

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL ZAMODZKI

**INVESTIGAÇÃO DA ESTABILIDADE E DA QUALIDADE DE
ENERGIA NO PONTO DE CONEXÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO
COM FILTRO LCL OPERANDO DE FORMA CONECTADA OU
ILHADA SUJEITO A VARIAÇÕES DE CARGA**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2017

RAFAEL ZAMODZKI

**INVESTIGAÇÃO DA ESTABILIDADE E DA QUALIDADE DE
ENERGIA NO PONTO DE CONEXÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO
COM FILTRO LCL OPERANDO DE FORMA CONECTADA OU
ILHADA SUJEITO A VARIAÇÕES DE CARGA**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso.
Coorientador: Prof. Dr. Jean Patric da Costa

PATO BRANCO

2017

P25i Zamodski, Rafael.
Investigação da estabilidade e da qualidade de energia no ponto de conexão de um inversor trifásico com filtro LCL operando de forma conectada ou ilhada sujeito a variações de carga / Rafael Zamodski.
-- 2017.
131 f. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso
Co-Orientador: Prof. Dr. Jean Patric da Costa
Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, PR, 2017.
Bibliografia: f. 112 – 117

1. Inversor trifásico. 2. Qualidade de energia. 3. Microgeração. 4. Filtro LCL. 5. Ressonância. 6. Variações de carga. I. Cardoso, Rafael, orient. II. Costa, Jean Patric da, co-orient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD 22. ed. 621.3

Ficha Catalográfica elaborada por
Maria Juçara Silveira CRB-9/1359
Biblioteca da UTFPR Campus Pato Branco



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Pato Branco
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação n.º 052

Investigação da Estabilidade e da Qualidade de Energia no Ponto de Conexão de um Inversor Trifásico com Filtro LCL Operando de Forma Conectada ou Ilhada Sujeito a Variações de Carga

por

Rafael Zamodzki

Dissertação apresentada às oito horas do dia dez de março de dois mil e dezessete, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Pato Branco. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Rafael Cardoso
UTFPR/PB (Orientador)

Prof. Dr. Emerson Giovani Carati
UTFPR/PB

Prof. Dr. Ivan Jorge Gabe
IFRS/Farroupilha

Prof. Dr. Jean Patric da Costa
Coordenador do PPGE

AGRADECIMENTOS

À Deus pela força e sustento que me deu em todos os momentos deste projeto e pelo dom da fé que me concede a cada dia.

Aos meus pais Teodosio e Terezinha, minhas irmãs Juliana e Vanessa, cunhados João Felipe e Yuuji e sobrinhos Alice, Melissa e Miguel pelo apoio em cada instante, por estarem sempre presentes em minha vida, mesmo quando estive ausente para eles.

À minha namorada Carolina pelo amor, compreensão e carinho em todos os momentos.

Aos professores Dr. Rafael Cardoso e Dr. Jean Patric da Costa pela orientação e co-orientação do trabalho e pelas discussões que me fizeram crescer como engenheiro eletricista e como pesquisador.

Aos demais professores e funcionários do PPGEE e do departamento de Engenharia Elétrica da UTFPR Campus Pato Branco.

Aos colegas de Politec: Andrei Bordignon, Tiago Lukasiewicz, Géremi Gilson Dranka, Diana Martinello, Cleidimar Nardi, Ithalo Hespanhol, Fillipe Lucchin Paukner, Silvio Antonio Teston, Diego Dias Pinheiro, Bruno Monte, Dionatan Cieslak, Jean Carlos da Silva, Flavio Lori Grando, Cassio Gobbato, João Vitor da Silva, Edivan da Silva, Odilio Duarte, Jean Prigol, Roner Liston, Mainara Lorencena, Paulo Cagnini, Felipe Luza e todos os demais que colaboraram para o ótimo convívio nos laboratórios e fizeram os longos dias de estudo se tornarem mais agradáveis com conversas e o sempre bem-vindo café expresso.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná pela estrutura oferecida para o desenvolvimento do trabalho.

À CAPES, Fundação Araucária e CNPq pelo suporte financeiro concedido durante o projeto.

"Não somos, absolutamente, de perder o ânimo para nossa ruína; somos de manter a fé, para nossa salvação!"
(Hebreus 10, 39)

RESUMO

ZAMODZKI, Rafael. Investigação da Estabilidade e da Qualidade de Energia no Ponto de Conexão de um Inversor Trifásico com Filtro LCL Operando de Forma Conectada ou Ilhada Sujeito a Variações de Carga. 2017. 131 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2017.

A operação de unidades de geração distribuída (UGDs) é um assunto relativamente novo no cenário energético brasileiro. A conexão destas unidades à rede, bem como sua desconexão vêm sendo abordadas em pesquisas recentes em todo o mundo. É necessário que a energia elétrica entregue à rede e à carga tenha certos níveis de qualidade para que o consumidor seja devidamente atendido até mesmo em situações de contingência. Outro cuidado necessário é com relação aos sistemas de controle envolvidos, para que operem sem degradar a qualidade de energia. Neste sentido, este trabalho propõe a análise da estabilidade e da qualidade de energia no ponto de conexão de uma unidade de geração distribuída à rede e a carga ou apenas à carga, sendo ambas situações através de filtro LCL (indutivo-capacitivo-indutivo). Este tipo de filtro possui uma impedância caracterizada por um pico de ressonância próximo à sua frequência de corte. É necessário que este pico seja amortecido para que o sistema não seja levado à instabilidade. Nesta dissertação são propostos alguns casos para análise. Estes casos se diferem pela variável controlada, pela forma de operação do sistema e pela técnica de amortecimento utilizada. No caso do inversor conectado à rede e à carga, são analisados os casos em que a corrente do primeiro ou do segundo indutor do filtro é a variável controlada. Já para o caso em que o inversor está apenas alimentando a carga local, a variável controlada é a tensão no capacitor do filtro LCL. Todos estes casos são avaliados operando sem amortecimento nenhum da ressonância, com amortecimento passivo ou com amortecimento ativo. Além disso, para estes cenários há ainda a variação nos parâmetros da carga RL (resistiva-indutiva) a fim de verificar qual é a influência da variação da carga na estabilidade do sistema e na qualidade de energia no ponto de conexão. As análises de estabilidade são realizadas através de diagramas de Bode e mapas de polos e zeros do sistema. A análise da qualidade da energia realiza-se por meio de resultados experimentais obtidos em uma bancada experimental. Verifica-se através dos resultados que em termos de qualidade de energia não existem alterações significativas controlando-se diferentes variáveis no modo conectado. Além disso, constata-se também que outros fatores, além da variável controlada, do tipo de técnica utilizada para amortecimento e da frequência crítica influenciam na instabilidade ou não do sistema devido à ressonância. Através das análises, observa-se também que um controlador PI (proporcional-integral) bem ajustado pode oferecer robustez ao sistema frente às variações de parâmetros da carga e consequentes variações nas variáveis controladas. Nota-se também que para o caso ilhado, as DHT_i e DHT_v (Distorções Harmônicas Totais de Corrente e de Tensão) são baixas, fornecendo energia com boa qualidade para a carga local alimentada pelo sistema.

Palavras-chave: Inversor Trifásico. Qualidade de Energia. Microgeração. Filtro LCL. Ressonância. Variações de Carga.

ABSTRACT

ZAMODZKI, Rafael. Investigation of the Stability and Power Quality in the Point of Coupling of a Grid-Tied or Stand-Alone Three-Phase Inverter with LCL Filter Under Load Variations. 2017. 131 f. Master Thesis – Post-Graduation Program in Electrical Engineering, Federal University of Technology – Paraná. Pato Branco, 2017.

The operation of distributed generation units (DGUs) is a relatively recent issue in the Brazilian energetic scenario. The connection of these units to the grid, as their disconnection are being approached in recent researches worldwide. It is necessary that the electrical power delivered to the grid and to the power has some levels of quality so the consumer may be well attended even in contingency situations. Another necessary caution is related to the control systems involved, so they operate without degrade the power quality. At this point, this work proposes the stability and power quality analysis in the point of connection of a distributed generation unit to the grid and to the load or just to the load, both situations through LCL (inductive-capacitive-inductive) filter. This kind of filter has an impedance that is characterized by a resonance peak near to its cut-off frequency. It is necessary to damp this peak in order that the system is not lead to instability. In this Master Thesis, some cases are proposed to be analyzed. These cases differ one from another because of the controlled variable, by the kind of operation of the system and by the damping technique that is used. In the case of the grid and load-tied inverter, the analyzed cases are those in which the first or second filter inductor current is the controlled variable. For the case in which the inverter is just feeding the local load, the controlled variable is the LCL filter capacitor voltage. All of these cases are evaluated by operating with none resonance damping, passive damping or active damping. Beyond this, for these scenarios, there is the parameters variation of the RL (resistive-inductive) load in order to check which is the influence of the load variation in the system stability and in the power quality at the connection point. The stability analysis are performed through Bode diagrams and pole-zero maps of the system. The power quality analysis is carried out by means of experimental results obtained in an experimental bench. It is verified through the results that in terms of power quality, there is not significantly changes by controlling different variables in the grid-tied mode. Furthermore, other factors, beyond the controlled variable, the kind of damping technique and the critical frequency influence in the instability of the system due to the resonance. Through the analysis, it is observed that a well-adjusted PI (proportional-integral) controller may offer robustness to the system under load parameter variations and consequent controlled variable variations. It is also noted that for the stand-alone case, the THD_i and the THD_v (Total Harmonic Distortions of Current and Voltage) are low, providing good quality power to the local load fed by the system.

Keywords: Three-Phase Inverter. Power Quality. Microgeneration. LCL Filter. Resonance. Load Variations.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Matriz energética do Brasil em 2015.	24
Figura 2 – Matrizes energéticas no mundo (projeção para 2020).	25
Figura 3 – Geração distribuída conectada a uma unidade consumidora. Sistema de compensação de energia.	34
Figura 4 – Sistema utilizado para análise no escopo do trabalho.	40
Figura 5 – Algoritmo de sincronização (PLL) utilizado no trabalho.	41
Figura 6 – Diagrama unifilar do sistema.	43
Figura 7 – Diagrama unifilar do sistema no modo isolado.	44
Figura 8 – Circuito equivalente do inversor trifásico conectado à rede através de filtro LCL no eixo d.	44
Figura 9 – Circuito equivalente do inversor trifásico conectado à rede através de filtro LCL no eixo q.	47
Figura 10 – Circuito equivalente no eixo direto do inversor trifásico ilhado acoplado ao filtro LCL.	50
Figura 11 – Circuito equivalente no eixo em quadratura do inversor trifásico ilhado acoplado ao filtro LCL.	50
Figura 12 – Relação entre a frequência de ressonância e as indutâncias do filtro LCL.	57
Figura 13 – Circuito equivalente do sistema por fase do sistema operando no modo conectado (a) considerando o efeito da tensão de saída do inversor; (b) considerando o efeito da tensão da rede.	58
Figura 14 – Circuito equivalente do sistema por fase considerando a unidade operando no modo ilhado.	60
Figura 15 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	63
Figura 16 – Diagrama de blocos da malha de controle V-f.	65
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema conectado à rede, corrente do conversor como variável controlada e malha de amortecimento ativo.	67
Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema conectado à rede, corrente da rede como variável controlada e malha de amortecimento ativo.	67
Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema conectado apenas à carga, tensão do capacitor do filtro LCL como variável controlada e malha de amortecimento ativo.	67
Figura 20 – Esquema de detecção de ilhamento <i>General Electric Voltage Scheme</i> (GEVS). ..	70

Figura 21 – Lugar das raízes para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente do conversor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.	73
Figura 22 – Diagrama de Bode de malha direta para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente do conversor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.....	74
Figura 23 – Lugar das raízes para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente da rede (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.	76
Figura 24 – Diagrama de Bode de malha direta para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente da rede (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.....	77
Figura 25 – Lugar das raízes para o sistema conectado apenas à carga e variável controlada sendo a tensão no capacitor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.	80
Figura 26 – Diagrama de Bode de malha direta para o sistema conectado apenas à carga e variável controlada sendo a tensão no capacitor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.....	81
Figura 27 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	85
Figura 28 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	86
Figura 29 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	87
Figura 30 – FFT do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	88
Figura 31 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, sem amortecimento, com referência de corrente de 15 Arms, $S = 3,502 \text{ kVA}$ e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	89
Figura 32 – Dados obtidos com o analisador de energia para o cenário com a corrente do conversor como variável controlada, sem amortecimento, com referência de corrente de 15 Arms, $S = 3,502 \text{ kVA}$ e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	90

Figura 33 – Resultado experimental do cenário com a corrente da rede como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	92
Figura 34 – Resultado experimental do cenário com a corrente da rede como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	93
Figura 35 – Resultado experimental do cenário com a corrente da rede como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	94
Figura 36 – FFT do cenário com a corrente da rede como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	95
Figura 37 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	97
Figura 38 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	98
Figura 39 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	98
Figura 40 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	100
Figura 41 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	100
Figura 42 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	101
Figura 43 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	102
Figura 44 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	102
Figura 45 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	103
Figura 46 – FFT do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	104
Figura 47 – FFT do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	104
Figura 48 – FFT do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$	105

Figura 49 – Inversor operando nos dois modos de controle (a) passando do modo conectado parailhado; (b) passando do modo ilhado para conectado.....	108
Figura 50 – Representação dos vetores de comutação no plano $\alpha\beta$	119
Figura 51 – Visão geral da plataforma experimental.	122
Figura 52 – Etapa 1 da plataforma experimental.....	123
Figura 53 – Etapa 2 da plataforma experimental.....	124
Figura 54 – Etapa 3 da plataforma experimental.....	125
Figura 55 – Etapa 4 da plataforma experimental.....	126
Figura 56 – Esquemático da placa de condicionamento de sinais.....	127
Figura 57 – Esquemático da placa transmissora de PWM.	128
Figura 58 – Esquemático na placa receptora de PWM.....	129
Figura 59 – Esquemático da placa do sensor de corrente.....	130
Figura 60 – Esquemático da placa do sensor de tensão.....	131
Figura 61 – Esquemático da placa de comando dos relés de estado sólido.....	131

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Níveis de tensão considerados para conexão de micro e minicentraís geradoras.	32
Quadro 2 – Requisitos mínimos de proteção em função da potência instalada.	32
Quadro 3 – Tempo de desconexão da GD de acordo com variações de tensão (IEEE 1547)..	37
Quadro 4 – Tempo de desconexão da GD de acordo com variações de frequência (IEEE 1547).....	37
Quadro 5 – Condições para interconexão ou religamento (IEEE 1547).	37

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do sistema analisado.	58
Tabela 2 – Ganhos dos controladores de tensão, corrente e da malha de amortecimento ativo.	69
Tabela 3 – Resumo dos resultados obtidos para: corrente do conversor como variável controlada.	75
Tabela 4 – Resumo dos resultados obtidos para: corrente da rede como variável controlada.	79
Tabela 5 – Resumo dos resultados obtidos para: tensão no capacitor como variável controlada.	83
Tabela 6 – Resumo dos resultados experimentais obtidos para o caso com a corrente do conversor como variável controlada.....	91
Tabela 7 – Resumo dos resultados experimentais obtidos para o caso com a corrente da rede como variável controlada.....	96
Tabela 8 – Resumo dos resultados experimentais obtidos para o caso com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada.	106
Tabela 9 – Vetores de comutação para implementação da modulação vetorial em inversores trifásicos.	119
Tabela 10 – Matrizes de decomposição para modulação vetorial.	121

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEB	Companhia Energética de Brasília
COELBA	Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia
COPEL	Companhia Paranaense de Energia
CSI	Inversor Fonte de Corrente (<i>Current Source Inverter</i>)
DHT_i	Distorção Harmônica Total de Corrente
DHT_v	Distorção Harmônica Total de Tensão
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
GD	Geração Distribuída
GEVS	Esquema de Tensão da General Electric (<i>General Electric Voltage Scheme</i>)
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional (<i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
L	Indutivo
LC	Indutivo-Capacitivo
LCL	Indutivo-Capacitivo-Indutivo
NBR	Norma Brasileira
NDZ	Zona de Não-Detecção (<i>Non-Detection Zone</i>)
NTC	Norma Técnica Copel
PCC	Ponto de Acoplamento Comum (<i>Point of Common Coupling</i>)
PI	Proporcional-Integral
PLL	Malha de Captura de Fase (<i>Phase Locked Loop</i>)
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RL	Resistiva-Indutiva
SEP	Sistema Elétrico de Potência

SVPWM	Modulação por Largura de Pulso Vetorial Espacial (<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>)
UGD	Unidade de Geração Distribuída
UPS	Fonte de Ininterrupta de Energia (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)
V-f	Tensão-Frequência
VSI	Inversor Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
WEC	Conselho Mundial de Energia (<i>World Energy Council</i>)
ZOH	Segurador de Ordem Zero (<i>Zero Order Holder</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

