acesso ao ponto central de cada braço, enquanto $(+)$ e $(-)$ são os terminais do lado CC. Em g um vetor de seis pulsos, representativo da lógica de controle das chaves, deve ser recebido.

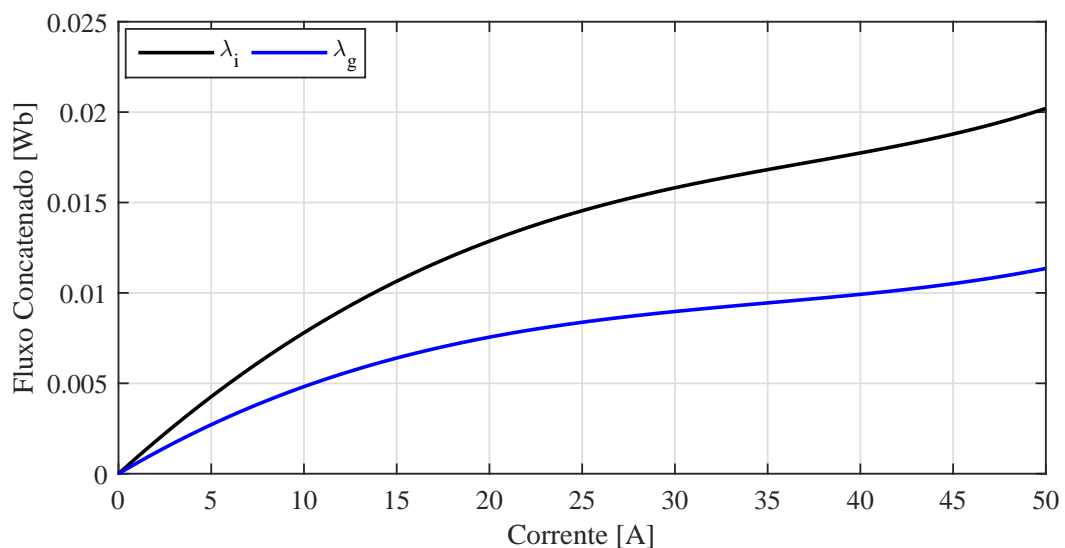
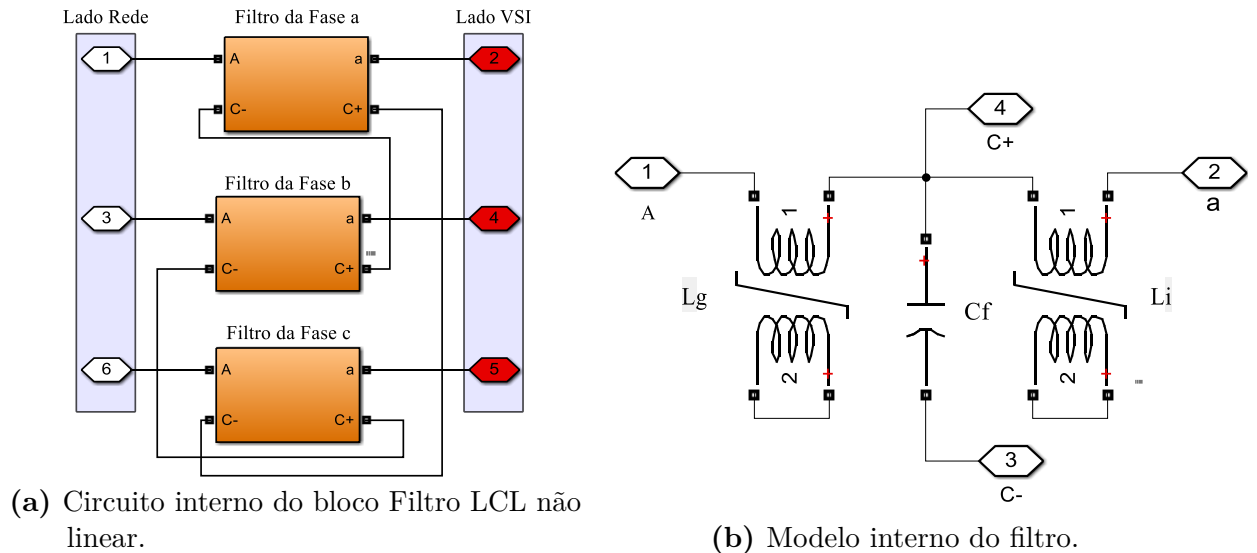
- *PWM Generator* (Pulsos PWM): este bloco recebe no terminal g o sinal de modulação de cada fase do inversor ($v_{m,a}$, $v_{m,b}$ e $v_{m,c}$). Comparando-as com a portadora triangular simétrica gerada internamente, retorna em P os pulsos PWM. Quando o sinal de modulação é maior que a portadora, o pulso enviado para a chave superior do braço assume nível lógico alto, enquanto o pulso para a chave inferior assume nível lógico baixo.
- *Dc Voltage Source* (Fonte CC): desempenha a função da fonte primária de tensão conectada aos terminais CC do VSI trifásico.
- *Three-Phase Programmable Voltage Source* (Rede Elétrica): este bloco desempenha a função da rede elétrica trifásica. A partir dele é possível programar variações na frequência, fase e amplitude da tensão. Os parâmetros de entrada são a tensão de pico entre fases, o ângulo de fase e a frequência de operação da rede simulada.
- *Three-Phase Series RLC Branch*: o bloco de ramificação trifásico RLC série que implementa três ramos equilibrados consistindo em cada um de um resistor, um indutor ou um capacitor ou uma combinação em série destes. No modelo da Figura 48, o bloco é conectado em série com a rede elétrica para simular a impedância equivalente no PCC, e em paralelo com a função de carga.
- *Three-Phase Break* (Contactor Trifásico): este bloco implementa um disjuntor trifásico no qual os tempos de abertura e fechamento podem ser controlados a partir de um sinal externo ou por meio de temporizador interno. A partir do mesmo simula-se a conexão e a desconexão do sistema com a rede elétrica, sendo tal função importante para a avaliação da corrente durante esses transitórios.

O circuito interno do bloco *Filtro LCL Não-Linear* é mostrado na Figura 49.(a). Os terminais a dão acesso ao indutor do lado inversor, $C+$ e $C-$ ao terminal positivo e negativo do capacitor, respectivamente, e A acesso ao indutor do lado rede. Os capacitores do filtro são conectados em delta, o que permite reduzir em três vezes o valor da capacitância do circuito equivalente monofásico.

A Figura 49.(b) apresenta o modelo interno do filtro *LCL*. O bloco *Saturable Transformer* é utilizado para emular a resposta dos núcleos magnéticos utilizados no projeto dos indutores. Para tanto, os pontos da curva fluxo *versus* corrente ilustrada na Figura 49.(c) estimada para a L_i e a L_g são adicionados como parâmetros, possibilitando

a simulação do filtro LCL em resposta à saturação magnética.

Figura 49 – Modelo de simulação do filtro LCL saturável

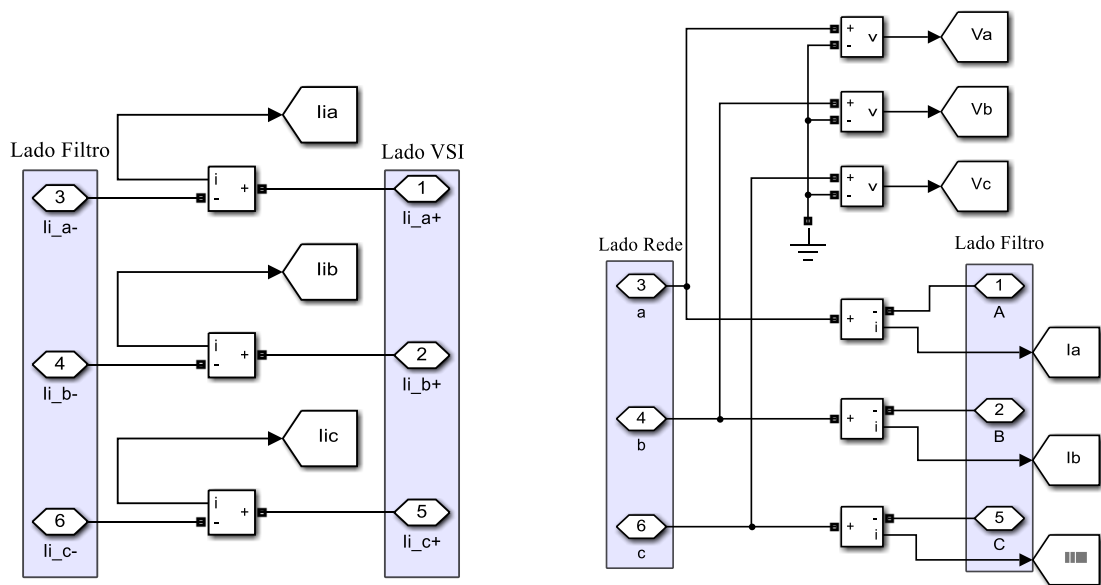


(c) Fluxo concatenado nas indutâncias.

Fonte: Próprio autor.

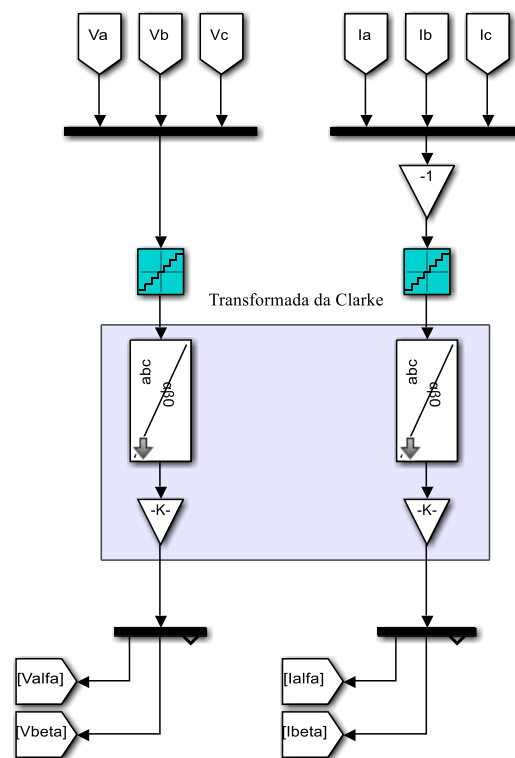
Os circuitos para a medição das correntes na entrada e na saída do filtro, e da tensão de rede são ilustrados na Figura 50.(a) e (b). A partir da disposição dos sensores de corrente, verifica-se que corrente de entrada do filtro é considerada positiva no sentido VSI \rightarrow filtro, enquanto a corrente de saída do filtro é considerada positiva no sentido rede \rightarrow filtro. Ademais, as variáveis são amostradas por meio do bloco *Quantizer* que representa um conversor AD de 16 *bits*, com 10 [V] de fundo de escala e amostrado a uma frequência de 36 [kHz]. Posteriormente, é obtida a representação dos valores medidos (tensão e corrente) na referência estacionária e ortogonal $\alpha\beta$.

Figura 50 – Diagrama esquemático dos blocos de medição



(a) Medição do lado do VSI.

(b) Medição do lado da rede elétrica.



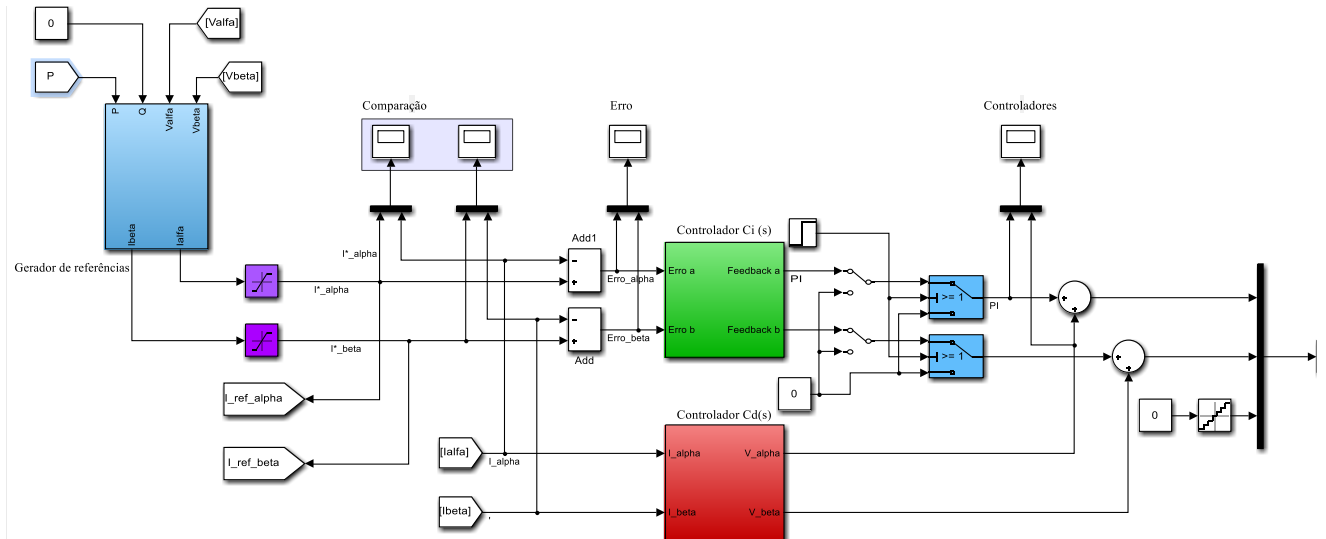
(c) Cálculo da transformada de Clarke das medidas.

Fonte: Próprio autor.

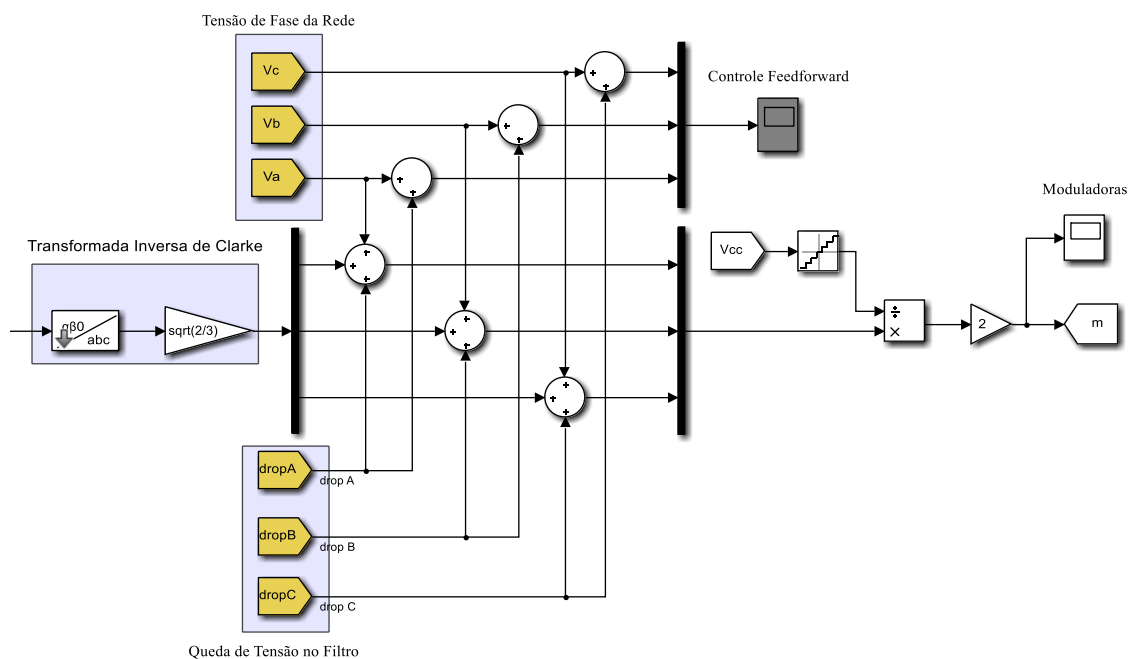
A Figura 51 apresenta o diagrama esquemático da malha de corrente. O bloco à esquerda denominado *Gerador de Referência* recebe como parâmetro as componentes da tensão da rede elétrica em coordenadas $\alpha\beta$ e as referências de potência ativa p e reativa

q . Com base na da teoria das potências instantânea de Akagi, também conhecida como Teoria pq , o bloco retorna as componentes de referências em coordenadas $\alpha\beta$ da malha de corrente (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

Figura 51 – Diagrama esquemático do sistema de controle da corrente do filtro LCL



(a) Malha de realimentação da corrente.



(b) Soma da ação *feedback* e *feedforward* em coordenadas abc .

Fonte: Próprio autor.

A equação (4.10) expõe matematicamente o conceito de potência complexa s , definida como o produto entre o vetor de tensão vezes o conjugado do vetor de corrente.

(AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

$$\begin{aligned} s &= (v_\alpha + jv_\beta) \cdot (i_\alpha - ji_\beta) \\ &= \underbrace{(v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta)}_p + j \underbrace{(v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta)}_q \end{aligned} \quad (4.10)$$

Admitindo que o VSI é programado para injetar e/ou absorver potência ativa e reativa na rede elétrica, as referências da malha de corrente (i_α^* e i_β^*) são portanto definidas a partir da referência de potência ativa p^* e reativa q^* e das componentes $\alpha\beta$ da tensão de rede, conforme (4.11).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Tais referências são comparadas com as correntes medidas ($i_{g,\alpha}$ e $i_{g,\beta}$) na saída do filtro, gerando o erro de corrente a ser compensado pelo controlador $C_i(z)$. Em paralelo tem-se a malha de amortecimento da ressonância, que atua diretamente sobre o valor da corrente medida. Ademais, os blocos *Switch*, destacados na cor azul, são utilizados para desabilitar a ação *feedback* para o caso em que o VSI não está conectado a rede.

A Figura 51.(b) ilustra a parte do sistema de controle em que a ação *feedback* e de amortecimento são convertidas para a referência *abc*, e posteriormente somadas a ação *feedforward*. Em seguida, ação de controle resultante é normatizada e assim obtidas as moduladoras $v_{m,a}$, $v_{m,b}$ e $v_{m,c}$.

4.3 Resultados de Simulação

Uma vez realizado o projeto dos controladores (*feedback*, *feedforward* e de amortecimento da ressonância) e descrito o circuito e blocos utilizados no modelo de simulação, esta seção apresenta os resultados obtidos. Ao todo, três estudos de casos são realizados:

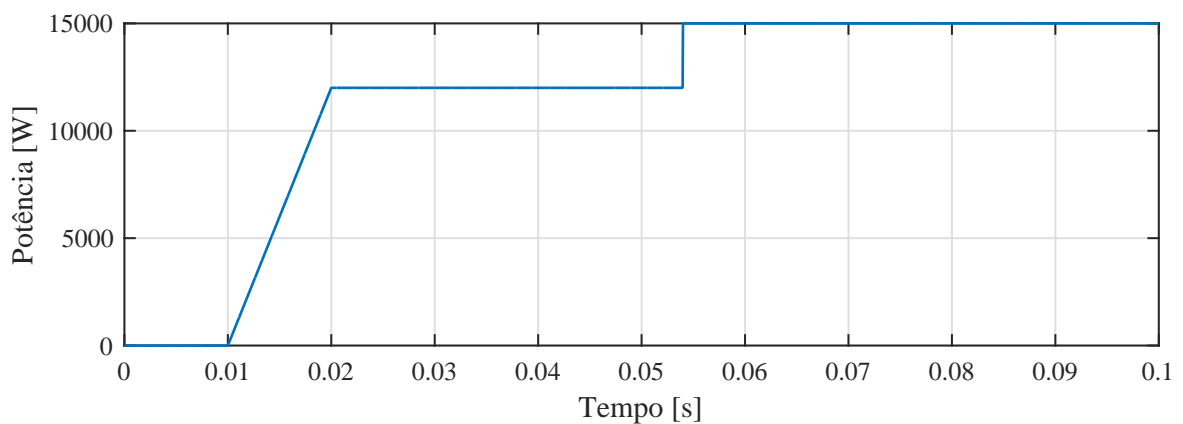
1. No primeiro avalia-se o desempenho dinâmico do sistema de controle proposto;
2. No segundo o espectro harmônico da corrente de entrada e de saída do filtro LCL são avaliados;
3. No terceiro condições críticas para a operação estável do filtro LCL são investigadas.

Nos dois primeiros casos a rede elétrica é considerada equilibrada e sem harmônicas na tensão. A impedância equivalente no PCC é modelada com uma resistência de $0.1 \text{ [m}\Omega\text{]}$ em série com uma indutância de $50 \text{ [}\mu\text{H}\text{]}$.

4.3.1 Análise de Desempenho

Para a análise do desempenho dinâmico do sistema de controle proposto para a corrente de saída do filtro LCL, o regime de potência ilustrado na Figura 52 é imposto. Inicialmente, nos primeiros 10 [ms] , o VSI encontra-se *off-grid*. Em seguida, o mesmo é conectado e uma rampa de potência ativa é imposta ao sistema de controle, alcançando 12 [kW] de potência aos 20 [ms] . Aos 54 [ms] , mais 3 [kW] são adicionados à referência e o VSI passa a operar em potência nominal.

Figura 52 – Regime de potência ativa simulado



Fonte: Próprio autor.

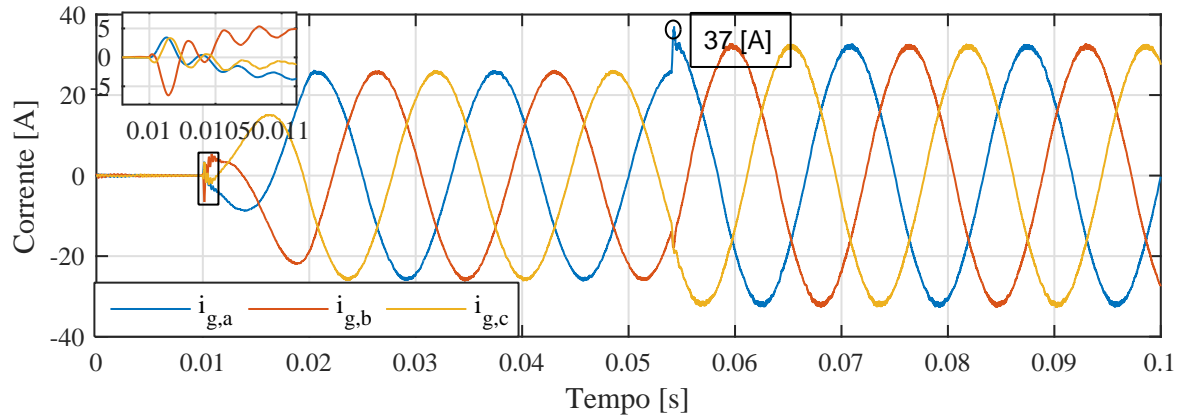
A Figura 53 ilustra as formas de onda das correntes de saída do filtro LCL. Nos primeiros 10 [ms] as mesmas são nulas pois o VSI está *off-grid*. Durante esse intervalo as referências de potência ativa e reativa são ajustadas em zero e a malha de corrente desabilitada. Em seguida, a conexão é estabelecida e a referência de potência ativa cresce a um taxa de 1.2 [kW] por milissegundo.

Um detalhe a destacar é o reduzido estresse elétrico sobre o VSI dada a ausência de elevadas correntes durante sua partida, fato esse que sinaliza a boa performance do sistema controle proposto perante a sincronização com as tensões da rede.

Superada a etapa de conexão, o filtro mostra-se estabilizado, comprovando a efetividade teórica da malha de amortecimento proposta. Ademais, observa-se que o *overshoot* após o degrau de potência é pequeno, com pico de 37 [A] na fase A em resposta

ao degrau de 12 [kW] para 15 [kW], que em regime apresenta corrente de pico igual à 32.5 [A].

Figura 53 – Correntes na saída do filtro LCL

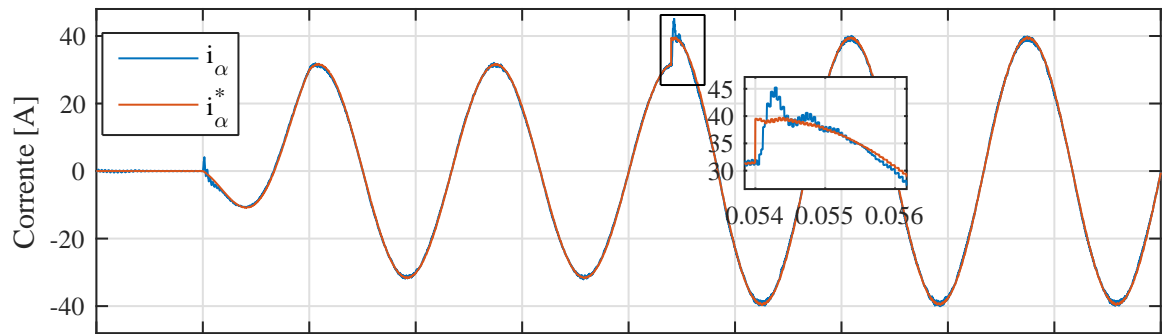
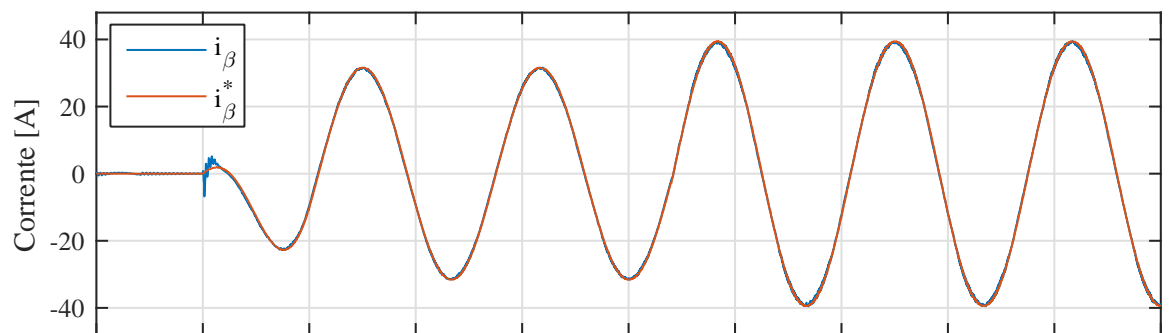
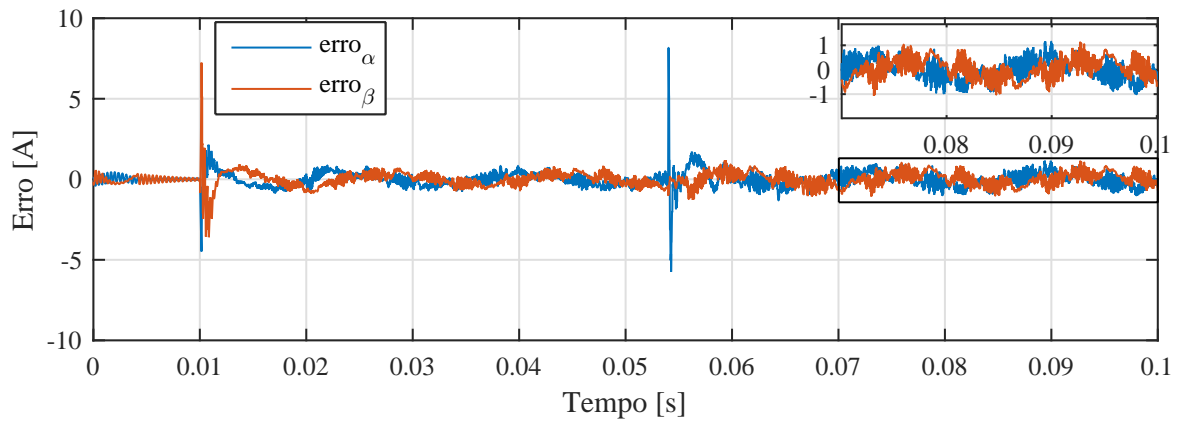


Fonte: Próprio autor.

As Figuras 54.(a) e (b) apresentam o comparativo entre as correntes trifásicas e saída do filtro LCL na referência $\alpha\beta$, $i_{g,\alpha}$ e $i_{g,\beta}$ (na cor azul) com suas respectivas referências $i_{g,\alpha}^*$ e $i_{g,\beta}^*$ (na cor laranja). Constata-se que o seguimento das referências é bem executado pelo sistema de controle, pois $i_{g,\alpha}$ e $i_{g,\beta}$ encontram-se sobrepostas as suas respectivas referências, com mínimo erro de fase e amplitude. Em particular, a Figura 54.(c) ilustra da forma de onda do erro instantâneo de corrente, na qual verifica-se erro máximo inferior à 1 [A] na condição em que o VSI opera na potência nominal.

As Figuras 55.(a) e (b) ilustram, respectivamente, o esforço do controlador PI e o esforço da malha de amortecimento ativo, enquanto as Figuras 55.(c) e (d) destacam, respectivamente, a ação *feedback* resultante e a ação *feedforward*. Através dessas figuras verifica-se que o controle *feedforward* exerce um determinante papel na estratégia de controle adotada para o seguimento das referências alternadas, reduzindo significativamente o esforço de controle da malha de corrente.

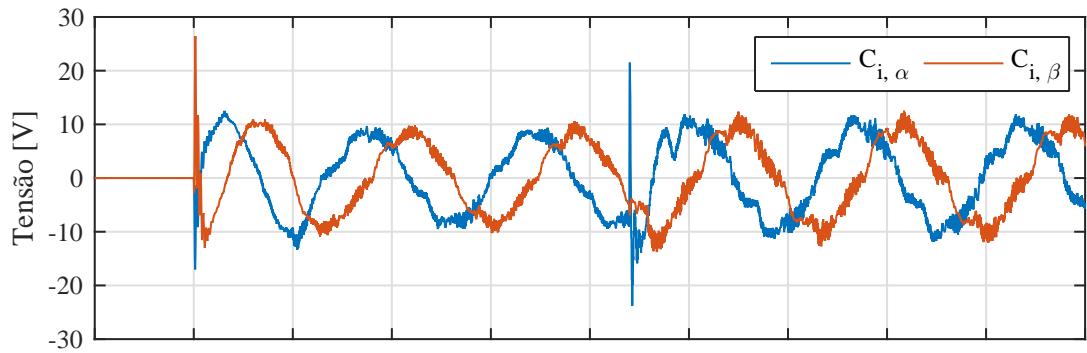
O esforço de controle resultante da ação do controlador PI com a ação da malha de amortecimento da ressonância assume um valor de pico inferior a 15 [V] em coordenadas $\alpha\beta$ quando o VSI opera em potência nominal. Isso representa uma contribuição inferior a 4.5% do módulo de V_i necessário para transferir 15 [kW] na rede de 380 [V] entre fases.

Figura 54 – Comparação da corrente trifásica do filtro na referência $\alpha\beta$ (a) No eixo α .(b) No eixo β .

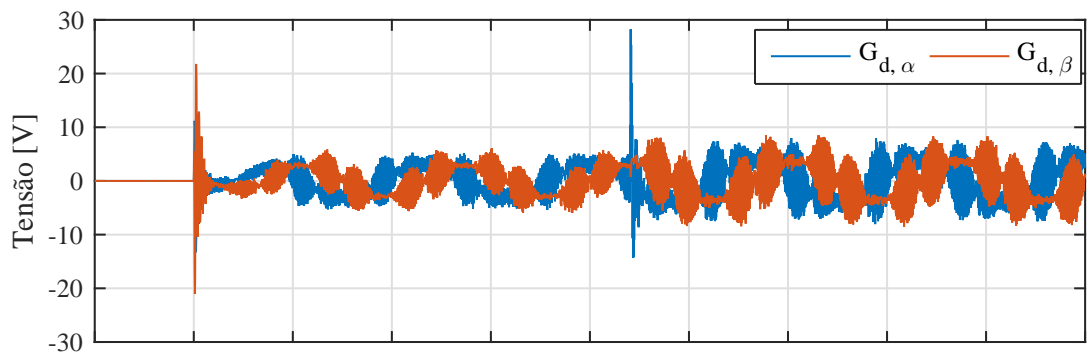
(c) Erro no seguimento das referências.

Fonte: Próprio autor.