Sw_1	Relé de estado sólido conectado entre o inversor e a carga
Sw_2	Relé de estado sólido conectado entre a rede e a carga
V_{cc}	Tensão no barramento CC
S_1	Sinal de PWM enviado para a chave 1 do inversor
S_2	Sinal de PWM enviado para a chave 2 do inversor
S_3	Sinal de PWM enviado para a chave 3 do inversor
S_4	Sinal de PWM enviado para a chave 4 do inversor
S_5	Sinal de PWM enviado para a chave 5 do inversor
S_6	Sinal de PWM enviado para a chave 6 do inversor
L_{1a}	Indutor do lado do inversor na fase A
L_{1b}	Indutor do lado do inversor na fase B
L_{1c}	Indutor do lado do inversor na fase C
L_{2a}	Indutor do lado da rede na fase A
L_{2b}	Indutor do lado da rede na fase B
L_{2c}	Indutor do lado da rede na fase C
L_{La}	Indutância da carga – fase A
L_{Lb}	Indutância da carga – fase B
L_{Lc}	Indutância da carga – fase C
C_{fa}	Capacitor do filtro na fase A
C_{fb}	Capacitor do filtro na fase B
C_{fc}	Capacitor do filtro na fase C
R_{ca}	Resistor de amortecimento na fase A
R_{cb}	Resistor de amortecimento na fase B
R_{cc}	Resistor de amortecimento na fase C
R_{La}	Resistência da carga – fase A
R_{Lb}	Resistência da carga – fase B
R_{Lc}	Resistência da carga – fase C
R_{ga}	Resistência da linha – fase A
R_{gb}	Resistência da linha – fase B
R_{gc}	Resistência da linha – fase C
i_{1a}	Corrente na fase A do indutor do lado do inversor

i_{1b}	Corrente na fase B do indutor do lado do inversor
i_{1c}	Corrente na fase C do indutor do lado do inversor
i_{2a}	Corrente na fase A do indutor do lado da rede
i_{2b}	Corrente na fase B do indutor do lado da rede
i_{2c}	Corrente na fase C do indutor do lado da rede
i_{La}	Corrente na carga – fase A
i_{Lb}	Corrente na carga – fase B
i_{Lc}	Corrente na carga – fase C
i_{ga}	Corrente da rede – fase A
i_{gb}	Corrente da rede – fase B
i_{gc}	Corrente da rede – fase C
i_{1d}	Corrente do lado do inversor no eixo d
i_{1q}	Corrente do lado do inversor no eixo q
i_{2d}	Corrente do lado da rede no eixo d
i_{2q}	Corrente do lado da rede no eixo q
i_{dref}	Corrente de referência no eixo d
i_{qref}	Corrente de referência no eixo q
V_s	Tensão da rede
V_a	Tensão da rede – fase A
V_b	Tensão da rede – fase B
V_c	Tensão da rede – fase C
V_α	Tensão da rede no eixo α
V_β	Tensão da rede no eixo β
V_d	Tensão da rede no eixo d
V_q	Tensão da rede no eixo q
V_{Ta}	Tensão no capacitor – fase A
V_{Tb}	Tensão no capacitor – fase B
V_{Tc}	Tensão no capacitor – fase C
V_{Td}	Tensão no capacitor no eixo d
V_{Tq}	Tensão no capacitor no eixo q
V_{dref}	Tensão de referência no eixo d
V_{qref}	Tensão de referência no eixo q
u_d	Ação de controle no eixo d

u_q	Ação de controle no eixo q
u_α	Ação de controle no eixo α
u_β	Ação de controle no eixo β
θ	Ângulo das transformadas gerado pelo PLL
f_α	Frequência no eixo α gerado pelo PLL
f_β	Frequência no eixo β gerado pelo PLL
ω_b	Frequência angular da rede utilizada no PLL
$\Delta\omega$	Variação da frequência angular
V_p	Valor de pico da tensão de entrada do PLL
θ'	Ângulo da tensão de entrada do PLL
K_p	Ganho proporcional do PLL
V_1	Tensão de saída do inversor
V_2	Tensão da rede
X_L	Reatância da linha
R_L	Resistência da carga
i_{cf}	Corrente no capacitor
U_{dPWM}	Tensão de saída do inversor no eixo d
U_{qPWM}	Tensão de saída do inversor no eixo q
ω	Frequência angular da rede
Z_b	Impedância base para projeto do filtro LCL
V_{rms}	Valor RMS da tensão da rede
S_{conv}	Potência nominal do conversor
C_b	Capacitância base para projeto do filtro LCL
ω_n	Frequência natural não amortecida
r	Razão entre a indutância do lado da rede e do lado do conversor
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro LCL
f_s	Frequência de chaveamento
T_d	Período de discretização
k_p	Ganho proporcional de um controlador PI
k_i	Ganho integral de um controlador PI
k_{pi}	Ganho proporcional do controlador PI de corrente
k_{ii}	Ganho integral do controlador PI de corrente
k_{pv}	Ganho proporcional do controlador PI de tensão

k_{iv}	Ganho integral do controlador PI de tensão
e_d	Erro entre valor medido e valor de referência no eixo d
e_q	Erro entre valor medido e valor de referência no eixo q
T_i	Tempo integral
P	Potência ativa de referência para geração da referência de corrente
Q	Potência reativa de referência para geração da referência de corrente
P_{dq}	Potência ativa do conversor em coordenadas dq
Q_{dq}	Potência reativa do conversor em coordenadas dq
ζ	Coefficiente de amortecimento
ω_c	Banda passante do controlador
L_f	Soma das indutâncias do lado do conversor e do lado da rede
k_{AI}	Ganho proporcional do algoritmo de detecção de ilhamento
ΔV_d	Varição da tensão da rede no eixo d
Δi_d	Varição da corrente no eixo d
T_w	Inverso da frequência de corte 1 do filtro passa banda
T_0	Inverso da frequência de corte 2 do filtro passa banda

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	23
1.1 Contribuições do trabalho.....	28
1.2 Considerações finais e organização do trabalho.....	29
2. MICRO E MINIGERAÇÃO DISTRIBUÍDA E REQUISITOS TÉCNICOS	30
2.1 Considerações iniciais	30
2.2 Acesso da unidade de geração ao sistema principal	30
2.3 Requisitos de projeto	31
2.4 Sistema de compensação de energia elétrica	33
2.5 Requisitos Técnicos	34
2.5.1 NTC 905200	35
2.5.2 IEEE 1547.....	36
2.6 Considerações finais	38
3. INVERSOR TRIFÁSICO	39
3.1 Considerações iniciais	39
3.2 Algoritmo de sincronização.....	41
3.3 Operação do inversor conectado à rede.....	42
3.4 Operação do inversor no modo ilhado.....	43
3.5 Modelagem do inversor trifásico operando no modo conectado em espaço de estados	44
3.6 Modelagem do inversor trifásico operando no modo ilhado em espaço de estados.....	49
3.7 Considerações finais	52
4. PROJETO DO FILTRO LCL E MODELAGEM POR FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	53
4.1 Considerações iniciais	53
4.2 Projeto do filtro LCL	55
4.3 Modelagem do inversor e do filtro em função de transferência	58

4.4 Considerações finais	60
5. CONTROLADORES DE CORRENTE E TENSÃO, MALHA SUPLEMENTAR DE AMORTECIMENTO E TÉCNICA DE DETECÇÃO DE ILHAMENTO	62
5.1 Considerações iniciais	62
5.2 Controle do inversor conectado à rede	62
5.3 Controle do inversor no modo ilhado	65
5.4 Malha de amortecimento ativo	66
5.5 Projeto dos controladores de corrente e de tensão.....	68
5.6 Técnica de detecção de ilhamento: <i>General Electric Voltage Scheme</i> (GEVS)	69
5.7 Considerações finais	71
6. ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA	72
6.1 Considerações iniciais	72
6.2 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente do conversor	72
6.3 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente da rede	76
6.4 Inversor conectado apenas à carga – Controle da tensão no capacitor.....	79
6.5 Considerações finais	83
7. RESULTADOS	84
7.1 Considerações iniciais	84
7.2 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente do conversor	85
7.3 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente da rede	91
7.4 Inversor conectado apenas à carga – Controle da tensão no capacitor.....	96
7.5 Inversor operando nos dois modos de controle	106
7.6 Considerações finais	109
8. CONCLUSÕES.....	110
REFERÊNCIAS	112
APÊNDICE A – MODULAÇÃO <i>SPACE VECTOR</i>	118
A.1 Introdução	118

A.2 Implementação da modulação <i>space vector</i> no inversor trifásico	119
APÊNDICE B – PLATAFORMA EXPERIMENTAL.....	122

1. INTRODUÇÃO

A parcela da população mundial que tem acesso à energia elétrica para seus estabelecimentos comerciais e residenciais aumenta a cada ano. De acordo com dados fornecidos pela organização *The World Bank Group*, em 2010, 1,2 bilhão de pessoas não tinham acesso à energia elétrica e em 2012 esse número caiu para 1,1 bilhão de pessoas, sendo que a população mundial aumentou nesse período. Desde o uso de aparelhos elétricos e eletrônicos na comunidade rural até a automação das residências nos grandes centros, a energia elétrica tem se tornado um bem de consumo cada dia mais utilizado. Além disso, a busca pelo conforto e pela comodidade faz com que o número de dispositivos conectados à rede seja maior a cada dia. Tipicamente, o montante de unidades geradoras existentes na maior parte dos países corresponde a grandes usinas hidroelétricas ou térmicas, que contribuem com o fornecimento de energia para a maior parte das cargas solicitantes (GOMES et al., 2009).

A crescente preocupação com a degradação do meio ambiente e o aumento gradativo da demanda energética têm feito com que se eleve a busca por formas alternativas de geração de energia. Dessa forma, matrizes energéticas como energia eólica, solar, geotérmica, biomassa e outros tipos de energias primárias renováveis têm sido cada dia mais utilizadas (RONG-CHANG et al., 2014). Essas formas alternativas de energia podem ser empregadas em grandes usinas, porém, a alternativa de instalação de pequenas unidades de geração próximas aos pontos de consumo vem crescendo e tornando-se cada dia mais atrativa devido às políticas de compensação de energia que têm sido implantadas. Essas unidades de geração são conhecidas como geração distribuída (GD). Alguns países da Europa e da América do Norte têm promovido políticas de incentivo às tecnologias renováveis como subsídios financeiros, créditos de investimento, padrões para o uso desse tipo de tecnologia, entre outros (OLIVARES et al., 2014).

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) disponibiliza dados atualizados a respeito das matrizes energéticas existentes no Brasil e classifica-as em alguns grandes grupos como: biomassa, eólica, fóssil, hídrica, nuclear, solar e energia importada. Em relação ao ano de 2012, calcula-se um crescimento de praticamente 4% na utilização de energias renováveis como fonte primária para produção de energia elétrica (AGUIAR, 2013). Dessa forma, percebe-se que nos últimos anos os produtores de energia elétrica têm buscado

alternativas que aproveitam recursos renováveis como fonte primária de energia (ANEEL, 2015a).

A Figura 1 apresenta o atual cenário da matriz energética do Brasil.

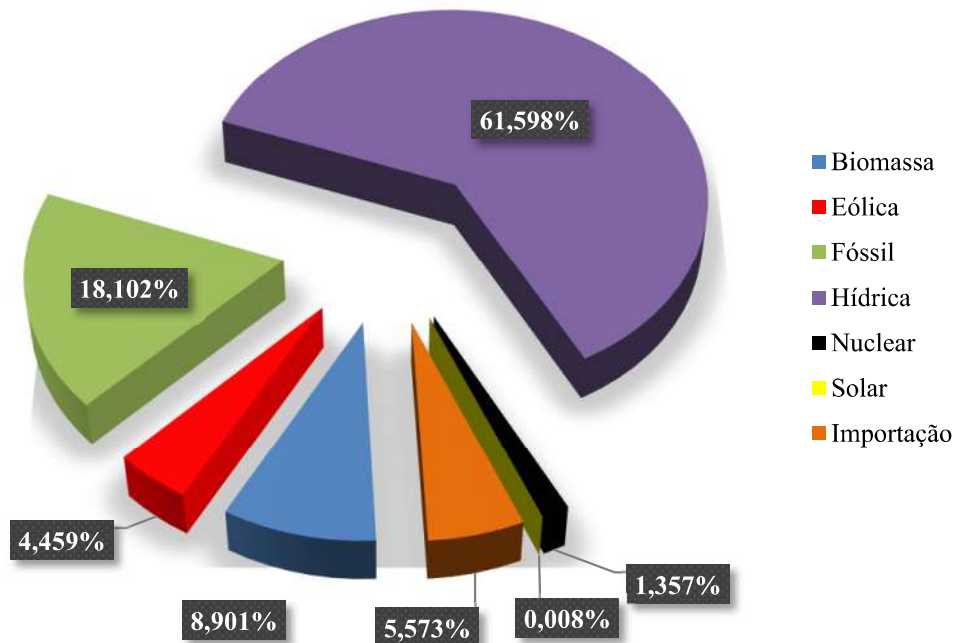


Figura 1 – Matriz energética do Brasil em 2015.
 Fonte: Adaptado de ANEEL (2015).

Além desse crescimento ser perceptível no Brasil, esta realidade pode ser vista também em uma análise global do assunto. No documento *World Energy Resources* publicado pelo Conselho Mundial de Energia (*World Energy Council*) em 2013 apresentou-se alguns dados a respeito da mudança na utilização de diferentes matrizes energéticas no mundo. Na Figura 2 são apresentados esses dados destacando a contribuição de cada forma de energia primária para a produção de energia elétrica. Através da análise dos dados presentes na Figura 2, percebe-se que a tendência é que a cada dia a utilização de energias renováveis como forma primária de energia aumente e, por sua vez, haja um decaimento na utilização de combustíveis fósseis na geração de energia elétrica (WORLD ENERGY COUNCIL, 2013).

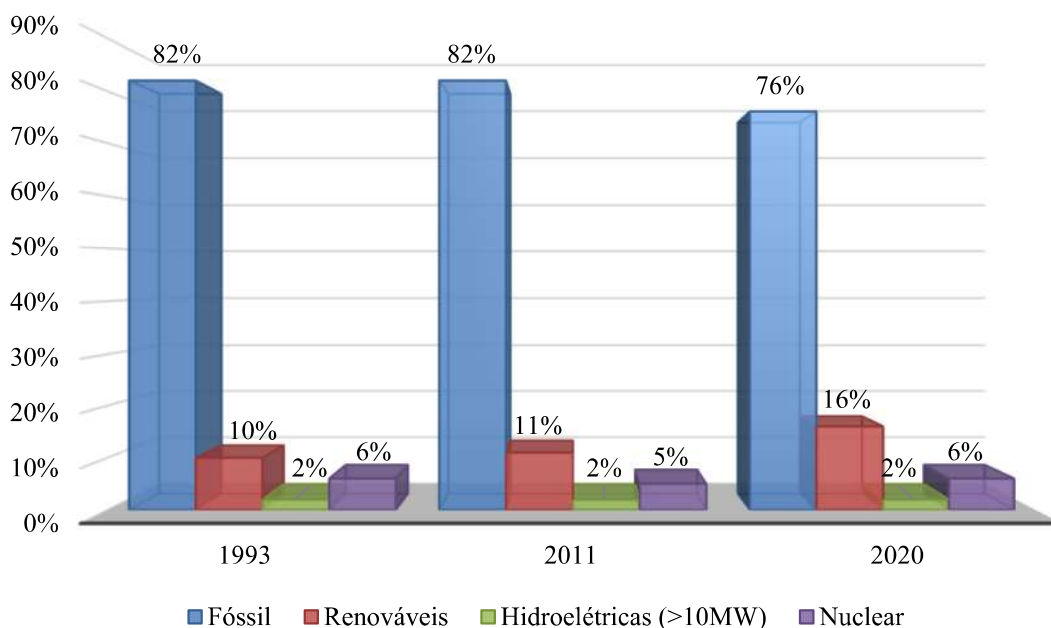


Figura 2 – Matrizes energéticas no mundo (projeção para 2020).
Fonte: Adaptado de WEC (2013).

A utilização de GD é atrativa porque pode proporcionar o adiamento de manutenção e investimento na expansão dos sistemas de distribuição e transmissão, oferece reduzido impacto ambiental quando comparado com grandes usinas hidro ou termelétricas, promove a redução do carregamento das redes e redução das perdas.

Apesar de viável quando analisada a partir destes âmbitos, a conexão de GD no sistema principal de fornecimento de energia pode causar alterações na operação e no controle do sistema. Se estes fatores (controle e operação) não forem adaptados para a nova configuração do sistema, pode ocorrer má operação dos equipamentos de proteção e controle que atuam no sistema levando a danos físicos nos próprios equipamentos, em equipamentos localizados nos pontos de consumo, devido à baixa qualidade de energia entregue ao consumidor e até mesmo danos à vida de pessoas que trabalham na manutenção da rede elétrica. Dessa forma, vários estudos têm sido desenvolvidos para que as pequenas unidades de geração operem de forma correta e não prejudiquem a operação normal do sistema (MILANOVIC, ALI e AUNG, 2007), (HAMMONS e STYCZYNSKI, 2007).

Além desses estudos, diversas normas técnicas têm sido publicadas no Brasil e internacionalmente com o objetivo de regulamentar o acesso da geração distribuída ao sistema principal, bem como sua operação em regime transitório e permanente. Nestas normas são abordados aspectos como tempo de desconexão em caso de perda da rede principal, tempo de sincronismo da unidade com a rede, relés de proteção que devem ser utilizados em caso de

desvios de frequência e tensão e proteção anti-ilhamento (CEB DISTRIBUIÇÃO, 2014) (COELBA, 2014) (COPEL, 2016).

Destaca-se, dentre as proteções citadas, a proteção anti-ilhamento, que visa excluir qualquer possibilidade do gerador distribuído continuar alimentando uma porção do sistema, se a geração principal foi perdida (operação ilhada). Para garantir essa proteção contra operação ilhada, diversos métodos de detecção de ilhamento já foram propostos e são divididos em métodos passivos e métodos ativos. Além da proteção anti-ilhamento, as normas também propõem a realização de testes anti-ilhamento anteriores à conexão da unidade na rede (IEEE, 2003).

Nenhuma norma, seja em âmbito nacional ou internacional, permite a operação ilhada de geradores distribuídos. A instrução dada é que a GD seja desligada depois de no máximo 2 segundos a partir do momento em que ocorreu o desligamento da rede principal.

Além dos detalhes relacionados a aspectos de proteção e segurança, deve-se considerar também os aspectos relacionados ao controle da unidade que será conectada na rede, pois esta unidade não deve contribuir negativamente na qualidade de energia entregue ao consumidor (ANEEL, 2015c).

Quando a GD está operando de forma paralela com a rede, a unidade opera no modo de controle de potência ativa e reativa, pois o controle de tensão e frequência é totalmente realizado pela rede. A partir do momento em que a rede principal é perdida, se a unidade continuar operando para alimentar as cargas de sua unidade consumidora, é necessário que o modo de controle seja alterado para o modo de controle de tensão e frequência (modo V-f), pois nesse caso o controle da tensão e frequência deve ser realizado pela própria unidade (ADHIKARI e LI, 2014).

Com o aumento no interesse pela interconexão de unidades de geração distribuída no sistema, a operação confiável e o controle do sistema elétrico de potência (SEP) tornam-se desafios cada dia maiores. Esse aumento deve-se principalmente a incentivos dos governos de diversos países ao uso de fontes renováveis de energia para geração de energia elétrica e também devido a políticas de compensação de energia que existem, fazendo com que a instalação dessas unidades se torne economicamente atrativa (OLIVARES et al., 2014).

Tradicionalmente, os SEPs não foram projetados para acomodar geração ativa a nível de distribuição. Porém, as tecnologias e conceitos operacionais para uma conexão apropriada de unidades de geração ao sistema de distribuição têm sido largamente

desenvolvidos e estudados para evitar impactos negativos na segurança e confiabilidade do sistema (IEEE, 2003).

Desta forma, é necessário que a conexão destas unidades no sistema seja regulamentada, pois se padrões não forem estabelecidos para este fim, as consequências da má operação destas unidades pode prejudicar a qualidade da energia do sistema, danificar equipamentos, afetar a segurança dos profissionais que trabalham na manutenção da rede, entre outros problemas. Por essas razões, as agências regulamentadoras do mundo todo, bem como as concessionárias de energia responsáveis pela operação de parte do SEP têm criado normas que apresentem requisitos burocráticos, técnicos e operacionais para a conexão de GD na rede de distribuição de energia.

Os SEPs estão constantemente sujeitos a distúrbios de diversas naturezas que podem fazer com que ocorra má operação de um ou mais de seus componentes ou até mesmo fazer com que parte do sistema tenha que ser desligado por certo tempo. Dessa forma, existe a possibilidade de que as GDs que estão conectadas ao sistema continuem operando e alimentando uma porção de cargas. A essa operação dá-se o nome de operação ilhada (BALAGUER et al., 2011). Apesar de este tipo de operação ser uma crescente tendência em termos de estudos e pesquisas, atualmente, nenhuma concessionária de energia, a nível nacional ou internacional, a permite. As normas técnicas apenas citam que em caso de ilhamento o gerador distribuído deve ser desligado em até no máximo 2 segundos após a perda da rede principal (IEEE 1547, 2003) (CEB DISTRIBUIÇÃO, 2014) (COELBA, 2014).

Muitas vezes, para que a conexão destas unidades à rede seja realizada, inversores são necessários para converter tensão CC em tensão CA apropriada para injeção na rede e alimentação da carga. Sendo assim, é necessário que os modos de operação da unidade e do inversor sejam estudados tanto quando a unidade está conectada à rede (modo PQ) quanto no momento em que está operando de forma ilhada (modo V-f) (GONÇALVES et al., 2010).

Quando a rede é desligada, a unidade deve detectar essa condição e alterar o modo de controle para tensão e frequência. Para que isso aconteça, é necessário que sejam usadas técnicas de detecção de ilhamento.

Além da conversão de energia de CC para CA que muitas vezes é necessária para que a conexão com a rede seja realizada, é necessário também o uso de um filtro para suprimir as componentes de comutação do conversor, reduzindo assim a injeção de distúrbios na rede. Para conversores de alta potência, a tendência é que se utilize o filtro LCL, devido ao seu custo reduzido, sua melhor atenuação das harmônicas de comutação e ao menor tamanho

físico, quando comparado ao filtro L. Apesar das vantagens obtidas através da utilização deste filtro, existem também algumas limitações. Uma das limitações está diretamente ligada à frequência de ressonância deste filtro. Caso alguma das frequências de operação do sistema esteja próxima a essa frequência, isto pode fazer com que o efeito da ressonância seja excitado e instabilize a operação do sistema.

1.1 Contribuições do trabalho

A partir do contexto apresentado, este trabalho propõe a análise, o estudo e a implementação do controle e da operação de unidades de geração distribuída conectadas à rede através de inversor trifásico e filtro LCL e conectadas apenas à carga, operando de forma ilhada. Serão analisados aspectos relacionados ao controle da unidade (controle de potência ativa e reativa no modo conectado e controle de tensão e frequência no modo ilhado). A contribuição deste trabalho se dá pela análise da estabilidade do sistema operando em diferentes situações: operando no modo de controle das potências ativa e reativa quando o inversor está conectado à rede e no modo de controle da tensão do capacitor do filtro LCL quando o inversor está ilhado em relação à rede. O controle das potências ativa e reativa é realizado através do controle da corrente no primeiro ou no segundo indutor do filtro LCL. A escolha da variável a ser controlada também será discutida neste trabalho. Uma técnica de amortecimento passiva e uma ativa para o amortecimento da ressonância do filtro LCL são avaliadas nos diferentes cenários construídos. Em todos os casos o sistema está alimentando uma carga resistiva-indutiva. A influência desta carga na estabilidade do sistema nos diferentes modos de controle também é avaliada. Essas análises são realizadas para verificar a influência da ressonância do filtro LCL na estabilidade do sistema quando este opera em diferentes modos de operação.

A porção teórica da análise nos modos conectado e ilhado foram desenvolvidas em ZAMODZKI et al. (2015) e ZAMODZKI et al. (2016), respectivamente. Neste trabalho são apresentadas também as análises experimentais para estes dois casos, além da análise teórica e experimental para o sistema operando nos dois modos de controle, migrando de um para outro conforme a necessidade.

1.2 Considerações finais e organização do trabalho

Neste capítulo apresentou-se uma introdução a respeito do que será abordado neste trabalho, a motivação e a justificativa desta pesquisa, bem como suas contribuições científicas.

O trabalho é organizado da seguinte maneira: no capítulo 2 discorre-se sobre micro e minigeração distribuída, aspectos ligados ao acesso deste tipo de geração à rede principal e como funciona o sistema de compensação de energia elétrica no Brasil. São apresentadas duas normas, uma nacional e uma internacional, que tratam a respeito da conexão de micro e minigeração distribuída na rede elétrica principal. No capítulo 3 o inversor trifásico é apresentado, bem como aspectos relacionados à sua operação no modo conectado à rede e no modo ilhado. O algoritmo de sincronização com a rede utilizado neste trabalho também é apresentado, além da modelagem do inversor em coordenadas dq. No capítulo 4 apresenta-se o projeto do filtro LCL e a modelagem do sistema em função de transferência. No capítulo 5, os projetos dos controladores de potência e tensão, e da malha de amortecimento ativo são apresentados, bem como o algoritmo de detecção de ilhamento que é utilizado no trabalho. No capítulo 6 os estudos da estabilidade do sistema são apresentados. O capítulo 7 apresenta os resultados experimentais obtidos com a pesquisa. Por fim, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões do trabalho.

2. MICRO E MINIGERAÇÃO DISTRIBUÍDA E REQUISITOS TÉCNICOS

2.1 Considerações iniciais

Em vários países a utilização de energias renováveis como fonte primária para produção de energia elétrica é uma realidade que tem crescido a cada dia, principalmente devido a incentivos governamentais, possibilitando seu uso inclusive em baixa tensão e para consumidores residenciais. No Brasil este incentivo também acontece. Prova disso é que a ANEEL estabeleceu através da Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012 as condições necessárias para o acesso de micro e minigeração distribuída à rede principal de distribuição de energia elétrica. A partir desta resolução, foi necessário que as concessionárias responsáveis pela distribuição de energia no país elaborassem normas técnicas abordando todos os aspectos relacionados a este assunto (ANEEL, 2012). A Resolução Normativa nº 687, de 24 de novembro de 2015 altera alguns pontos da Resolução Normativa nº 482. Sendo assim, algumas informações citadas neste capítulo estão na Resolução Normativa nº 482 e algumas na Resolução Normativa nº 687.

Caracteriza-se como microgeração distribuída a unidade de geração com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras. Por sua vez, minigeração é a unidade de geração distribuída que possui potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 3 MW para fontes hídricas ou menor ou igual a 5 MW para cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou para as demais fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (ANEEL, 2015d).

2.2 Acesso da unidade de geração ao sistema principal

Para que o acesso das unidades de geração ao sistema seja permitido são necessários alguns procedimentos que visam regulamentar esse processo. Esses

procedimentos são descritos no módulo 3 de um documento chamado Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Este módulo do PRODIST também foi alterado pela Resolução Normativa nº 687/2015 e neste trabalho são apresentadas as informações mais atualizadas a respeito destes documentos.

Inicialmente é necessário que o acessante (consumidor) realize a solicitação de acesso junto à acessada (concessionária de energia). Na solicitação de acesso, devem constar:

- um formulário de solicitação de acesso para microgeração e minigeração distribuída, fornecido pela acessada, conforme potência instalada da geração;
- documentos pertinentes a cada caso, não cabendo à distribuidora solicitar documentos adicionais àqueles indicados nos formulários.

A acessada, por sua vez, deverá formalizar o parecer de acesso, onde são informadas as condições de acesso, compreendendo a conexão e o uso, e os requisitos técnicos que permitem a conexão da unidade de geração. Além disso, é dever da acessada realizar todos os estudos para a integração de mini e microgeração distribuída, sem ônus ao acessante (ANEEL, 2015d).

2.3 Requisitos de projeto

Na seção 3.3 do módulo 3 do PRODIST são apresentados os requisitos de projeto necessários para acesso de micro e minigeração à rede principal de distribuição de energia. Além disso, apresenta-se a definição da tensão de conexão do acessante de acordo com a potência da unidade de geração. Estas características são apresentadas no Quadro 1 (ANEEL, 2015b) (ANEEL, 2015d).

Potência Instalada	Nível de Tensão de Conexão
< 10 kW	Baixa Tensão (monofásico)
10 a 75 kW	Baixa Tensão (trifásico)
76 a 150 kW	Baixa Tensão (trifásico) / Média Tensão
151 a 500 kW	Baixa Tensão (trifásico) / Média Tensão
501 kW a 10 MW	Média Tensão / Alta Tensão
11 a 30 MW	Média Tensão / Alta Tensão
> 30 MW	Alta Tensão

Quadro 1 – Níveis de tensão considerados para conexão de micro e minicentraís geradoras.

Além dos níveis de tensão, o módulo 3 do PRODIST apresenta os requisitos mínimos de proteção de acordo com a potência da geração instalada no ponto de consumo. O Quadro 2 apresenta esses requisitos (ANEEL, 2015d).

EQUIPAMENTO	Potência Instalada		
	Até 100 kW	101 kW a 500 kW	501 kW a 1 MW
Elemento de desconexão ¹	Sim	Sim	Sim
Elemento de interrupção ²	Sim	Sim	Sim
Transformador de acoplamento ³	Não	Sim	Sim
Proteção de sub e sobretensão	Sim ⁴	Sim ⁴	Sim
Proteção de sub e sobrefrequência	Sim ⁴	Sim ⁴	Sim
Proteção contra desequilíbrio de corrente	Não	Não	Sim
Proteção contra desbalanço de tensão	Não	Não	Sim
Sobrecorrente direcional	Não	Sim	Sim
Sobrecorrente com restrição de tensão	Não	Não	Sim
Relé de sincronismo	Sim ⁵	Sim ⁵	Sim ⁵
Anti-ilhamento	Sim ⁶	Sim ⁶	Sim ⁶
Medição	Sistema de Medição Bidirecional ⁷	Medidor 4 Quadrantes	Medidor 4 Quadrantes

Quadro 2 – Requisitos mínimos de proteção em função da potência instalada.

No Quadro 2 existem algumas notas que são esclarecidas a seguir:

1 – Chave seccionadora visível e acessível que a acessada usa para garantir a desconexão da central geradora durante manutenção em seu sistema, exceto para microgeradores e minigeradores que se conectam à rede através de inversores.

2 – Elemento de interrupção automático acionado por proteção para microgeradores distribuídos e por comando e/ou proteção para minigeradores distribuídos.

3 – Transformador de interface entre a unidade consumidora e a rede de distribuição.

4 – Não é necessário relé de proteção específico, mas um sistema eletroeletrônico que detecte tais anomalias e que produza uma saída capaz de operar na lógica de atuação do elemento de interrupção.

5 – Não é necessário relé de sincronismo específico, mas um sistema eletroeletrônico que realize o sincronismo com a frequência da rede e que produza uma saída capaz de operar na lógica de atuação do elemento de interrupção, de maneira que somente ocorra a conexão com a rede após o sincronismo ter sido atingido.

6 – No caso de operação em ilha do acessante, a proteção de anti-ilhamento deve garantir a desconexão física entre a rede de distribuição e as instalações elétricas internas à unidade consumidora, incluindo a parcela de carga e de geração, sendo vedada a conexão ao sistema da distribuidora durante a interrupção do fornecimento.

7 – O sistema de medição bidirecional deve, no mínimo, diferenciar a energia elétrica ativa consumida da energia elétrica ativa injetada na rede.

Para os sistemas conectados à rede através de inversores, as devidas proteções podem estar inseridas no próprio inversor, sendo desnecessária a redundância de proteção (ANEEL, 2015c).

2.4 Sistema de compensação de energia elétrica

Além de permitir o acesso de micro e minigeração distribuída às redes principais de distribuição de energia, a Resolução Normativa nº 482/2012 também implanta no Brasil o sistema de compensação de energia elétrica (ANEEL, 2012).

Basicamente, esse sistema de compensação permite que a energia elétrica ativa injetada pela GD na rede, seja cedida, por meio de empréstimo gratuito, à distribuidora local e posteriormente compensada com o consumo de energia elétrica ativa. Sendo assim, caso a

geração de energia do acessante seja maior do que o seu consumo, ele receberá um crédito em energia na próxima fatura dessa unidade consumidora ou de outra com a mesma titularidade (ANEEL, 2015d).

A Figura 3 mostra de forma ilustrativa um gerador distribuído conectado a uma unidade consumidora e o fluxo de energia consumida e injetada, representando o sistema de compensação de energia.

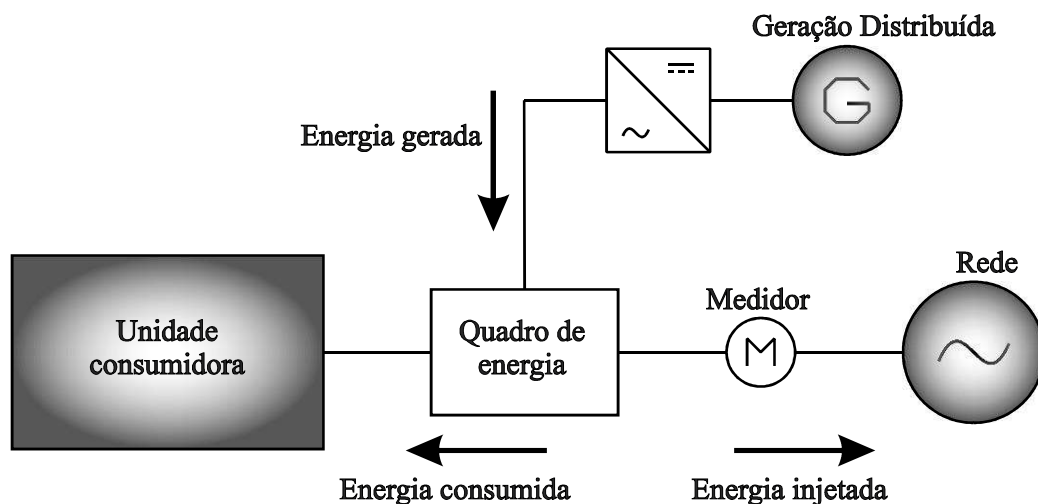


Figura 3 – Geração distribuída conectada a uma unidade consumidora. Sistema de compensação de energia.

Os créditos de energia que podem ser utilizados caso a injeção de energia na rede seja maior que o consumo, expiram em 60 meses. Esses créditos de energia podem ser utilizados seguindo a seguinte ordem (ANEEL, 2015d):

- No posto tarifário em que ocorreu a geração;
- Nos demais postos tarifários, devendo ser observada a relação dos valores das tarifas de energia, publicadas nas Resoluções Homologatórias que aprovam os processos tarifários, se houver.

2.5 Requisitos Técnicos

O ilhamento é uma condição do sistema que atualmente não é permitida pelas concessionárias de energia em todo o mundo. Devido a isso, deve-se regulamentar e estabelecer normas técnicas e regras a respeito do que se deve fazer quando o sistema não está

na sua condição normal de operação e algumas unidades de geração distribuída continuam alimentando parte do sistema.

A ANEEL, através de sua Resolução Normativa nº 482 de 17 de abril de 2012 estabeleceu que as concessionárias de energia brasileiras deveriam formular normas técnicas que tratassem da conexão de micro e minigeração distribuída à rede principal de distribuição de energia. Sendo assim, as concessionárias estabeleceram regras a serem cumpridas por consumidores que desejarem instalar geradores distribuídos em suas propriedades e acessar a rede principal de energia (ANEEL, 2012).