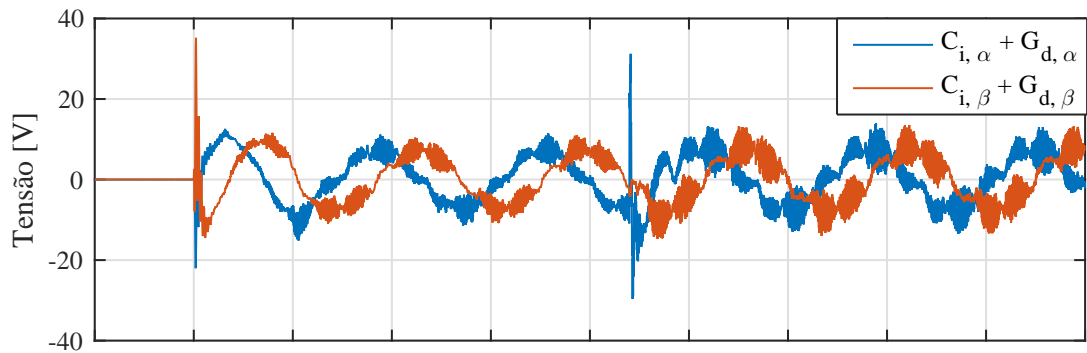
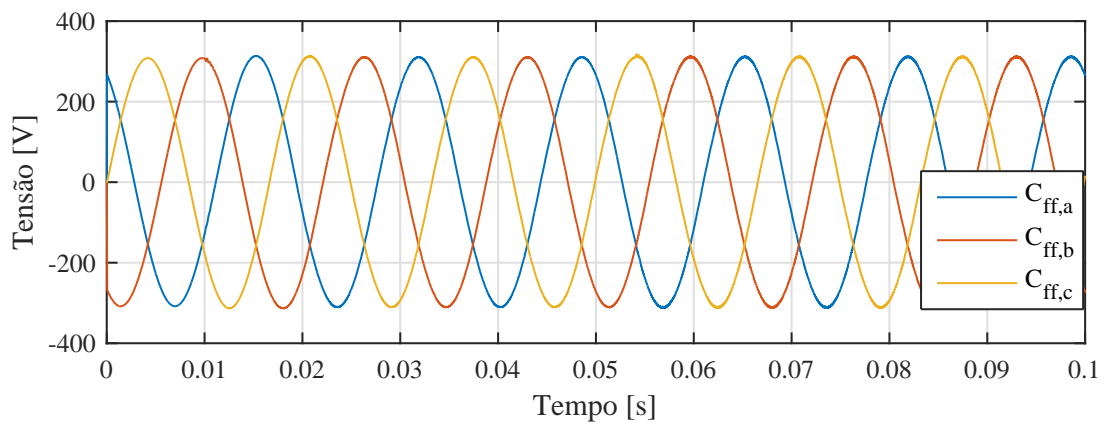
Figura 55 – Esforço de controle



(a) Ação do controlador PI.



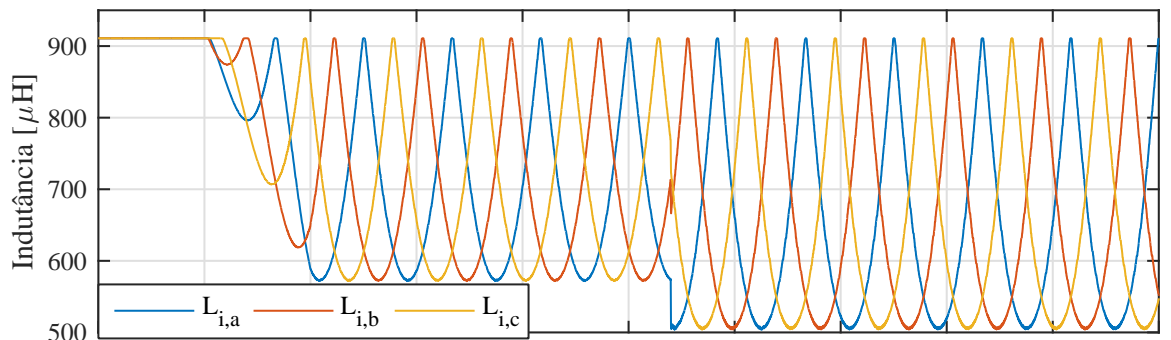
(b) Ação da malha de amortecimento.

(c) Ação *feedback* resultante.(d) Ação *Feedforward*.

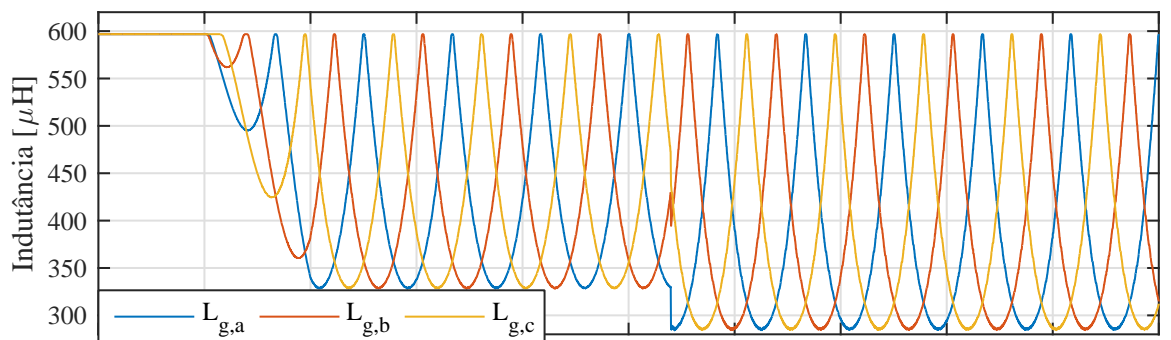
Fonte: Próprio autor.

As Figuras 56.(a), (b) e (c) destacam as formas de ondas inerentes à parcela do controlador *feedforward* responsável pela compensação da queda de tensão sobre o filtro LCL. Em (a) ilustra-se a indutância do lado do inversor estimada para as três fases, semelhante em (b) tem-se a indutância do lado da rede estimadas para as três fases. Por último em (c) tem-se a tensão aplicada pelo controlador *feedforward* em resposta a queda de tensão sobre filtro na situação simulada.

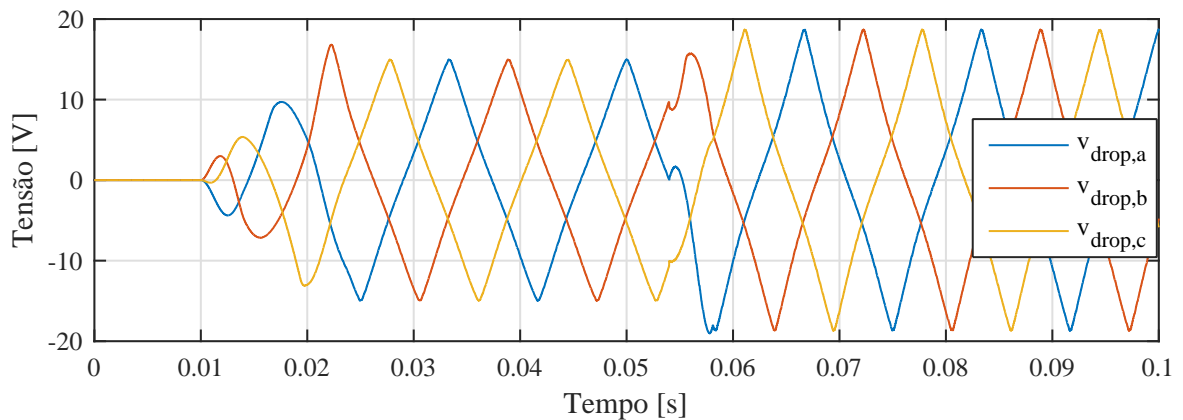
Figura 56 – Componentes da ação *feedforward* sobre a queda de tensão no filtro



(a) Variação da indutância do lado do inversor.



(b) Variação da indutância do lado da rede.



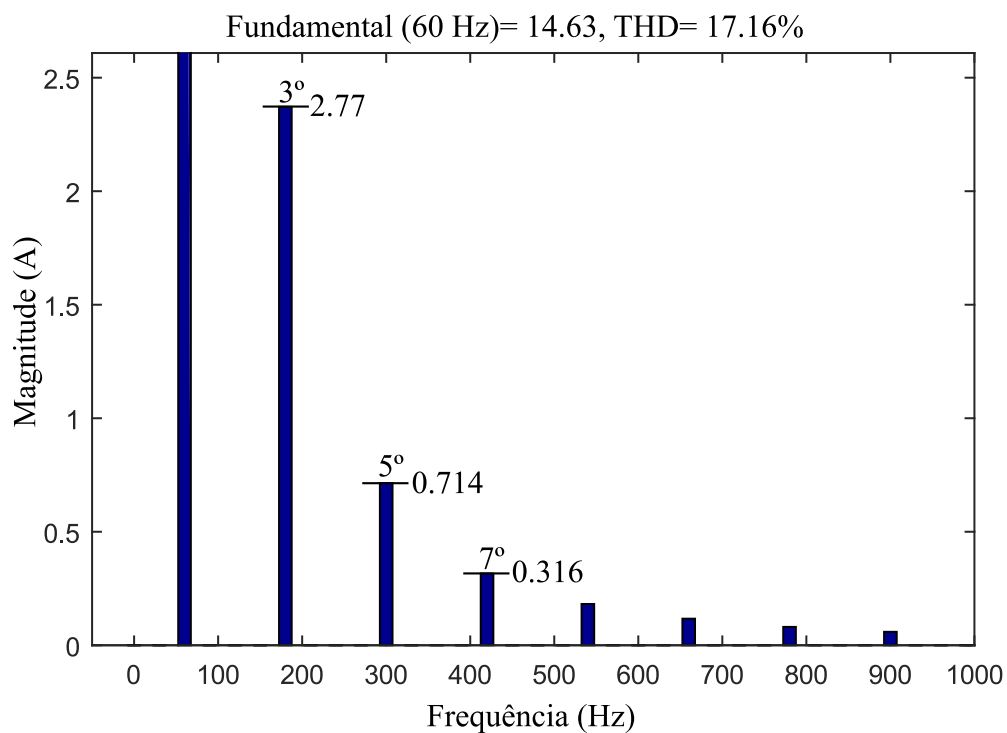
(c) Ação *feedforward* sobre a queda de tensão do filtro.

Fonte: Próprio autor.

A partir da 56.(c) constata-se que para baixos valores de corrente a forma de

onda da tensão sobre o filtro tem formato senoidal. Porém, à medida que aumenta a potência processada, o efeito da saturação magnética inerente aos núcleos utilizados torna-se presente, provocando a deformação da forma de onda da tensão devido às harmônicas de baixa frequência. De fato, a Figura 57 apresenta o espectro harmônico da queda de tensão sobre as indutâncias na condição em que o VSI opera na potência nominal. Quantifica-se uma harmônica de 3° ordem com 2.77 [V] de pico, seguida de uma harmônicas de 5° ordem com 714 [mV] de pico e de 7° ordem com 316 [mV] de pico.

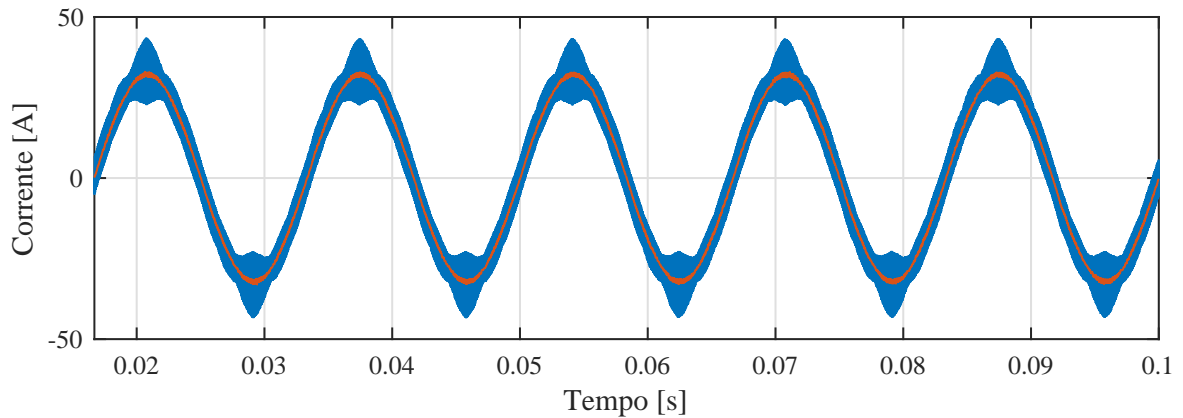
Figura 57 – Espectro harmônico da tensão sobre as indutâncias



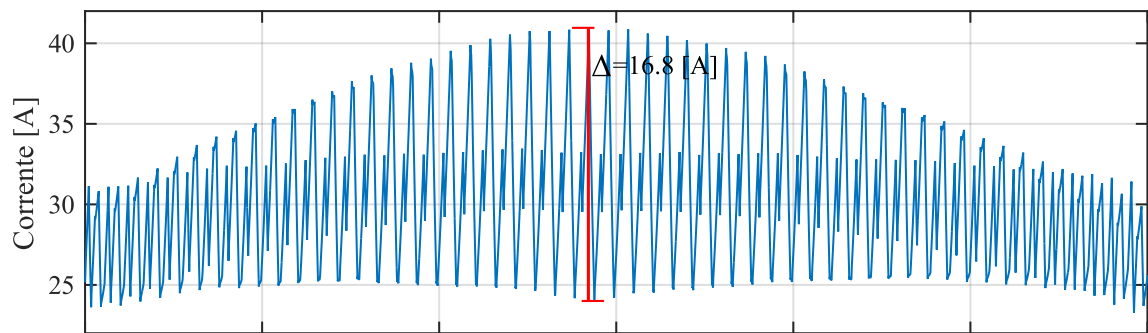
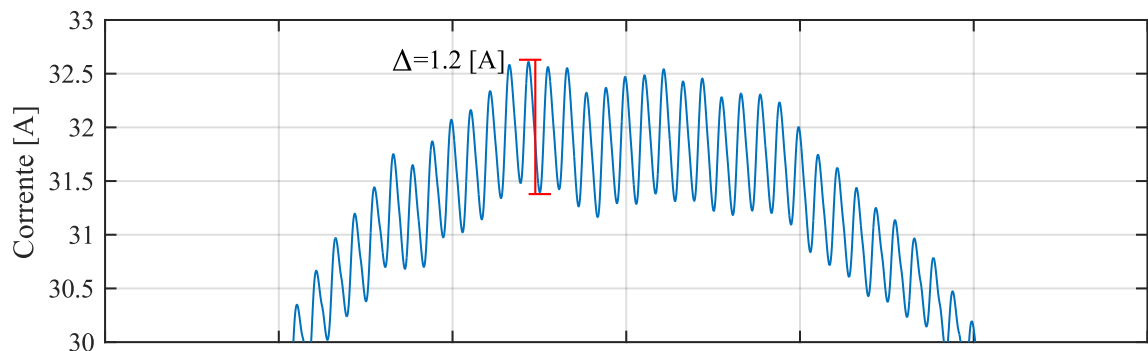
Fonte: Próprio autor.

4.3.2 Análise Harmônica da Correntes

A Figura 58 realça as formas de onda da corrente de entrada e de saída do filtro LCL na condição nominal de operação (15 [kW]). A ondulação de ambas as correntes é apresentada na Figura 59, destacando-se uma ondulação máxima de 16.8 [A] pico a pico (40.9 [A] máximo) na entrada do filtro, ao passo que a ondulação máxima de corrente na saída é de aproximadamente 1.2 [A] pico a pico (32.56 [A] máximo).

Figura 58 – Corrente de entrada e de saída do filtro LCL na condição nominal de operação

Fonte: Próprio autor.

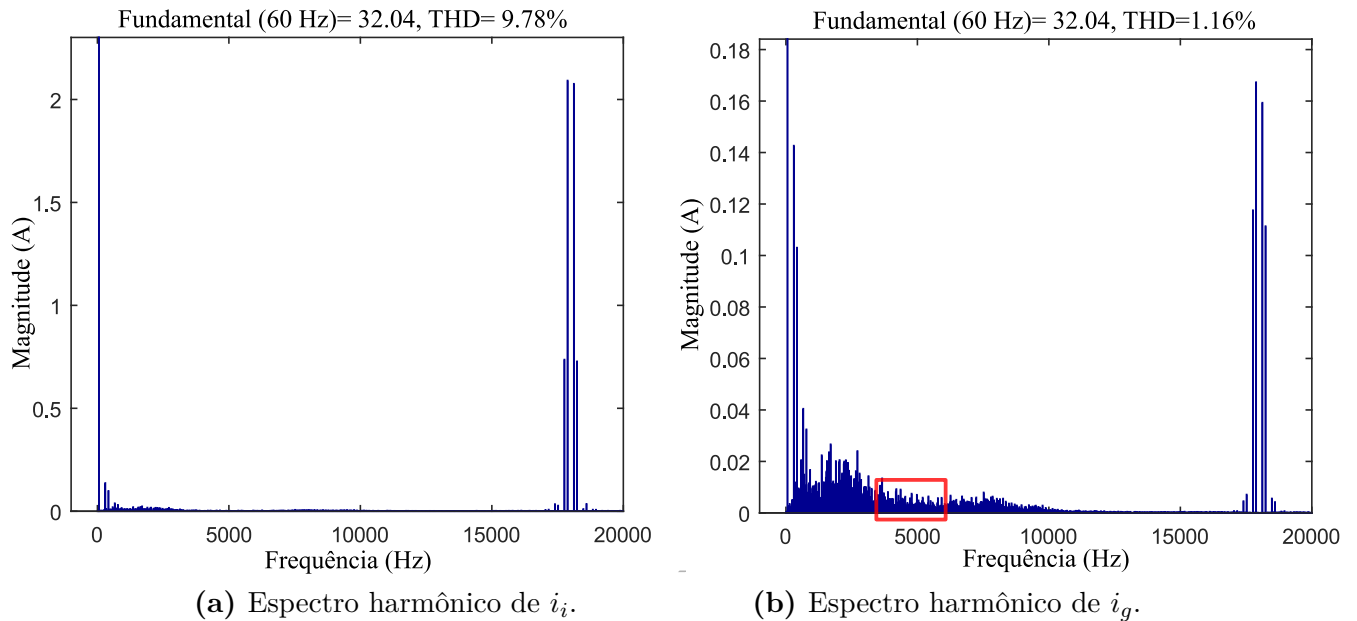
Figura 59 – Ondulação da corrente na entrada e na saída do filtro LCL projetado(a) Ondulação de i_i .(b) Ondulação de i_g .

Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das correntes acima ilustradas é mostrado nas Figuras 60.(a) e (b). Em (a) tem-se o espectro harmônico de i_i , que é bem homogêneo, prevalecendo harmônicas de alta frequência localizadas nas bandas próximas à frequência de chaveamento.

Quanto ao espectro harmônico de i_g em (b), observa-se que o mesmo é heterogêneo, contendo harmônicas relevantes de 5° e 7° ordem. Em especial, a região demarcada em vermelho destaca a faixa de frequência teórica para a localização da ressonância do filtro LCL dimensionado. A amplitude das harmônicas nessa faixa é inferior à 20 [mA], o que valida a eficácia da malha proposta para o amortecimento da ressonância.

Figura 60 – Espectro harmônico das correntes do filtro LCL projetado



Fonte: Próprio autor.

No que concerne à metodologia de projeto do filtro LCL, as indutâncias foram dimensionadas em função da máxima ondulação ($\Delta i_{i,max}$ e $\Delta i_{g,max}$) admitida em i_i e i_g devido à harmônica de chaveamento. Considerando que a componente fundamental dessas correntes estão em fase, o valor de pico da i_i é igual à soma do valor de pico da i_g mais metade de $\Delta i_{i,max}$, e o valor de pico da i_g é igual à soma de sua componente fundamental mais a metade de $\Delta i_{g,max}$. Assim sendo, o valor de pico teórico para a corrente de entrada e saída do filtro LCL projetado é respectivamente 40 [A] e 32.55 [A].

Comparando o resultado teórico supracitado com o realçado na Figura 59, constata-se que os valores obtidos em simulação para o pico de i_i , com máximo de 40.9 [A], e para o pico de i_g , com máximo de 32.56 [A], autenticam a metodologia proposta para o dimensionamento do filtro LCL com indutâncias não lineares. Tal resultado é de suma importância pois garante que as correntes não ultrapassarão o range estabelecido no projeto, caso contrário ocorreriam indutâncias mínimas abaixo do previsto, reduzindo a distância da ressonância em relação à metade da frequência de chaveamento.

Como ilustrado, o TDH da corrente de saída do filtro é de apenas 1.69%, sendo esse percentual 4 vezes menor que limite recomendado pela IEEE 519/2014. A harmônica de maior amplitude localizada na frequência de chaveamento tem 167 [mA] de pico, sendo essa magnitude aceitável se considerada admissível $\pm 10\%$ de $\Delta i_{g,max}$ de variação.

As harmônicas dominantes no espectro de i_i e i_g são destacadas nas Tabelas 9.(a) e (b). Em ambas as correntes, a amplitude das harmônicas 298° (17880 [Hz]) e 302° (18120 [Hz]) prevalecem sobre as demais, com magnitude de 2.1 [A] e 2.08 [A] na i_i , 167 [mA] e 159.3 [mA] na i_g .

Tabela 9 – Magnitude das harmônicas dominantes de correntes do filtro LCL projetado

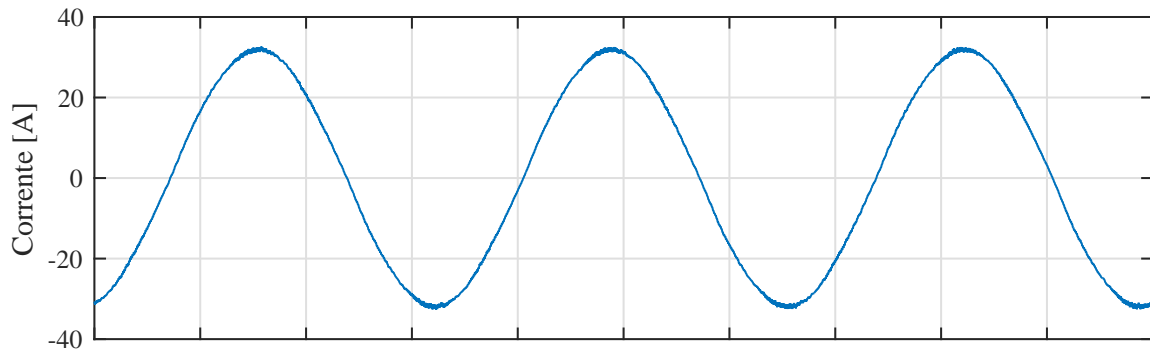
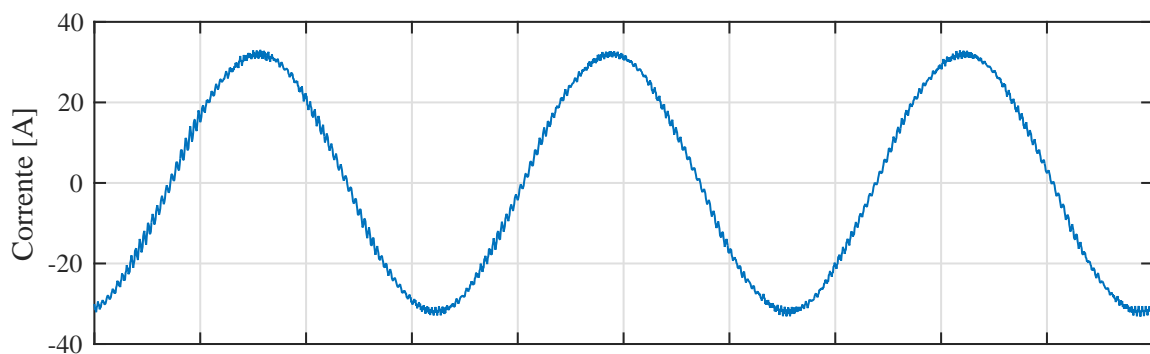
Ordem	Magnitude [A]	Ordem	Magnitude [A]
5	0.135	5	0.14
7	0.097	7	0.1
11	0.0432	11	0.045
13	0.03	13	0.03
296	0.737	296	0.1176
298	2.1	298	0.167
302	2.08	302	0.1593
304	0.727	304	0.1111

(a) Harmônicas de i_i .

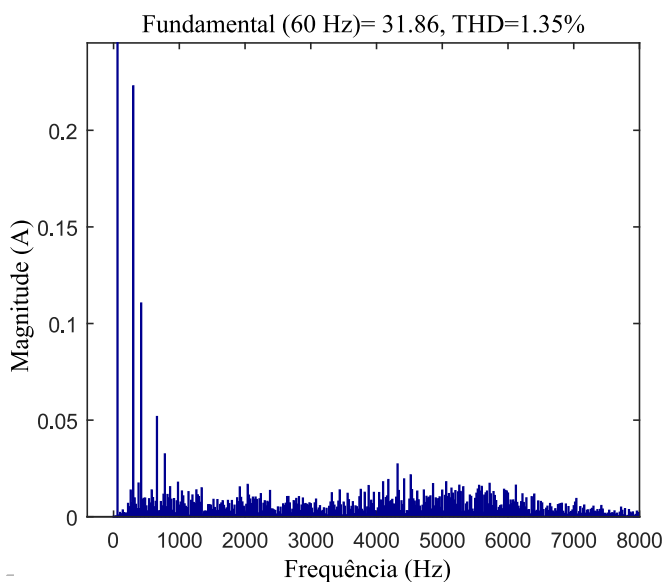
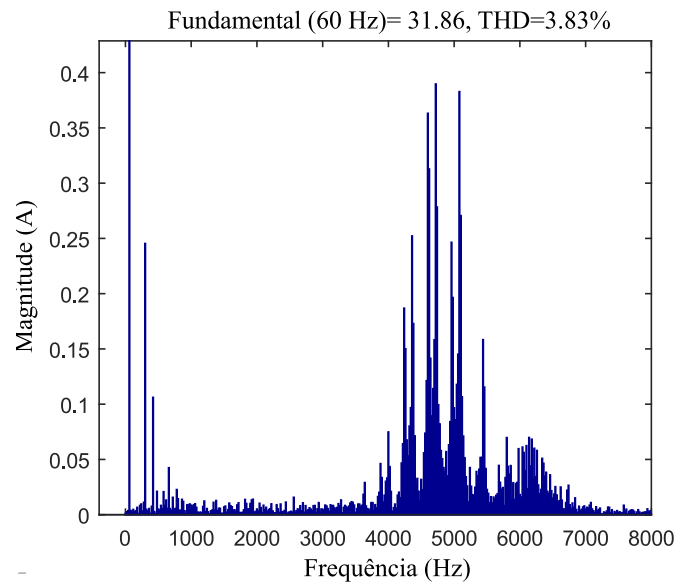
(b) Harmônicas de i_g .

Fonte: Próprio autor.

Por fim, a Figura 61 destaca a forma de onda da corrente de saída do filtro simulada para dois diferentes valores de k_d , enquanto a Figura 62 mostra os respectivos espectros harmônicos. Por meio da Figura 62.(a) verifica-se que as harmônicas de corrente localizadas na faixa de frequência prevista para a ressonância possuem baixa amplitude, o que indica uma suficiente atenuação obtida com o k_d designado. Por outro lado, o espectro harmônico da corrente destacada na Figura 61.(b) contém harmônicas de mais alta amplitude na faixa dos 4 [kHz] e [5.5 kHz], o que indica a insuficiente atenuação da ressonância.

Figura 61 – Corrente de saída do filtro LCL para diferentes k_d **(a)** Forma de onda da corrente para $k_d = 1.5 \cdot 10^{-4}$ **(b)** Forma de onda da corrente para $k_d = 7.28 \cdot 10^{-5}$

Fonte: Próprio autor.

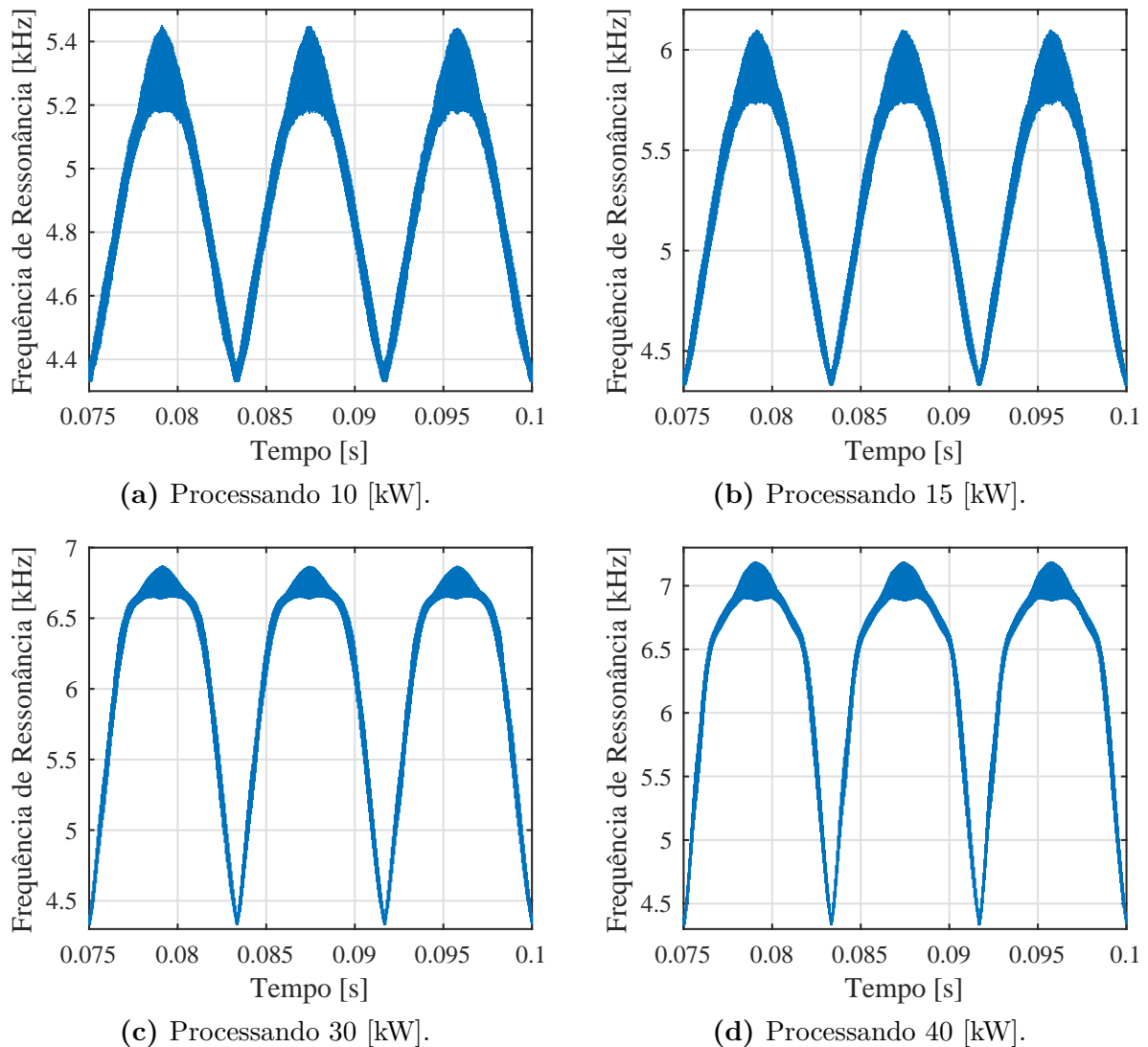
Figura 62 – Espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL para diferentes k_d **(a)** $k_d = 1.5 \cdot 10^{-4}$ **(b)** $k_d = 7.28 \cdot 10^{-5}$

Fonte: Próprio autor.

4.3.3 Condição Crítica de Operação

A Figura 63 ilustra a localização da ressonância do filtro LCL projetado em quatro diferentes situações: em (a) processando potência ativa de 10 [kW], em (b) 15 [kW], em (c) 30 [kW], e em (d) 40 [kW]. A partir da comparação dos valores máximos para a localização da ressonância, verifica-se que a mesma assume uma larga faixa ao longo do período da corrente, sendo esta crescente com o aumento da potência processada. Em conformidade, a máxima frequência de ressonância ocorre em 5.45 [kHz] no caso (a), 6.12 [kHz] em (b), 6.88 [kHz] em (c) e 7.2 [kHz] em (d).

Figura 63 – Localização da ressonância do filtro LCL projetado.



Fonte: Próprio autor.