Aspectos como proteção da unidade e da rede, controle e qualidade da energia no PCC e segurança dos funcionários da concessionária que trabalham na manutenção da rede são abordados nessas normas técnicas.

Nas próximas subseções serão apresentados os principais aspectos da norma técnica da COPEL NTC 905200 que trata a respeito da conexão de micro e minigeração distribuída com a rede e também da norma técnica IEEE 1547 que trata a respeito do mesmo assunto.

2.5.1 NTC 905200

Esta norma estabelece os requisitos para a conexão e desconexão de micro e minigeração distribuída na rede da Copel. São estabelecidas as proteções que devem ser instaladas junto à unidade de geração, na propriedade em que esta está alocada.

Com relação à condição de ilhamento, a norma afirma que:

Em nenhuma hipótese a geração poderá operar ilhada alimentando cargas da concessionária. Para isso devem ser tomadas todas as medidas técnicas necessárias para restringir esta possibilidade.

Contudo, o gerador poderá operar de forma isolada, se estiver alimentando somente as cargas de sua unidade consumidora. No caso de operação em ilha do acessante, a proteção de anti-ilhamento deve garantir a desconexão física entre a rede de distribuição da Copel e as instalações elétricas internas à unidade consumidora, incluindo a parcela de carga e de geração, sendo vedada a conexão ao sistema da Copel durante a interrupção do fornecimento da concessionária (COPEL, 2016, p. 16).

A norma da Copel abre margem para interpretação, quando afirma que “o gerador poderá operar de forma isolada, se estiver alimentando somente as cargas de sua unidade consumidora”, dando a entender que o gerador pode operar nos dois modos (conectado

quando a rede se encontra na condição normal e alimentando as cargas da sua unidade consumidora quando a rede está desligada).

A norma também cita os requisitos necessários para a reconexão da unidade após o retorno da operação normal da rede principal de energia. A NTC não afirma que a unidade deve ser desconectada do sistema em no máximo dois segundos, como afirmam as outras normas nacionais e também as internacionais, mas sim que o gerador deve ser desconectado “sem qualquer retardo intencional”.

A proteção anti-ilhamento deve desconectar o gerador da rede, sem qualquer retardo intencional, em caso de falta de tensão oriunda da rede de distribuição. No caso de inversores, as proteções devem obedecer a norma NBR IEC 62116. O gerador não poderá injetar energia na rede se esta não estiver com sua tensão adequada em todas as fases. O circuito de sincronismo do gerador só deve permitir nova sincronização num tempo maior ou igual a 2 minutos do retorno da energia (COPEL, 2016, p. 23).

A norma da COPEL cita a NBR IEC 62116 como a base para as proteções do sistema, principalmente para a proteção anti-ilhamento, pois todo o procedimento de testes para verificar se a proteção anti-ilhamento é efetiva está nesta NBR. A NTC também cita os módulos 3 e 8 do PRODIST como referência para as condições técnicas exigidas para os sistemas de proteção. Para os requisitos de qualidade de energia, a norma cita novamente o módulo 8 do PRODIST.

Para fins de comparação e análise dos resultados obtidos, este trabalho considerará os requisitos de tensão e de DHT_v (Distorção Harmônica Total de Tensão) apresentados no PRODIST. A faixa de tensão adequada, segundo o módulo 8 do PRODIST está entre 0,92 e 1,05 da tensão nominal. A DHT de tensão no ponto de conexão deve ser de no máximo 10%. Não há referências para DHT máxima de corrente.

A seguir serão apresentados alguns requisitos internacionais a título de informação e de comparação com os requisitos nacionais como os que já foram citados e que fazem parte do PRODIST.

2.5.2 IEEE 1547

A norma desenvolvida pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) é denominada por *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems* e traz requisitos de operação e qualidade de energia no que diz

respeito à conexão de unidades de geração distribuída com sistemas elétricos de potência (IEEE, 2003).

Quando se trata de variações de tensão, os limites que são tratados nesta norma são apresentados no Quadro 3.

Faixa de tensão (% da tensão de base)	Tempo de desconexão
$V < 50$	0,16 s
$50 \leq V < 88$	2 s
$110 < V < 120$	1 s
$V \geq 120$	0,16 s

Quadro 3 – Tempo de desconexão da GD de acordo com variações de tensão (IEEE 1547).

No que diz respeito a variações de frequência, a norma traz regras de acordo com o Quadro 4.

Potência	Faixa de frequência	Tempo de desconexão
≤ 30 kW	$> 60,5$ Hz	0,16 s
	$< 59,3$ Hz	0,16 s
> 30 kW	$> 60,5$ Hz	0,16 s
	$< 59,8$ a 57 Hz (ponto de operação ajustável)	Ajustável de 0,16 a 300 s
	< 57 Hz	0,16 s

Quadro 4 – Tempo de desconexão da GD de acordo com variações de frequência (IEEE 1547).

No Quadro 5 são apresentados os requisitos presentes na norma IEEE 1547 e que são necessários para interconexão ou religamento da unidade à rede.

Potência	Diferença de frequências (Δf)	Diferença de tensões (ΔV)	Diferença de fase ($\Delta \phi$)
0 a 500 kVA	0,3 Hz	10%	20°
> 500 a 1500 kVA	0,2 Hz	5%	15°
> 1500 a 10000 kVA	0,1 Hz	3%	10°

Quadro 5 – Condições para interconexão ou religamento (IEEE 1547).

No que diz respeito à operação ilhada da GD, a IEEE 1547 apenas reporta que no caso de ilhamento não intencional, a microgeração deve detectar a condição de ilhamento e deixar de alimentar o sistema de potência em, no máximo, 2 segundos (MARTINEZ, 2010).

2.6 Considerações finais

Neste capítulo, apresentou-se as considerações e os requisitos exigidos para conexão de micro e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição no Brasil. Os requisitos necessários para o acesso da unidade à rede e para o projeto das instalações e proteção foram apresentados, bem como uma breve explanação a respeito do sistema de compensação de energia que é possível com a inserção de geração distribuída no sistema.

Foram apresentadas também as normas técnicas NTC 905200 e IEEE 1547 que tratam a respeito da conexão de micro e minigeração distribuída na rede principal de energia elétrica. Além disso, apresentou-se os aspectos relacionados à qualidade de energia estabelecidos nestas normas, bem como sua posição quanto a condição de ilhamento da unidade de geração.

No próximo capítulo será apresentado o inversor trifásico, seus modos de operação e a modelagem do sistema que será utilizado neste trabalho.

3. INVERSOR TRIFÁSICO

3.1 Considerações iniciais

Geralmente as unidades de geração distribuída que utilizam matrizes energéticas renováveis produzem tensão e corrente em regime contínuo (CC) ou possuem um *link* CC, no caso da geração eólica, porém as redes de distribuição de energia operam em regime alternado (CA). Sendo assim, é necessário que a energia gerada por essas unidades de geração seja convertida através de um inversor.

Inversores são dispositivos chaveados, constituídos por elementos semicondutores e tem o objetivo de produzir uma saída senoidal cuja magnitude e frequência podem ser controladas. Os inversores mais comuns são o CSI, do inglês *Current Source Inverter* e o VSI, do inglês *Voltage Source Inverters*. Neste trabalho será utilizado o inversor VSI (MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 2003) (AHMED, 2008).

A saída do inversor deve ser imune a alterações na alimentação CC, na carga ou na rede. Como a maior parte das cargas é alimentada em corrente alternada, os VSIs podem ser aplicados em sistemas conectados à rede ou em sistemas operando de forma ilhada (POMILIO, 2014).

Neste trabalho, além das características construtivas do inversor trifásico, também serão abordados aspectos como os modos de controle do inversor quando operando conectado à rede e de forma ilhada, sua utilização na operação de geração distribuída, controles suplementares que devem ser agregados à estrutura do conversor para detecção de ilhamento, sincronização com a rede, entre outros tópicos. A Figura 4 apresenta a estrutura do sistema que será analisado no escopo deste trabalho.

O sistema apresentado na Figura 4 compreende um inversor trifásico controlado, um filtro LCL para conexão com a rede, a resistência intrínseca do capacitor do filtro, duas chaves para conexão e desconexão do inversor com a carga (Sw_1) e da rede com a carga e o inversor (Sw_2), uma carga trifásica resistiva, medições de corrente e tensão, transformações de coordenadas para realização da etapa de controle do sistema e modulação PWM *Space Vector* (SVPWM) para acionamento das chaves semicondutoras que constituem o inversor.

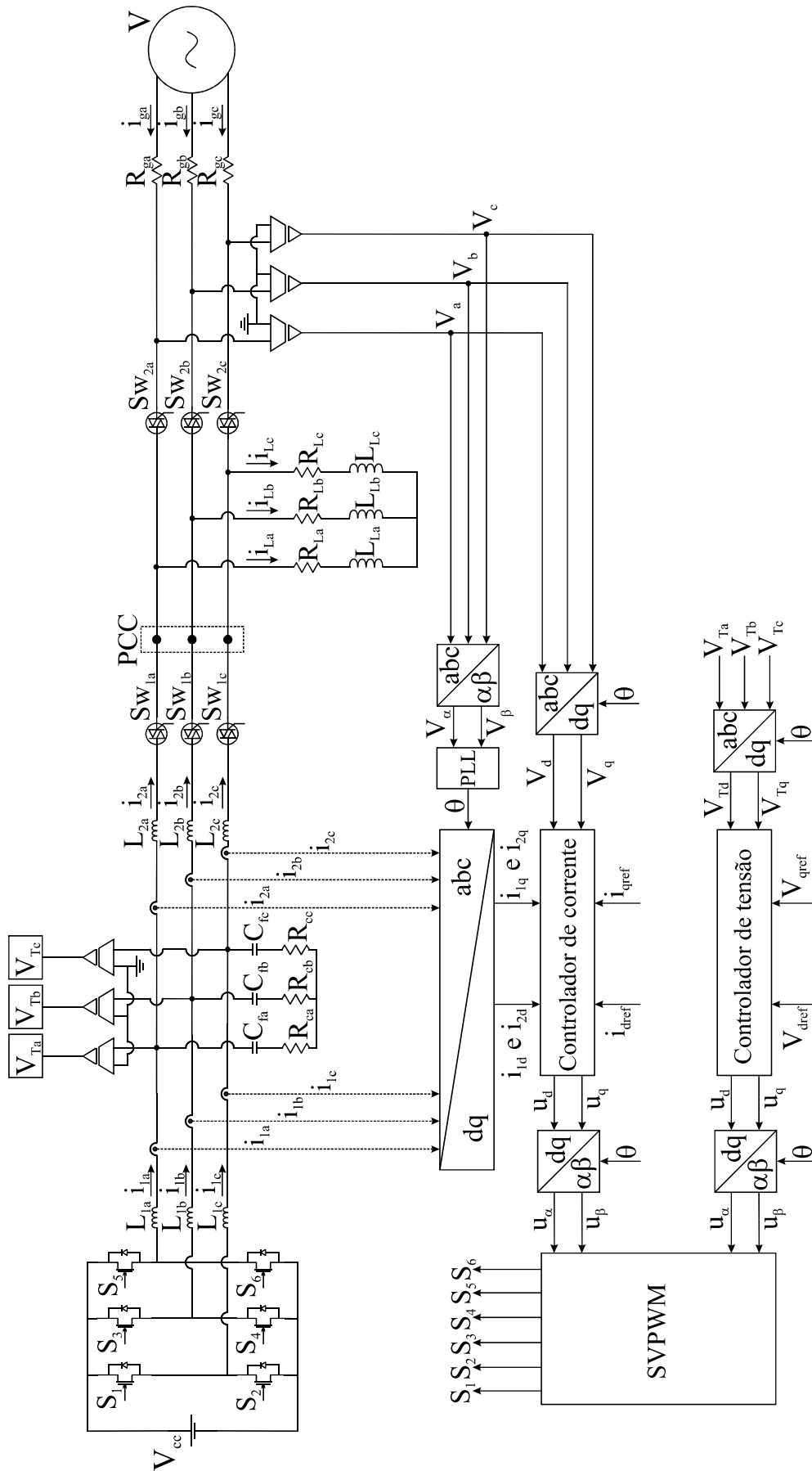


Figura 4 – Sistema utilizado para análise no escopo do trabalho.

3.2 Algoritmo de sincronização

Para que seja possível a conexão do inversor trifásico com a rede, é necessário que as suas grandezas estejam sincronizadas em ângulo e magnitude com as grandezas da rede. Sendo assim, existe uma malha de controle conhecida como PLL, do inglês *Phase Locked Loop*. Diversas malhas deste tipo já foram propostas na literatura e são essenciais para o funcionamento correto de um inversor operando em paralelo com a rede principal (CHUNG, 2000) (TIMBUS et al., 2005) (ARRUDA, SILVA e FILHO, 2001) (BLAABJERG et al., 2006).

Além da sincronização com as grandezas da rede, o ângulo fornecido pela PLL também é utilizado em todas as transformações de coordenadas utilizadas neste trabalho. Neste trabalho, a PLL é utilizada para o controle da frequência no modo ilhado, para a sincronização da unidade com a rede no momento da conexão e para a obtenção do ângulo para as transformadas. O diagrama de blocos da PLL utilizada neste trabalho é apresentado na Figura 5.

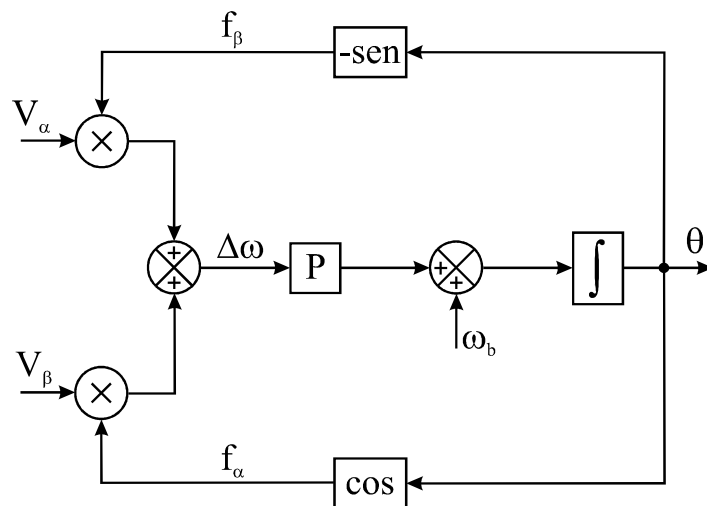


Figura 5 – Algoritmo de sincronização (PLL) utilizado no trabalho.

Este algoritmo de sincronização foi proposto por TRAN, et al., (2014) e seu funcionamento e as equações que o regem são mostrados a seguir.

As tensões no ponto de conexão em eixos estacionários ($\alpha\beta$) são multiplicadas por dois sinais que representam as frequências em eixos estacionários. Estas frequências provêm

das operações matemáticas do seno e cosseno do ângulo calculado. A partir disso, obtém-se uma variação da frequência angular $\Delta\omega$ que é regida por (1)

$$\Delta\omega = V_\alpha \cdot f_\beta + V_\beta \cdot f_\alpha = V_p \cdot \text{sen}(\theta' - \theta) \quad (1)$$

onde V_p é o valor de pico da tensão de entrada da PLL e θ' é o ângulo desta tensão. A frequência angular de base ω_b é 377 rad/s e o ângulo θ pode ser obtido através de (2)

$$\theta = \int (K_p \cdot \Delta\omega + \omega_b) dt. \quad (2)$$

As tensões em eixos estacionários $\alpha\beta$ são obtidas através da transformação de coordenadas, a partir das tensões em coordenadas abc. Essa transformação é apresentada em (3)

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}. \quad (3)$$

3.3 Operação do inversor conectado à rede

Quando o conversor está conectado à rede principal de distribuição de energia, seu sistema de controle está operando no modo de controle de corrente atendendo a demanda da carga e, quando a energia produzida pela unidade for maior do que a demanda da carga, injetando energia na rede (GONÇALVES et al., 2010).

O sistema de controle do conversor deve atuar na comutação das chaves para que controle o fluxo de potência e também os valores internos de tensão e corrente. Para que haja um controle satisfatório do processo de conversão de energia, é necessário que as grandezas da rede e da carga sejam constantemente monitoradas (GABE, 2008).

Na Figura 6 é apresentado o diagrama unifilar do sistema para um melhor entendimento do fluxo de potência.

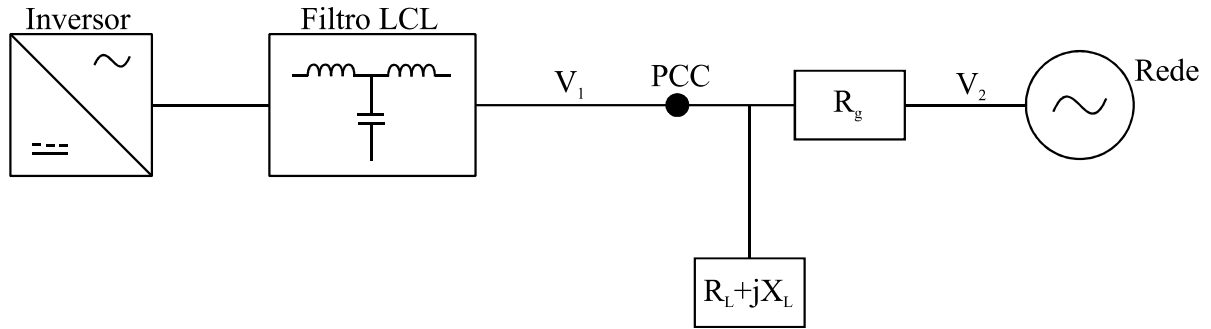


Figura 6 – Diagrama unifilar do sistema.

Para sistemas conectados à rede, o fluxo de potência no PCC é calculado através de (4) e (5)

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{R_g} \sin(\theta), \quad (4)$$

$$Q = \frac{V_2^2}{R_g} - \frac{V_1 \cdot V_2}{R_g} \cos(\theta), \quad (5)$$

onde V_1 é a tensão produzida pela geração distribuída, V_2 é a tensão eficaz da rede, R_g é a resistência da rede e θ é a defasagem entre V_1 e V_2 (GONÇALVES et al., 2010).

3.4 Operação do inversor no modo ilhado

O inversor pode ser utilizado em diversas aplicações em que se deseja converter tensão contínua em alternada. Uma das opções com que se pode trabalhar, é a utilização do inversor trabalhando como fonte de alimentação ininterrupta (UPS, do inglês *Uninterruptible Power Supply*). Quando a geração e o inversor não estão conectados à rede, diz-se que estão operando de forma ilhada. Neste caso, pode-se dizer que o inversor está operando como UPS.

Existem algumas cargas conectadas ao sistema que não podem ficar totalmente sem energia, pois a interrupção do fornecimento pode causar danos materiais, financeiros e até humanos. Essas cargas recebem o nome de cargas críticas. Algumas cargas que se enquadram nesse aspecto são: hospitais, fornos industriais, bancos, aeroportos, centrais telefônicas, entre outras (JOUANNE, ENJETI e LUCAS, 1996) (UNICAMP, 2014).

Os inversores operando como UPS devem fornecer em sua saída tensões com frequência e magnitude fixas independente das condições de cargas não lineares (LOH et al., 2003).

A Figura 7 mostra o diagrama unifilar do sistema operando no modo isolado.

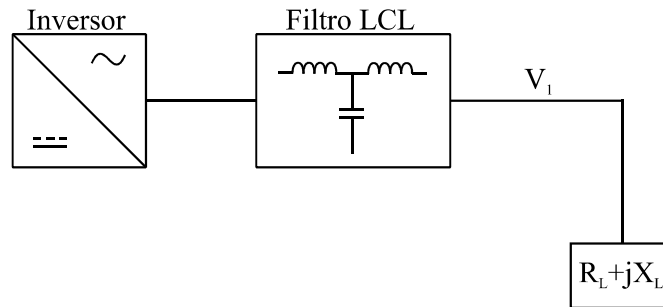


Figura 7 – Diagrama unifilar do sistema no modo isolado.

3.5 Modelagem do inversor trifásico operando no modo conectado em espaço de estados

Como o controle do inversor é realizado em coordenadas síncronas (dq), a modelagem do inversor é realizada também nesta referência de eixos, pois é mais usual que a análise da planta e do controlador ocorra de acordo com a mesma referência, para que os efeitos e fenômenos do sistema possam ser analisados com clareza.

O circuito que representa o sistema no eixo síncrono d é apresentado na Figura 8. Os circuitos equivalentes são desenhados de acordo com YAOQIN, DINGKUN e SHENGGKUI (2011).

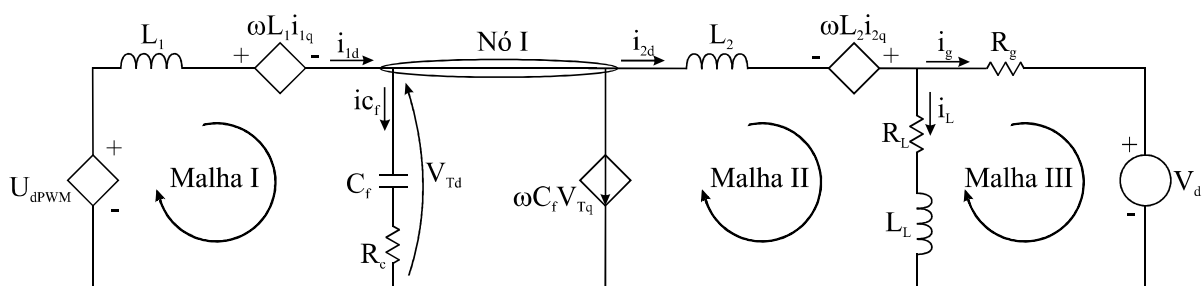


Figura 8 – Circuito equivalente do inversor trifásico conectado à rede através de filtro LCL no eixo d.

Pode-se dividir o circuito apresentado na Figura 8 em três malhas e um nó, possibilitando assim a análise deste circuito pelas leis de Kirchhoff.

A partir da malha I, tem-se que

$$-U_{\text{dPWM}} + L_1 \frac{di_{1d}}{dt} + \omega L_1 i_{1q} + V_{Td} = 0. \quad (6)$$

Isolando a parcela que contém a derivada da variável de estado i_{1d} , obtém-se (7)

$$L_1 \frac{di_{1d}}{dt} = U_{\text{dPWM}} - \omega L_1 i_{1q} - V_{Td}. \quad (7)$$

Agora, isolando-se a derivada da variável de estado,

$$\frac{di_{1d}}{dt} = \frac{U_{\text{dPWM}} - V_{Td}}{L_1} - \omega i_{1q}. \quad (8)$$

Após analisar a malha I, aplica-se a Lei das Malhas de Kirchhoff na malha II. Com isso, obtém-se (9)

$$-V_{Td} + L_2 \frac{di_{2d}}{dt} - \omega L_2 i_{2q} + i_L (R_L + jX_L) = 0. \quad (9)$$

Isolando-se a parcela que contém a derivada da variável de estado i_{2d} ,

$$L_2 \frac{di_{2d}}{dt} = V_{Td} + \omega L_2 i_{2q} - i_L (R_L + jX_L). \quad (10)$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff à malha III, encontra-se:

$$i_L = \frac{i_g R_g + V_d}{R_L + jX_L}. \quad (11)$$

Substituindo (11) em (10) e aplicando-se divisor de corrente para encontrar i_g ,
tem-se:

$$L_2 \frac{di_{2d}}{dt} = V_{Td} + \omega L_2 i_{2q} - \left(\frac{R_L + jX_L}{R_g + R_L + jX_L} i_{2d} \right) R_g - V_d. \quad (12)$$

Por fim, isola-se a derivada de i_{2d}

$$\frac{di_{2d}}{dt} = \frac{V_{Td}}{L_2} + \omega i_{2q} - \frac{R_g (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} i_{2d} - \frac{V_d}{L_2}. \quad (13)$$

Após analisar as duas malhas, analisa-se o nó I que é mostrado na Figura 8. A partir disso, obtém-se

$$i_{1d} - i_{2d} - ic_f - \omega C_f V_{Tq} = 0. \quad (14)$$

Realizando as substituições devidas e isolando-se a parcela que possui a derivada da variável de estado V_{Td} (RASHEDUZZAMAN, MUELLER e KIMBALL, 2014),

$$C_f \left(\frac{dV_{Td}}{dt} - \frac{dV_{Rcd}}{dt} \right) = i_{1d} - i_{2d} - \omega C_f V_{Tq}. \quad (15)$$

Isolando-se a derivada,

$$\frac{dV_{Td}}{dt} = \frac{i_{1d} - i_{2d}}{C_f} - \omega V_{Tq} + \frac{dV_{Rcd}}{dt}. \quad (16)$$

Manipulando a equação,

$$\frac{dV_{Td}}{dt} = \frac{i_{1d} - i_{2d}}{C_f} - \omega V_{Tq} + R_c \left(\frac{di_{1d}}{dt} - \frac{di_{2d}}{dt} \right). \quad (17)$$

Substituindo as derivadas das correntes por (8) e (13),

$$\frac{dV_{Td}}{dt} = \frac{i_{1d} - i_{2d}}{C_f} - \omega V_{Tq} + R_c \left(\frac{U_{dPWM} - V_{Td}}{L_1} - \omega i_{1q} + \frac{V_d - V_{Td}}{L_2} - \omega i_{2q} + \frac{R_g (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} i_{2d} \right). \quad (18)$$

Reagrupando os termos,

$$\frac{dV_{Td}}{dt} = \frac{i_{1d}}{C_f} - i_{2d} \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_g R_c (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} \right) - \omega V_{Tq} + \frac{R_c U_{dPWM}}{L_1} - \frac{R_c (L_1 + L_2)}{L_1 L_2} V_{Td} - \omega R_c (i_{1q} + i_{2q}) + \frac{R_c V_d}{L_2}. \quad (19)$$

Após a análise do filtro LCL e do conversor no eixo d, analisa-se esse sistema no eixo síncrono q. O circuito equivalente para este caso é apresentado na Figura 9.

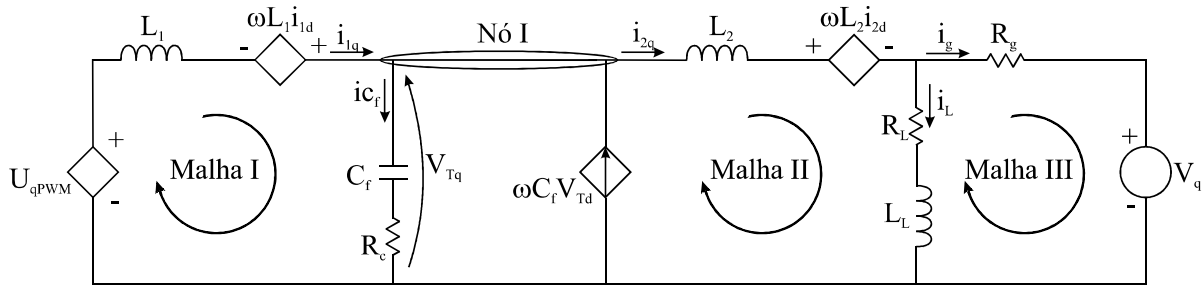


Figura 9 – Circuito equivalente do inversor trifásico conectado à rede através de filtro LCL no eixo q.

A partir do circuito equivalente no eixo síncrono q, procede-se da mesma forma que na análise anterior para encontrar as equações que regem as malhas e nós neste caso.

Equacionando a malha I, encontra-se

$$L_1 \frac{di_{1q}}{dt} = U_{qPWM} + \omega L_1 i_{1d} - V_{Tq}. \quad (20)$$

Isolando-se a derivada da variável de estado i_{1q} , tem-se

$$\frac{di_{1q}}{dt} = \frac{U_{qPWM} - V_{Tq}}{L_1} + \omega i_{1d}. \quad (21)$$

A partir da malha II, encontra-se

$$L_2 \frac{di_{2q}}{dt} = V_{Tq} - \omega L_2 i_{2d} - i_L (R_L + jX_L). \quad (22)$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff à malha III, encontra-se:

$$i_L = \frac{i_g R_g + V_q}{R_L + jX_L}. \quad (23)$$

Substituindo (23) em (22) e aplicando-se divisor de corrente para encontrar i_g , tem-se:

$$L_2 \frac{di_{2q}}{dt} = V_{Tq} + \omega L_2 i_{2d} - \left(\frac{R_L + jX_L}{R_g + R_L + jX_L} i_{2q} \right) R_g - V_q. \quad (24)$$

Multiplicando as duas parcelas pelo inverso da indutância da rede, tem-se

$$\frac{di_{2q}}{dt} = \frac{V_{Tq}}{L_2} - \omega i_{2d} - \frac{R_g (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} i_{2q} - \frac{V_q}{L_2}. \quad (25)$$

Após a análise das malhas, equaciona-se o nó I, mostrado na Figura 9. A partir deste equacionamento, encontra-se

$$i_{1q} - i_{2q} - i_c + \omega C_f V_{Td} = 0. \quad (26)$$

Escrevendo a corrente no capacitor em termos da tensão neste elemento, tem-se (RASHEDUZZAMAN, MUELLER e KIMBALL, 2014)

$$C_f \left(\frac{dV_{Tq}}{dt} - \frac{dV_{Rcq}}{dt} \right) = i_{1q} - i_{2q} + \omega C_f V_{Td}. \quad (27)$$

Isolando-se a derivada da tensão no capacitor, obtém-se

$$\frac{dV_{Tq}}{dt} = \frac{i_{1q} - i_{2q}}{C_f} + \omega V_{Td} + \frac{dV_{Rcq}}{dt}. \quad (28)$$

Manipulando a equação, encontra-se

$$\frac{dV_{Tq}}{dt} = \frac{i_{1q} - i_{2q}}{C_f} + \omega V_{Td} + R_c \left(\frac{di_{1q}}{dt} - \frac{di_{2q}}{dt} \right). \quad (29)$$

Substituindo as derivadas das correntes por (21) e (25), tem-se

$$\frac{dV_{Tq}}{dt} = \frac{i_{1q}}{C_f} - i_{2q} \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_g R_c (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} \right) + \omega V_{Td} + \frac{R_c U_{qPWM}}{L_1} - \frac{R_c (L_1 + L_2)}{L_1 L_2} V_{Tq} + \omega R_c (i_{1d} + i_{2d}) + \frac{R_c V_q}{L_2}. \quad (30)$$

Após o equacionamento das malhas e do nó do circuito equivalente do sistema, pode-se escrever as matrizes de estado do sistema, de acordo com a forma

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq} = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{x}_{dq} + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq} + \mathbf{F}_{dq} \mathbf{w}_{dq}. \quad (31)$$

Dessa forma,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1d}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \\ \frac{dV_{Td}}{dt} \\ \frac{dV_{Tq}}{dt} \\ \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\omega R_c & -\frac{R_c (L_1 + L_2)}{L_1 L_2} & -\omega & -\left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_g R_c (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} \right) & -\omega R_c \\ \omega R_c & \frac{1}{C_f} & \omega & -\frac{R_c (L_1 + L_2)}{L_1 L_2} & \omega R_c & -\left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_g R_c (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} \right) \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{R_g (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\omega & -\frac{R_g (R_L + jX_L)}{L_2 (R_g + R_L + jX_L)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ V_{Td} \\ V_{Tq} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ \frac{R_c}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{R_c}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{dPWM} \\ U_{qPWM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{R_c}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{R_c}{L_2} \\ -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

Após apresentadas as equações para o modo conectado, apresenta-se a modelagem para o sistema operando no modo ilhado.

3.6 Modelagem do inversor trifásico operando no modo ilhado em espaço de estados

Para realizar esta modelagem, redesenha-se o circuito equivalente nos eixos d e q, retirando a rede, conforme apresentado nas Figuras 10 e 11, respectivamente.

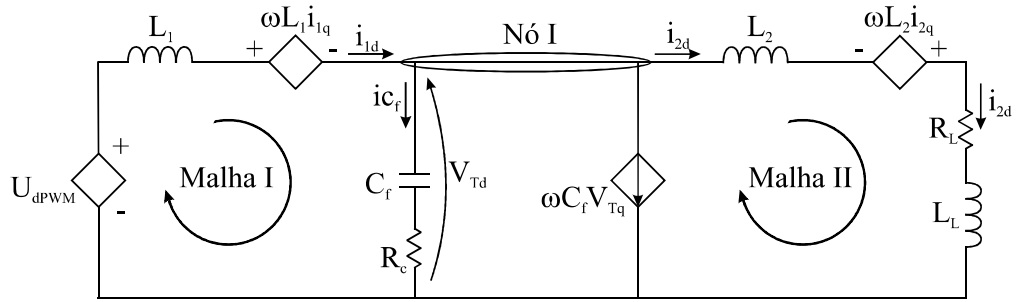


Figura 10 – Circuito equivalente no eixo direto do inversor trifásico ilhado acoplado ao filtro LCL.

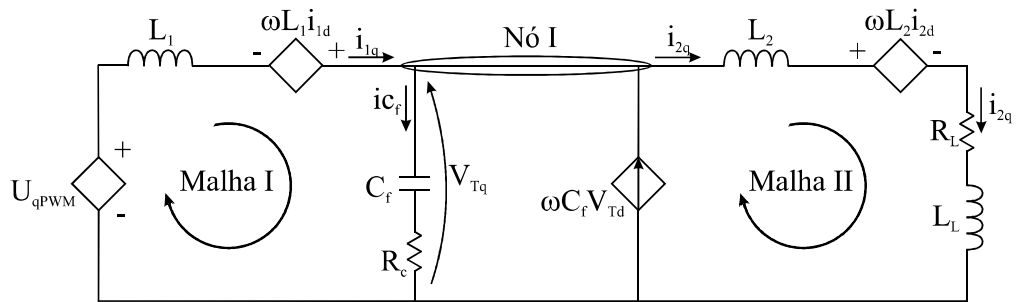


Figura 11 – Circuito equivalente no eixo em quadratura do inversor trifásico ilhado acoplado ao filtro LCL.