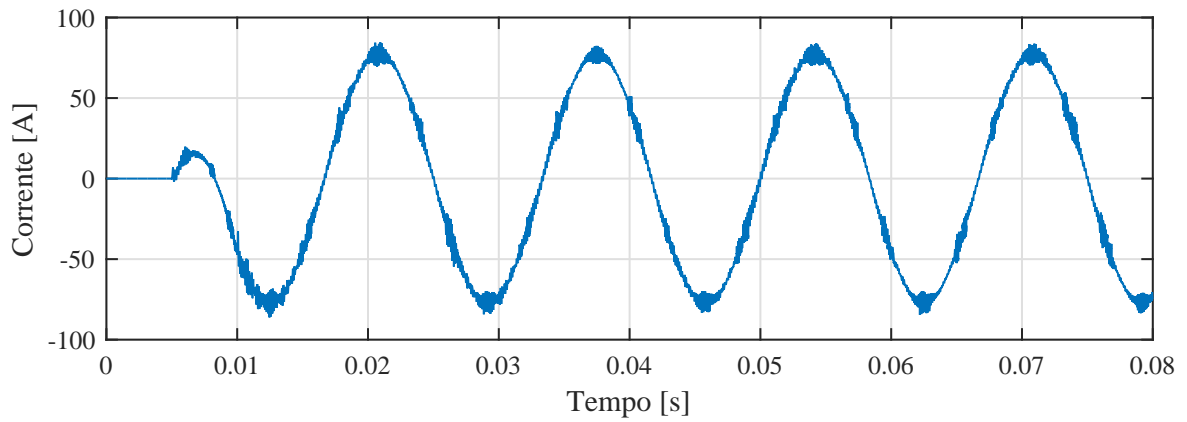
Em razão do desconhecimento da permeabilidade magnética relativa do material 033 para força magnetizante acima de 30 [kA/m], o filtro LCL é redimensionado para

simular a ocorrência da ressonância em 9 [kHz]. Para isto, a máxima ondulação admitida na corrente de entrada e de saída do filtro é de 30 [A] e 3.2 [A], respectivamente, o que resulta em $L_{i,min}$ é de 216.4 [μ H] e $L_{g,min}$ de 135.7 [μ H], ao passo que $L_{i,max}$ é de 571.4 [μ H] e $L_{g,max}$ de 216.4 [μ H], ambas os indutores construídos com a toroide 1.

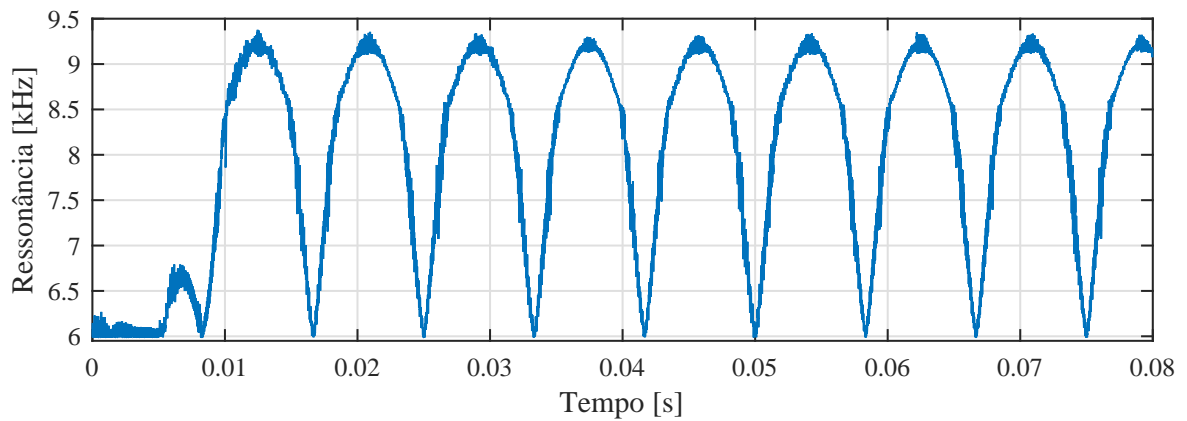
A Figura 64.(a) apresenta a forma de onda da corrente de saída do filtro LCL redimensionado numa condição de operação sujeita à instabilidade. A potência ativa de referência na condição citada é de 36 [kW] e a localização instantânea da ressonância realçada em (b). Em (c), tem-se a corrente de saída do filtro na condição em que a potência ativa de referência é aumentada para 40 [kW], situação esta na qual a malha de amortecimento ativo é incapaz de favorecer à operação estável do filtro.

O espectro harmônico das correntes ilustradas nas figuras supracitadas é destacado na Figura 65, a partir da qual verifica-se magnitudes expressivas de harmônicas próximas à frequência crítica (9 [kHz]) para a operação estável do filtro. Em particular, através da Figura 65.(b) constata-se a ocorrência da ressonância, indicando a operação instável do filtro LCL reprojeto. Portanto, mediante tal resultado a potência processada pelo mesmo não deve ultrapassar os 36 [kW].

Figura 64 – Corrente de saída do filtro LCL e localização da ressonância em condição crítica de estabilidade.

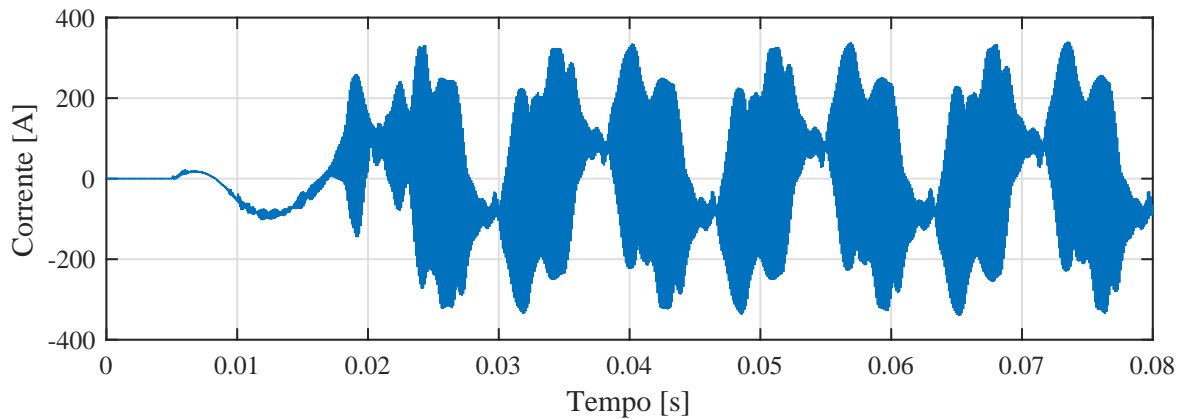


(a) Processando 36 [kW].



(b) Localização da ressonância da condição (a).

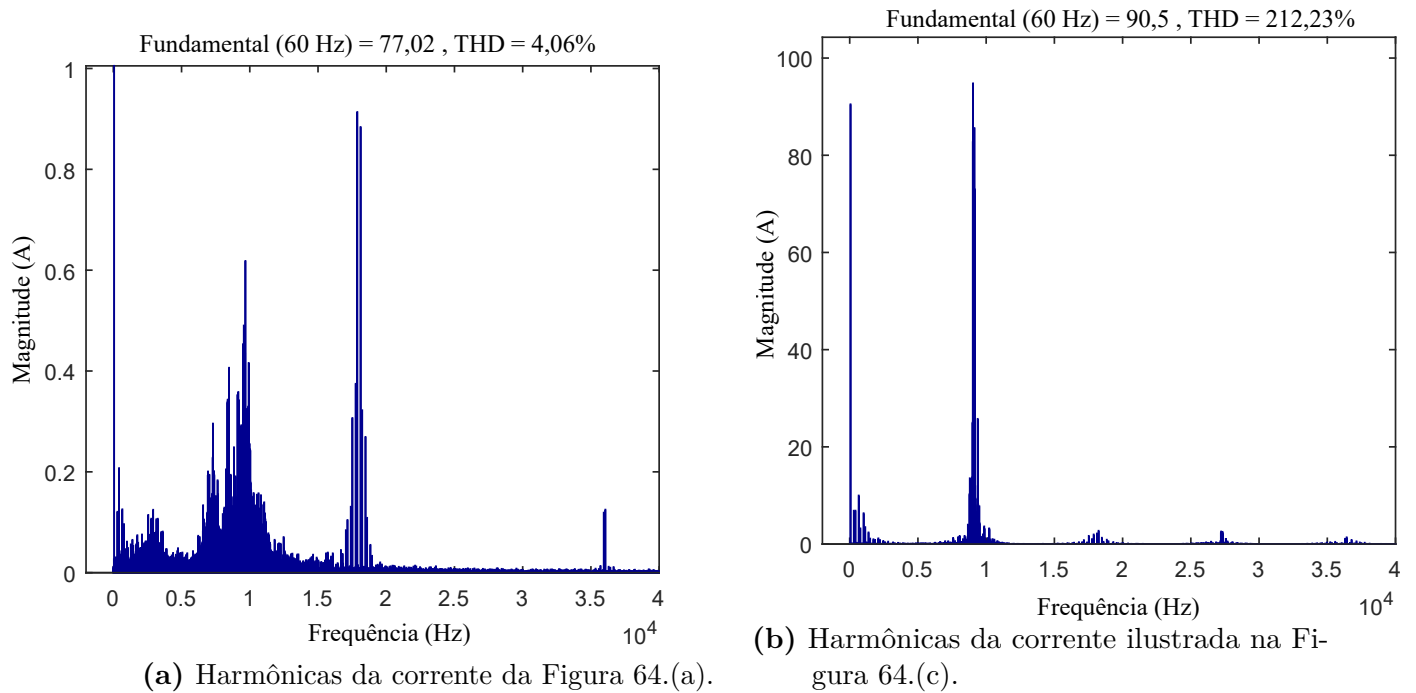
Fonte: Próprio autor.



(c) Processando 40 [kW].

Fonte: Próprio autor.

Figura 65 – Espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL em condição crítica de estabilidade



Fonte: Próprio autor.

4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o modelo de simulação, desenvolvido no ambiente MATLAB[®]R2015a do inversor trifásico conectado à rede elétrica por meio do filtro LCL constituído de indutâncias não lineares, bem como, uma minuciosa descrição do projeto e componentes da malha de corrente do filtro.

A partir dos resultados obtidos em simulação, constatou-se que os requisitos almejados para o desempenho dinâmico do sistema de controle, atenuação das correntes no filtro e estabilização de sua ressonâncias foram devidamente satisfeitos.

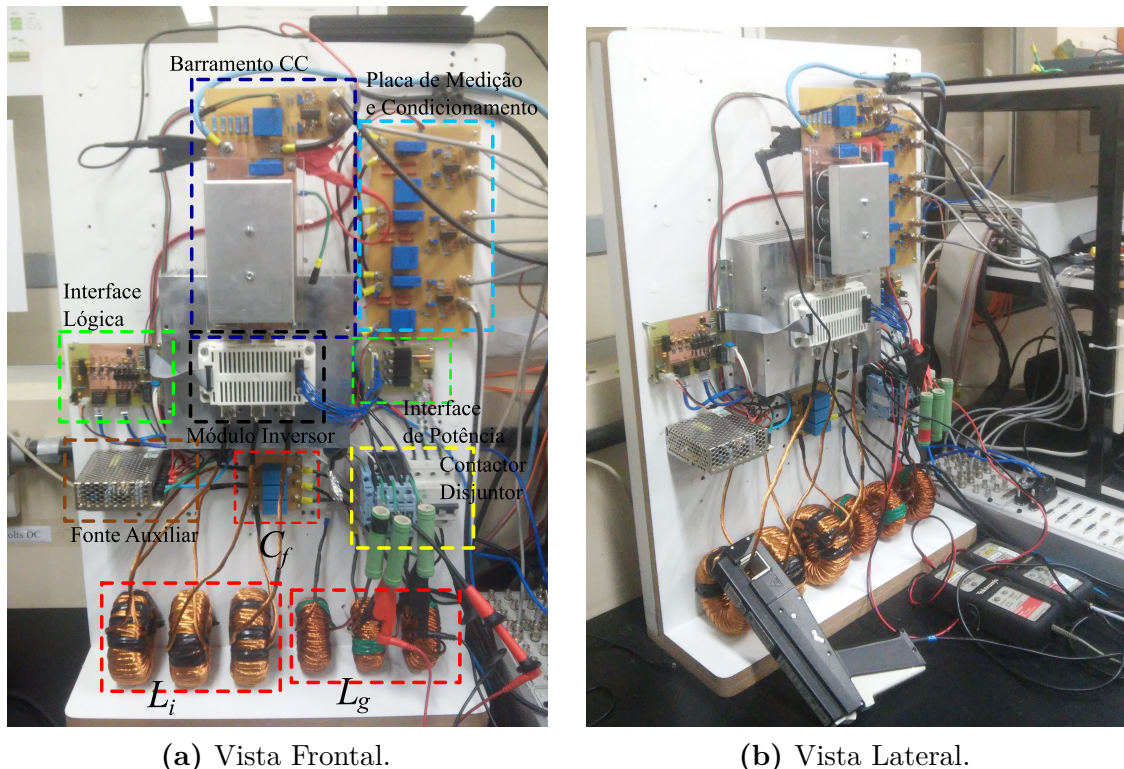
5 Protótipo e Resultados Experimentais

Este capítulo é dedicado à descrição do protótipo experimental montado em laboratório, da funcionalidade dos componentes mais relevantes utilizados e apresentação dos resultados experimentais obtidos.

5.1 Apresentação e Descrição do Protótipo

Na Figura 66 tem-se duas fotos do protótipo experimental em termos das vistas frontal e lateral montado no laboratório pertencente ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) associado ao Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Figura 66 – Fotografia do protótipo implementado no laboratório



Fonte: Próprio autor.

Quanto à disposição dos componentes, optou-se por concentrar as partes integrantes o mais próximo possível um dos outros a fim de reduzir comprimentos dos cabos, interferência nos circuitos de medição e condicionamento, como também tornar o

protótipo o mais compacto possível. A Tabela 10 contém a lista dos principais componentes utilizados na montagem do protótipo experimental.

Tabela 10 – Componentes utilizados no protótipo experimental

Componente	Modelo	Fabricante	Qtd.	Especificação
Módulo inversor	IFS100V12PT4	Infineon	1	1200[V]/100[A]
Capacitor do barramento	B43303-A0687-M90	EPCOS	6	680[μ F]/400[V]
Capacitor do filtro	B32674D155	TDK	3	1.5[μ F]/450[V]
Núcleo toroidal	MMT034T10233	Magmattec	3	-
Núcleo toroidal	MMT034T7725	Magmattec	3	-
Sensor de tensão	LV-20P	LEM	4	10 - 500 [V]
Sensor de corrente	LAH 100-P	LEM	4	até 100 [A]
Disjuntor tripolar	C120N	Schneider	1	440[V]/40 [A]
Contactora tripolar	3TS33-11-A0N2	Siemens	1	380[V]/25 [A]
Dissipador de calor	P 16/300	Semikron	1	0.036 [K/W]

Fonte: O próprio autor.

5.1.1 Placa DS1103 PPC/dSPACE

A Figura 67 apresenta o hardware utilizado na implementação e processamento do sistema de controle. Trata-se da placa DS1103 PPC fabricada pela dSPACE, mundialmente reconhecida pela facilidade de desenvolvimento e execução de controladores multivariáveis de alta velocidade e simulação de processos em tempo real (dSPACE, 2012).

Graças à sua RTI (do inglês, *Real Time Interface*) a DS1103 PPC é totalmente programável a partir dos recursos disponíveis no software de desenvolvimento Matlab/Simulink[®], possibilitando ao usuário a configuração de canais I/O (do inglês, *Input and Output*), a elaboração e execução de teste com algoritmos de controle em tempo real por meio de diagrama de blocos, conferindo, portanto, facilidade e rapidez na implementação.

A RTI associada à DS1103 PPC manipula sistemas de tempo contínuo, tempo discreto e de múltiplas amostragens. A depender do hardware, diferentes canais podem ser configurados com diferentes taxas de amostragens e por diferentes subsistemas (blocos do Simulink). A RTI também suporta eventos assíncronos e, permite ao usuário, a definição de

prioridades e estratégias de sobreposição de tarefas na execução de subsistemas controlados por interrupção (dSPACE, 2012).

Figura 67 – Placa DS1103 PPC do ambiente dSPACE



Fonte: Próprio autor.

Todas as configurações são realizadas a partir de blocos apropriados. O compilador do Simulink (do inglês, *Simulink CoderTM*) gera o código do modelo enquanto a RTI fornece blocos que implementam os recursos do sistema dSPACE no modelo Simulink, preparando-o para a aplicação em tempo real.

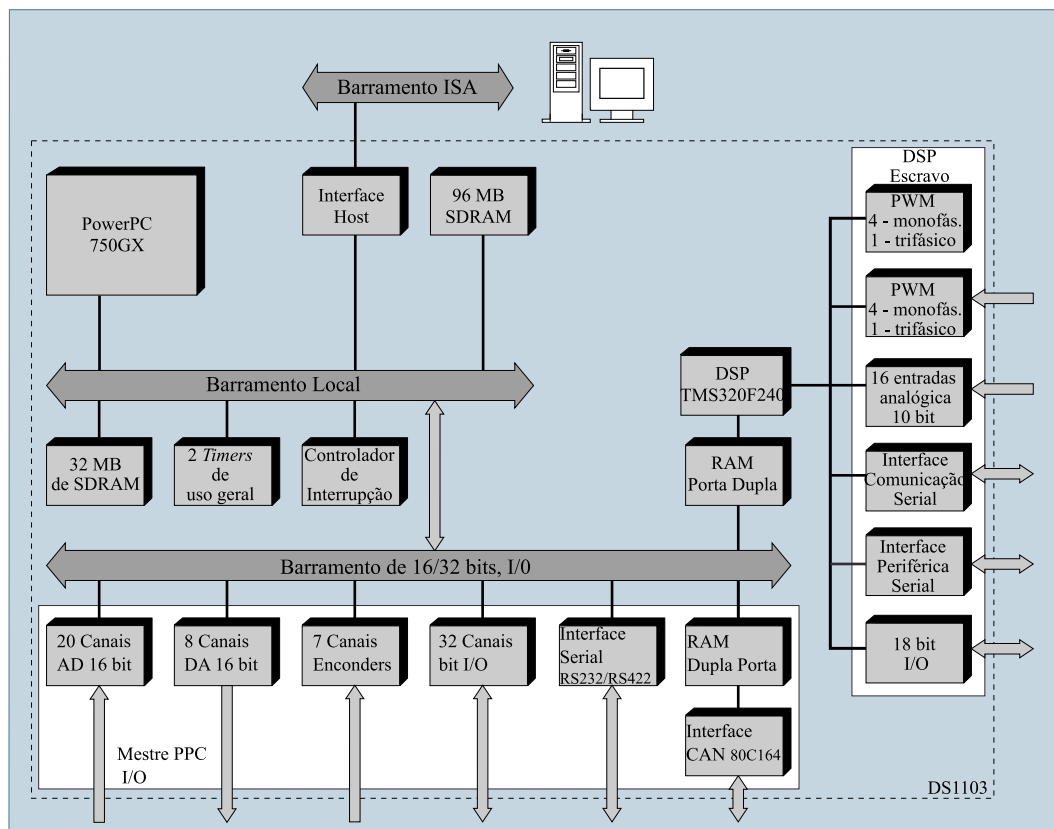
A DS1103 PPC dispõe de interfaces com diversos conectores e meio de comunicação, via cabo de fibra ótica ou Ethernet, com o microcomputador. Para a execução de funcionalidades específicas, um subsistema escravo baseado no DSP (do inglês, *Digital Signal Processor*) TM320F240 de 20 [MHz], fabricado pela Texas Instruments, está integrado. Por fim, as principais características da DS1103 PPC são destacadas abaixo e sua arquitetura ilustrada na Figura 68 (dSPACE, 2008).

- Processador PPC modelo PowerPC 750GX de 32 bits/1 [GHz];
- Operação com ponto flutuante;
- 4 *timers* de 32 bits, sendo 1 com resolução de 15 [ns] e os demais de 30 [ns];
- 32 pinos digitais configuráveis baseados na tecnologia TTL;
- 20 canais de conversão A/D com resolução de 16 bits e fundo de escala de ± 10 [V], sendo 16 canais multiplexados equipados com 4 conversores AD *sample and hold* com tempo de conversão de 1 [μ s] e 4 canais paralelos cada um equipado com conversores A/D *sample and hold* com tempo de conversão de 800 [ns]. Portanto, 8 canais (4 multiplexados e 4 paralelos) podem ser amostrados simultaneamente;
- 8 canais DA com resolução de 16 bits e fundo de escala de ± 10 [V];
- 10 saídas PWM configuráveis (6 dedicados a PWM trifásico e 4 dedicados a PWM

monofásico);

- 6 canais digitais independentes de 24 bits/1.65 [MHz] para interfaceamento com encoders;
- Comunicação CAN bus e serial compatível com protocolos RS232/RS422.

Figura 68 – Arquitetura da placa DS1103 PPC



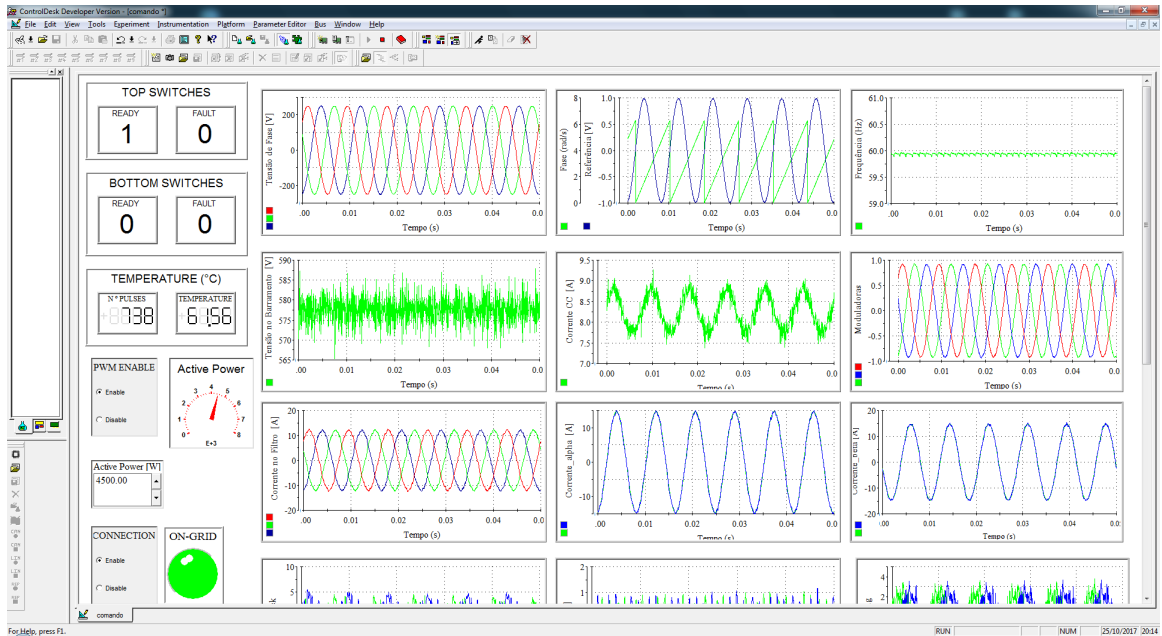
Fonte: Adaptada de (DSPACE, 2008).

A geração dos sinais PWM é vinculada à operação do DSP escravo, com possibilidade de variação da razão cíclica, da frequência (mínima de 1.25 [Hz] e máxima de 5 [MHz]), da polaridade (apenas para PWM monofásico), do tempo morto (do inglês, *deadtime*) e configurações alusivas à modulação vetorial. Mais especificamente, é possível a utilização simultânea do PWM monofásico com um dos PWM trifásicos, no entanto, o PWM trifásico e o PWM vetor espacial não podem ser explorados simultaneamente em razão de ambos compartilham os mesmos canais de acesso (DSPACE, 2008).

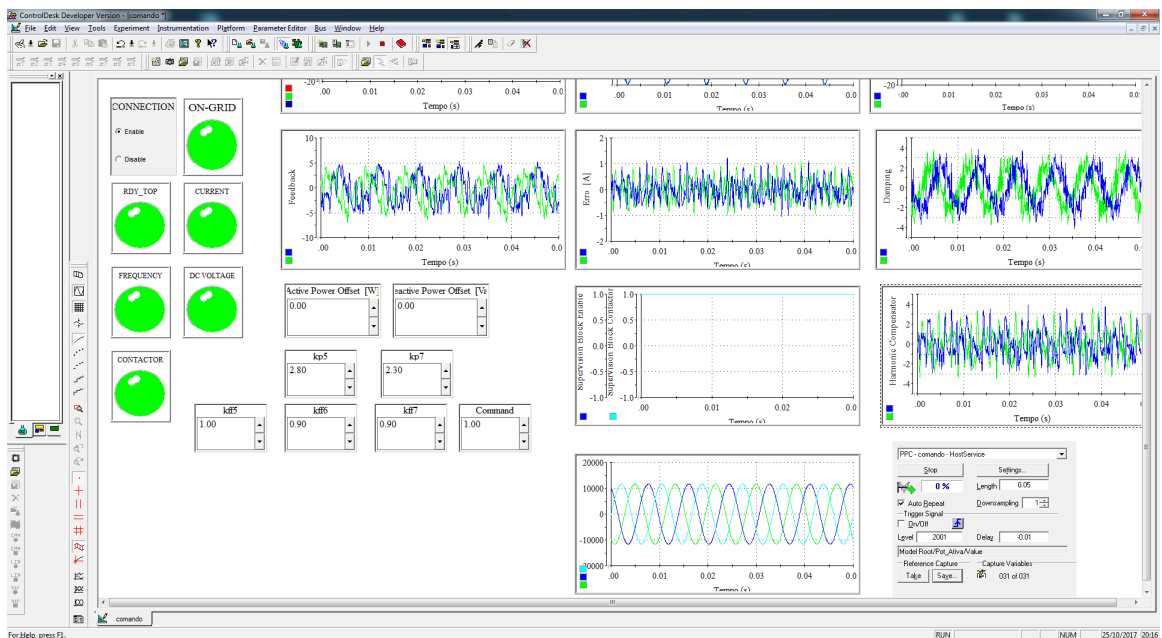
Associado ao DS1103 PPC, tem-se o software Control Desk como ambiente de supervisão, por meio do qual é estabelecida a interface entre o microcomputador, a plataforma dSPACE e o protótipo. Para tanto a DS1103 PPC dispõe de 128 [MB] de SDRAM (do inglês, *Synchronous Dynamic Random Access Memory*), sendo 32 [MB]

como cache e 96 [MB] reservados para comunicação com o microcomputador. A título de exemplo, a Figura 69 ilustra a interface gráfica desenvolvida na Control Desk para o acionamento, controle e monitoramento do protótipo.

Figura 69 – Interface gráfica desenvolvida no software Control Desk 3.7



(a) Parte 1.



(b) Parte 2.

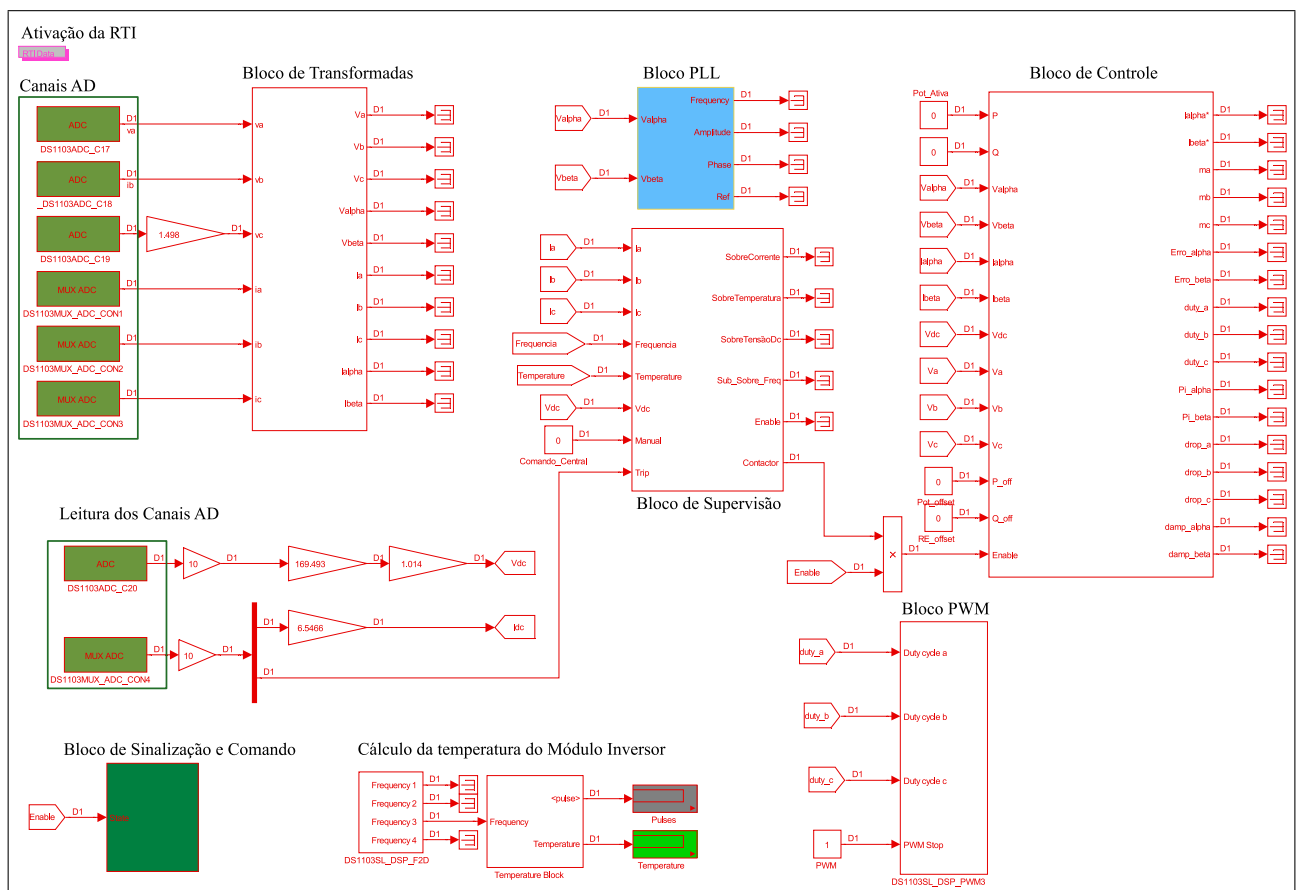
Fonte: Próprio autor.

Por meio dos componentes contidos no modelo estruturado no Simulink, a Control Desk é capaz de modificar parâmetros do sistema de controle e monitorar todas

as variáveis mapeadas em tempo real. Pode-se citar, como exemplo, a possibilidade de modificar ganhos de controladores, referência de potência, monitorar o esforço de controladores ou dos sinais adquiridos pelos conversores A/D, efetivar o disparo de comandos para acionamento de atuadores, além de salvar os dados adquiridos em formato *csv* (do inglês, *comma-separated values*) ou *mat* (formato próprio do MATLAB).

A Figura 70 mostra a tela principal do modelo para o acionamento do módulo inversor e controle de corrente do filtro elaborados no Simulink. Detalhes intrínsecos à funcionalidade dos blocos utilizados e configuração da placa estão contidas no Apêndice B.

Figura 70 – Interface de programação para acionamento e controle do protótipo experimental

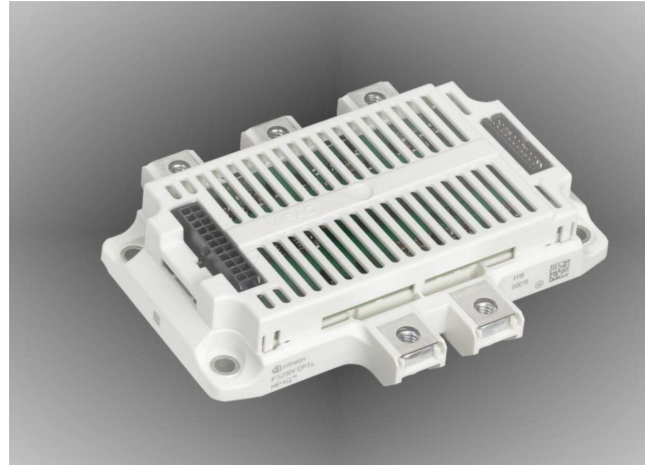


Fonte: Próprio autor.