É possível perceber através destas imagens que a modelagem será muito semelhante, porém, os efeitos da rede não são mais considerados. A equação relacionada a malha I permanece a mesma. Equacionando-se a malha II, a partir da Figura 10, encontra-se:

$$L_2 \frac{di_{2d}}{dt} = V_{Td} + \omega L_2 i_{2q} - i_{2d} (R_L + jX_L). \quad (33)$$

Por fim, isola-se a derivada de i_{2d}

$$\frac{di_{2d}}{dt} = \frac{V_{Td}}{L_2} + \omega i_{2q} - \frac{R_L + jX_L}{L_2} i_{2d}. \quad (34)$$

Equacionando o nó I e substituindo as derivadas das correntes por (8) e (34),

$$\frac{dV_{Td}}{dt} = \frac{i_{1d} - i_{2d}}{C_f} - \omega V_{Tq} + R_c \left(\frac{U_{dPWM} - V_{Td}}{L_1} - \omega i_{1q} - \frac{V_{Td}}{L_2} - \omega i_{2q} + \frac{R_L + jX_L}{L_2} i_{2d} \right). \quad (35)$$

Reagrupando os termos,

$$\frac{dV_{Td}}{dt} = \frac{i_{1d}}{C_f} + \frac{C_f R_c (R_L + jX_L) - L_2}{L_2 C_f} i_{2d} - \omega V_{Tq} + \frac{R_c U_{dPWM}}{L_1} - \frac{R_c (L_1 + L_2)}{L_1 L_2} V_{Td} - \omega R_c (i_{1q} + i_{2q}) \quad (36)$$

Após a análise no eixo d, encontra-se as equações no eixo q. Para a malha II da Figura 11,

$$L_2 \frac{di_{2q}}{dt} = V_{Tq} - \omega L_2 i_{2d} - i_{2q} (R_L + jX_L). \quad (37)$$

Por fim, isola-se a derivada de i_{2q}

$$\frac{di_{2q}}{dt} = \frac{V_{Tq}}{L_2} - \omega i_{2d} - \frac{R_L + jX_L}{L_2} i_{2q}. \quad (38)$$

Equacionando o nó I e substituindo as derivadas das correntes por (21) e (38),

$$\frac{dV_{Tq}}{dt} = \frac{i_{1q} - i_{2q}}{C_f} + \omega V_{Td} + R_c \left(\frac{U_{qPWM} - V_{Tq}}{L_1} + \omega i_{1d} - \frac{V_{Tq}}{L_2} + \omega i_{2d} + \frac{R_L + jX_L}{L_2} i_{2q} \right). \quad (39)$$

Reagrupando os termos,

$$\frac{dV_{Tq}}{dt} = \frac{i_{1q}}{C_f} + \frac{C_f R_c (R_L + jX_L) - L_2}{L_2 C_f} i_{2q} + \omega V_{Td} + \frac{R_c U_{qPWM}}{L_1} - \frac{R_c (L_1 + L_2)}{L_1 L_2} V_{Tq} + \omega R_c (i_{1d} + i_{2d}). \quad (40)$$

Sendo assim, montando as equações de estados na forma matricial, tem-se:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \frac{di_{1d}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \\ \frac{dV_{Td}}{dt} \\ \frac{dV_{Tq}}{dt} \\ \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\omega R_c & -\frac{R_c(L_1+L_2)}{L_1L_2} & -\omega & \frac{C_f R_c(R_L+jX_L)-L_2}{L_2C_f} & -\omega R_c \\ \omega R_c & \frac{1}{C_f} & \omega & -\frac{R_c(L_1+L_2)}{L_1L_2} & \omega R_c & \frac{C_f R_c(R_L+jX_L)-L_2}{L_2C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{R_L+jX_L}{L_2} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\omega & -\frac{R_L+jX_L}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ V_{Td} \\ V_{Tq} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ \frac{R_c}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{R_c}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{dPWM} \\ U_{qPWM} \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{41}$$

3.7 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se aspectos teóricos relacionados à operação do inversor trifásico conectado à rede e operando de forma ilhada. O sistema que será utilizado no trabalho foi apresentado, assim como a estrutura de sincronização. A modelagem em espaço de estados nas coordenadas dq também foram apresentadas. Dando continuidade à apresentação do sistema, no próximo capítulo são apresentadas as considerações relacionadas ao filtro LCL utilizado no trabalho.

4. PROJETO DO FILTRO LCL E MODELAGEM POR FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

4.1 Considerações iniciais

Na atualidade existem diversas aplicações que necessitam da implementação de circuitos elétricos, sejam eles analógicos ou digitais. Os sinais que são processados nestes circuitos possuem características diferentes uns dos outros fazendo com que, de um estágio para outro do circuito, seja necessária uma adequação do sinal.

Muitas vezes duas ou mais etapas de um circuito operam em diferentes frequências, fazendo com que seja necessária a implementação de um filtro que, através de um projeto adequado, selecione as frequências com as quais se deseja trabalhar (ZUMBAHLEN, 2007).

O inversor é um exemplo de circuito que necessita de condicionamento de sinal na sua saída, principalmente quando está sendo usado na conexão de unidades de geração distribuída com a rede, pois a sua conexão sem o devido tratamento do sinal pode causar danos à qualidade da energia entregue à rede e à carga que está sendo alimentada por essa unidade de geração.

Para a conexão de inversores na rede, geralmente são implementados filtros L, LC ou LCL. O filtro LC é particularmente usado em casos onde se deseja que o inversor opere como UPS (HE e LI, 2012). O filtro L e o filtro LCL são utilizados por oferecerem bons níveis de atenuação das harmônicas causadas pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores. Recentemente, tem-se observado constantes pesquisas e inovações relacionadas ao filtro LCL, pois este provê melhor atenuação das harmônicas com menor custo e menor tamanho total do filtro, quando comparado ao filtro L (PARKER, MCGRATH e HOLMES, 2014) (BAO et al., 2014) (WANG, BLAABJERG e LOH, 2014).

Apesar de apresentar qualidades e vantagens, a utilização de filtros LCL traz consigo algumas limitações e inconvenientes. Esse tipo de filtro tem uma impedância caracterizada por um pico de ressonância próximo à sua frequência de corte. Essa ressonância faz com que um par de polos do sistema seja alocado próximo ao limite de estabilidade em malha fechada (TERZIC, MAJIC e SLUTEJ, 2010) (PARKER, MCGRATH e HOLMES, 2014). Além disso, é possível que a utilização de filtros LCL leve o sistema à instabilidade

devido a impedância nula quando o circuito opera na frequência de ressonância (LIU et al., 2009). Todos esses aspectos podem fazer com que a malha de controle do sistema fique mais complexa, pois em alguns casos malhas de estabilidade são necessárias (PARKER, MCGRATH e HOLMES, 2014). Em PARKER, MCGRATH e HOLMES (2014), é realizada a análise de um inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL. Os autores utilizam um controlador proporcional-ressonante para controlar a corrente injetada na rede. São exploradas duas regiões significativas para a frequência de ressonância do filtro LCL quando a corrente da rede é a variável controlada: uma região de baixa frequência de ressonância e uma região de alta frequência de ressonância. Além disso, os autores citam a existência de uma frequência crítica, que corresponde a $\pi/(3T)$, onde T é o período de amostragem. Estas regiões são definidas através de três projetos diferentes do filtro LCL. Quando opera-se abaixo da frequência crítica, neste contexto apresentado, os autores afirmam que é essencial a utilização de uma técnica de amortecimento ativo para suprimir a ressonância.

Várias soluções já foram propostas com a finalidade de reduzir a influência da ressonância na saída do filtro e de garantir a estabilidade do sistema em malha fechada. Dentre elas estão as técnicas passivas e ativas. As técnicas passivas empregam elementos físicos no circuito, como resistores. Porém, esses elementos implicam em perda energética devido ao aquecimento e outros fatores, reduzindo a eficiência do circuito (WESSELS, DANNEHL e FUCHS, 2008) (WANG et al., 2014). As técnicas ativas empregam malhas de controle suplementares de amortecimento, através da realimentação da tensão ou da corrente do capacitor, entre outras técnicas (WANG, BLAABJERG e LOH, 2014).

Outro fator que tem sido observado no âmbito da operação do filtro LCL é a escolha do local de medição da corrente para realizar o controle no ponto de conexão com a rede. Alguns autores propõem que a corrente seja medida do lado do conversor (antes do filtro LCL) e outros propõem que essa medida seja realizada do lado da rede (após o filtro LCL).

Em DANNEHL, WESSELS e FUCHS (2009) é realizada uma análise das duas formas de medição. As análises se dão através da variação da frequência de comutação e da verificação da interação desta com a frequência de ressonância. Utiliza-se controle PI em coordenadas dq. Para este contexto, os autores afirmam que uma malha de controle simples é suficiente caso a medida de corrente seja realizada do lado da rede, ou seja, malhas suplementares de amortecimento não são necessárias. Afirmam também que através da corrente da rede é possível controlar o fator de potência no ponto de conexão com a rede. Já no caso de a corrente ser medida do lado do conversor, afirma-se que é necessário que alguma

topologia de amortecimento ativo seja utilizada. Além disso, o trabalho enfatiza que o sistema de controle é muito sensível a incertezas do modelo.

Na análise realizada em TWINING e HOLMES (2003), utiliza-se controlador PI e também proporcional-ressonante, além de uma malha estabilizante com a corrente do capacitor. São realizadas análises das componentes harmônicas da corrente injetada na rede e são obtidos bons resultados através da variação dos ganhos do controlador.

Trabalhos como TEODORESCU et al., (2003) e DANNEHL, FUCHS e HANSEN (2007) analisam a realimentação simples da corrente da rede (sem malha estabilizante). No primeiro, os autores afirmam que com uma escolha apropriada dos elementos do filtro LCL e posicionando os sensores de corrente do lado da rede, o sistema é estável, para o contexto analisado (controle em coordenadas dq, frequência da rede de 50 Hz e frequência de chaveamento de 8 kHz). No segundo, uma comparação é realizada entre o controle da corrente da rede e do conversor. Neste contexto, operando-se a 50 Hz e com uma frequência de chaveamento de 5 kHz, os autores afirmam que há mais vantagens em controlar a corrente do lado da rede.

Em LIU et al., (2009), propõe-se o projeto de parâmetros para um controlador com duas malhas para um inversor trifásico conectado à rede através de filtro LCL. Controladores proporcional e proporcional-ressonante são utilizados nas análises e foi possível, com este método, obter um bom desempenho para o sistema e foi possível amortecer a ressonância do filtro LCL.

4.2 Projeto do filtro LCL

Para que a análise com o filtro LCL possa ser realizada, é necessário que se projete os componentes do filtro que será utilizado. Existem parâmetros, como a frequência de ressonância, que dependem dos valores dos componentes do filtro e, além disso, influenciam diretamente no comportamento do restante do sistema, daí a importância de um projeto corretamente realizado. Os parâmetros do filtro são calculados com base no projeto proposto em LISERRE, BLAABJERG e HANSEN, (2005). Essa metodologia é descrita a seguir.

Inicialmente, calcula-se a impedância base do sistema através de (42)

$$Z_b = \frac{(V_{rms})^2}{S_{conv}}. \quad (42)$$

A partir da impedância base, é possível determinar a capacitância base que será utilizada para cálculo da capacitância do filtro

$$C_b = \frac{1}{Z_b \omega_n}. \quad (43)$$

Para o projeto da capacitância do filtro, considera-se que a variação máxima do fator de potência vista pela rede é de 5%, portanto, a capacitância pode ser definida como 5% do valor da capacitância de base.

Após isso, é necessário determinar um valor para a indutância da rede. Como neste trabalho a corrente do conversor é a variável medida e utilizada na malha de controle, a indutância da rede deve ser calculada utilizando-se (44), já que o valor do capacitor já é conhecido

$$L_2 = C_f \cdot Z_b^2. \quad (44)$$

A partir deste valor, é possível calcular a indutância do lado do conversor utilizando a relação entre as indutâncias, que é expressa por (45). A relação entre as indutâncias é escolhida de acordo com a frequência de ressonância desejada através do gráfico apresentado na Figura 12

$$r = \frac{L_2}{L_1}. \quad (45)$$

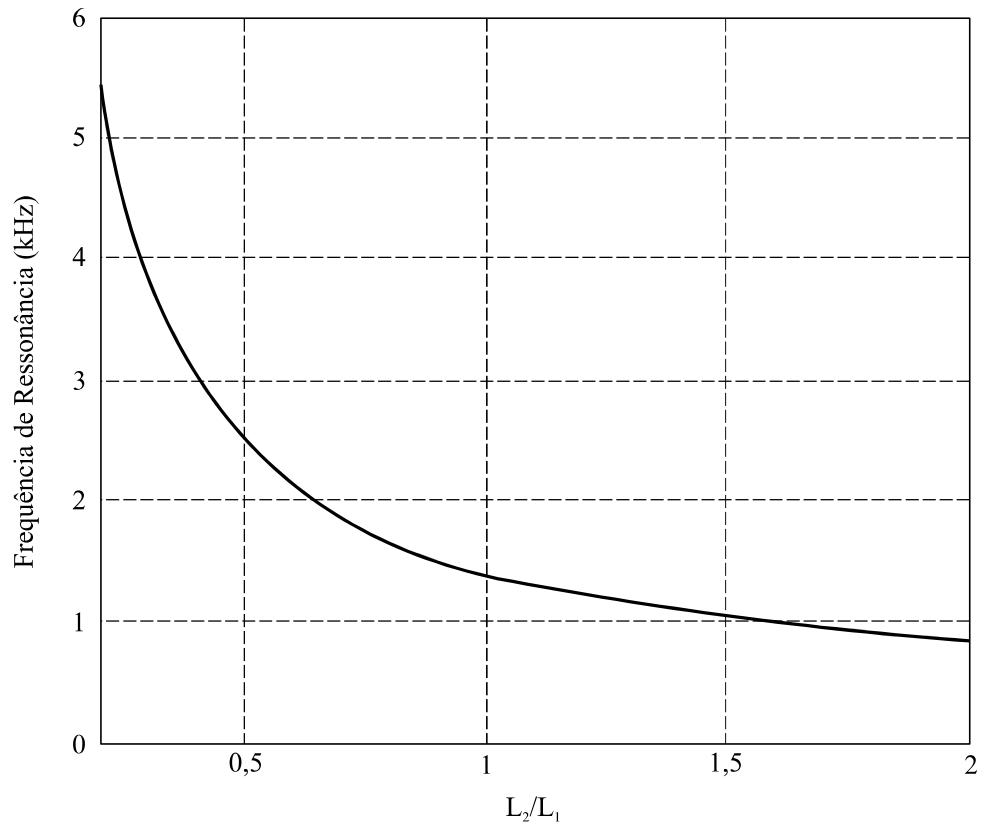


Figura 12 – Relação entre a frequência de ressonância e as indutâncias do filtro LCL.

A frequência de ressonância do filtro pode ser calculada através de (46)

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}}. \quad (46)$$

A partir destas equações, é possível projetar-se os componentes do filtro LCL. Desta forma, os valores encontrados para os componentes e os demais valores correspondentes ao sistema analisado são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do sistema analisado.

Parâmetro	Magnitude (por unidade)
V_{rms} (linha)	220 V
V_{cc}	380 V
f_s	12 kHz
ω	377 rad/s
S_{conv}	5 kVA
L_1	1,6 mH (6,2%)
L_2	1 mH (3,9%)
C_f	13,7 μ F (5%)
R_c	11 Ω
R_g	1,1 Ω
R_L	20/70/120 Ω
L_L	1,2/2,2/3,2 mH
T_d	83,33 μ s
f_{res}	1,733 kHz

4.3 Modelagem do inversor e do filtro em função de transferência

A modelagem do sistema em espaço de estados foi realizada porque o controle do inversor é realizado em eixos síncronos. Porém, na realização dos estudos de estabilidade, utiliza-se as funções de transferência do sistema para a construção do lugar das raízes e dos diagramas de Bode. As funções de transferência do sistema operando no modo conectado foram calculadas considerando-se o circuito equivalente mostrado na Figura 13.

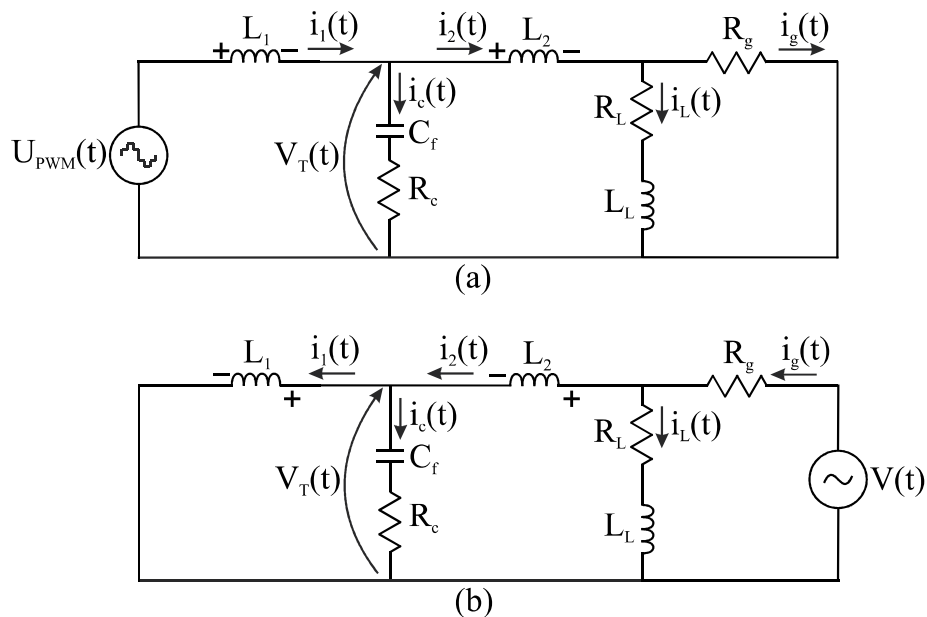


Figura 13 – Circuito equivalente do sistema por fase do sistema operando no modo conectado (a) considerando o efeito da tensão de saída do inversor; (b) considerando o efeito da tensão da rede.