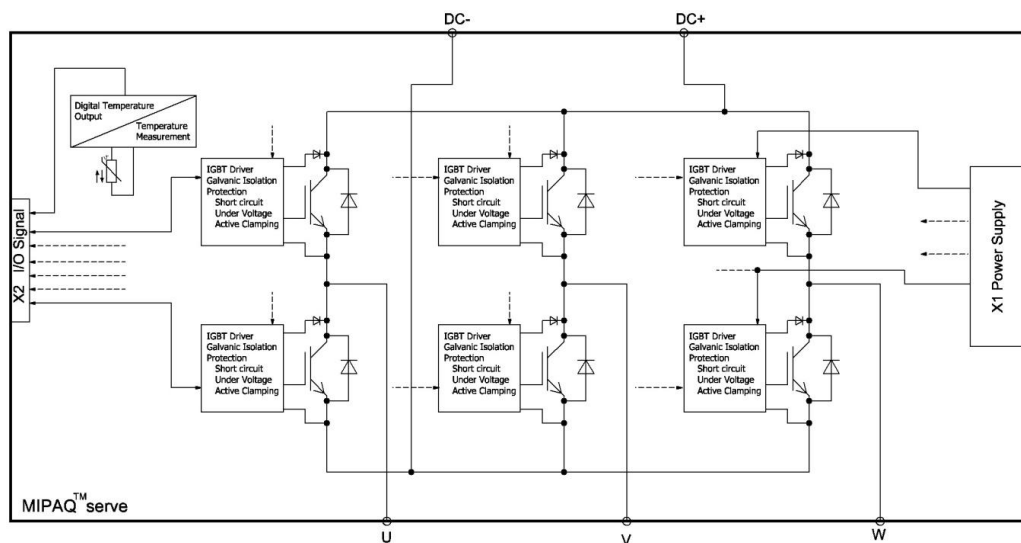
5.1.2 Módulo Inversor

A Figura 71.(a) apresenta o módulo de potência trifásico utilizado, modelo IFS100V12PT4 da série *MIPAQTM Serve* fabricado pela Infineon.

Figura 71 – Módulo inversor trifásico IFS100V12PT4



(a) Terminais de potência e controle.



(b) Esquemático dos componentes internos.

Fonte: (INFINEON, 2012b).

Como destaca a Figura 71.(b), o módulo é composto por seis chaves IGBT galvanicamente isoladas, cada qual com um circuito de *driver* integrado 1ED020I12-F2, também fabricada pela Infineon, que dispõe funcionalidades associadas à detecção de curto-circuito, bloqueio de subtensão e mecanismo de grampeamento ativo. Adicionalmente, o módulo dispõe de um circuito digital baseado em termistor NTC (do inglês, *Negative Temperature Coeficient*) para monitoramento da temperatura na cápsula (INFINEON,

2012b). Abaixo as características nominais de operação:

- A capacidade de condução contínua de 100 [A];
- Tensão de bloqueio (tensão coletor-emissor na chave) de 1200 [V];
- Tensão no barramento CC de 850 [V];
- Tempo de abertura e fechamento das chaves na ordem de 50 [ns];
- Frequência de chaveamento de 20 [kHz].

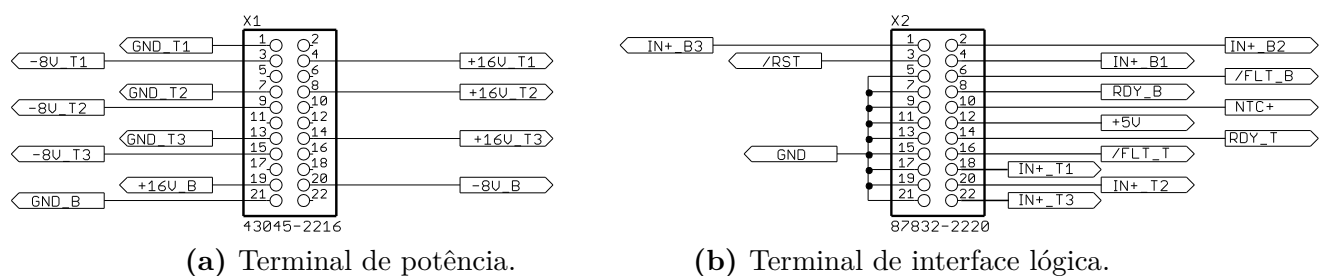
Para realizar o acionamento do IFS100V12PT4 foram projetadas duas placas: uma para interface lógica e outra para a alimentação dos *drivers* integrados. O projeto de ambas as placas foi baseado no manual do MA040E12_EVAL- *Isolated Gate Driver Power Supply and Logic Interface for MIPAQ™ Serve*.

A Figura 72 destaca os terminais de acesso do IFS100V12PT4, X1 e X2.

– X1 é terminal de potência, referente à alimentação do circuito de comutação de cada IGBT, demandando ao todo 4 fontes CC, uma para cada IGBT cujo coletor está ligado no terminal positivo do barramento CC (IGBT superior), e outra para os IGBTs cujo emissor está conectado ao terminal negativo do barramento CC (IGBT inferior), galvanicamente isoladas (mínima de 1.2 [kV]), bipolares, de tensão positiva mínima de 13 [V] e máxima de 18 [V], e tensão negativa mínima de -10 [V] e máxima de -5[V].

Para a adequada operação do IFS100V12PT4 nas condições prevista em (INFINEON, 2010a), cada fonte CC associada ao IGBT superior deve ter capacidade de fornecer 40 [mA], enquanto para a fonte CC associada aos IGBTs inferiores a exigência é de 120 [mA].

Figura 72 – Terminais do módulo inversor trifásico IFS100V12PT4



Fonte: (INFINEON, 2012b).

– X2 é terminal lógico, por onde são enviados os 6 pulsos para a abertura/fechamento dos IGBTs (IN_{Bx}^+ e IN_{Tx}^+), o sinal de reinicialização (RST), realizada a alimentação dos *drivers* integrados e do dispositivo de medição da temperatura, exigindo para tanto uma fonte CC de 5[V]/50[mA], e recebido os sinais referentes ao estado de operação (FLT_B , FLT_T , RDY_B e FLT_T) do módulo e da temperatura na cápsula.

Como já mencionado, a proteção contra curto-circuito é executada pelo *driver* integrado 1ED020I12-F2. Na ocorrência de um curto-circuito, a tensão coletor-emissor do IGBT cresce rapidamente. Alcançando cerca de 9 [V], o *driver* integrado ativa a dessaturação do circuito de gate, bloqueando a operação da chave. Contudo, para que esse mecanismo funcione adequadamente, os manuais informam que a indutância parasita no terminais do barramento CC deve ser mantida abaixo de 100 [nH], incluindo a indutância parasita do módulo (30 [nH]) (INFINEON, 2011; INFINEON, 2010a).

5.1.3 Placas de Interfaceamento

Os principais componentes utilizados nas placas de interface lógica e de potência são listados na Tabela 11. Ambas são alimentadas por uma fonte CA-CC isolada, modelo NET-35C, 100-220[V]/0.9[A]/50-60[Hz] na entrada, dispondo na saída tensões contínuas de 15[V]/1.0[A], 5[V]/2.5[A] e -15[V]/0.5[A]. Detalhes alusivos aos projetos das placas (esquemáticos e PCB) estão disponíveis no Apêndice C.

Tabela 11 – Principais componentes das placas de interface com o módulo inversor

Componente	Modelo	Fabricante	Qtd.
Conversor CC-CC isolado e regulado	VQA-S9-D15-SIP	CUI INC®	4
Conversor CC-CC isolado	PEM1-S12-S15-S	CUI INC®	1
Regulador de tensão de 5 [V]/400[mA]	IFX25401	Infineon	1
Regulador de tensão de 12 [V]/1[A]	KA7812	Fairchild	2
Isolador digital de duplo canal	ADuM1210	Analog Device	3
Optoacoplador de único canal	PC817	Sharp	6
Transistores pnp	PN2907A	-	2
Transistores npn	PN2222A	-	3
Relé eletrônico	HJR1-2C	Tianbo	1

Fonte: O próprio autor.

5.1.3.1 Interface de Potência

A placa de interface de potência tem a função de alimentar o circuito de comutação associado a cada semicondutor IGBT presente no IFS100V12PT4. Para tal finalidade, quatro conversores CC-CC, modelo VQA-S9-D15-SIP, galvanicamente isolados

(3 [kV] mínimo entre a I/O) e de saídas +15[V]/100[mA] e -8[V]/80[mA] reguladas foram utilizados. O diagrama esquemático e detalhes específicos relacionados a essa placa estão contidos no Apêndice B.

5.1.3.2 Interface de Lógica

A placa de interface lógica tem a função de realizar a interface de comunicação entre a placa DS1103 PPC (controle) e o módulo IFS100V12PT4 (potência). Para tanto, utilizou-se dois cabos de rede de 8 vias cada para a comunicação com placa DS1103 PPC e cabo tipo *flat* 22x28 AWG, modelo *Spectra Zip* 1mm, para a comunicação com o terminal de interface lógica.

Nessa placa, os sinais provenientes da DS1103 PPC são isolados por meio de isoladores digitais baseados em transformadores monolíticos, modelo ADuM1210, que dispõem de dois canais isolados (2.5 [kV]) e independentes, operáveis com tensão de alimentação em cada lado de 5 [V]. Uma interessante característica desse componente diz respeito a sua velocidade de resposta, sendo esta na mesma ordem de grandeza do tempo de abertura e fechamento das chaves, conforme ilustra a Figura 73, em que representado na cor amarela está o sinal de entrada, gerado pela placa DS1103 PPC, e na cor azul a resposta do ADuM1210.

Semelhante processo é realizado para os sinais gerados pelo módulo IFS100V12PT4 (FLT_B , FLT_T , RDY_B , FLT_T e NTC), utilizando-se para esse caso optoacopladores da série PC817. Desse modo, a geração dos pulsos PWM e a conexão do protótipo experimental com a rede elétrica são habilitadas apenas se o módulo responde corretamente. Caso contrário, na ocorrência de falhas no módulo, o sistema de controle interrompe a geração do PWM e bloqueia a operação do protótipo experimental em paralelo com a rede.

A placa de interface lógica também contém transistores configurados como chaves, conectados em série com LEDs (do inglês, *Light Emitting Diode*) para indicar o estado de operação do módulo, e um relé eletrônico, modelo HJR1-2C caracterizado por 2 contatos normalmente fechados (NF) e 2 contatos normalmente abertos (NA), para executar os comandos de abertura e fechamento da contactora tripolar.

Por fim, optou-se pela utilização de um conversor CC-CC galvanicamente isolado modelo PEM1-S12-S15-S para isolar a referência do terminal da interface lógica do módulo IFS100V12PT4 da referência da fonte CA-CC auxiliar, e alimentar os *driver*

integrados 1ED020I12-F2. Como o referido conversor apresenta especificação nominal de 15[V]/67[mA], valor este acima da faixa permitida para o terminal de interface lógica, um regulador de tensão, modelo IFX25401 5[V]/200[mA], foi conectado à sua saída, garantindo à placa de interface lógica uma fonte CC isolada e regulada em 5 [V]. O diagrama esquemático e detalhes específicos relacionados a essa placa estão contidos no Apêndice C.

Figura 73 – Característica de operação do ADuM1210



Fonte: Próprio autor.

5.1.4 Placas de Medição e Condicionamento

As tensões de fase da rede elétrica ($v_{g,a}$, $v_{g,b}$ e $v_{g,c}$) e a tensão do barramento CC (v_{cc}) são medidas por meio de sensores galvanicamente isolados fabricados por LEM, sendo adotado o modelo LV-20P. As características nominais desse sensor e seu esquemático de conexão são apresentados respectivamente na Tabela 12 e na Figura 74.

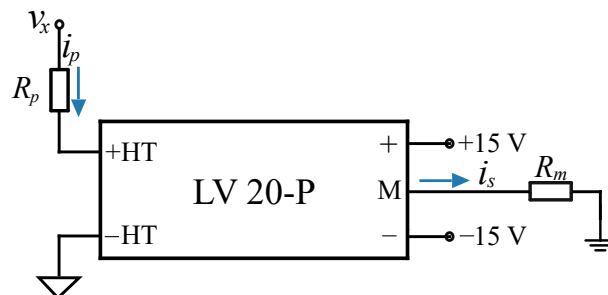
Tabela 12 – Características elétrica do sensor de tensão, modelo LV-20P LEM

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente eficaz no circuito primário	i_p	10 [mA]
Corrente eficaz no circuito secundário	i_s	25 [mA]
Tensão nominal de medição	v_x	500 [V]
Relação de transformação	k_v	2.5
Tensão de alimentação	V_s	$\pm 12/15$ [V]
Resistência de medição	R_m	≥ 100 e ≤ 150 [Ω]

Fonte: (LEM, 2010).

Para o projeto do circuito de medição da tensão, determina-se inicialmente a resistência R_p que deve limitar a corrente no circuito primário i_p do transdutor. O mesmo opera como fonte de corrente, liberando no terminal M corrente i_s igual à corrente no circuito primário vezes a relação de transformação. Logo, conhecido o valor de i_p , obtém-se a tensão sobre o resistor de medição R_m conectado em série ao terminal M .

Figura 74 – Diagrama esquemático do circuito de medição da tensão com sensor LEM

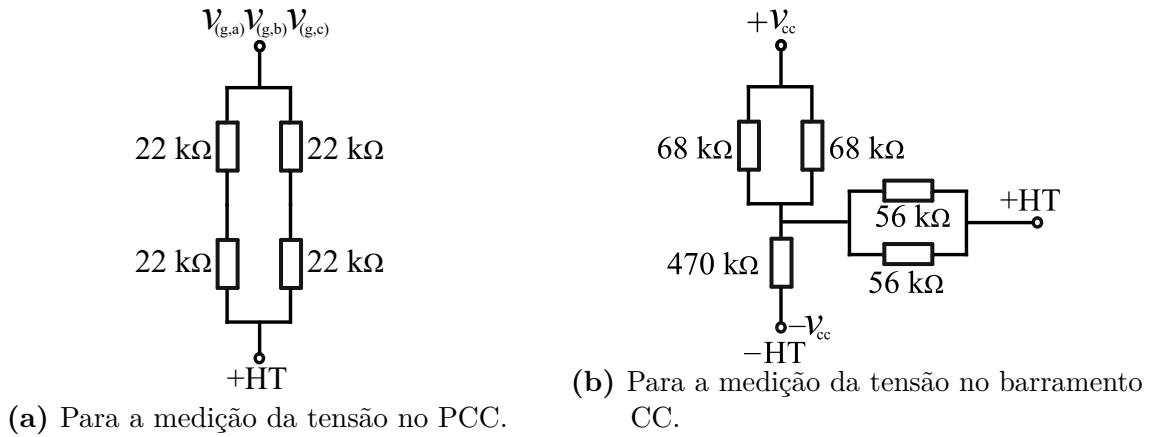


Fonte: Adaptado de (LEM, 2010).

A precisão do LV-20P é máxima quanto mais próxima for a corrente no circuito primário do valor especificado na Tabela 12. Com base nisso e nos componentes

disponíveis em laboratório, as associações de resistores ilustradas nas Figuras 75(a) e (b) foram adicionadas na placa de medição.

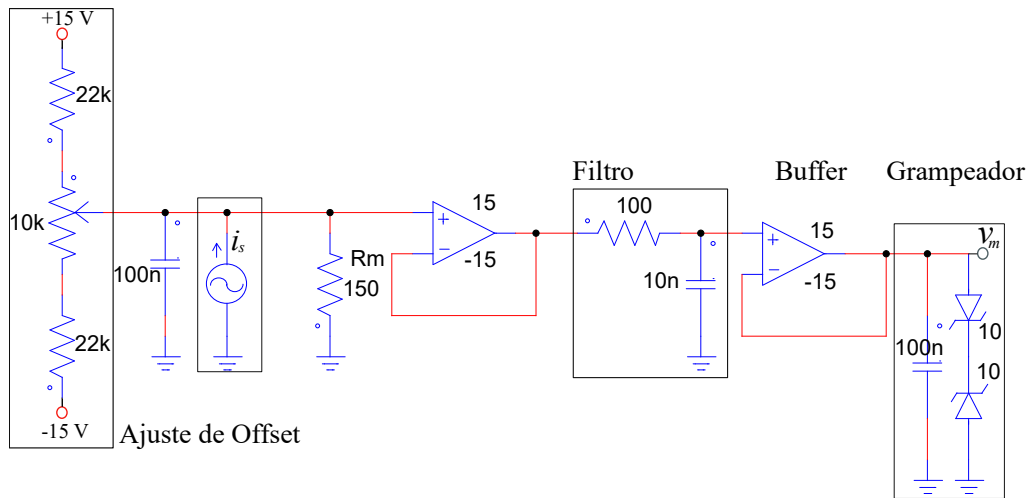
Figura 75 – Circuitos para a limitação da corrente no circuito primário do LV-20P



Fonte: Próprio autor.

Quanto à seleção do resistor conectado no terminal M , optou-se pela utilização de resistores $150 [\Omega]/0.25[\text{W}]/1\%$, resultando numa tensão eficaz nos terminais do mesmo de $3.75 [\text{V}]$, na medição da tensão entre fase e neutro no PCC, e $4.1 [\text{V}]$ para a medição de $700 [\text{V}]$ no barramento CC.

A Figura 76 ilustra o circuito analógico montado para realizar o condicionamento da tensão medida. Na entrada não inversora do primeiro amplificador operacional é conectado o terminal M do LV-20P, o resistor de medição, e um simples circuito para cancelar o nível CC ou *offset* inerente ao sensor e amplificadores. Em seguida, tem-se um filtro de primeira ordem e o segundo amplificador operacional configurado como seguidor de tensão. Por fim, dois diodos *zeners* de $10 [\text{V}]$ são conectados em antissérie com a função de grampear em $\pm 10 [\text{V}]$ a tensão de saída do circuito condicionador.

Figura 76 – Esquema de ligação do sensor de tensão com o circuito de condicionamento

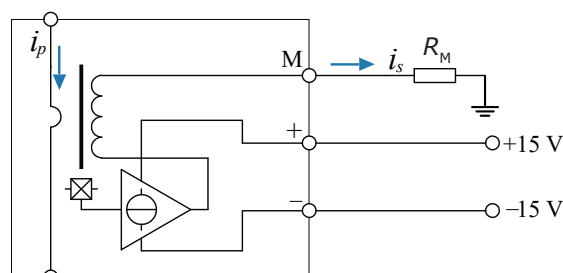
Fonte: Próprio autor.

Os sensores de corrente utilizados no projeto são do modelo LAH 100-P fabricado por LEM. As características nominais desse sensor e seu esquemático de conexão para realizar a medição da corrente são apresentados respectivamente na Tabela 13 e Figura 77.

Tabela 13 – Características do sensor de corrente, modelo LAH 100-P LEM

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente eficaz no circuito primário	i_p	100 [A]
Corrente eficaz no circuito secundário	i_s	50 [mA]
Relação de transformação	k_c	1/2000
Tensão de alimentação	V_s	$\pm 12/15$ [V]
Resistência de medição	R_m	≥ 20 e ≤ 51 [Ω]

Fonte: (LEM, 2012).

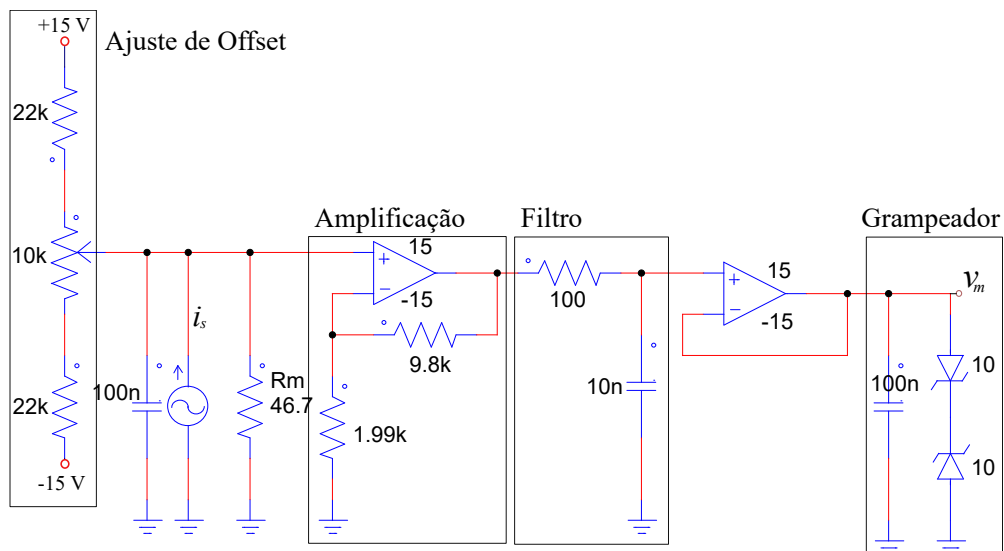
Figura 77 – Diagrama esquemático do circuito do sensor de corrente LAH-100P LEM

Fonte: Adaptado de (LEM, 2012).

Semelhante ao sensor de tensão, o sensor de corrente modelo LAH 100-P LEM libera no terminal M uma corrente igual à corrente circulante nos terminais de entrada vezes a relação de transformação k_c . O resistor de $47 [\Omega]/0.25[W]$ e precisão de 1% é adicionado ao terminal M . Considerando a medição da corrente nominal na indutância do lado da rede, $11.4 [\text{mA}]$ eficaz é gerado no terminal de medição, o que resulta em $757.7 [\text{mV}]$ de pico sobre a resistência de medição.

A Figura 78 apresenta o circuito analógico montado para realizar o condicionamento da tensão sobre a resistência de medição conectado no terminal de saída do sensor de corrente. A diferença desse circuito para o apresentado na Figura 76 consiste na configuração do primeiro amplificador operacional como amplificador não inversor, amplificando em 5.925 vezes o sinal de tensão sobre a resistência de medição.

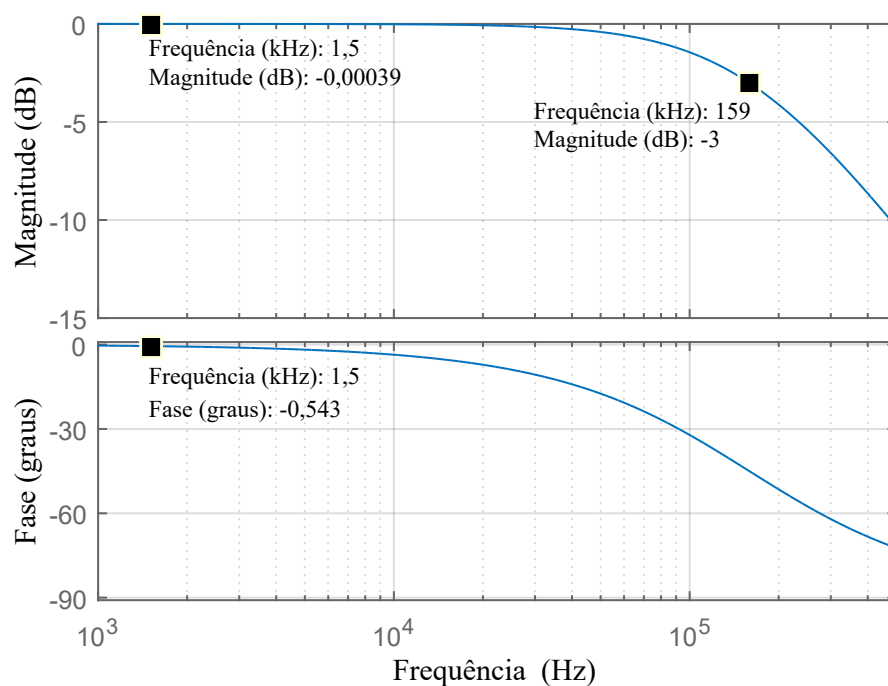
Figura 78 – Esquema de ligação do sensor de corrente com seu circuito de condicionamento



Fonte: Próprio autor.

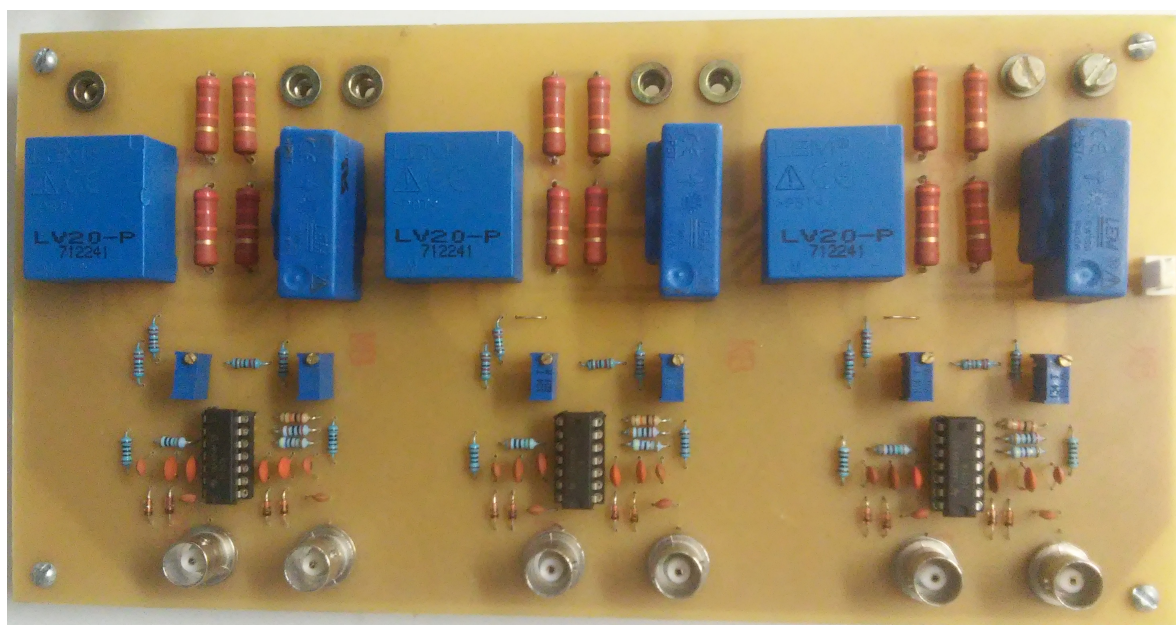
Por fim, o diagrama de Bode do filtro RC utilizado nos circuitos de condicionamento é mostrado na Figura 79. A partir mesma verifica-se banda passante de $159 [\text{kHz}]$ e uma redução no ângulo de fase de 0.55° na frequência $1.5 [\text{kHz}]$, justificando a não consideração da dinâmica do referido filtro na etapa de ajuste dos parâmetros do controlador da malha de corrente.

Figura 79 – Diagrama de Bode do filtro presente na placa de medição e condicionamento das tensões e correntes alternadas



Fonte: Próprio autor.

Figura 80 – Placa de medição e condicionamento das tensões e correntes alternadas

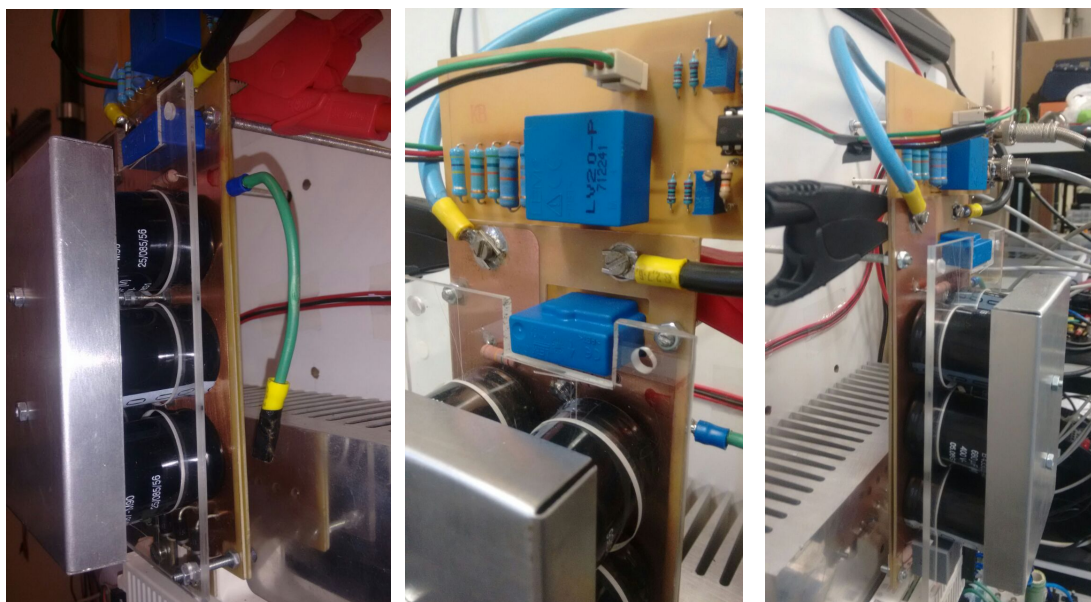


Fonte: Próprio autor.

5.1.5 Placa do Barramento CC

A Figura 81 ilustra a placa do barramento CC, sendo a ela acoplada o circuito de snubber RDC (resistor, diodo e capacitor), medição e condicionamento da tensão e da corrente CC. O layout da placa foi projetado com objetivo de diminuir ao máximo a indutância parasita equivalente entre a fonte CC, conectada nos terminais de entrada do barramento, e os terminais CC do módulo IFS100V12PT4. Conforme Infineon (2012b), tal requisito é necessário para a apropriada operação do mecanismo de proteção contra curto-circuito, interno ao módulo, sendo exigida para isto indutância parasita do barramento inferior a 100 [nH].

Figura 81 – Placa do barramento CC



Fonte: Próprio autor.

Isto posto, tomou-se como referência a nota de aplicação (CREE, 2013) para o desenvolvimento da placa do barramento CC. O material referenciado faz uso do conceito do cancelamento do campo magnético como medida para minimizar a indutância parasita, e projeta uma placa de capacitores para avaliação dinâmica do módulo inversor trifásico CCS050M12CM2 1.2 [kV]/100[A] fabricado pela CREE, portanto, de característica topológica e nominal semelhante ao módulo IFS100V12PT4 da Infineon.

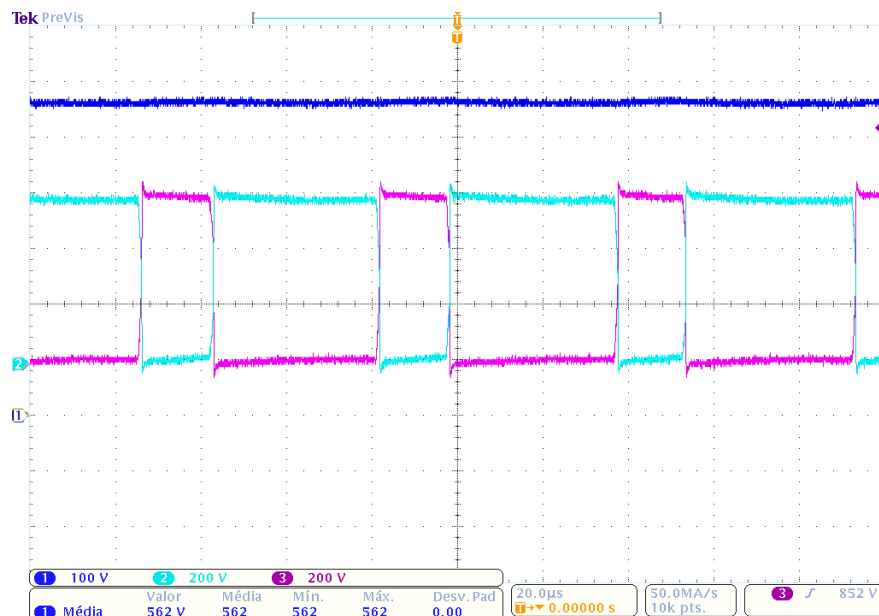
A referida nota de aplicação propõe uma placa para o barramento CC de 3 camadas, sendo a camada superior referente à trilha $-V_{cc}$, a do meio ao ponto médio dos capacitores e a camada de baixo à trilha $+V_{cc}$. Utilizando-se dessa disposição, Cree (2013)

afirma que a indutância parasita do barramento é reduzida 2.5 vezes em relação à medida para placa de capacitores arranjados de modo convencional.

Em paralelo com os terminais do barramento, foi adicionado um circuito de snubber RDC, cujo projeto é vinculado à metodologia disponibilizada em (SCHIMEL, 2015; MITSUBISHI, 1998). No entanto, os valores finais dos componentes utilizados na placa foi definido com base em resultados observados na bancada de teste. Feito isto, os valores dos componentes constituintes foram: um resistor de $100\ [\Omega]/5[W]$ em paralelo com quatro diodos ultra rápidos modelo UF5408 $1000\ [V]/3[A]$, ambos em série com dois capacitores de filme $100\ [nF]/1000[V]$ em paralelo e conectados no terminal $-V_{cc}$ do módulo inversor.

Por fim, foi constatado que a substituição dos cabos de $4\ \text{mm}^2$, adotados na versão apresentada no exame de qualificação, por cabos de $16\ \text{mm}^2$ também contribuiu para diminuir a indutância parasita. Como resultado, têm-se as formas de onda mostradas na Figura 82, em que o canal 1 (cor azul escuro) representa a tensão do barramento CC, e os canais 2 e 3 a tensão sobre as chaves IGBT de um mesmo braço.

Figura 82 – Formas de onda da tensão do barramento CC e sobre as chaves IGBT



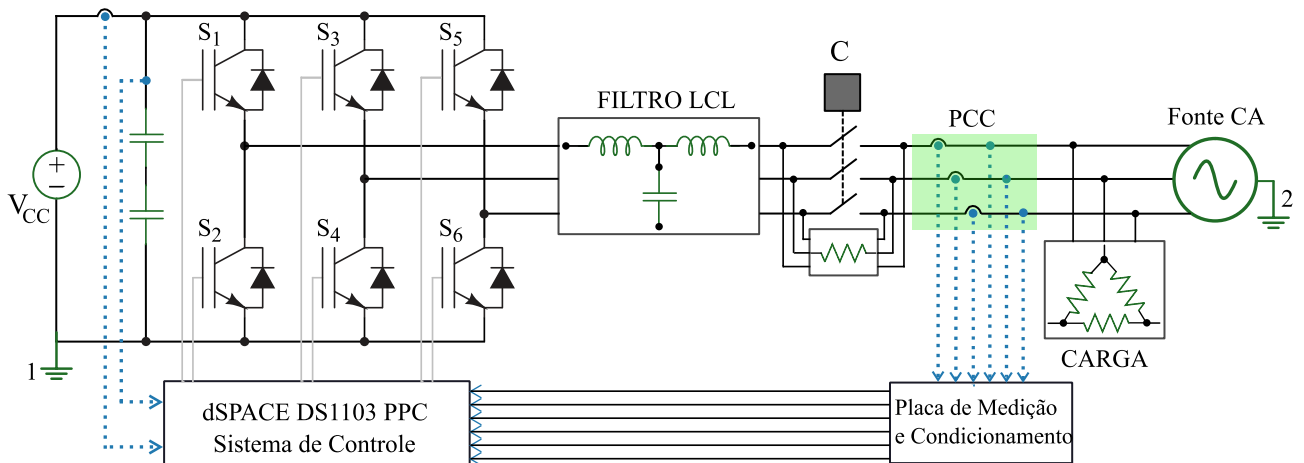
Fonte: Próprio autor.

5.2 Resultados Experimentais

A Figura 83 ilustra o diagrama elétrico do protótipo experimental e o esquema de conexão com a rede elétrica durante os ensaios. Em síntese:

- A corrente nas três fases e as tensões entre fase e neutro no PCC são medidas, assim como a tensão no barramento CC e a corrente nos terminais CC do módulo inversor.
- Os capacitores do filtro LCL são conectados em delta.
- Com objetivo de diminuir o *offset* de tensão entre o lado CC e o lado CA, resistores de $1\text{ [k}\Omega\text{]}/50\text{ [W]}$ foram conectados em paralelo aos terminais do contactor tripolar.
- Um banco de carga trifásica puramente resistiva, especificação $380\text{ [V]}/10\text{ [kW]}$, foi conectada em paralelo ao barramento CA.
- Uma fonte de tensão CC ajustável e isolada, de características nominais $600\text{ [V]}/12\text{ [kW]}$, foi conectada nos terminais de entrada do barramento.
- A rede elétrica foi emulada a partir de uma fonte CA de 33 [kW] , regulável em frequência e amplitude.

Figura 83 – Diagrama esquemático do protótipo e esquema de ligação com a fonte CA



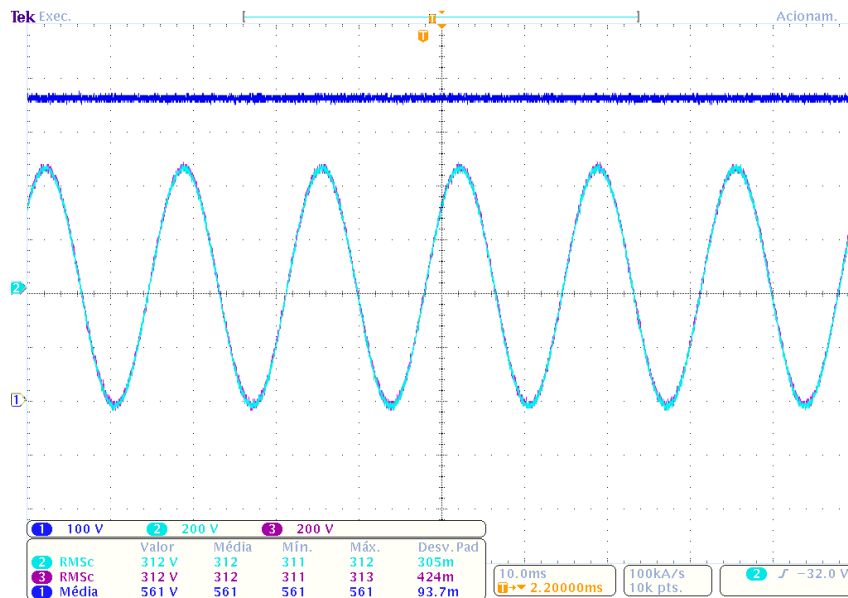
Fonte: Próprio autor.

Para realizar a conexão do protótipo experimental com a rede elétrica da concessionária local, $380\text{ [V]}/60\text{ [Hz]}$, é necessária uma tensão mínima de 622 [V] no barramento CC. Em virtude da indisponibilidade de uma fonte CC de tal capacidade, os ensaios foram realizados com tensão CA de $312\text{ [V]}/60\text{ [Hz]}$, enquanto a fonte CC foi ajustada em 575 [V] .

5.2.1 Sincronização

No que concerne à sincronização com a rede elétrica, a Figura 84 apresenta a tensão entre fases da rede (canal 2 - cor azul claro), a tensão entre fases na saída do filtro LCL (canal 3 - cor roxa), e a tensão no barramento CC (canal 1 - cor azul escuro) em instante anterior ao envio do comando de fechamento do contactor. Constata-se que a tensão na saída do filtro está em fase com a tensão da rede, representando condição favorável para o estabelecimento da integração com a rede elétrica.

Figura 84 – Tensão entres fases da rede elétrica, na saída do filtro e tensão no barramento CC em situação preliminar à conexão



Fonte: Próprio autor.

A fim de validar as condições mínimas de segurança e operação, quatro requisitos foram estabelecidos para habilitar o envio do comando de fechamento do contactor:

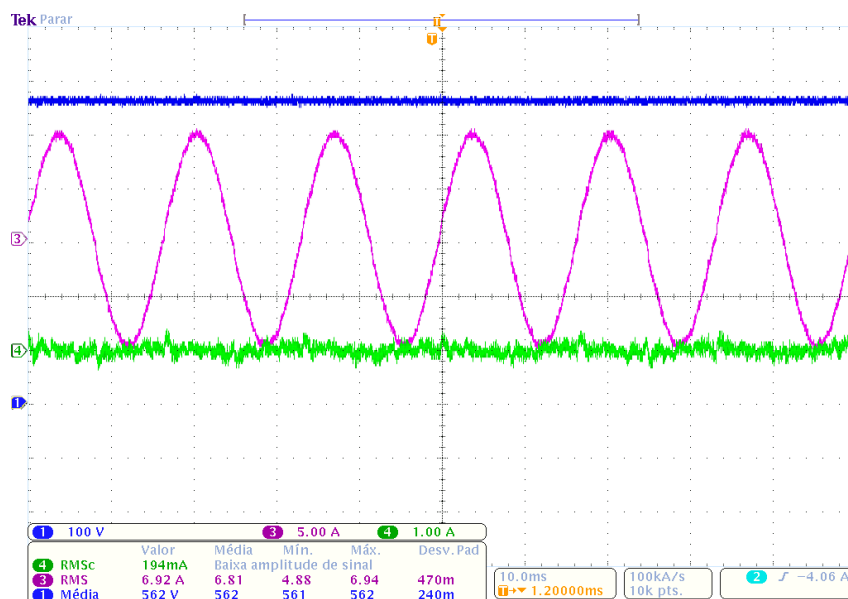
1. A tensão no barramento CC deve ser mantida acima de 540 [V];
2. A frequência da rede deve está entre 59 [Hz] e 61 [Hz];
3. As tensões entre fase e neutro da rede não nulas;
4. A temperatura no módulo IFS100V12PT4 deve estar abaixo de 70 °C.

Se as condições acima forem satisfeitas, a interface gráfica no Control Desk habilita o comando de conexão. Quanto à proteção durante a conexão, foi estabelecido dois requisitos: o pico de corrente em qualquer uma das fases não deve ultrapassar 5 [A] e a tensão do barramento CC deve ser mantida entre 540 [V] e 600 [V]. Caso contrário, o sistema de controle envia o comando de abertura do contactor e bloqueia novas tentativas de conexões.

5.2.2 Análise Harmônica

Inicialmente é realizada na Figura 85 a forma de onda da tensão no barramento CC (canal 1), da corrente de rede (canal 3) e na saída do filtro (canal 4), ambas na fase A. Nessa situação a rede supre toda a demanda da carga, obtendo-se como resultado preliminar a atuação do sistema de controle projetado que manteve nula a corrente de saída do filtro.

Figura 85 – Formas de onda da corrente da rede elétrica e na saída do filtro em situação posterior a conexão



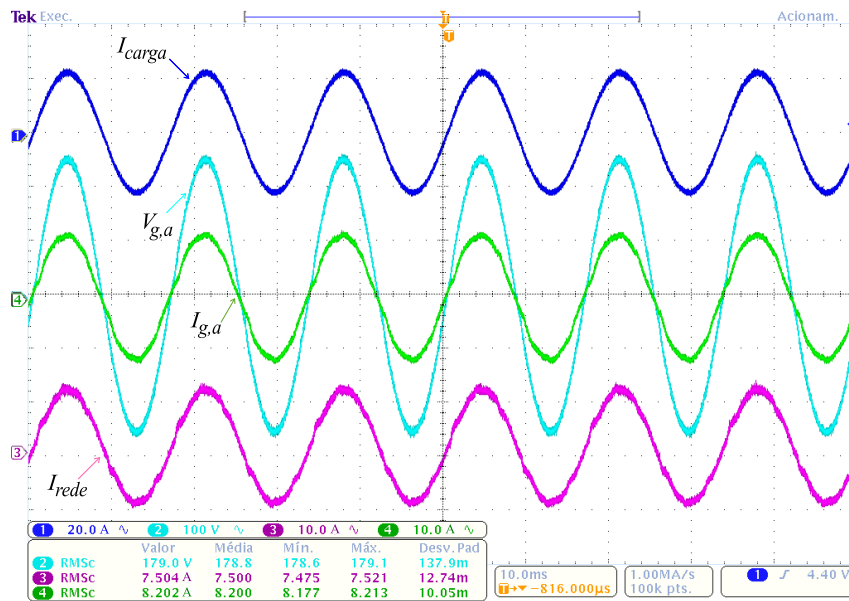
Fonte: Próprio autor.

Uma vez estabelecida a conexão com a rede elétrica, a potência ativa transferida pelo inversor pôde ser gradualmente aumentada. A Figura 86.(a) destaca a forma de onda da corrente drenada pela carga (canal 1), da corrente de rede (canal 3), da tensão na fase A (canal 2) e na saída do filtro LCL (canal 4), estando a potência ativa do inversor setada em 4.5 [kW]. Através dessa figura verifica-se a forma de onda da tensão da rede (179 [V]) em fase com a corrente controlada, apresentando fator de potência de 0.993.

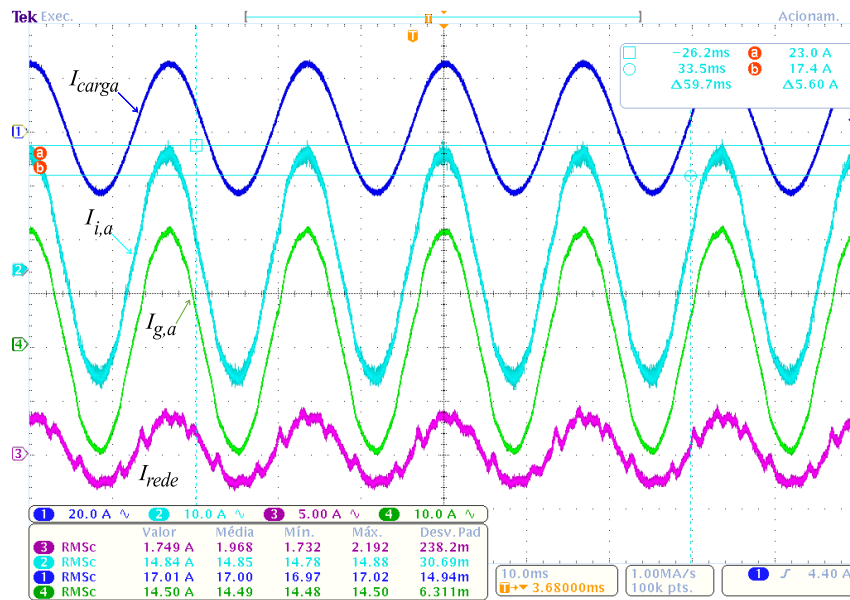
Em seguida, a potência da carga trifásica foi intencionalmente aumentada, possibilitando o aumento da referência de potência ativa e a obtenção da Figura 86.(b). Nela é realçada as formas de onda das correntes, na fase A, de entrada (canal 2) e na saída (canal 4) do filtro, bem como a corrente na carga (canal 1) e na rede (canal 3) na condição em que a referência de potência foi elevada para 8.0 [kW], sendo essa a máxima potência ensaiada devido à ausência de mais cargas e a temperatura no módulo.

Embora a potência do ensaio corresponda a 53.3% da potência nominal, pode-se realçar, sem erro de generalização, três resultados significativos: I) a ausência de uma expressiva deformação na corrente de saída do filtro, II) sua pequena ondulação e III) a operação estável do inversor com filtro LCL saturável.

Figura 86 – Formas de onda da corrente na rede elétrica, no filtro e na carga



(a) Inversor injetando 4.5 [kW].



(b) Inversor injetando 8.0 [kW].

Fonte: Próprio autor.

As Figuras 87.(a) e (b) apresentam o espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL relativa, respectivamente, às Figuras 86.(a) e (b). Em conformidade com o resultado previsto em simulação, ratifica-se que as harmônicas de maior amplitude ocorrem

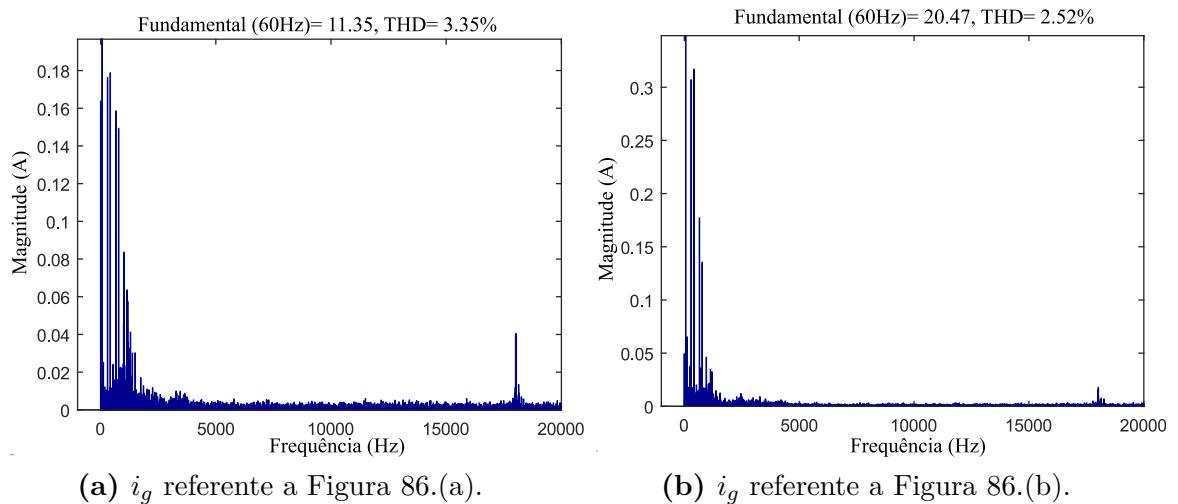
em baixa frequência (< 1 [kHz]). A Tabela 14 denota as harmônicas mais relevantes e seu valor de pico.

Tabela 14 – Harmônicas na corrente de saída do filtro LCL

Potência [W]	Fund. [A]	5° [mA]	7° [mA]	11° [mA]	13° [mA]	THD [%]
4500	11.35	176.2	178.8	158.6	149.2	3.35
8000	20.47	308	317	177	135.5	2.53

No que concerne à distorção harmônica total (THD) da corrente, constata-se que para ambos os casos a THD da corrente manteve-se abaixo de 5%. Mais especificamente, para potência processada de 4.5 [kW] (30% da potência nominal) a THD foi de 3.35%. Também verificou-se harmônicas de baixíssima amplitude na faixa prevista para a localização da ressonância. Tal resultado está associado à contribuição do amortecimento passivo que é inerente à natureza do filtro (resistência AC dos indutores e resistência de contato entre os componentes do filtro) e a resistência série no PCC. A Tabela 14 quantifica o valor de pico da componente fundamental da corrente e suas harmônicas mais relevantes.

Figura 87 – Espectro harmônico da corrente na saída do filtro LCL



Fonte: Próprio autor.

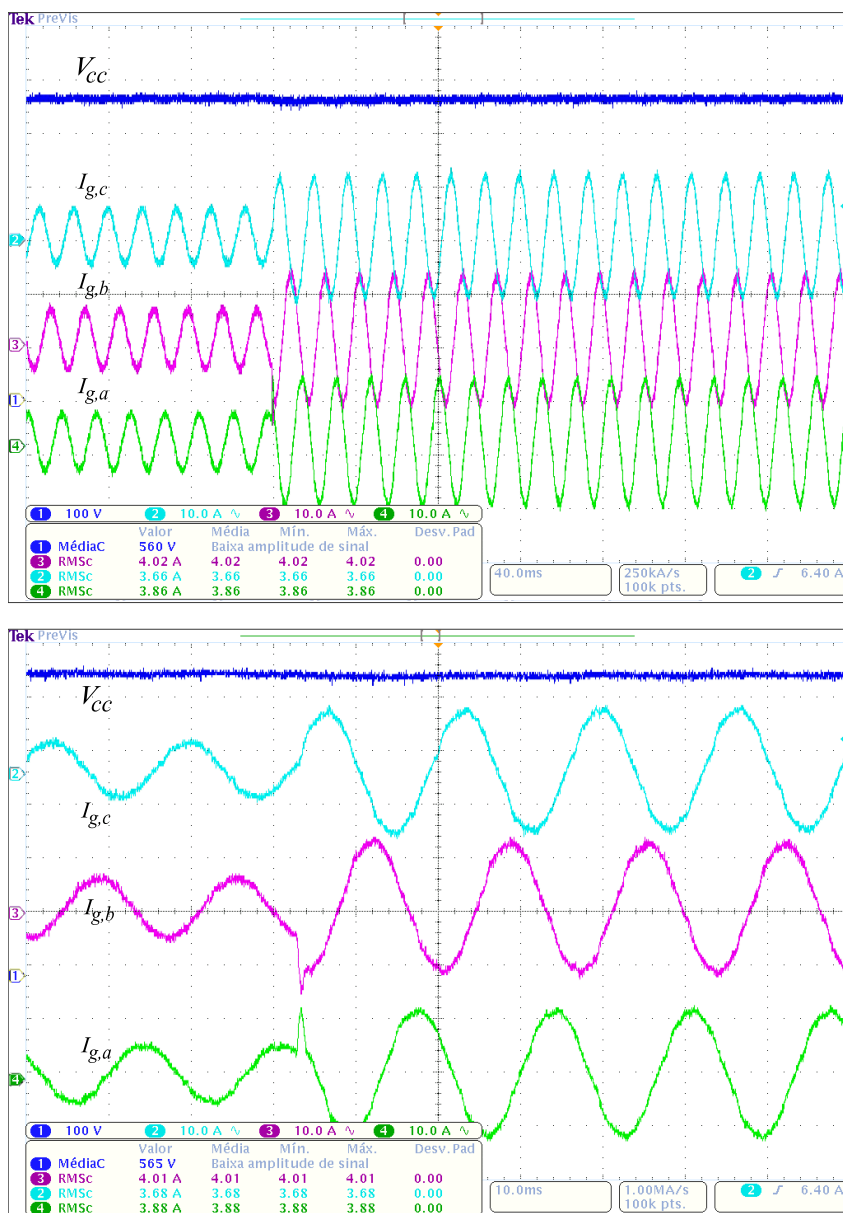
Quanto à harmônica na frequência de chaveamento, mediou-se 40.5 [mA] de amplitude máxima na situação em que o filtro processou 4.5 [kW], e apenas 18 [mA] no processamento de 8.0 [kW]. Este resultado é justificável pelo fato da tensão no barramento CC ser abaixo do estabelecido no projeto, o que diminui a harmônica de tensão na

frequência de chaveamento. Por consequência, a atenuação dessa componente devido à primeira indutância é bem maior que a prevista no projeto.

5.2.3 Análise Dinâmica

A Figura 88 ilustra a resposta dinâmica do sistema ao se aplicar um degrau de 2.5 [kW] (2.0 [kW] para 4.5[kW]). O canal 1 refere-se à tensão no barramento CC, enquanto os demais canais representam a corrente trifásica na saída do filtro.

Figura 88 – Correntes na saída do filtro LCL após degrau de 2.5[kW]

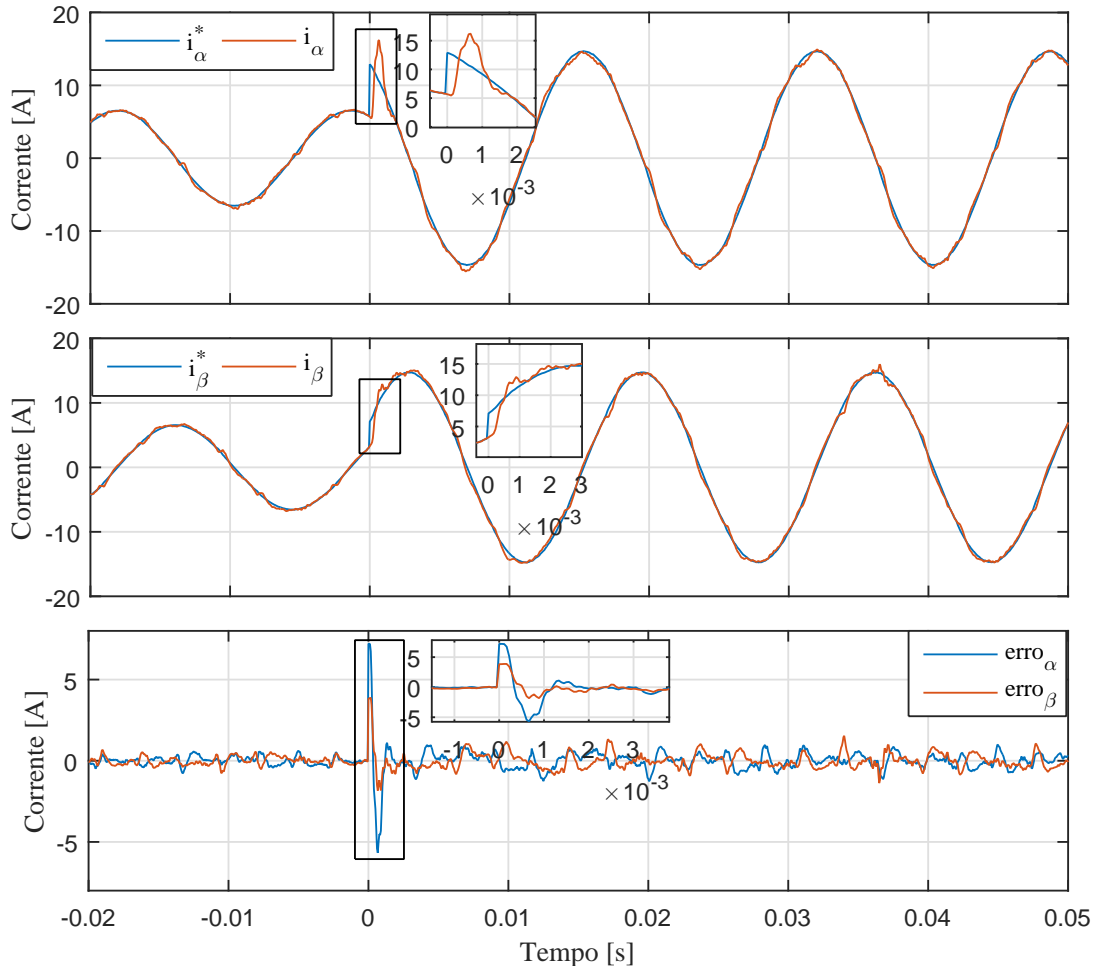


Fonte: Próprio autor.

A Figura 89 realça o comparativo entre as correntes do filtro, que são realimen-

tadas através da placa DS1103 PPC, com suas respectivas referências $\alpha\beta$. Constatase que após o degrau o sistema atinge o regime permanente em aproximadamente 2 [ms], com máximo erro instantâneo de 6 [A] no eixo α e 3.8 [A] no eixo β .

Figura 89 – Comparação das correntes medidas com suas referências em $\alpha\beta$

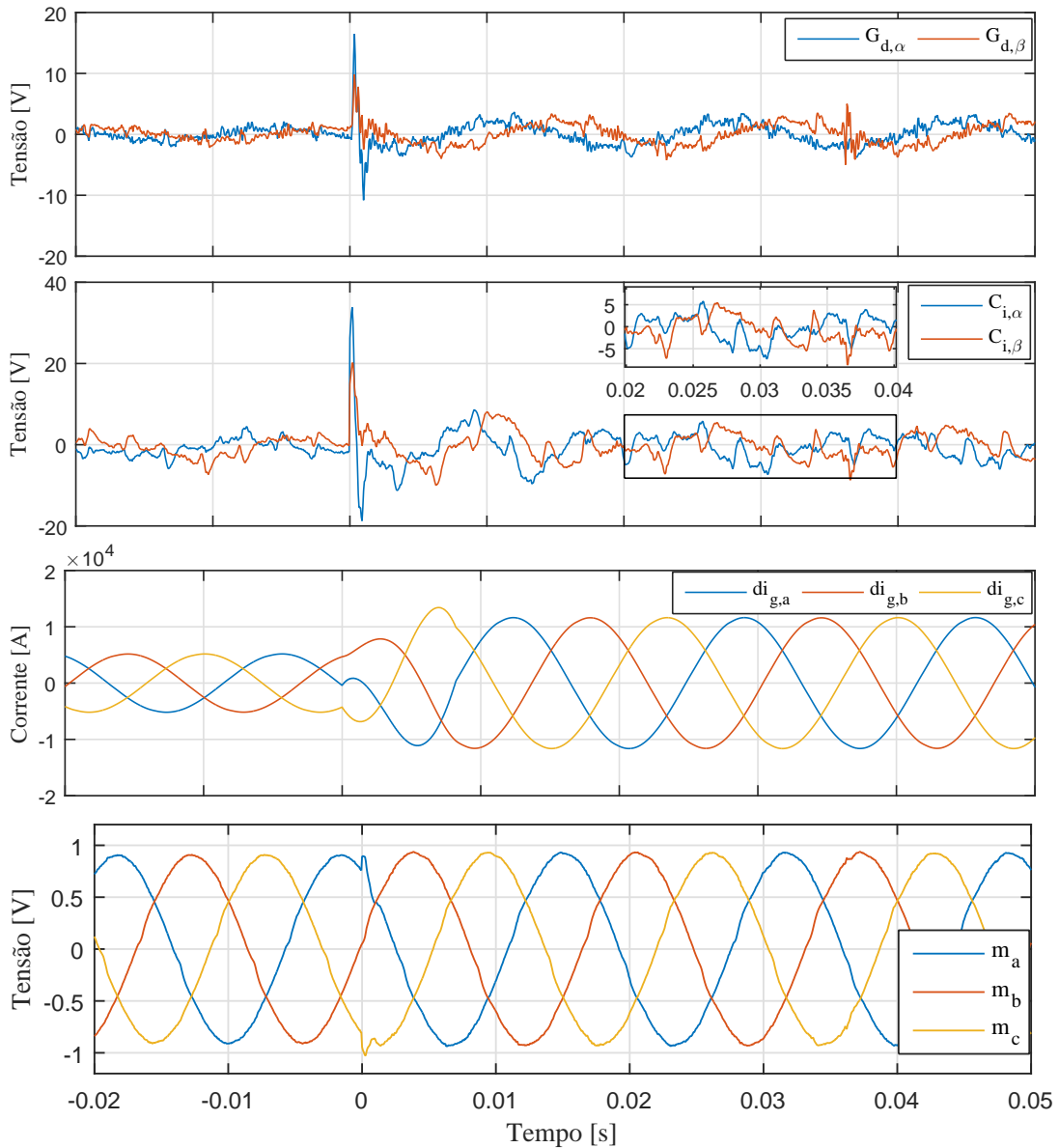


Fonte: Próprio autor.

A Figura 90 realça a resposta do sistema de controle. Uma vez que a corrente no eixo α no instante do degrau era próxima de seu máximo valor, o esforço do controlador PI desse eixo é consideravelmente maior que o esforço do controlador PI no eixo β , respectivamente 35 [V] e 20 [V]. Tal justificativa também se aplica à malha de amortecimento ativo, que contribui com 16.5 [V] no eixo α e 9.8 [V] no eixo β durante o transitório. Decorrido o transitório, o esforço de ambos os controladores PI se limita a um pouco mais de 5 [V], o que corresponde a aproximadamente 2% do valor de pico da tensão fase-neutro da rede CA. Esse resultado ratifica a potencialidade da ação *feedforward*, não apenas associada a sincronização, como também, a pequena parcela de tensão que o controlador *feedback* precisa compensar.

A Figura 90 também apresenta a evolução da resposta do filtro FIR, referente ao cálculo da derivada primeira das referências de correntes ($di_{g,a}$, $di_{g,b}$ e $di_{g,c}$), e os sinais de modulação.

Figura 90 – Ação de controle

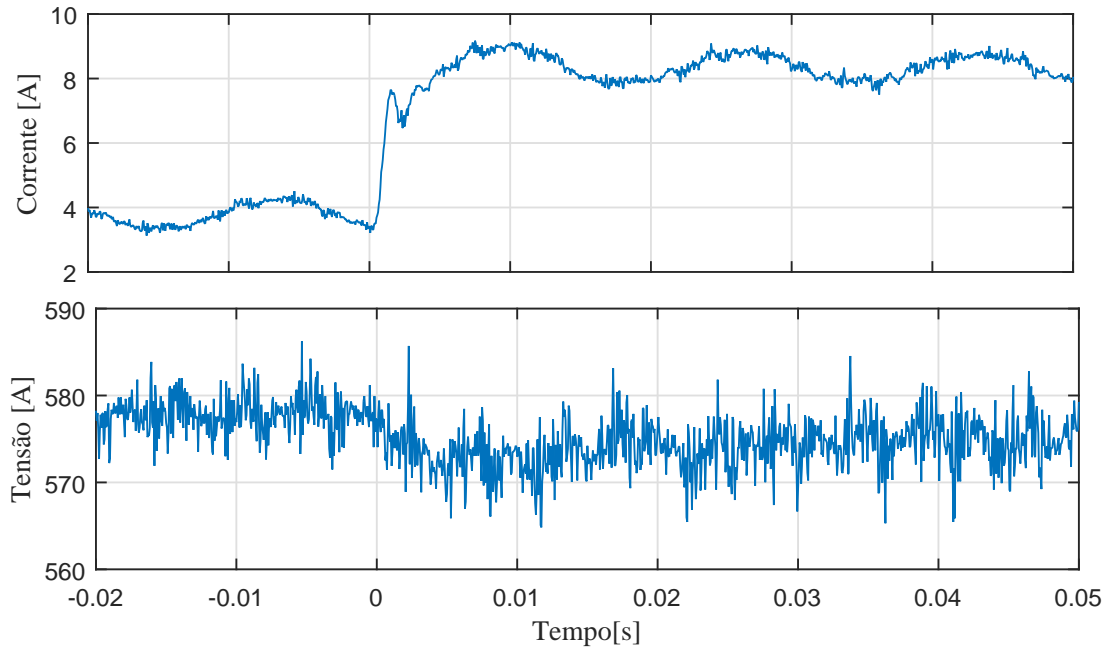


Fonte: Próprio autor.