Observa-se que na Figura 13 são apresentados dois circuitos. Isso acontece porque a função de transferência total do sistema é calculada a partir da soma dos efeitos da tensão da rede $V(t)$ e da tensão de saída do inversor $U_{PWM}(t)$, pelo teorema da superposição. Na Figura 13-(a), considera-se o fluxo de potência a partir do inversor para a carga e considera-se a rede como um curto. Já no segundo momento, na Figura 13-(b), considera-se o fluxo de potência da rede para a carga, considerando a tensão de saída do inversor como um curto. A partir do circuito apresentado na Figura 13-(a), é possível extrair a função de transferência que relaciona a corrente do conversor $i_1(t)$ e a tensão de saída do conversor $U_{PWM}(t)$. Esta função de transferência é descrita por

$$G_{LCL1}(s) = \frac{I_1(s)}{U_{PWM}(s)} = \frac{s^3 C_f L_2 L_L + s^2 (C_f R_L L_2 + C_f R_c L_L + C_f R_g (L_2 + L_L)) + \dots}{s^4 C_f L_1 L_2 L_L + s^3 (C_f L_1 (R_g L_L + R_g L_2 + R_L L_2) + C_f R_c L_L (L_1 + L_2)) + \dots} \cdot \frac{s(C_f R_g (R_c + R_L) R_L + C_f R_c R_L + L_L) + (R_g + R_L)}{s^2 (C_f R_c (R_L L_2 + R_g L_2 + R_g L_L) + L_L (L_1 + L_2) + C_f L_1 (R_g R_L + R_c R_g + R_c R_L)) + \dots} \quad (47)$$

$$s(C_f R_c R_g R_L + (L_1 + L_2)(R_g + R_L) + R_g L_L) + R_g R_L$$

Da mesma forma, a função de transferência que relaciona a corrente do conversor $i_1(t)$ com a tensão da rede $V(t)$ é dada por

$$G_{LCL2}(s) = \frac{I_1(s)}{V(s)} = \frac{s^2 C_f R_c L_L + s(C_f R_c R_L + L_L) + R_L}{s^4 C_f L_1 L_2 L_L + s^3 (C_f L_1 (R_g L_L + R_g L_2 + R_L L_2) + C_f R_c L_L (L_1 + L_2)) + \dots} \cdot \frac{s^2 (C_f R_c (R_L L_2 + R_g L_2 + R_g L_L) + L_L (L_1 + L_2) + C_f L_1 (R_g R_L + R_c R_g + R_c R_L)) + \dots}{s(C_f R_c R_g R_L + (L_1 + L_2)(R_g + R_L) + R_g L_L) + R_g R_L} \quad (48)$$

Como as análises se darão considerando a corrente do conversor ou a corrente da rede como variável controlada no modo conectado, é necessário que sejam encontradas também as funções de transferência que relacionam a corrente da rede $i_2(t)$ com a tensão de saída do conversor $U_{PWM}(t)$ e com a tensão da rede $V(t)$. Essas funções de transferência são dadas por (49) e (50)

$$G_{LCL3}(s) = \frac{I_2(s)}{U_{PWM}(s)} = \frac{s^2 C_f R_c L_L + s(C_f R_c (R_g + R_L) + L_L) + R_g + R_L}{s^4 C_f L_1 L_2 L_L + s^3 (C_f L_1 (R_g L_L + R_g L_2 + R_L L_2) + C_f R_c L_L (L_1 + L_2)) + \dots} \cdot \frac{s^2 (C_f R_c (R_L L_2 + R_g L_2 + R_g L_L) + L_L (L_1 + L_2) + C_f L_1 (R_g R_L + R_c R_g + R_c R_L)) + \dots}{s(C_f R_c R_g R_L + (L_1 + L_2)(R_g + R_L) + R_g L_L) + R_g R_L} \quad (49)$$

$$G_{LCL4}(s) = \frac{I_2(s)}{V(s)} = \frac{s^3 C_f L_1 L_L + s^2 (C_f L_1 R_L + C_f R_c L_L) + s (C_f R_c R_L + L_L) + R_L}{s^4 C_f L_1 L_2 L_L + s^3 (C_f L_1 (R_g L_L + R_g L_2 + R_L L_2) + C_f R_c L_L (L_1 + L_2)) + \dots} \cdot \frac{s^2 (C_f R_c (R_L L_2 + R_g L_2 + R_g L_L) + L_L (L_1 + L_2) + C_f L_1 (R_g R_L + R_c R_g + R_c R_L)) + \dots}{s (C_f R_c R_g R_L + (L_1 + L_2) (R_g + R_L) + R_g L_L) + R_g R_L} \quad (50)$$

Após encontrar as funções de transferência relativas ao sistema operando no modo conectado com a rede, deseja-se também calcular a função de transferência que modela o comportamento do sistema operando no modo ilhado. Para isso, utiliza-se o circuito equivalente apresentado na Figura 14.

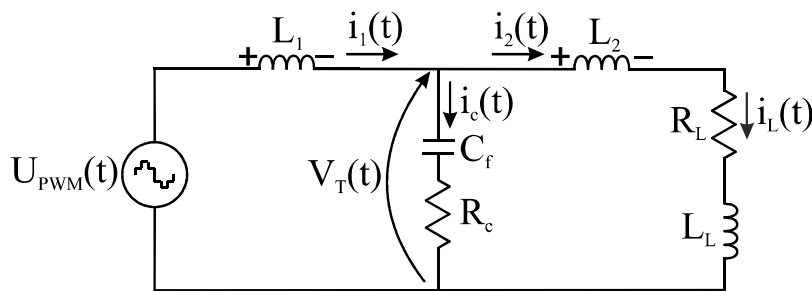


Figura 14 – Circuito equivalente do sistema por fase considerando a unidade operando no modo ilhado.

Como nesse caso, diferentemente do anterior, não existe influência da rede no comportamento do sistema, são considerados apenas os efeitos da tensão de saída do inversor. Realizando-se a análise do circuito apresentado na Figura 14, equaciona-se a função de transferência da tensão no capacitor $V_T(t)$ pela tensão de saída do inversor $U_{PWM}(t)$. Descreve-se essa função de transferência como em (51).

$$G_{LCL5}(s) = \frac{V_T(s)}{U_{PWM}(s)} = \frac{s^2 C_f R_c (L_2 + L_L) + s (C_f R_c R_L + L_2 + L_L) + R_L}{s^3 C_f L_1 (L_2 + L_L) + s^2 C_f (L_1 R_c + L_1 R_L + L_2 R_c + L_L R_c) + \dots} \cdot \frac{s (L_1 + L_2 + L_L + C_f R_c R_L) + R_L}{s (L_1 + L_2 + L_L + C_f R_c R_L) + R_L} \quad (51)$$

4.4 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se uma revisão bibliográfica a respeito das características do filtro LCL, bem como o projeto do filtro utilizado neste trabalho. A modelagem do sistema em função de transferência, que será utilizada na análise da estabilidade também foi apresentada.

No próximo capítulo serão apresentados os controladores utilizados neste trabalho: controlador de corrente, controlador de tensão e a malha suplementar de amortecimento ativo. Também será apresentada a técnica de detecção de ilhamento que será usada no trabalho.

5. CONTROLADORES DE CORRENTE E TENSÃO, MALHA SUPLEMENTAR DE AMORTECIMENTO E TÉCNICA DE DETECÇÃO DE ILHAMENTO

5.1 Considerações iniciais

Tanto para o controlador de corrente quanto para o controlador de tensão são utilizados controladores do tipo proporcional-integral (PI), com o objetivo de zerar o erro de corrente com relação à referência no modo conectado e o erro de tensão em relação à referência no modo ilhado.

As ações de controle de um controlador proporcional-integral em coordenadas síncronas são definidas por (52) e (53).

$$G_{cx d}(t) = k_p e_d(t) + k_i \int_0^t e_d(t) dt, \quad (52)$$

$$G_{cx q}(t) = k_p e_q(t) + k_i \int_0^t e_q(t) dt. \quad (53)$$

Onde e_d e e_q são os erros gerados a partir da comparação do valor de referência da grandeza a ser controlada e seu valor medido. O subscrito x será posteriormente substituído por i (corrente) ou v (tensão), dependendo do modo de controle do inversor. Os ganhos k_p e k_i são variáveis, onde k_i pode também ser representado pela relação entre k_p e T_i , que é o tempo integral. Sendo assim, uma alteração em T_i ajusta apenas a parte integral do controlador, enquanto uma variação em k_p altera tanto a porção proporcional quanto a porção integral do controlador (OGATA, 2003).

5.2 Controle do inversor conectado à rede

Quando o inversor está operando em paralelo com a rede, pode estar fornecendo energia para a carga ou injetando energia na rede. Dessa forma, é necessário que exista um

sistema de controle capaz de controlar a potência ativa e reativa que flui no ponto de conexão da unidade de geração com a rede.

Neste trabalho, esta malha de controle presente no inversor é chamada de malha de controle de corrente, pois através das referências de potência ativa e reativa, gera-se as referências de corrente nos eixos d e q, conforme (56) e (57). A Figura 15 apresenta o diagrama de blocos desta malha de controle (SHAN et al., 2012).

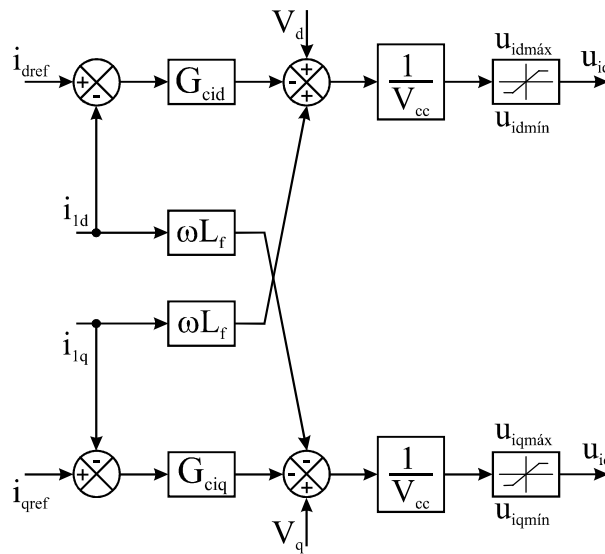


Figura 15 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.

A partir deste diagrama de blocos, é possível perceber que o controle consiste em comparar uma referência de corrente i_{dqref} com o valor medido i_{dq} , a partir do erro, realizar as operações necessárias utilizando o controlador PI (G_{cid} e G_{ciq}), adicionar termos relacionados à frequência da rede e à indutância do filtro utilizado na conexão ω e L_f (L_1+L_2), além das tensões medidas V_{dq} . A partir de tudo isso, tem-se uma tensão no eixo d e outra no eixo q que não devem ultrapassar os limites definidos pela tensão CC gerada pela GD. A partir disso são gerados os sinais de controle u_{id} e u_{iq} que após transformações matemáticas serão enviados ao PWM.

As equações de controle que podem ser obtidas a partir deste diagrama de blocos são apresentadas em (54) e (55).

$$u_{id} = \frac{V_d + \omega L_f i_{iq} - \left[k_{pi} (i_{dref} - i_d) + k_{ii} \int_0^t (i_{dref} - i_d) dt \right]}{V_{cc}}. \quad (54)$$

$$u_{iq} = \frac{V_q - \omega L_f i_d - \left[k_{pi}(i_{qref} - i_q) + k_{ii} \int_0^t (i_{qref} - i_q) dt \right]}{V_{cc}}. \quad (55)$$

Nota-se, através das equações que representam a ação de controle total do controlador que existem três parcelas que contribuem para o controle da corrente do inversor. Uma parcela corresponde à ação de controle gerada pelo controlador proporcional-integral, a outra parcela, somada a esta primeira, são as componentes no eixo direto e no eixo em quadratura da tensão medida na rede e a terceira parcela corresponde aos termos de desacoplamento. Os termos de desacoplamento correspondem a uma parcela muito pequena da ação de controle total, não representando grande prejuízo caso não sejam utilizadas. A parcela da tensão da rede (*feedforward*) deve ser utilizada nos casos em que o inversor é conectado à rede em tensão nominal, sem que haja um variador de tensão entre o inversor e a rede, fazendo com que a tensão aumente gradativamente, pois se utilizada no primeiro caso, esta parcela ajuda a reduzir a parcela da ação de controle total que é dependente do controlador proporcional-integral. Por outro lado, se utilizada no segundo caso, poderá inserir distúrbio no controlador e prejudicar a resposta deste.

As referências de corrente são geradas através das equações (56) e (57) (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

$$i_{dref} = \frac{2}{3} \frac{P \cdot V_d + Q \cdot V_q}{V_d^2 + V_q^2}. \quad (56)$$

$$i_{qref} = \frac{2}{3} \frac{P \cdot V_q - Q \cdot V_d}{V_d^2 + V_q^2}. \quad (57)$$

Além disso, pode-se definir as potências ativa e reativa nos eixos d e q como em (58) e (59) (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011)

$$P_{dq} = \frac{3}{2} (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q), \quad (58)$$

$$Q_{dq} = \frac{3}{2} (V_q \cdot i_d - V_d \cdot i_q). \quad (59)$$

5.3 Controle do inversor no modo ilhado

A partir do momento em que a geração principal é perdida devido a falhas nos equipamentos de proteção, curto-circuito na rede ou qualquer outro motivo, é necessário que a unidade de geração distribuída detecte esse modo de operação isolado e altere o seu modo de controle de corrente para controle de tensão e frequência. Dessa forma, a unidade fornecerá tensão com magnitude e frequência fixas para a carga.

Para que esse controle seja realizado, implementa-se um regulador de tensão que, por sua vez, gera um índice de modulação PWM adequado. Deste modo, o sinal de controle é enviado para as chaves semicondutoras, fazendo com que o sinal de saída do inversor seja, após a filtragem, adequado para alimentar a carga.

A Figura 16 apresenta o diagrama de blocos correspondente à malha de controle V-f do conversor. A malha é muito semelhante à apresentada na Figura 15, porém com alguns termos diferentes (GUO, SHA e LIAO, 2014).

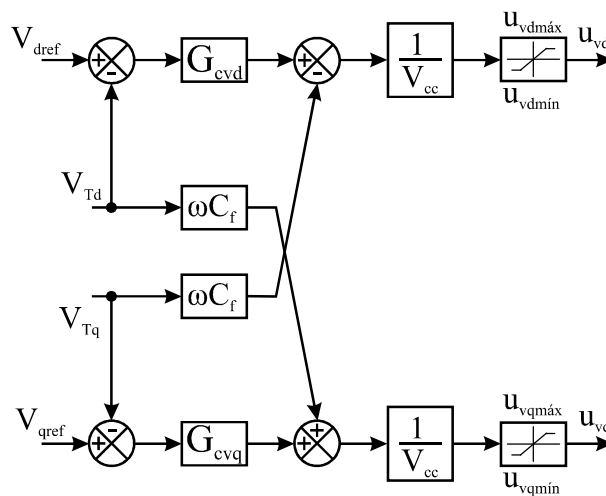


Figura 16 – Diagrama de blocos da malha de controle V-f.

A partir do diagrama de blocos, é possível encontrar as equações que regem os sinais u_{vd} e u_{vq} , ou seja, os sinais de controle das chaves semicondutoras. Esses sinais estão representados em (60) e (61)

$$u_{vd} = \frac{\left[k_{pv}(V_{dref} - V_{Td}) + k_{iv} \int_0^t (V_{dref} - V_{Td}) dt - V_{Tq} \omega C_f \right]}{V_{cc}}, \quad (60)$$

$$u_{vq} = \frac{\left[k_{pv}(V_{qref} - V_{Tq}) + k_{iv} \int_0^t (V_{qref} - V_{Tq}) dt + V_{Td} \omega C_f \right]}{V_{cc}}. \quad (61)$$

No caso do controle de tensão, existem duas parcelas que são responsáveis pela ação de controle total do controlador, a parcela do controlador PI e a parcela de desacoplamento, que para este caso utiliza o valor da capacitância do filtro e não da indutância. O termo *feedforward* da tensão da rede não é utilizado neste caso justamente porque o inversor está desconectado da rede e não existe influência desta na resposta do controlador.

5.4 Malha de amortecimento ativo

Neste trabalho além dos diferentes modos de controle, das diferentes variáveis controladas e da variação dos parâmetros da carga, os cenários também serão avaliados conforme o tipo de amortecimento que está sendo usado (sem amortecimento, amortecimento passivo ou amortecimento ativo).

A técnica de amortecimento ativo utilizada neste trabalho é apresentada em PARKER, MCGRATH e HOLMES (2014). Esta técnica utiliza a corrente do capacitor do filtro LCL como variável a ser realimentada na malha. A técnica foi escolhida por ser de simples implementação e porque como neste trabalho são realizadas medições das correntes dos dois indutores, não é necessário mais um sensor de corrente no capacitor, pois a corrente neste componente pode ser calculada pela diferença entre a corrente do conversor e a corrente da rede.

Nesta seção são apresentados os diagramas de bloco após a inserção da malha de amortecimento ativo, para que se tenha um melhor entendimento a respeito de como é realizada esta técnica. Na Figura 17 é apresentado o diagrama de blocos quando a variável controlada é a corrente do conversor.

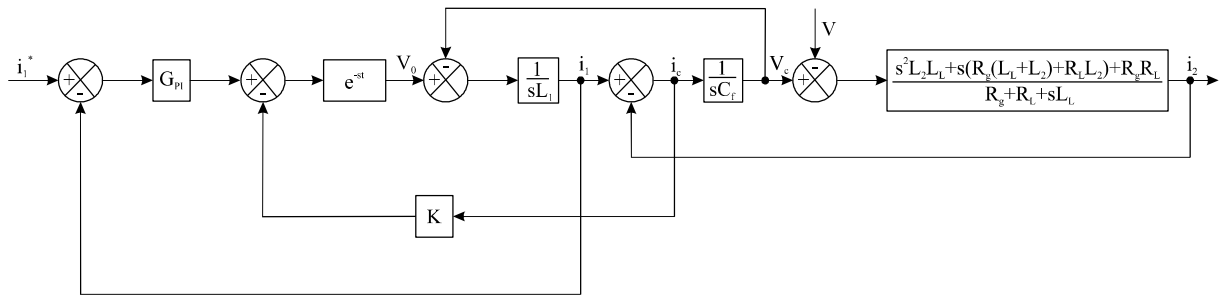


Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema conectado à rede, corrente do conversor como variável controlada e malha de amortecimento ativo.