Por fim, as Figuras 91 e 92 ilustram os sinais medidos e amostrados para o sistema de controle durante o ensaio. Na Figura 91 tem-se representada a tensão no barramento CC e a corrente drenada pelo inversor, enquanto a Figura 92 destaca as tensões entre fase e neutro e a corrente CA na saída do filtro. Como destaque ressalta-se a capacidade da fonte CC que diminui apenas em 10 [V] aproximadamente sua tensão em decorrência do degrau de potência, ao passo que manteve a corrente CC em torno

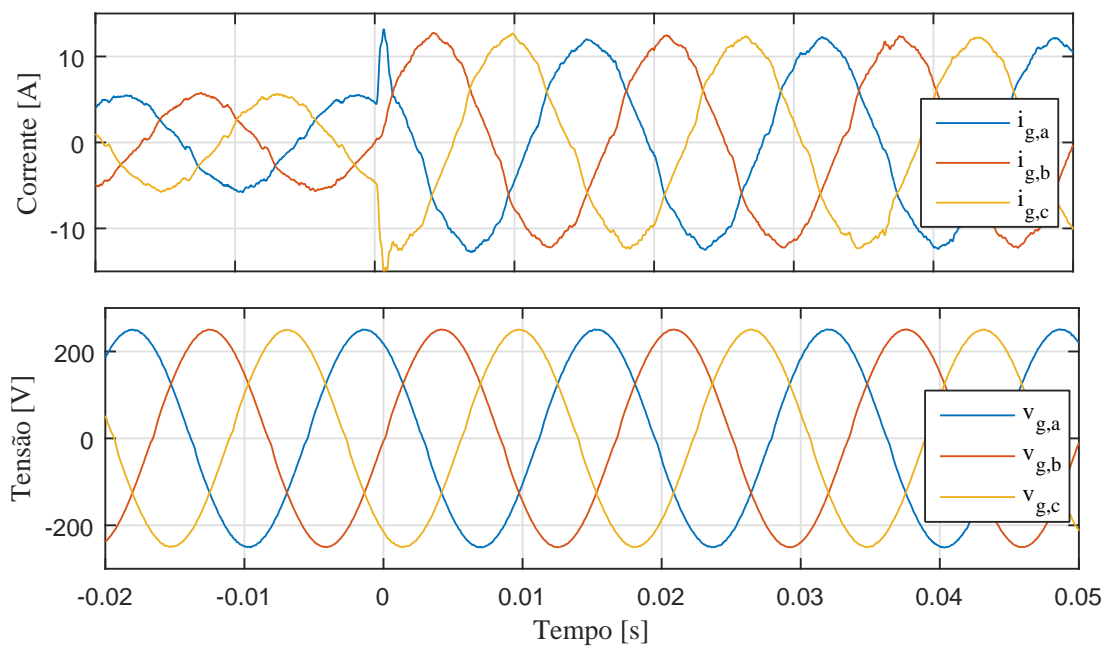
de 8.5 [A]. Já quanto o lado CA, nota-se que o degrau de potência não gerou aparente deformação na tensão e a capacidade de resposta do sistema de controle da corrente.

Figura 91 – Corrente CC de entrada e tensão no barramento CC



Fonte: Próprio autor.

Figura 92 – Tensões da rede elétrica e correntes CA amostrada



Fonte: Próprio autor.

5.3 Considerações finais

Este capítulo foi designado para a I) descrição da bancada experimental desenvolvida e seus principais componentes; II) apresentação da placa DS1103 PPC/dSPACE disponibilizada para a implementação do sistema de controle; e III) avaliação dos resultados experimentais.

Os resultados experimentais obtidos foram satisfatórios tendo em vista que a operação do sistema (módulo inversor, controle e filtro) funcionou conforme o desejado. Em particular constatou-se na etapa de sincronização que as tensões na saída do filtro LCL estão em fase com as tensões da rede, não demandando para tanto a implementação de algoritmo de sincronização no sistema de controle.

Quanto à injeção de potência na rede, especificamente, no que diz respeito ao controle da corrente no filtro LCL, verificou-se que a ressonância foi efetivamente amortecida, sendo possibilitada a operação estável do sistema durante o ensaio e a constatação de harmônicas com baixíssima amplitude na faixa entre 3 [kHz] e 6 [kHz], assim sendo, classificado como um resultado experimental bastante satisfatório.

Ademais, embora o ensaio de injeção na rede tenha sido com potência menor que a prevista no projeto (53.3 % da potência nominal), a distorção harmônica total da corrente medida é considerada abaixo do limite estabelecido em norma, o que remete à expectativa de um filtro LCL projetado, cuja soma das indutâncias nominais é em torno de 1.5 [mH], de alta capacidade de atenuação para larga faixa de potência.

6 Conclusões e Sugestões para Desenvolvimentos Futuros

6.1 Conclusões Gerais

A frequência de chaveamento, ou de operação, dos conversores eletrônicos é inversamente proporcional à potência nominal. Tal característica demanda a aplicação de filtro com maior capacidade de atenuação, sobretudo em sistemas de conversão de energia conectados à rede elétrica. Portanto, a utilização de filtros LCL é considerada uma excelente solução devido à elevada capacidade de atenuação obtida com pequenas indutâncias.

Usualmente o projeto do controle de corrente em conversores conectados à rede é desvinculado do dimensionamento do filtro de interface, sendo esse componente comumente projetado para limitar a distorção harmônica da corrente. No entanto, tal abordagem para o filtro LCL dificulta a análise da estabilidade do sistema, posto que esse filtro apresenta ressonância e três componentes sujeitos à variações paramétricas. Em especial, a permeabilidade magnética dos núcleos comerciais é constante apenas para uma estreita faixa de magnetização. Tal fenômeno pode acarretar numa significativa mudança no valor de indutância a depender da potência processada. Concomitantemente, a metodologia clássica para o controle da corrente alternada, em sistemas integrados à rede, demanda maior esforço computacional em razão da crescente complexidade dos algoritmos utilizados para o rastreamento da frequência e do ângulo de fase da tensão de rede.

Com base na problemática descrita, a proposta apresentada neste trabalho tem importante contribuição para o projeto de conversores conectados à rede elétrica. Fundamentando-se no modelo do indutor não linear e na resposta do filtro LCL na frequência, as indutâncias são dimensionadas e vinculadas ao projeto de um controlador *feedforward*. Foi demonstrado que a concepção de funcionamento desse controlador proporciona natural rastreamento da componente fundamental da corrente alternada, removendo do controlador *feedback* a completa responsabilidade do rastreamento. Como resultado, o sistema de controle proposto para o controle da corrente no LCL não apenas dispensa o uso de algoritmo para o rastreamento da tensão de rede, como também, cancela

o erro em regime fazendo uso do controlador proporcional integral (PI) na malha de corrente.

Vinculada ao controle da corrente no filtro LCL, uma simples solução para o amortecimento da ressonância foi apresentada. Tal recurso garante a operação estável do filtro sem, no entanto, comprometer a eficiência do sistema, tão pouco a capacidade de atenuação em alta frequência.

A partir dos resultados simulados, verificou-se que o sistema de controle proposto desempenha, com excelência, o segmento da corrente alternada, e que o filtro LCL não linear dimensionado atende às especificações requeridas no projeto. Quanto aos resultados experimentais, apesar da indisponibilidade de uma fonte de tensão CC que satisfizesse o requisito mínimo para a conexão do protótipo experimental no barramento de 380 [V]/60[Hz] da concessionária local, o que limitou a potência processada nos ensaios, pôde-se constatar o tamanho potencial do projeto no contexto de sua aplicação em sistema de geração distribuída.

Por meio de testes experimentais, com potências de até 8.0 [kW] (53.3% da potência nominal do projeto), certificou-se resposta condizente ao verificado em simulação para todo sistema de controle. Como destaque, ressalta-se semelhanças quanto: I) a capacidade de rastreamento da referência alternada, o que resultou no fator de potência acima de 0.987; II) o baixo esforço do controlador PI (*feedback*); III) a atuação do controlador *feedforward* que elevou a dinâmica e a robustez do sistema de controle frente à saturação do filtro; e IV) a ação da malha de amortecimento. No entanto, sob a perspectiva do espectro harmônico da corrente, alguns resultados carecem de maior investigação, em particular: I) a amplitude da harmônica de chaveamento é menor que o simulado, ao passo que II) a amplitude das harmônicas de baixa ordem é maior.

Por fim, apesar do escasso tempo para a realização dos ensaios experimentais, o trabalho foi concluído com bons resultados. O protótipo respondeu de maneira adequada em todos os ensaios realizados, inclusive com a devida atuação do sistema de proteção e monitoramento.

Este foi o primeiro trabalho com enfoque no dimensionamento e controle de corrente no filtro LCL utilizado na interface entre conversores eletrônicos de potência e a rede elétrica, desenvolvido no laboratório pertencente ao Grupo de Processamento de Energia e Controle do DEE/UFC, sob a orientação da Prof^a. Ph.D. Ruth Pastôra Saraiva Leão e do Prof. Ph.D. Domenico Sgrò. Espera-se que este trabalho seja o precursor de

muitos outros nesta área do conhecimento, que deverão pesquisar assuntos que não foram alcançados pelo presente trabalho ou mesmo aprofundar em pontos específicos.

6.2 Desenvolvimento Futuro

A fim de dá continuidade ao trabalho apresentado e aperfeiçoar o protótipo experimental, descreve-se a seguir alguns temas que carecem ser investigados ou mesmo objetivando pesquisas.

1. A escolha do núcleo magnético utilizado no filtro ainda carece de investigação aprofundada. Um estudo empregando núcleos magnéticos recomendados para indutores de filtro CA será muito importante para sanar dúvidas, sobretudo quanto ao efeito sobre o espectro harmônico da corrente.
2. Para diminuir as componentes harmônicas de baixa ordem na corrente do filtro, conforme constatada na prática, é plausível investigar o quanto a redução do ganho da malha de amortecimento efetivamente beneficia nesse objetivo, e encontrar um meio termo que não seja prejudicial à estabilidade do sistema.
3. A metodologia de mapeamento das indutâncias depende da curva de permeabilidade magnética do núcleo. Como medida de prescindir o uso de tais e elevar a precisão do valor instantâneo de indutância em diferentes pontos e condições de operação, sugere-se o desenvolvimento de método de estimação de indutância.
4. Estudo aprofundado que relacione a magnitude do erro admitido na aproximação considerada no modelo do filtro LCL na frequência da rede com o esforço resultante do controlador *feedback*;
5. Investigar a resposta do controlador *feedforward* no seguimento da frequência da rede mediante condição de desequilíbrio na rede elétrica;
6. Equacionar os parâmetros da malha de amortecimento da ressonância em função das características dinâmicas desejadas para a malha de corrente;
7. Realizar um estudo comparativo entre os controladores PI e PR como controlador *feedback* no sistema proposto;
8. Implementação de proteções (anti-ilhamento, subfrequência e sobrefrequência) no ponto de conexão com a rede, exigidas por norma.

6.3 Trabalhos Publicados

TIBÚRCIO, S. A. S.; SGRÒ, D.; LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F. Design of LCL filter using feedforward controller for grid-connected inverter, 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Curitiba, Brazil, 20-23 Novembro 2016.

SGRÒ, D.; TIBÚRCIO, S. A. S.; LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. New control strategy for grid-connected inverter using LCL filter, IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC). Auckland, Nova Zelândia, 5-8 Dezembro 2016.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dec 2005. ISSN 0018-9219. 38, 40
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. 42, 105, 106
- ANAYA-LARA, O.; JENKINS, N.; EKANAYAKE, J. B.; CARTWRIGHT, P.; HUGHES, M. *Wind Energy Generation: Modelling and Control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. 33
- BASSO, C. Stability criteria of a control system. *Power Electronics TECHNOLOGY*, Elsevier, v. 39, n. 6, p. 11–18, 2013. 93
- BATISTA, F. A. B. Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos pwm unidirecionais. Florianópolis, SC, 2016. 101
- 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*, v. 4, n. 1, p. 54–69, March 2016. ISSN 2168-6777. 40, 49, 59, 85
- BLAABJERG, F.; YANG g.; MA, K.; WANG, X. Power electronics - the key technology for renewable energy system integration. In: *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1618–1626. 25, 35, 45
- BROSILOW, C.; JOSEPH, B. *Techniques of model-based control*. [S.l.]: Prentice Hall Professional, 2002. 52, 70
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: Morgan and Claypoll Publishes, 2006. 93, 96, 100
- BÜYÜK, M.; TAN, A.; TÜMAY, M.; BAYINDIR, K. Ç. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 62, p. 46–69, 2016. 40, 49, 50, 51
- CARRASCO, J. M.; FRANQUELO, L. G.; BIALASIEWICZ, J.; GALVÁN, E.; GUIADO, R. C. P.; PRATS, M. A. M.; LEÓN, J. I.; ALFONSO, N. M. Power electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, 2006. 25, 32
- CHA, H.; VU, T. K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. p. 1659–1665, Feb 2010. ISSN 1048-2334. 40
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306. 47

COSTER, E. J.; MYRZIK, J. M. A.; KRUIMER, B.; KLING, W. L. Integration issues of distributed generation in distribution grids. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 1, p. 28–39, Jan 2011. ISSN 0018-9219. 28

CREE. *Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 2. Techniques for Minimizing Parasitic Inductance*. 2013. Disponível em: <<http://www.mouser.com/pdfDocs/Cree-Design-Considerations-for-Designing-with-Cree-SiC-Modules-part-2.pdf>>. 137

DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; HANSEN, S.; THOGERSEN, P. B. Investigation of active damping approaches for pi-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with lcl filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, July 2010. ISSN 0093-9994. 50

DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-based active damping of voltage source converters with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 8, p. 3623–3633, Aug 2011. ISSN 0278-0046. 50, 85

DENMARK, T. O. W. O. *A World-Leader in Wind Energy*. 2017. Disponível em: <<http://denmark.dk/en/green-living/wind-energy>>. 26

DSPACE. *DS1103 PPC Controller Board*. 2008. Disponível em: <http://www.ceanet.com.au/Portals/0/documents/products/dSPACE/dspace_2008_ds1103_en_pi777.pdf>. 123, 124

DSPACE. *Real-Time Interface: Implementation software for running models on dSPACE hardware*. 2012. Disponível em: <https://www.dspace.com/shared/data/pdf/2017/dSPACE_RTI_Catalog2017_E.pdf>. 122, 123

ENTSOE. *NETWORK CODE FOR REQUIREMENTS FOR GRID CONNECTION APPLICABLE TO ALL GENERATORS - REQUIREMENTS IN THE CONTEXT OF PRESENT PRACTICES*. 2012. Disponível em: <<http://www.acer.europa.eu/Media/News/Documents/120626%20-%20NC%20RfG%20-%20Requirements%20in%20the%20context%20of%20present%20practices.pdf>>. 35

EPIA, E. P. I. A. *Global Market Outlook for Photovoltaics 2014-2018*. 2016. Disponível em: <http://www.cleanenergybusinesscouncil.com/site/resources/files/reports/EPIA_Global_Market_Outlook_for_Photovoltaics_2014-2018_-_Medium_Res.pdf>. 27

EUROPE, W. *Wind in Power 2016 European Statistic*. 2016. Disponível em: <<https://windeurope.org/wp-content/uploads/files/about-wind/statistics/WindEurope-Annual-Statistics-2016.pdf>>. 26

FEDELE, G.; PICARDI, C.; SGRÒ, D. An estimation and synchronization method based on a new modeling approach of power electrical signals. 2009. 100

FESTO, D. -. *Principles of Doubly-Fed Induction Generators (DFIG)*. [S.l.]: Festo Didactic Ltee/Ltd, 2011. 33, 34

FILHO, R. M. S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A. B.; SOUZA, A. F. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, Aug 2008. ISSN 0278-0046. 47

- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, Elsevier, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976. 48
- GERVASIO, F. A.; MASTROMAURO, R. A.; RICCHIUTO, D.; LISERRE, M. Dynamic analysis of active damping methods for lcl-filter-based grid converters. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 671–676. ISSN 1553-572X. 51
- GWR, G. W. E. C. *Global Wind Report*. 2016. Disponível em: <<http://files.gwec.net/files/GWR2016.pdf>>. 26, 27
- INFINEON. *MA040E12- EVAL - Isolated Gate Driver Power Supply and Logic Interface for MIPAQ Server*. 2010. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2010_04_MA040E12_EVAL-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30432a7fedfc012a843766342bd1>. 128, 129
- INFINEON. *Renewable Energy*. 2010. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/Renewable+Energy-Brochure.pdf?folderId=db3a3043243b5f170124a484cc74409f&fileId=db3a304327b89750012801fb5ce43836>>. 33
- INFINEON. *1ED020I12-F2 - Single IGBT Driver IC*. 2011. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1ED020I12_F2-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a304330f68606013122ce5f3649cb>. 129
- INFINEON. *Smart Grid Semiconductor Solutions*. 2012. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon_-_Brochure_-_Smart_Grid_Semiconductor_Solutions.pdf?fileId=db3a30433cabdd35013caefb9d6c5d65>. 29
- INFINEON. *Technical Information: MIPAQ serve IFS100V12PT4*. 2012. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IFS100V12PT4-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a30432a40a650012a461c8cf52b5c>. 127, 128, 137
- IOE, U. E. I. A. *International Energy Outlook*. 2016. Disponível em: <[http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484\(2016\).pdf](http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484(2016).pdf)>. 27
- JAZEBI, S.; LEÓN, F. de; FARAZMAND, A.; DESWAL, D. Dual reversible transformer model for the calculation of low-frequency transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 4, p. 2509–2517, Oct 2013. ISSN 0885-8977. 61
- LEM, C. *Voltage Transducer LV-20P*. 2010. Disponível em: <<https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/LEM%20USA%20PDFs/LV%2020-P.pdf>>. 132
- LEM, C. *Voltage Transducer LV-20P*. 2012. Disponível em: <http://www.lem.com/docs/products/lah_100-p.pdf>. 134
- LI, W.; RUAN, X.; PAN, D.; WANG, X. Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase lcl-type grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 6, p. 2237–2250, June 2013. ISSN 0278-0046. 52, 70
- LIDULA, N.; RAJAPAKSE, A. Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 15, n. 1, p. 186 – 202, 2011. 30

- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sept 2005. ISSN 0093-9994. 59, 60, 78
- MAGMATTEC. *Núcleos Toroidais, Pó de Ferro-034*. 2017. Disponível em: <<http://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2017/05/ESPECIFICACAO-MATERIAL-034.pdf>>. 61, 62, 73, 74
- MASTROMAURO, R. A.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. Study of the effects of inductor nonlinear behavior on the performance of current controllers for single-phase pv grid converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 2043–2052, May 2008. ISSN 0278-0046. 48, 62, 76
- MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. [S.l.]: CRC Press Taylor & Francis Group, 2011. 62, 73
- MITSUBISHI. *GENERAL CONSIDERATIONS FOR IGBT AND INTELLIGENT POWER MODULES*. 1998. Disponível em: <http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/files/manuals/powermos3_0.pdf>. 138
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Eletronics: Converters, Application and Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. 66, 67
- NISE, N. S. *Control System Engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. 59, 92
- PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of active damping control for lcl filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 1, p. 424–432, Jan 2014. ISSN 0093-9994. 50
- 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*, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, June 2013. ISSN 0885-8993. 49, 50, 78
- POURAMIN, A.; DUTTA, R.; RAHMAN, M. F.; XIAO, D. Inductances of a fractional-slot concentrated-winding interior pm synchronous machine considering effects of saturation and cross magnetization. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 6075–6081. ISSN 2329-3721. 61
- REN21. *Renewables 2017: Global Status Report GSR*. 2017. Disponível em: <http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399_GSR_2017_Full_Report_0621_Opt.pdf>. 26, 27, 28
- REVE. *China Leads Global Wind Power Installation in 2016*. 2016. Disponível em: <<https://www.evwind.es/2017/02/15/china-leads-global-wind-power-installation-in-2016/58833>>. 26
- RUNCOS, F.; CARLSON, R.; KUO-PENG, P.; VOLTOLINE, H.; BATISTELA, N. *GERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA – TECNOLOGIAS ATUAIS E FUTURAS*. 2005. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-geracao-de-energia-eolica-tecnologias-atuais-e-futuras-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>. 33, 34

- SAFAMEHR, H.; NAJAFABADI, T. A.; SALMASI, F. R. Enhanced control of grid-connected inverters with non-linear inductor in lcl filter. *IET Power Electronics*, IET, v. 9, n. 10, p. 2111–2120, 2016. 61
- SAFAMEHR, H.; RAHIMI-KIAN, A. A cost-efficient and reliable energy management of a micro-grid using intelligent demand-response program. *Energy*, Elsevier, v. 91, p. 283–293, 2015. 25
- SCHIMEL, P. L. *Design Considerations for using IGBT modules in Inverters and Drives*. 2015. Disponível em: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1202.pdf>>. 138
- SEN, S.; YENDURI, K.; SENSARMA, P. Step-by-step design and control of lcl filter based three phase grid-connected inverter. In: *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 503–508. 59
- SILVA, S. M.; LOPES, B. M.; FILHO, B. J. C.; CAMPANA, R. P.; BOSVENTURA, W. C. Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 2259–2263 vol.4. ISSN 0197-2618. 47
- TANG, Y.; LOH, P. C.; WANG, P.; CHOO, F. H.; GAO, F. Exploring inherent damping characteristic of lcl-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1433–1443, March 2012. ISSN 0885-8993. 50
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. ISSN 1350-2352. 48
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. In: _____. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 9780470667057. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5732925>>. 34, 46, 78
- VAZQUEZ, S.; LUKIC, S. M.; GALVAN, E.; FRANQUELO, L. G.; CARRASCO, J. M. Energy storage systems for transport and grid applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 3881–3895, Dec 2010. ISSN 0278-0046. 25
- VILLALVA, M. G. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Campinas, SP, 2010. 30, 45, 46
- WANG, X.; RUAN, X.; LIU, S.; TSE, C. K. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with lcl filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 12, p. 3119–3127, Dec 2010. ISSN 0885-8993. 50
- WANG, Z.; LEE, Y. R.; SUL, S. K. A three phase current regulation strategy with inductor over saturation region. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 325–330. 61
- YANG, Y.; ENJETI, P.; BLAABJERG, F.; WANG, H. Suggested grid code modifications to ensure wide-scale adoption of photovoltaic energy in distributed power generation systems. In: *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–8. ISSN 0197-2618. 28

- YAO, W.; YANG, Y.; ZHANG, X.; BLAABJERG, F. Digital notch filter based active damping for lcl filters. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2399–2406. ISSN 1048-2334. 51
- ZHANG, Y.; XUE, M.; LI, M.; KANG, Y.; GUERRERO, J. M. Co-design of the lcl filter and control for grid-connected inverters. *Journal of Power Electronics*, 2014. 40, 52, 56
- ZHOU, S.; LIU, J.; ZHANG, Y. A decoupling method based on reference current feedforward for dq-frame pi current control of grid-connected voltage source converters. In: *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. 46
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, May 2003. ISSN 0885-8993. 47
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 601–610, Mar 2001. ISSN 0093-9994. 46, 47
- ZOU, C.; LIU, B.; DUAN, S.; LI, R. A feedforward scheme to improve system stability in grid-connected inverter with lcl filter. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 4476–4480. ISSN 2329-3721. 52

APÊNDICE A – Algoritmos

Algoritmo 01 - Dimensionamento do filtro LCL saturável

```

1 % UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
2 % Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
3 % Orientadores: Ruth Pastôra S. Leão e Domenico Sgrò
4 % Mestrando : Silas Alysso S. Tibúcio
5 % -----
6 %% Parâmetros Globais
7 % Características da rede elétrica
8 vg = 220*sqrt(3); % tensão entre fases [Vrms]
9 wg = 2*pi*60; % Frequência da rede [rad/s]
10 % Características do inversor
11 pn = 15e3; % Potência nominal [W]
12 ws = 2*pi*18e3; % Frequência de chaveamento [rad/s]
13 vd = 700; % Tensão CC [V]
14 % Corrente no filtro
15 Ig = 1:0.5:32; % Faixa [A]
16 IefI = 25; % Valor eficaz [A]
17 % Valores de base do filtro LCL
18 zb = (vg^2)/pn; % Impedância [Ohm]
19 cb = 1/(zb*wg); % Capacitância [F]
20 lb = zb/wg; % Indutância [H]
21
22 % Pontos da curva Permeabilidade relativa x Magnetização
23 dados = load ('Dados.txt');
24 H = dados(:,1); % força magnetizante [Oe]
25 Ha = H*1000/(4*pi); % força magnetizante [A/m]
26 mr = dados(:,2)/100; % permeabilidade relativa
27 clear dados
28 % Interpolação da curva de permeabilidade;

```



```
29 u = polyfit(Ha,mr,8);
30 plot (Ha,mr,'-s',Ha,polyval(u,Ha),'k')
31 ylabel('Permeabilidade Relativa')
32 xlabel('Força Magnetizante [A/m]')
33 grid on
34
35 % Características dos Núcleos Toroidais
36 % MMT034T7725 - MATERIAL 033/MAGMATTEC
37 toroide1.AL = 69;      % [nH/esp^2]
38 toroide1.L = 19.8e-2; % comprimento [m]
39 toroide1.S = 3.38e-4; % área da seção transversal [m^2]
40 toroide1.De = 7.72;   % diâmetro externo [cm]
41 toroide1.Di = 4.9;    % diâmetro interno [cm]
42 toroide1.H = 2.54;    % altura [cm]
43 toroide1.mi = 33*4*pi*10^-7; % permeabilidade [T.m/A]
44
45 % MMT034T10233 - MATERIAL 033/MAGMATTEC
46 toroide2.AL = 110;   % [nH/esp^2]
47 toroide2.L = 25e-2;  % comprimento [m]
48 toroide2.S = 6.85e-4; % área da seção transversal [m^2]
49 toroide2.De = 10.2;  % diâmetro externo [cm]
50 toroide2.Di = 5.72;  % diâmetro interno [cm]
51 toroide2.H = 3.3;    % altura [cm]
52 toroide1.mi = 33*4*pi*10^-7; % permeabilidade [T.m/A]
53
54 % Características dos Fios Litz
55 % AWG 22 (adotado na construção da Lg)
56 AWG22.Area_Cu = 3255e-6; % cm^2
57 AWG22.Area_Is = 4013e-6; % cm^2
58 AWG22.Diam_Cu = 64e-3;   % cm^2
59 AWG22.Resistance = 708e-6; % Ohm/cm a 100C
60
```

```
61 % AWG 29 (adotado na construção da Li)
62 AWG29.Area_Cu = 642e-6; % cm^2
63 AWG29.Area_Is = 872e-6; % cm^2
64 AWG29.Diam_Cu = 29e-3; % % cm^2
65 AWG29.Resistance = 3587e-6; % Ohm/cm a 100C
66
67 %% Dimensionamento da Indutância do Lado do Inversor
68 % Máxima ondulação na corrente de entrada [A]
69 Iihmax = 13.75;
70 % Mínima indutância do lado do inversor [H]
71 Lii = (5*vd*0.135*sqrt(2))/(ws*Iihmax);
72 % Número de espiras
73 N1 = getInductanceMimo ...
    (Lii,toroide2.L,toroide2.mi,toroide2.S,max(Ig)+ Iihmax,u);
74 % Indutância nominal [H]
75 Li = (N1^2)*toroide2.AL*10^-9;
76 % Constante do indutor
77 ki = ((N1^2)*toroide2.S)/toroide2.L;
78 % Mínima permeabilidade magnética
79 ui_min = Lii/ki;
80 % Definição dos enrolamentos
81 [nCond, N1max] = getTurnNumber ...
    (toroide2.Di,IefI,18e3,AWG29.Diam_Cu,AWG29.Area_Cu,AWG29.Area_Is);
82 if(N1max<N1)
83     disp('Número de enrolamentos acima do possível.');
```

```
84     disp('A indutância deve ser reduzida !');
```

```
85 else
86     disp('Número de enrolamentos adequado');
```

```
87     % comprimento médio de uma espira [cm]
88     MLT = 1.25*(toroide2.De - toroide2.Di) + 2*toroide2.H;
```

```
89     % resistência série [Ohm]
90     Req = MLT*N1*AWG29.Resistance/nCond;
```

```

91     fprintf('Mínima indutância do lado do inversor:\n %.3d ...
           [H]\n',Lii)
92     fprintf('Máxima indutância do lado do inversor:\n %.3d ...
           [H]\n',Lii)
93     fprintf('Número de espiras (N1):\n %.d \n',N1)
94     fprintf('Número de condutores em paralelo:\n %.d \n',nCond)
95     fprintf('Resistência série do indutor:\n %.3d [Ohm]\n',Req)
96     windings.Li.N = N1;
97     windings.Li.type = 'AWG29';
98     windings.Li.nCond = nCond;
99     windings.Li.length = N1*MLT/100; %[m]
100    windings.Li.resistance = Req;  %[Ohm]
101 end
102
103 %% Dimensionamento da Indutância do Lado da Rede
104 % Máxima ondulação na corrente de saída [A]
105 Igh = 0.815;
106 % Mínima indutância do lado da rede [H]
107 Lgg = 1/(ws^2*cf)*(Iihmax/Igh);
108 % Número de espiras
109 N2 = getTurnNumber (Lgg,toroide1.L,toroide1.mi,toroide1.S,(max(Ig)+ ...
           Igh),u);
110 % Máxima indutância [H]
111 Lg = (N2^2)*toroide1.AL*10^-9;
112 % Constante do indutor
113 kg = ((N2^2)*toroide1.S)/toroide1.L;
114 % Mínima permeabilidade magnética
115 ug_min = Lgg/kg;
116
117 % Parâmetros para a implementação do controlador Feedforward
118 vp = 220*sqrt(2); % tensão fase-neutro de pico da rede [V]
119 k1 = wg^4*(vp*cf*Lii)^2;

```

```

120 k2 = wg^3*cf*Lii*max(Ig);
121 delta2 = 0.0856; % erro de tensão admissível [V]
122 delta_min = wg^2*cf*Lii*vp; % se(delta2<delta_min) -> Lgmax é negativa
123 Lgmax = sqrt(delta2^2 -k1)/k2; % Lg deve ser menor que Lgmax
124
125 % Definição dos enrolamentos
126 [nCond, N2max] = getConductors ...
    (toroide1.Di,IefI,18e3,AWG22.Diam_Cu,AWG22.Area_Cu,AWG22.Area_Is);
127
128 if(N2max<N2)
129     disp('Número de enrolamentos acima do possível. ');
130     disp('A indutância deve ser reduzida! ');
131 else
132     disp('Número de enrolamentos adequado');
133     % comprimento médio de uma espira [cm]
134     MLT = 1.25*(toroide1.De - toroide1.Di) + 2*toroide1.H;
135     % resistência série equivalente [Ohm]
136     Req = MLT*N2*AWG22.Resistance/nCond;
137     fprintf('Mínima indutância do lado da rede:\n %.3d [H]\n',Lg)
138     fprintf('Máxima indutância do lado da rede:\n %.3d [H]\n',Lgg)
139     fprintf('Número de espiras (N2):\n %.d [H]\n',N2)
140     fprintf('Máximo valor admitido para a indutância lado ...
        rede:\n %.3d [H]\n',Lgmax)
141     fprintf('Número de condutores em paralelo:\n %.d \n',nCond)
142     fprintf('Resistência série do indutor:\n %.3d [Ohm]\n',Req)
143     windings.Lg.N = N2;
144     windings.Lg.type = 'AWG22';
145     windings.Lg.nCond = nCond;
146     windings.Lg.length = N2*MLT/100; %[m]
147     windings.Lg.resistance = Req; %[Ohm]
148 end
149

```

```
150 %% Variação Percentual da Permeabilidade Magnética do Filtro
151 I1 = Ha*(toroide2.L/N1); % corrente na Li [A]
152 I2 = Ha*(toroide1.L/N2); % corrente na Lg [A]
153 [idx idx] = min(abs(I1-50)); % mapeamento da permabilidade x corrente
154 n1 = idx;
155 [idx idx] = min(abs(I2-50)); % mapeamento da permabilidade x corrente
156 n2 = idx;
157 % Polinômio da permeabilidade magnética em função da corrente
158 u1 = polyfit(I1(1:n1),mr(1:n1),3);
159 u2 = polyfit(I2(1:n2),mr(1:n2),3);
160 %% Permeabilidade relativa de cada indutor em função da corrente
161 % Loop up table do indutor Li
162 mLi = polyval(u1,0:0.5:50);
163 mLi(mLi>1)=1;
164 % Loop up table do indutor Lg
165 mLg = polyval(u2,0:0.5:50);
166 mLg(mLg>1)=1;
167 % Fluxo concatenado na Li como função da corrente [Wb.esp]
168 fluxo1 = Li.*mLi.*Iteste;
169 % Fluxo concatenado na Lg como função da corrente [Wb.esp]
170 fluxo2 = Lg.*mLg.*Iteste;
```

Algoritmo 02 - Cálculo do número de espiras

```
1 % -- Atributos --
2 % Lmin : Indutância mínima na condição de máxima magnetização [H]
3 % L    : Comprimento do caminho magnético [m]
4 % mi   : Permeabilidade magnética do vácuo [H/m]
5 % S    : Área da seção transversal da toróide [m^2]
6 % Imax : Corrente de pico [A]
7 % func : Polinômio da curva da permeabilidade magnética em função ...
           da força magnetizante.
8 function N = getTurnNumber (Lmin,L,mi,S,Imax,func)
9 N=0;
10 Lk =0;
11
12 while((Lk - Lmin)<0)
13 N = N+1;
14 H = N*Imax/L;      % Força Magnetizante [A/m]
15 u = polyval(func,H); % Permeabilidade Relativa [0-1]
16 Lk = N^2*(S/L)*mi*u; % Indutância [H]
17 end
18 N = N-1;
```

Algoritmo 03 - Cálculo do número de condutores em paralelos.

```

1 % --Atributos --
2 % Di : Diâmetro interno do núcleo toroidal [m];
3 % Ief : Corrente eficaz no indutor [A];
4 % fsw : Frequência de chaveamento [Hz];
5 % Du : Diâmetro do fio de cobre [m];
6 % S_cu : Área da seção transversal do fio de cobre [m^2];
7 % S_isou : Area da seção transversal do isolante [m^2].
8
9 function [nCond, Nmax] = getConductors (Di,Ief,fsw,Dcu,S_cu,S_iso)
10 % Densidade de corrente [A/cm2], adotar entre 350-450;
11 J = 450;
12 % Área disponível para ocupação de espiras [cm2]
13 Wa = pi*(Di/2)^2 ;
14 % Área efetiva da janela [cm2]
15 Waef = 0.6*Wa;
16 % Máximo diâmetro admissível para o fio cobre (considerando o ...
    efeito Skin) [cm]
17 Dmax = 2*7.5/sqrt(fsw);
18 if(Dmax>Dcu)
19     disp('Fio adequado');
20 else
21     disp('Fio inadequado, selecionar fio mais fino');
22 end
23 % Seção transversal equivalente do condutor [cm2]
24 Scon = Ief/J;
25 % Número de condutores em paralelo
26 nCond = ceil(Scon/S_cu);
27 % Máximo número de voltas no núcleo toroidal
28 Nmax = ceil((Waef*0.6)/(nCond*S_iso));
29 end

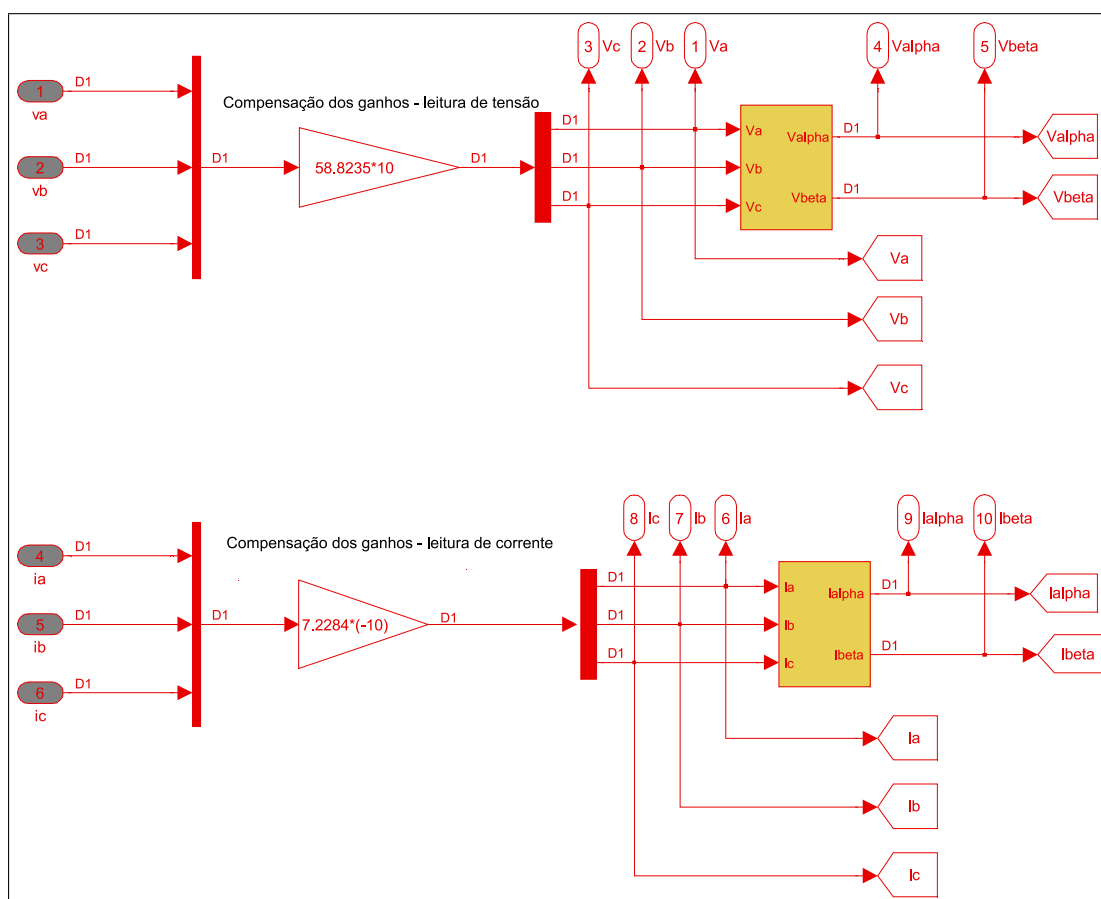
```

APÊNDICE B – Modelo Simulink

Este apêndice apresenta os subsistemas do modelo em Simulink desenvolvido ao longo do trabalho.

O Bloco das Transformadas recebe as leituras de tensão e corrente alternadas proveniente da placa de medição e condicionamento. Nesse bloco é realizada a compensação dos ganhos associados aos sensores e amplificadores operacionais, e obtidos os valores em escala real das tensões da rede elétrica e das correntes na saída do filtro em coordenadas abc e $\alpha\beta$.

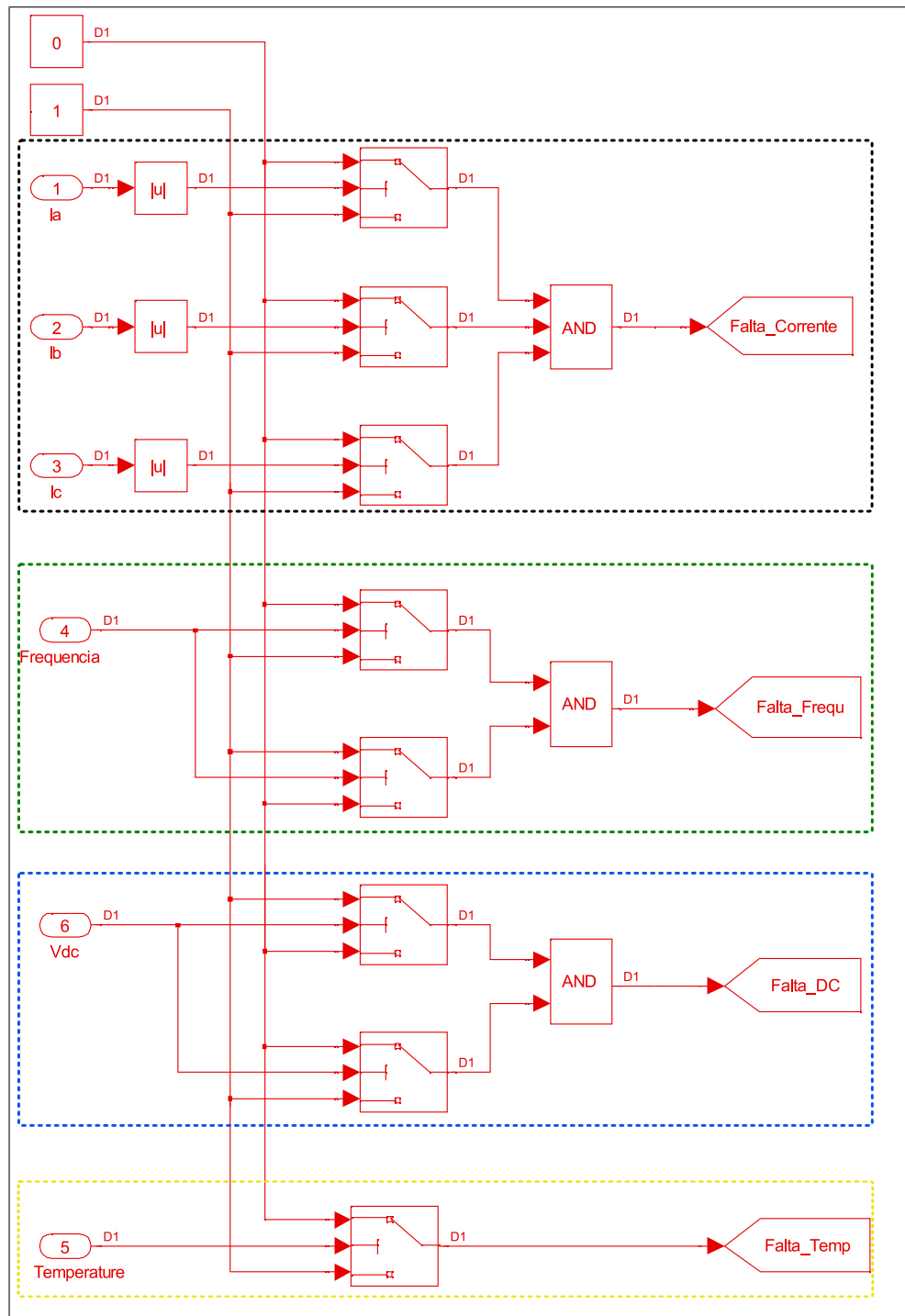
Figura 93 – Bloco das transformadas



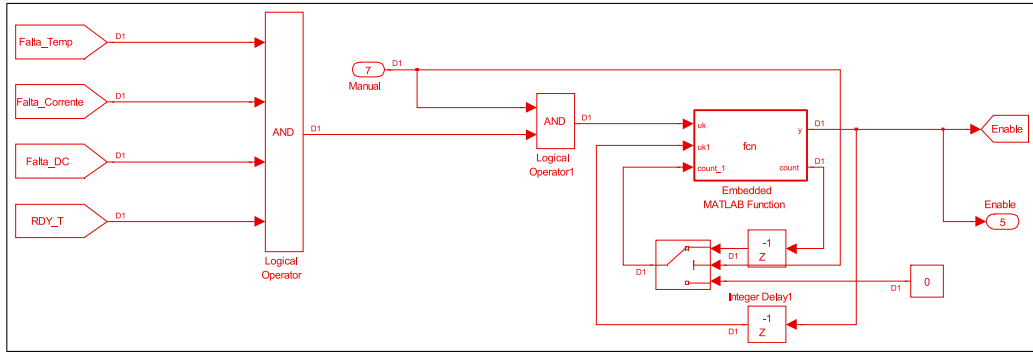
O Bloco de Supervisão contém um simples algoritmo que bloqueia a operação do protótipo experimental, caso ocorra a quebra de um dos requisitos estabelecidos na seção 5.2.1, garantindo também, a segurança durante a realização dos testes. Se ocorre a quebra de algum requisito, a variável booleana associada assume nível lógico baixo, condição essa que desabilita a conexão do protótipo com rede elétrica. É destacado, mais

especificamente, no quadriculado de cor preta, a lógica de supervisionamento da corrente na saída do filtro; no quadriculado na cor verde, a condicional que checa o valor instantâneo da frequência da rede elétrica; no quadriculado na cor azul a condicional que checa o valor instantâneo da tensão no barramento CC e, por último, no quadriculado da cor amarela a condicional que verifica a temperatura do módulo IFS100V12PT4.

Figura 94 – Bloco de supervisão.



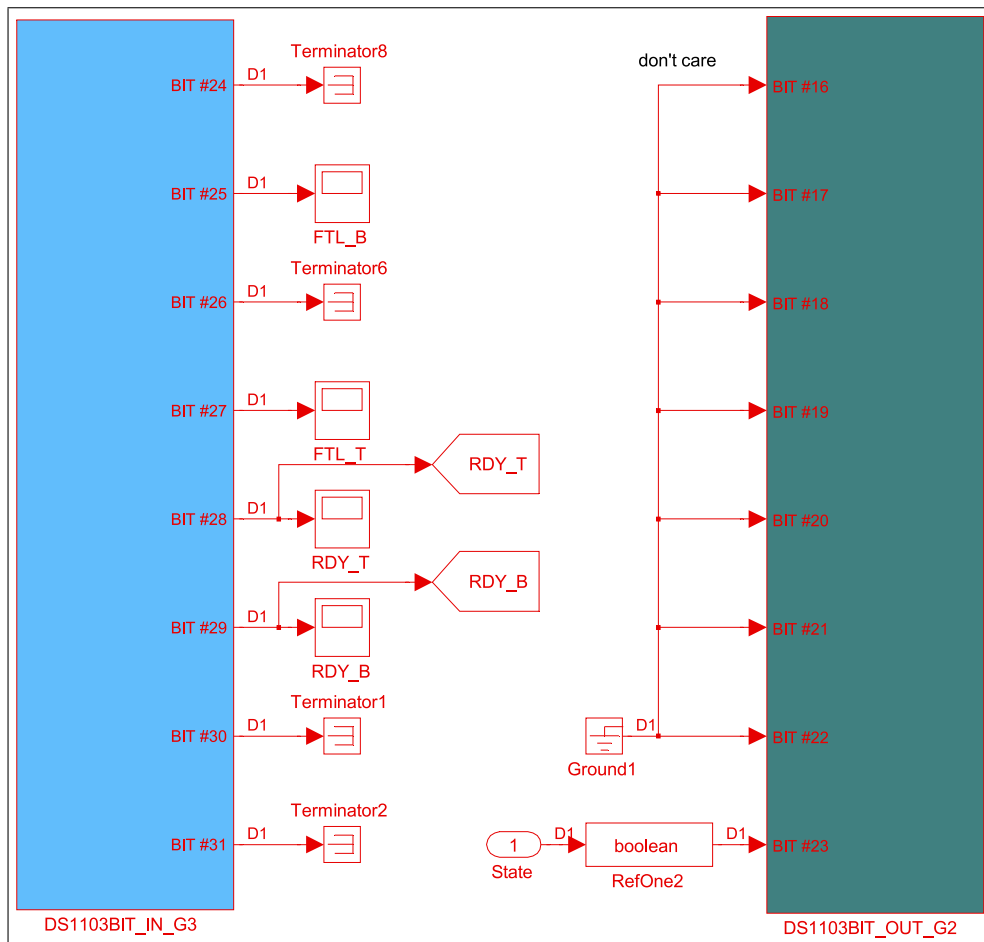
(a) Monitoramento dos sinais adquiridos.



(b) Lógica de bloqueio.

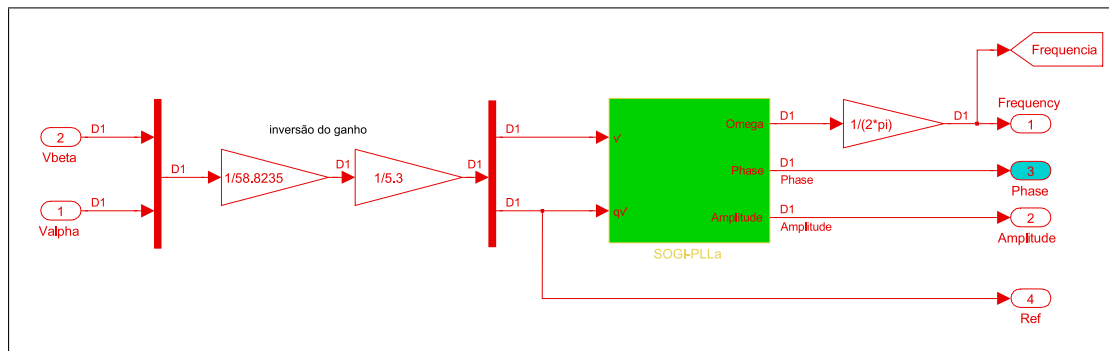
Por meio do Bloco de Comando e Sinalização tem-se acesso as entradas e saídas digitais da placa DS1103 PPC. Tal recurso é aproveitado para ler os estados de operação do módulo IFS100V12PT4 (FTL_B , FTL_T , RDY_B e RDY_T), e enviar o comando $State$ para fechamento ou abertura da contactora trifásica.

Figura 95 – Bloco de comando e sinalização.



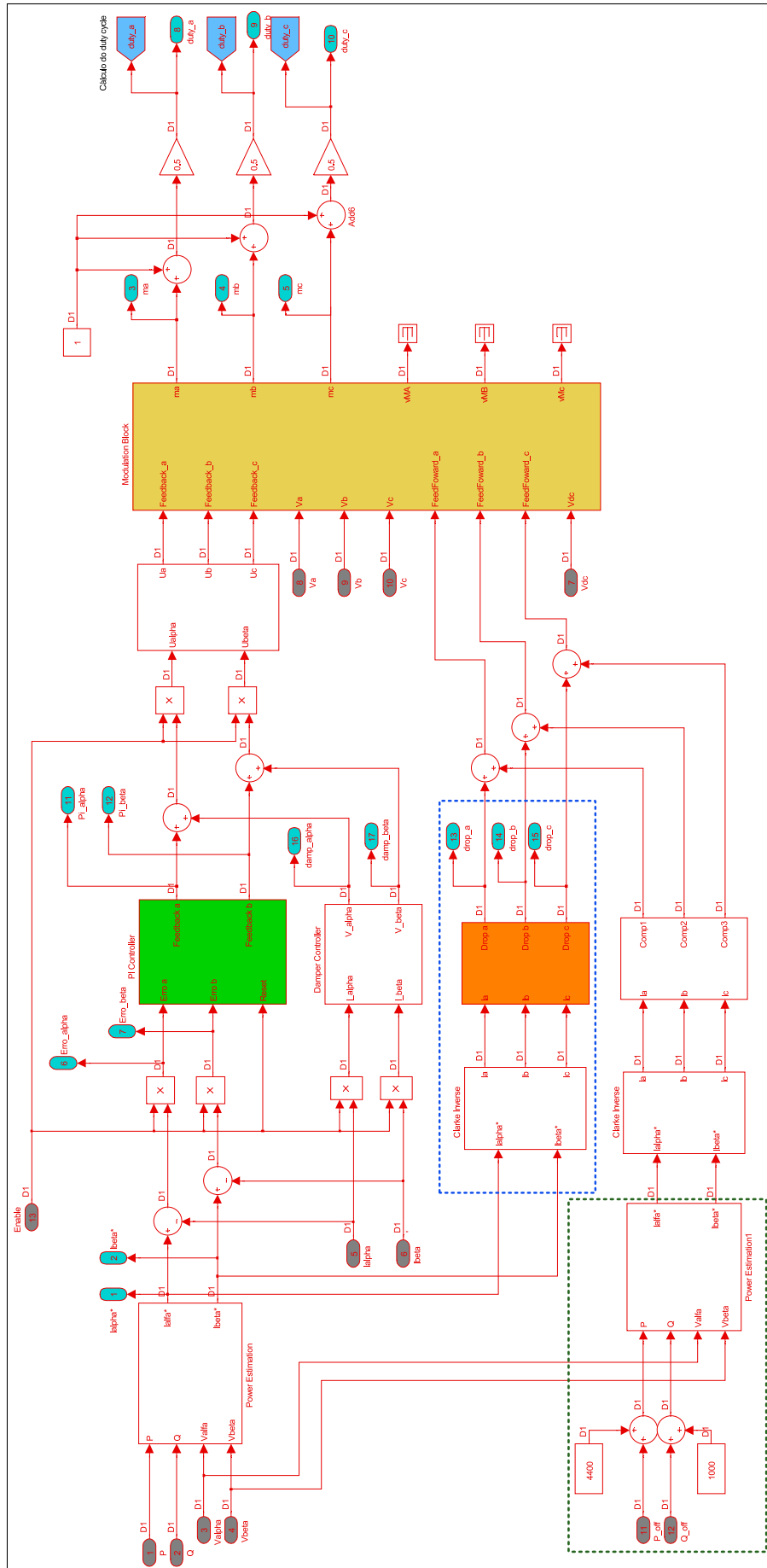
Abaixo tem-se o Bloco PLL que recebe na entrada as tensões da rede em coordenadas $\alpha\beta$ e retorna a frequência, a fase e amplitude da rede elétrica. Conforme já ressaltado, essas variáveis de saída são utilizadas apenas a título de supervisão, não exercendo nenhuma função no sistema de controle.

Figura 96 – Bloco PLL.



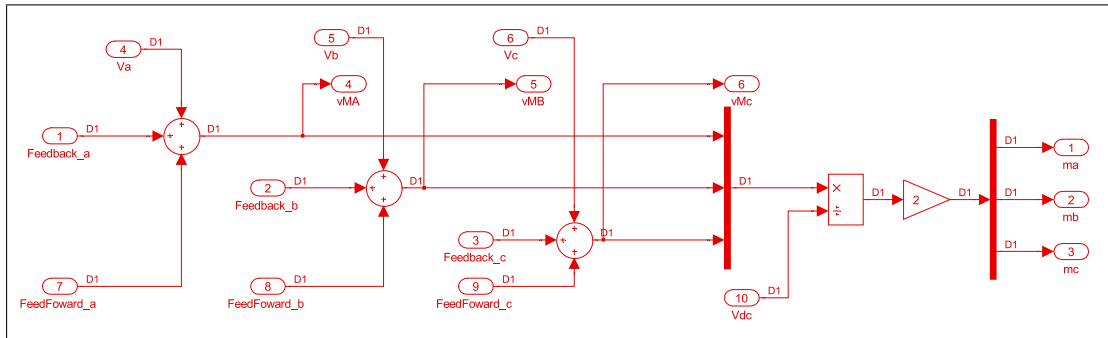
O Bloco de Controle agrega todos os blocos utilizados para a implementação do sistema de controle do inversor. No quadriculado destacado na cor azul está a parcela do controlador *feedforward* relativa à compensação da queda de tensão sobre as indutâncias saturáveis, enquanto no quadriculado destacado na cor verde tem-se a aplicação de um *offset* potência. Essa compensação é justificada pelo atraso de resposta do sensor de tensão, fato esse que aumenta a diferença de fase entre a componente fundamental da tensão de rede e da tensão na saída do filtro.

Figura 97 – Bloco de controle.



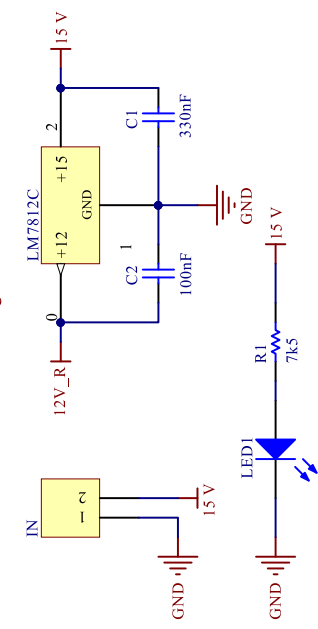
Abaixo tem-se o Bloco de Modulação interno ao Bloco de Controle. O referido bloco recebe a ação de controle total, ação *feedback* e ação *feedforward*, e retorna as tensões moduladoras em coordenadas abc.

Figura 98 – Bloco da modulação.

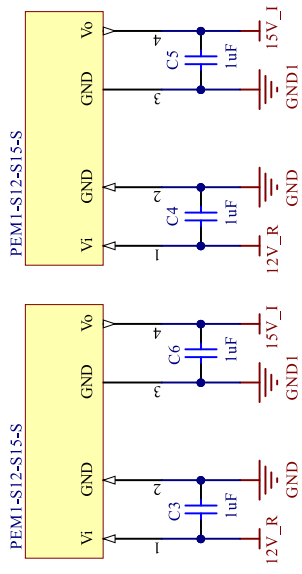


APÊNDICE C – Esquemáticos

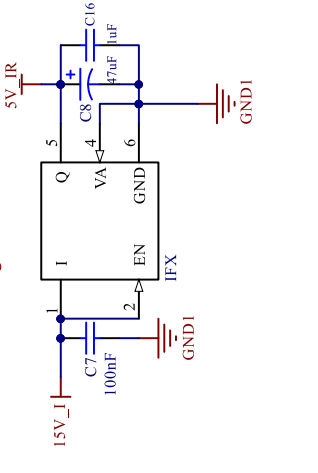
1. Fonte Auxiliar



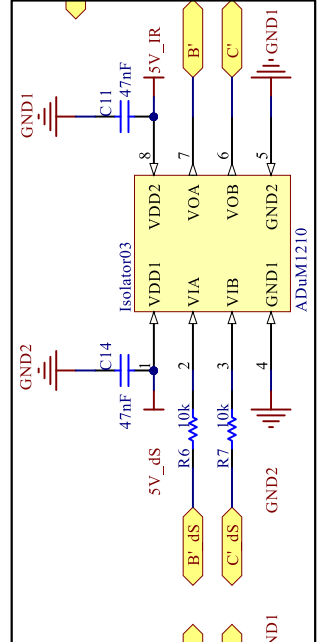
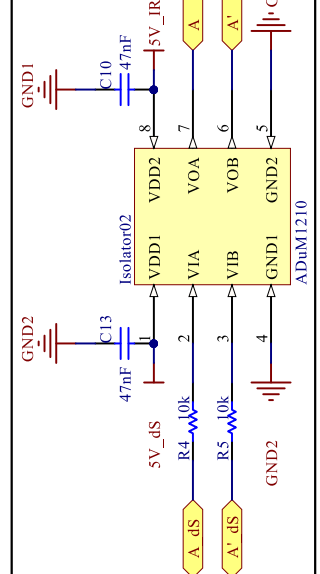
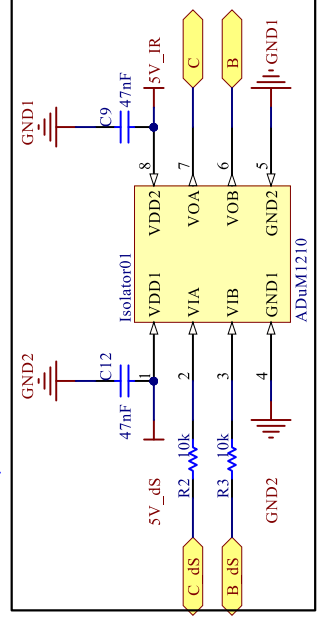
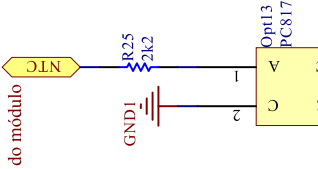
3. Conversores CC-CC isolados/regulados



4. Regulador +5V

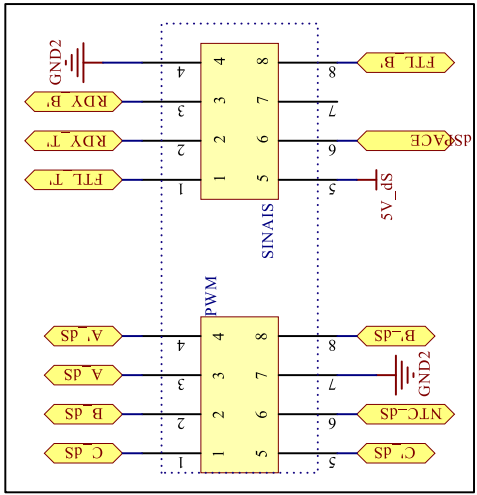


5. Medição da temperatura do módulo

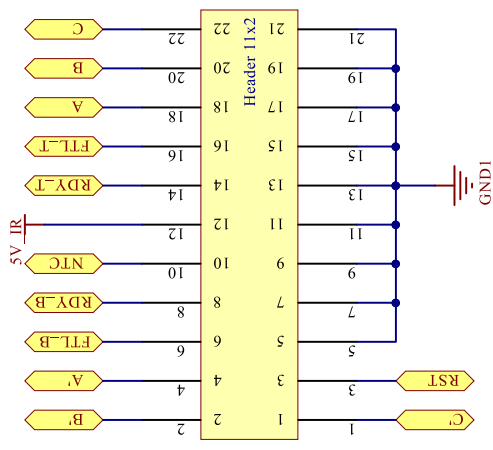


9. Isoladores Digitais - Interface para o controle do módulo

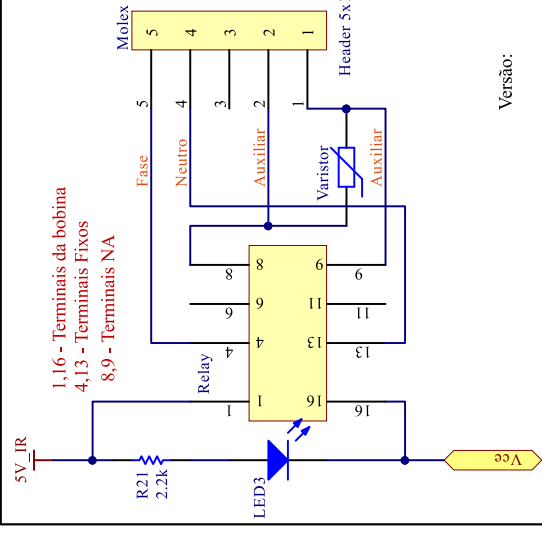
6. Conectores RJ45 - Terminal de comunicação com a DS1103 PPC



7. Header - Comunicação com o terminal de interface lógica do módulo



8. Circuito de acionamento do contactor



Sinais de entrada da placa - Sinais de gate (PWMs)



Título: PLACA DE INTERFACE LÓGICA

Folha: A4

Autor: Silas Alysson Souza Tibúrcio

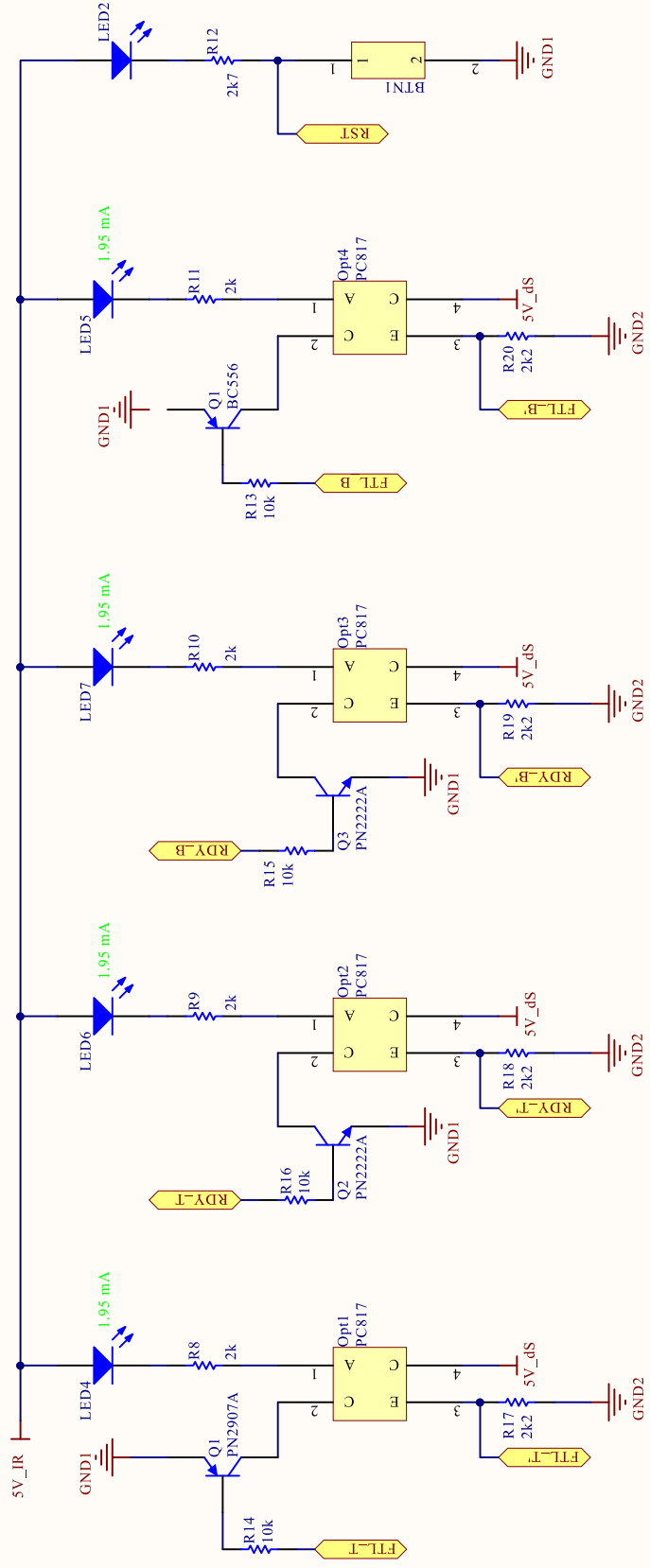
Parte: 01

Versão: 03

Data: 02/12/2017

Versão:

I. Circuito de Sinalização



LEDs (4 e 5) na cor vermelha. Acendem na ocorrência de falha no módulo IFS100V12PT4
 LEDs (6 e 7) na cor verde. Permanecerão acessos durante operação normal do módulo IFS100V12PT4
 LED 2 acenderá apenas no ato reset
 A tensão sobre os resistores (R17, R18, R19 e R20) é de 4.8 [V]

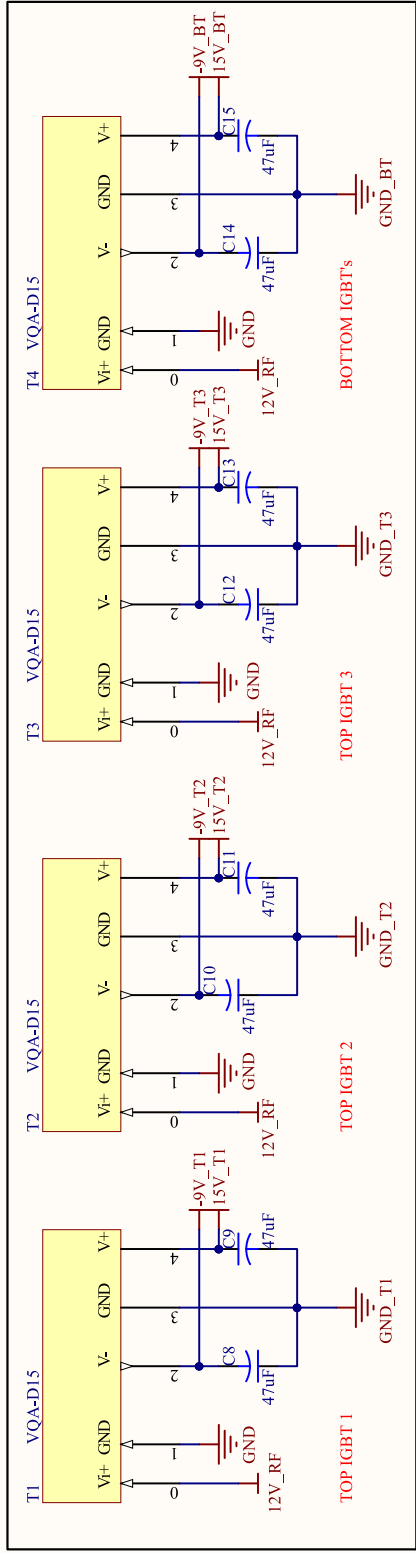
Título: PLACA DE INTERFACE LÓGICA

Folha: A4 | Parte: 02 | Versão: 03

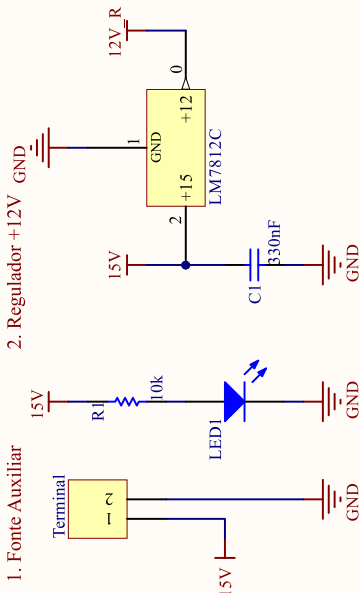
Autor: Silas Alysson Souza Tibircio | Data: 02/12/2017



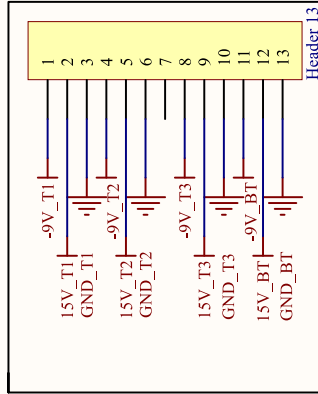
Circuito de Alimentação dos Drivers internos ao módulo IFS100V12PT4



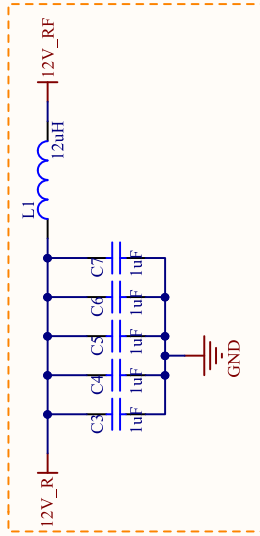
Filtros EMI

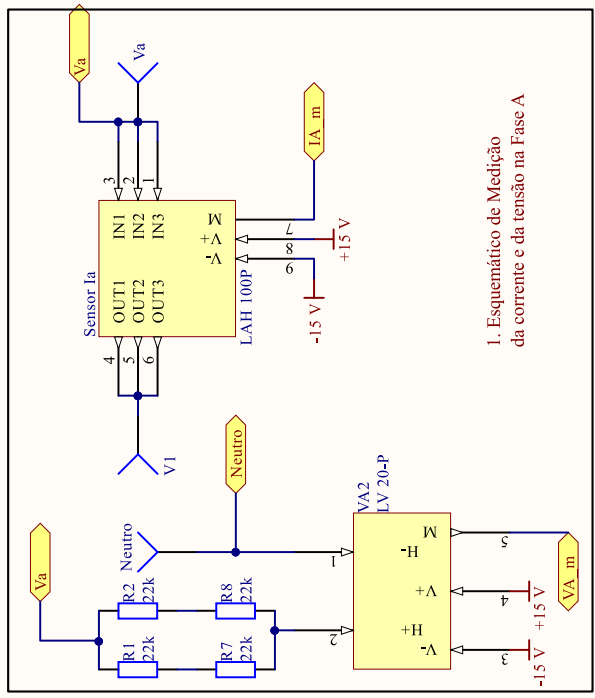


4. Header - Borne de conexão com o terminal de interface de potência

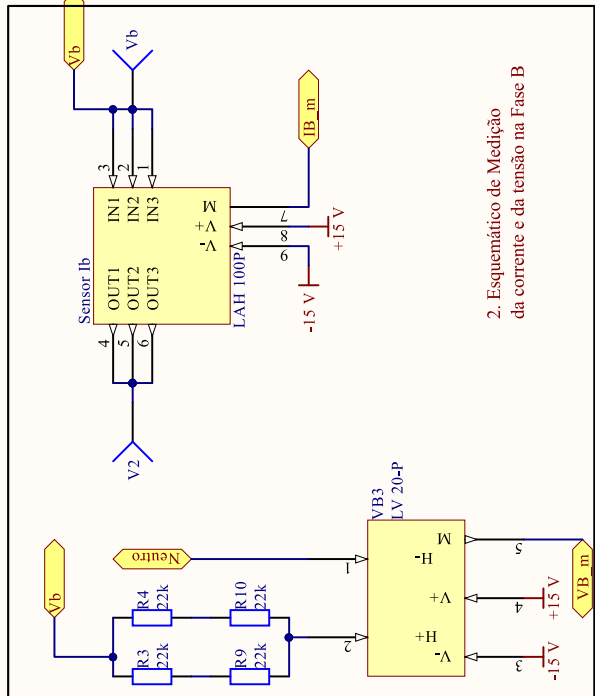


3. Filtro contra interferência eletromagnética (EMI)

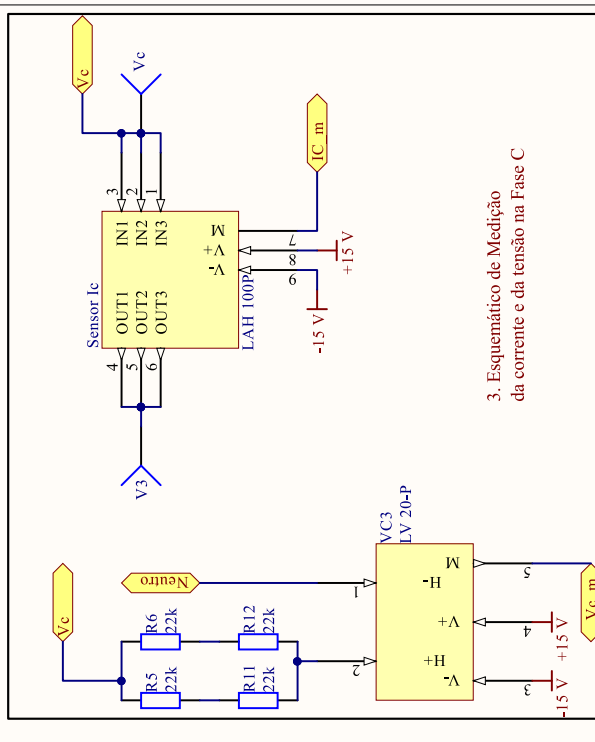




1. Esquemático de Medição da corrente e da tensão na Fase A

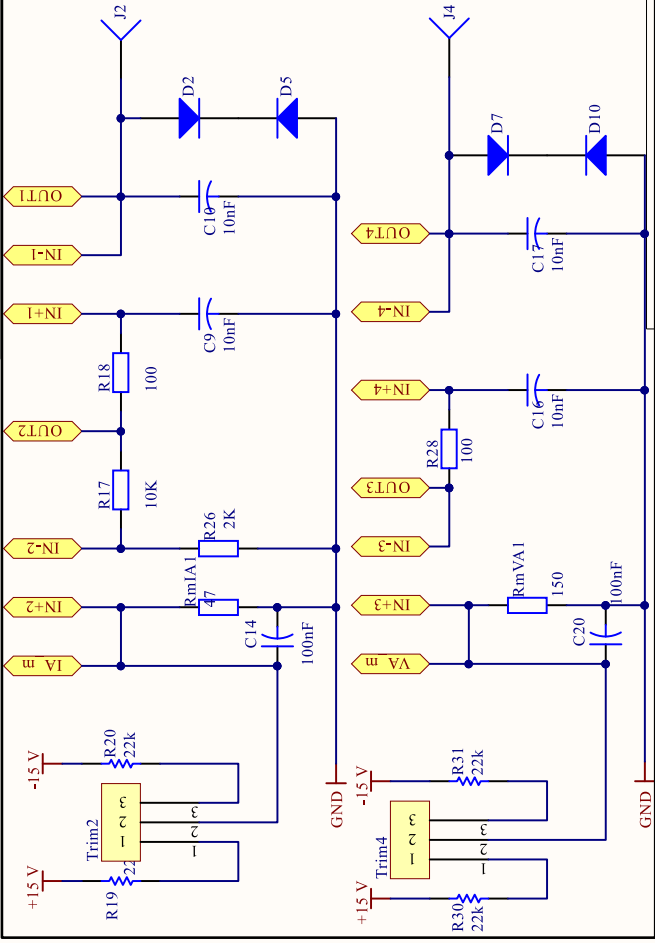
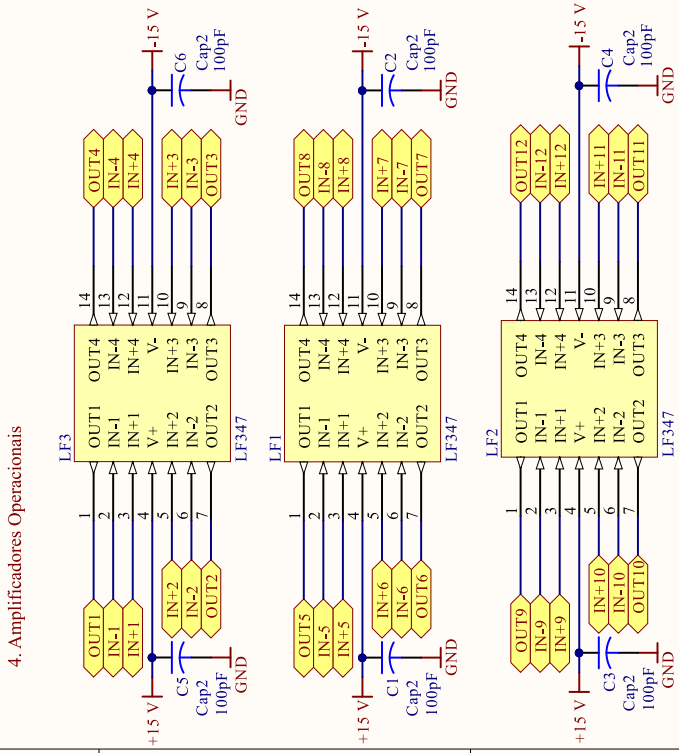


2. Esquemático de Medição da corrente e da tensão na Fase B

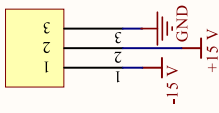


3. Esquemático de Medição da corrente e da tensão na Fase C

4. Amplificadores Operacionais



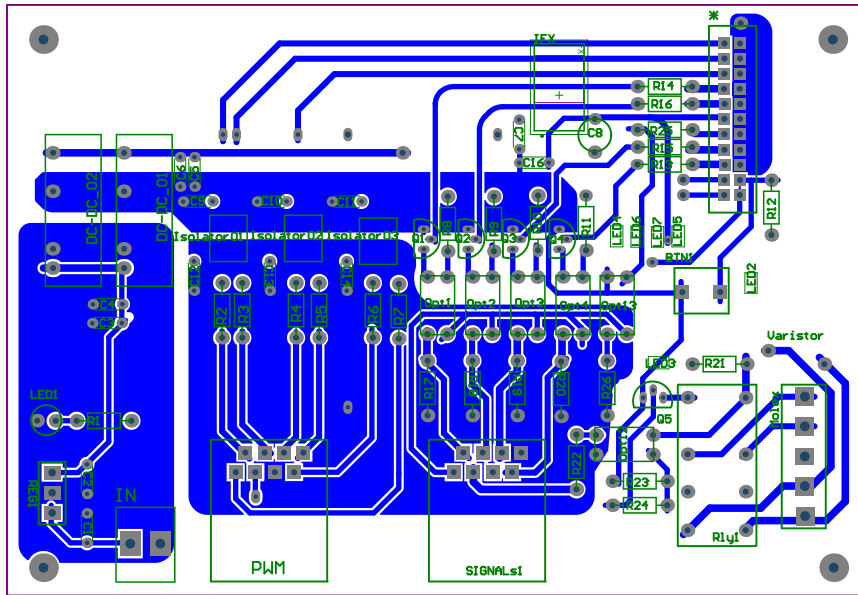
5. Fonte Auxiliar



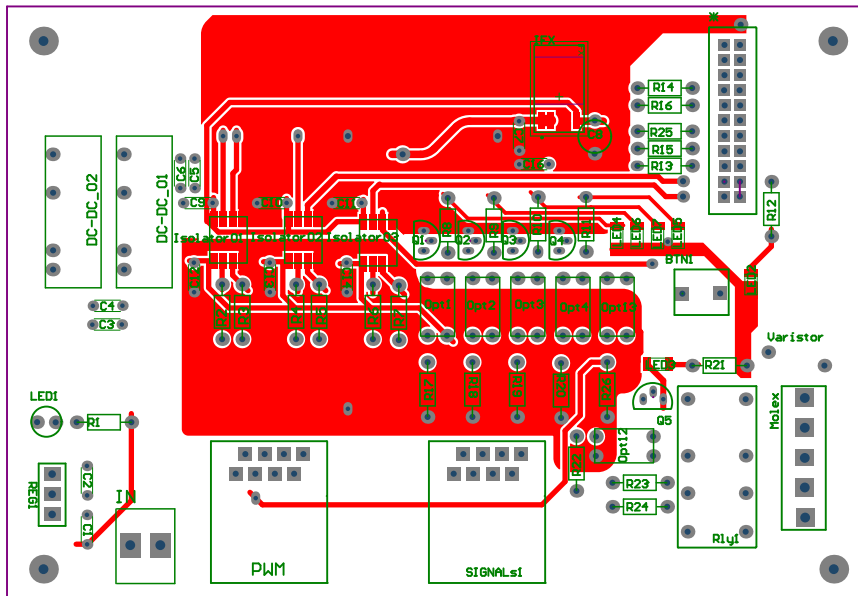
4.. Circuitos de Condicionamento da leitura de corrente e tensão CA



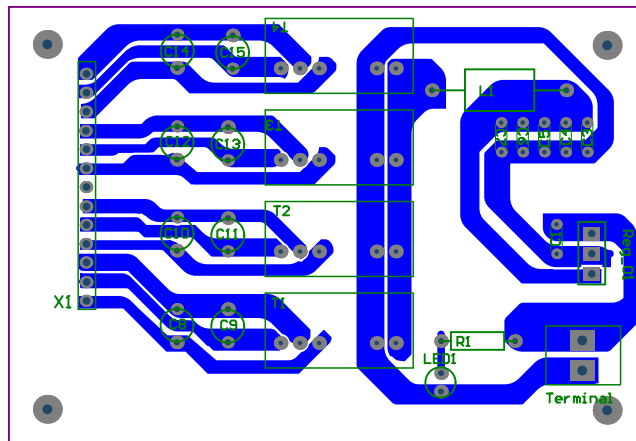
Figura 99 – Layout das placas de interface



(a) Interface lógica - BOTTOM Layer.

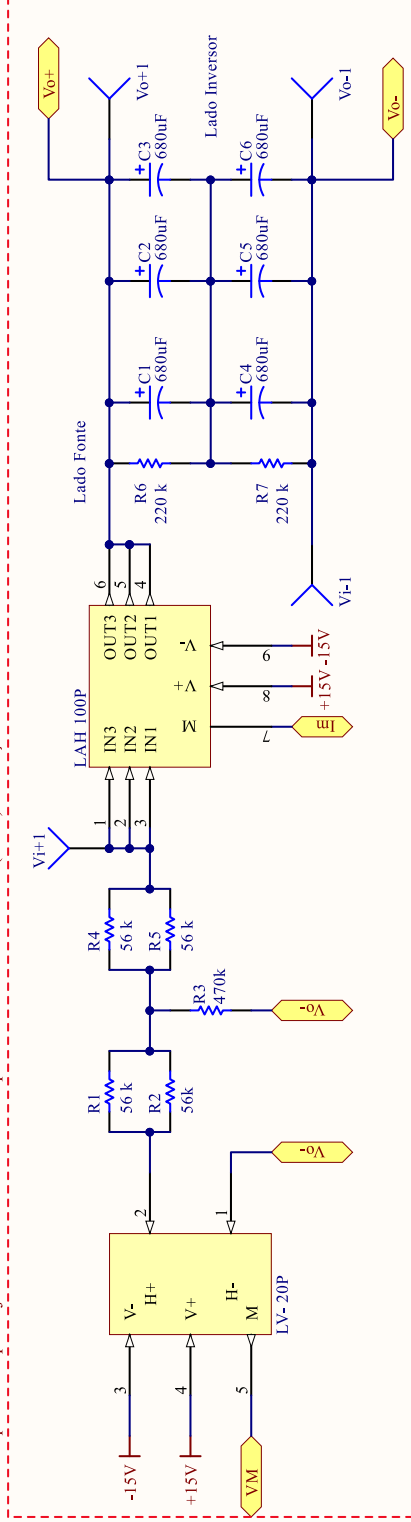


(b) Interface lógica - TOP Layer.

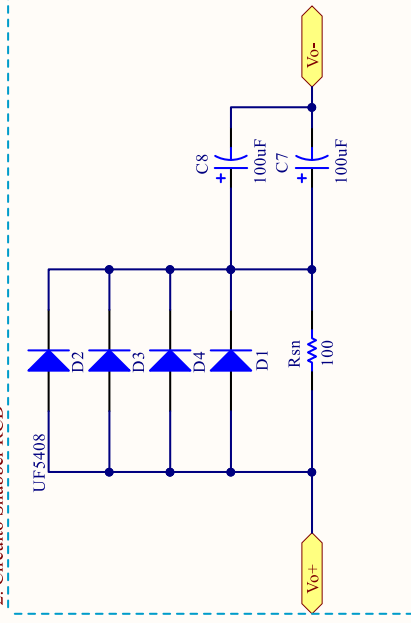


(c) Interface de potência.

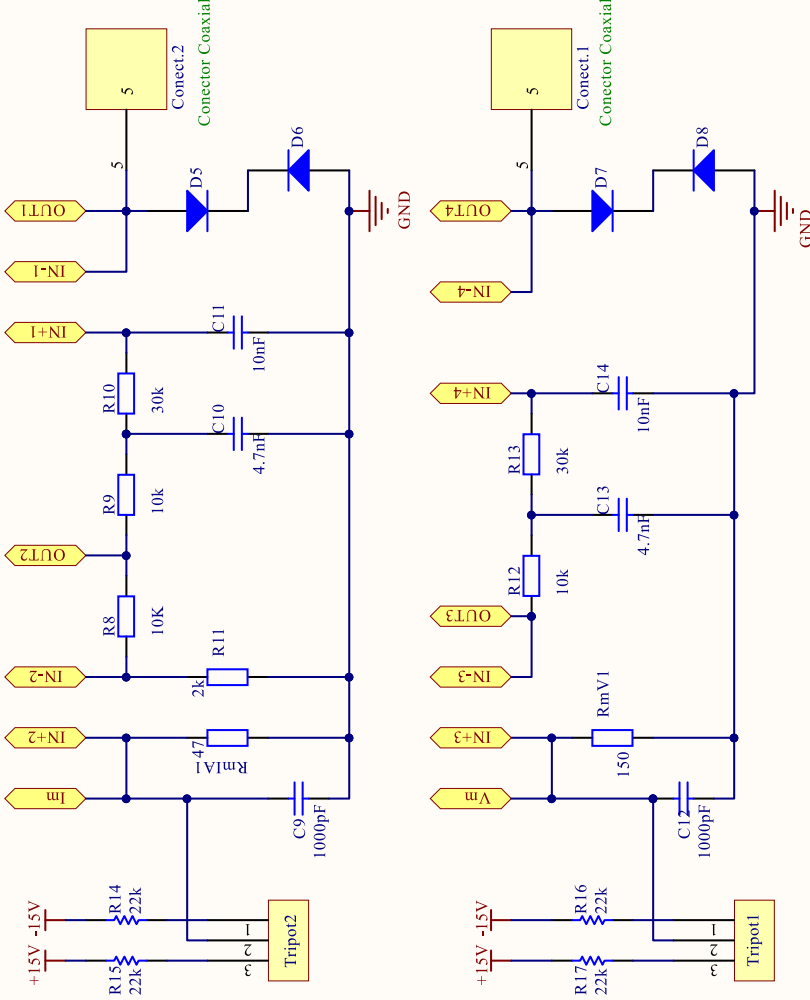
1. Esquemático para ajuste da corrente no circuito primário do sensor LV-20P (LEM) e medição da corrente CC



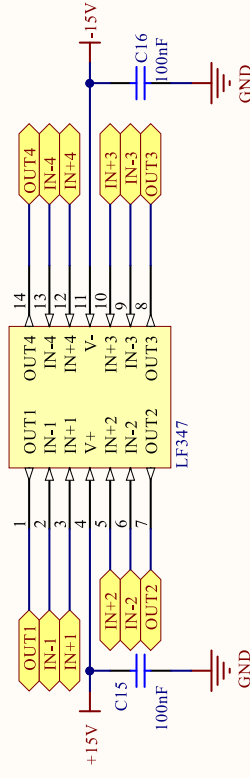
2. Circuito Snubber RCD



3. Circuitos de Condicionamento da leitura de corrente e tensão CC



4. CI de amplificadores operacionais



3. Fonte Auxiliar

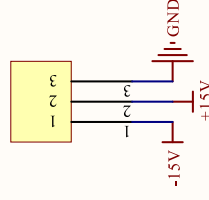


Figura 100 – Layout da placa de medição e condicionamento das tensões e correntes alternadas

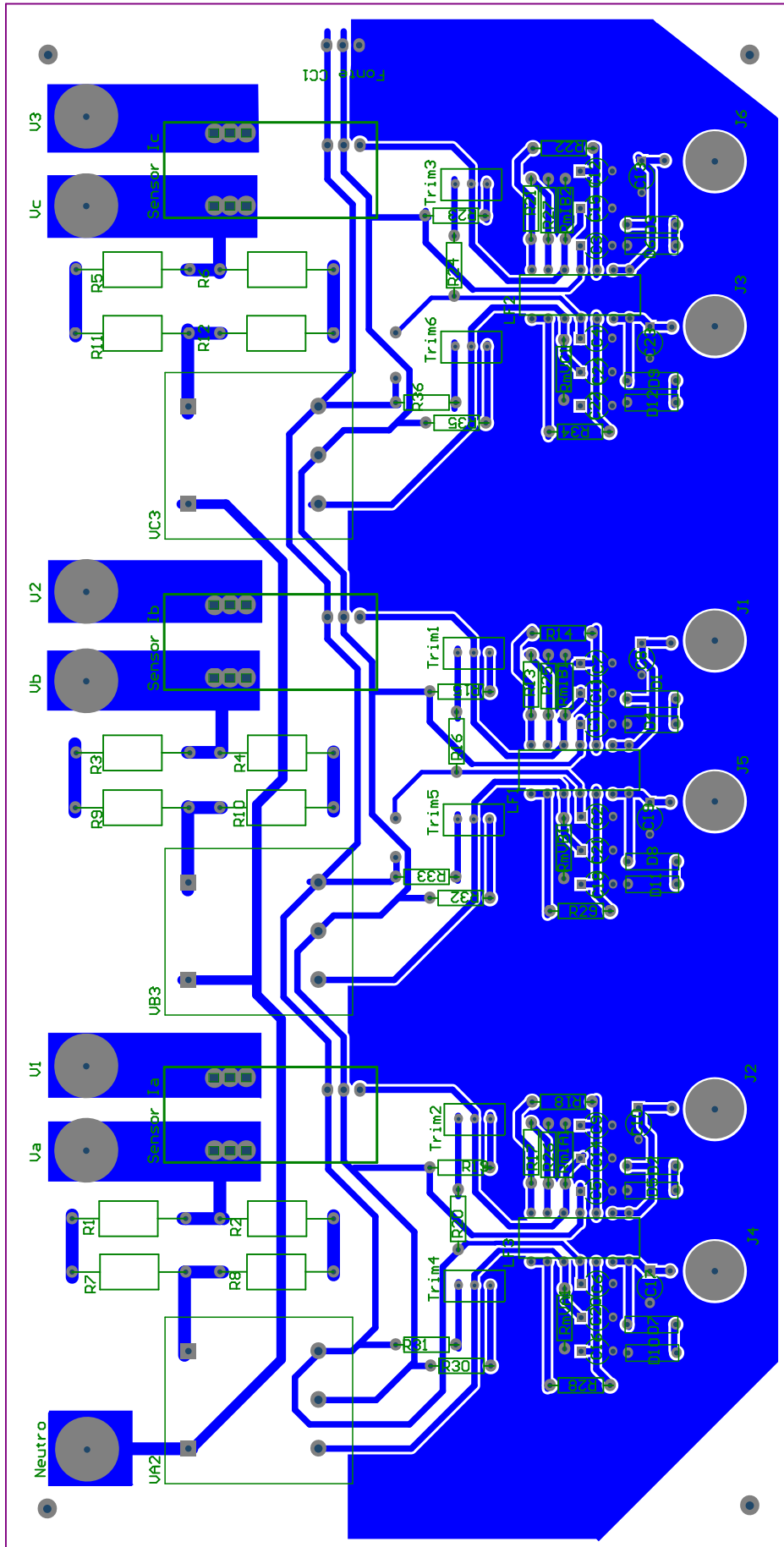


Figura 101 – Layout da placa do barramento CC - TOP e MID Layers

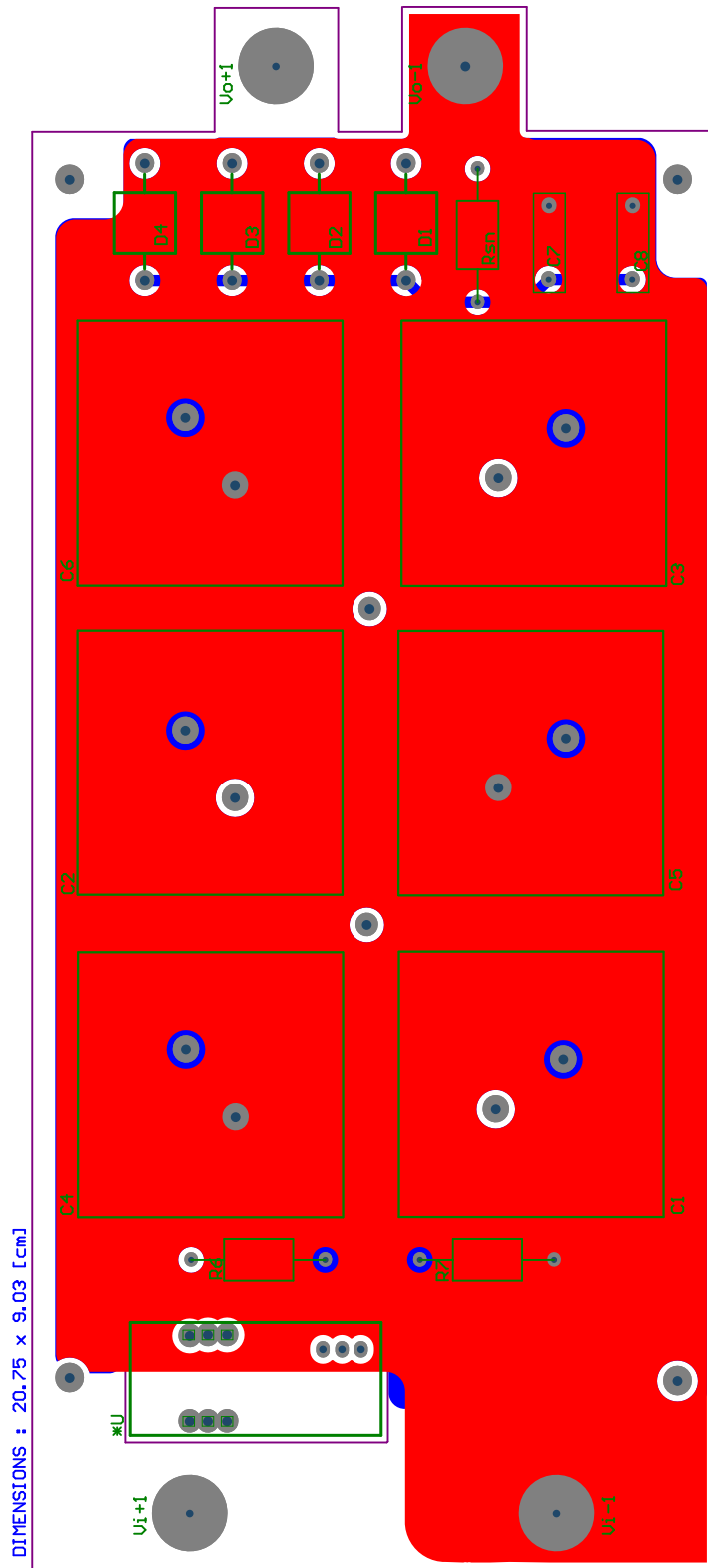


Figura 102 – Layout da placa do barramento CC - BOTTOM Layer