Na Figura 18, apresenta-se o diagrama de blocos do sistema com amortecimento ativo quando a variável controlada é a corrente da rede.

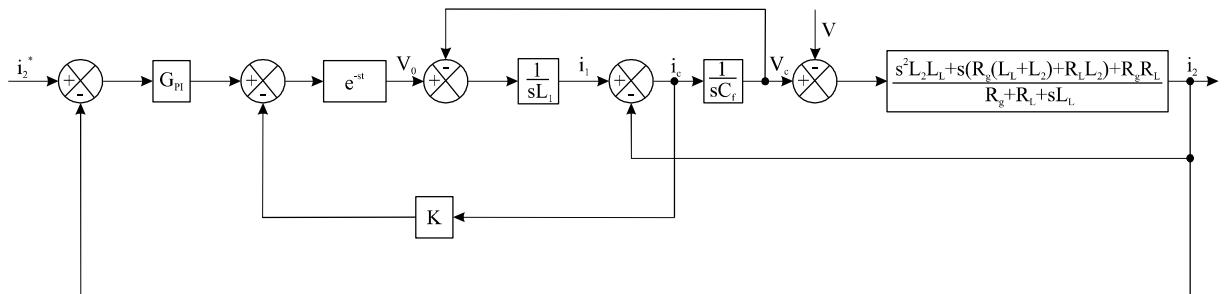


Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema conectado à rede, corrente da rede como variável controlada e malha de amortecimento ativo.

Por fim, quando o sistema está operando no modo ilhado, a tensão no capacitor do filtro LCL é a variável controlada. O diagrama de blocos com a malha de amortecimento ativo para este caso, é apresentado na Figura 19.

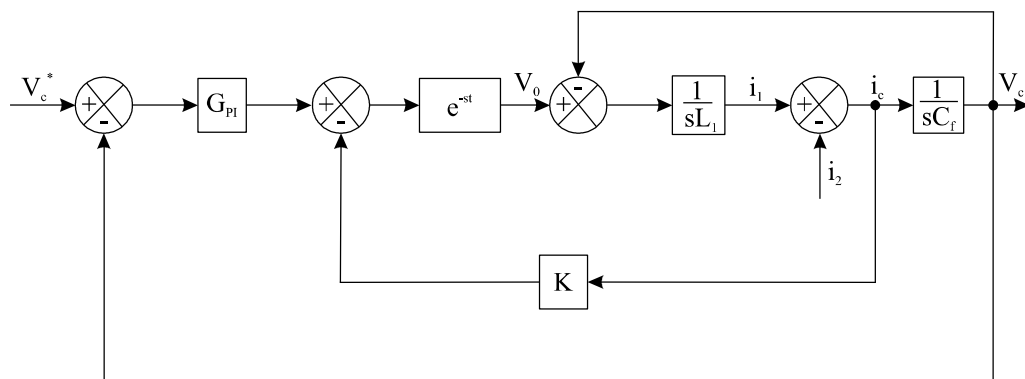


Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema conectado apenas à carga, tensão do capacitor do filtro LCL como variável controlada e malha de amortecimento ativo.

5.5 Projeto dos controladores de corrente e de tensão

Os ganhos do controlador PI podem ser calculados de acordo com requisitos de projeto pré-estabelecidos, além de características do filtro. Essas características são a largura de banda do controlador ω_c , o coeficiente de amortecimento ζ e a indutância do filtro. Este projeto pode ser utilizado tanto para um filtro indutivo, quanto para o filtro LCL que é utilizado neste trabalho. Para este segundo caso, a indutância L_f presente em (62) e (63) corresponde à soma das indutâncias L_1 e L_2 . Esta metodologia é proposta em KANIESKI (2010).

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_c L_f}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (62)$$

$$k_i = \left(\frac{\omega_c}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right)^2 L_f \quad (63)$$

Para o projeto do controlador de corrente, utiliza-se uma largura de banda de 2513,3 rad/s (400 Hz) e um coeficiente de amortecimento de 0,6. Para o controlador de tensão, a largura de banda utilizada é quatro vezes menor, ou seja, 628,3185 rad/s (100 Hz) e o coeficiente de amortecimento é de 0,6.

A partir destes requisitos de projeto, os ganhos encontrados para o controlador de corrente foram: $k_{pi} = 2,5054$ e $k_{ii} = 2724,4$. Para o controlador de tensão, os ganhos encontrados foram: $k_{pv} = 0,6264$ e $k_{iv} = 170,2769$. O cálculo do ganho da malha de amortecimento ativo é realizado utilizando-se (64), que é apresentada em PARKER, MCGRATH e HOLMES (2014).

$$K = \frac{k_p \cdot L_1}{L_1 + L_2} \quad (64)$$

Após o cálculo dos ganhos, ajustou-se estes para os valores apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Ganhos dos controladores de tensão, corrente e da malha de amortecimento ativo.

Controlador de corrente		Controlador de tensão		Malha de amortecimento ativo
k_{pi}	k_{ii}	k_{pv}	k_{iv}	K
2	2750	0,09	200	2

5.6 Técnica de detecção de ilhamento: *General Electric Voltage Scheme* (GEVS)

Diariamente ocorrem distúrbios nos sistemas elétricos de potência. Esses distúrbios podem fazer com que as grandezas do sistema tendam à instabilidade, obrigando os dispositivos de proteção a desligarem total ou parcialmente algumas unidades de geração de grande porte. Quando essa situação ocorre, é possível que uma porção do sistema continue sendo alimentada pelas unidades de geração distribuída que estão conectadas à rede principal de distribuição de energia. Essa condição do sistema é chamada de ilhamento e, como visto anteriormente, é uma situação não permitida pelas concessionárias de energia.

Desse modo, é necessário que as unidades de geração distribuída tenham a capacidade de detectar a situação de ilhamento e desconectar-se do sistema a partir do momento da ocorrência deste modo de operação.

Diversos trabalhos já propuseram diferentes técnicas de detecção de ilhamento e cada uma delas possui vantagens e desvantagens. Pode-se dividir as técnicas de detecção em dois grandes grupos: técnicas remotas e técnicas locais (AGUIAR, 2013).

As técnicas remotas caracterizam-se por ocorrer com base na comunicação entre a rede de distribuição e a unidade de geração distribuída. Essas técnicas possuem uma pequena zona de não-deteção, resultando em grande eficiência no cumprimento de sua função. Porém, como desvantagem, é necessário um alto investimento financeiro na implementação das técnicas remotas, em comparação com as técnicas locais (AGUIAR, 2013). Dois exemplos de técnicas remotas são: *Transfer trip scheme* e *Power line signaling scheme* (MAHAT, CHEN e JENSEN, 2008).

No caso das técnicas locais, a própria GD identifica a condição de ilhamento. Podem ser divididas em outros dois subgrupos: técnicas passivas e técnicas ativas. As técnicas ativas atuam de forma que desestabilizem a unidade de geração quando a condição de ilhamento é detectada. A vantagem mais significativa na utilização de técnicas ativas para

detecção de ilhamento é a de que sua região de não detecção¹ (NDZ, do inglês *non-detection zone*), é muito pequena, reduzindo as chances de falha no momento da detecção. A principal desvantagem deste tipo de técnica é a de que a qualidade da energia fornecida pela unidade é degradada (AGUIAR, 2013).

O algoritmo ou técnica anti-ilhamento utilizado neste trabalho é o *General Electric Voltage Scheme* (GEVS). Este esquema foi escolhido em detrimento de outros possíveis porque pode ser facilmente implementado nas malhas de controle tradicionais presentes em um inversor que será conectado à rede, como é o caso deste trabalho.

O esquema GEVS consiste em detectar variações na tensão da rede de eixo direto (V_d), enviar este sinal a um filtro passa-banda, multiplicar o sinal resultante por um ganho e limitar este sinal. A partir disso, gera-se um sinal de variação de corrente de eixo d (Δi_d), que é adicionada à diferença entre a corrente de eixo direto medida e a referência desta corrente. O diagrama de blocos desta técnica é representado na porção destacada da Figura 20 (AGUIAR, 2013) (DU, et al., 2010) (YE, et al., 2004).

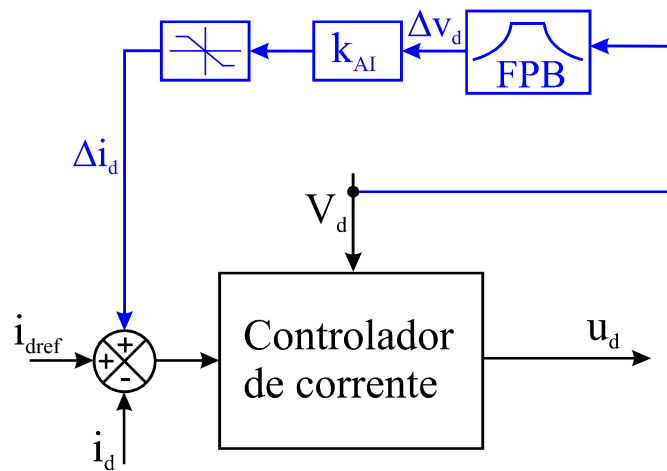


Figura 20 – Esquema de detecção de ilhamento *General Electric Voltage Scheme* (GEVS).

O esquema GEVS pode ser representado na forma de função de transferência por (65)

$$H_{AI}(s) = k_{AI} \frac{sT_w}{(1+sT_w)(1+sT_0)}. \quad (65)$$

¹ A região de não detecção é a região onde a carga local atua em que os métodos de detecção de ilhamento não são capazes de detectar essa condição do sistema (AGUIAR, 2013).

Neste trabalho, utiliza-se:

- $k_{AI} = 0,3$;
- $T_w = 1/58$ s;
- $T_o = 1/62$ s.

5.7 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se o diagrama de blocos, a modelagem e o projeto dos controladores de corrente e de tensão utilizados neste trabalho. A estrutura destes controladores, bem como as equações que os regem foram apresentadas. A malha de amortecimento ativo que será implementada também foi apresentada. Realizou-se o projeto dos ganhos das malhas de controle. Por fim, explanou-se a respeito da técnica de detecção anti-ilhamento que é utilizada neste trabalho. Apresentou-se o seu esquema em diagrama de blocos, o equacionamento em função de transferência e os parâmetros que são utilizados em cada etapa que constitui o método.

No próximo capítulo será realizada a análise da estabilidade do sistema proposto neste trabalho sob diversas condições de operação.

6. ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA

6.1 Considerações iniciais

Nesta seção, a estabilidade do sistema composto pelo conversor trifásico, pelo filtro LCL e pela carga RL será analisada. Serão utilizadas duas ferramentas de análise: lugar das raízes e diagrama de Bode do sistema.

Após encontrar as funções de transferência no domínio contínuo, aplica-se um segurador de ordem zero (ZOH), do inglês *Zero-Order Holder* a (47) e (48). O período de discretização é de 83,33 μ s.

O primeiro caso analisado será com o inversor conectado à rede e à carga, sendo a variável controlada a corrente no primeiro indutor do filtro LCL ou corrente do conversor. O segundo caso proposto é o do conversor também conectado à rede e à carga, porém a variável controlada é a corrente no segundo indutor do filtro LCL ou corrente da rede. Por fim, o terceiro caso é aquele em que o inversor opera apenas alimentando a carga local e a variável controlada é a tensão do capacitor do filtro.

Para cada caso o valor da resistência da carga é alterado entre 20/70/120 Ω , enquanto o valor da indutância é alterado entre 1,2/2,2/3,2 mH.

Os ganhos do sistema de controle utilizados em todos os casos são os mesmos apresentados na Tabela 2.

6.2 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente do conversor

Primeiramente, para que a análise da estabilidade seja realizada, apresenta-se os diagramas do lugar das raízes para os três casos: sem amortecimento, com amortecimento passivo e com amortecimento ativo. Nos três casos a carga está sendo alterada entre os valores apresentados anteriormente. A Figura 21 apresenta esses diagramas.

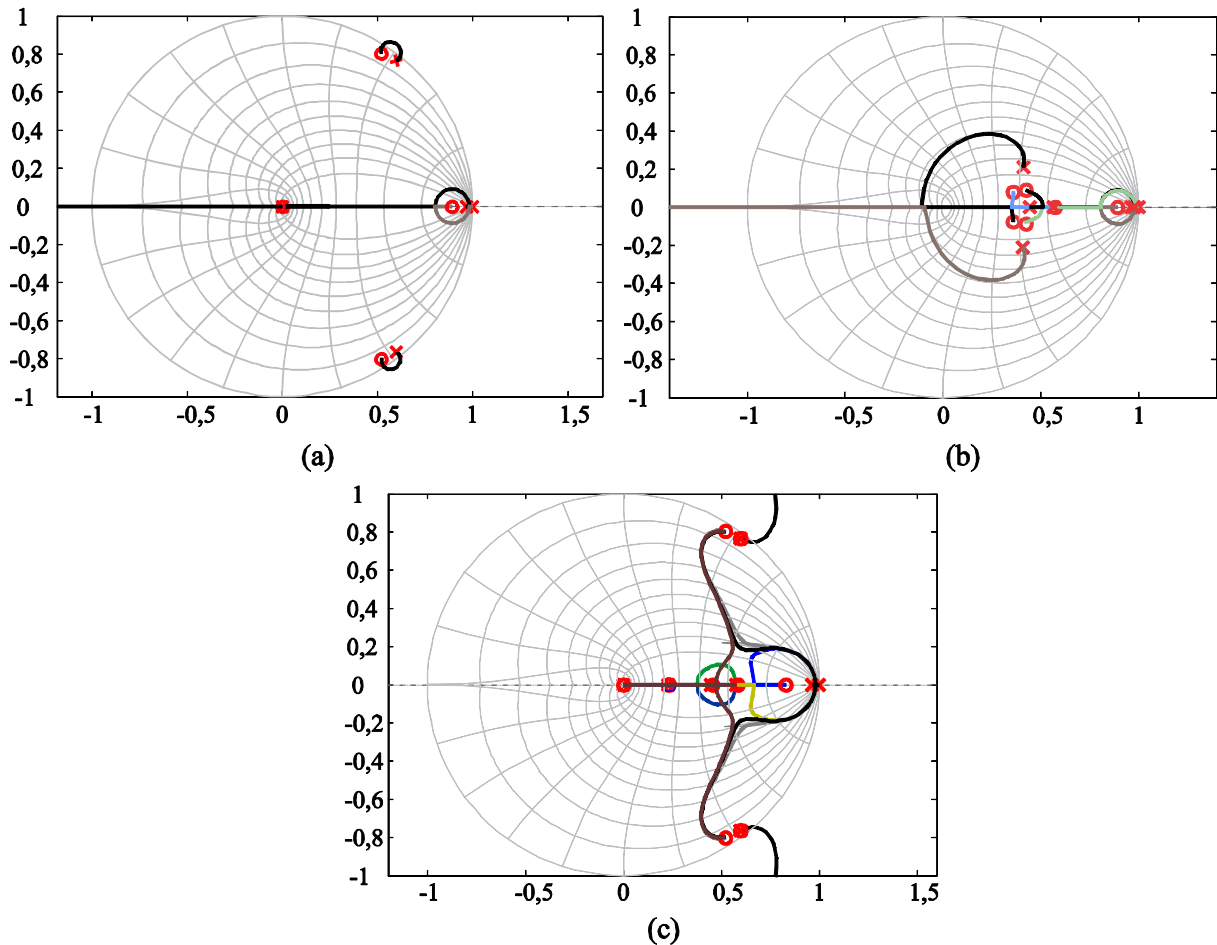


Figura 21 – Lugar das raízes para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente do conversor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.

Observando o caso sem amortecimento, na Figura 21-(a), verifica-se que todos os polos estão localizados dentro do círculo de raio unitário. Pode-se dizer então, que o sistema é estável para uma determinada faixa de ganhos (0 a 2,1), pois em determinado momento verifica-se que os polos complexo-conjugados possuem um traçado que vai para a região externa do círculo, fazendo com que o sistema seja instável para esta faixa de ganhos. Não há variações significativas na localização dos polos e zeros quando os parâmetros da carga são alterados.

Analisando o resultado apresentado na Figura 21-(b), que corresponde ao caso em que o amortecimento passivo é inserido, observa-se uma mudança bastante significativa na localização dos polos e zeros. Nota-se que o sistema torna-se estável para uma vasta região de ganhos (0 a 18,6) e que somente um polo se desloca para fora do círculo de raio unitário em determinado momento devido a presença de um zero de fase não-mínima fora do círculo.

Na Figura 21-(c) apresenta-se o resultado para o caso em que a técnica de amortecimento ativo foi inserida no sistema. Analisando o lugar das raízes apresentado,

observa-se que o sistema é estável também para uma faixa limitada de ganhos (0 a 66,3). Nota-se que o zero de fase não-mínima existente para os outros dois casos agora é deslocado para o interior do círculo de raio unitário, porém os polos complexo-conjugados estão localizados próximos à borda do círculo, mas ainda na região de estabilidade. Tanto para o caso com amortecimento ativo quanto para o amortecimento passivo, a mudança nos parâmetros da carga também não alterou significativamente a localização dos polos e zeros.

Após a análise com os diagramas do lugar das raízes, utiliza-se também os diagramas de Bode do sistema para verificar o que foi apresentado na Figura 21. Os diagramas de Bode obtidos para o caso analisado são apresentados na Figura 22.

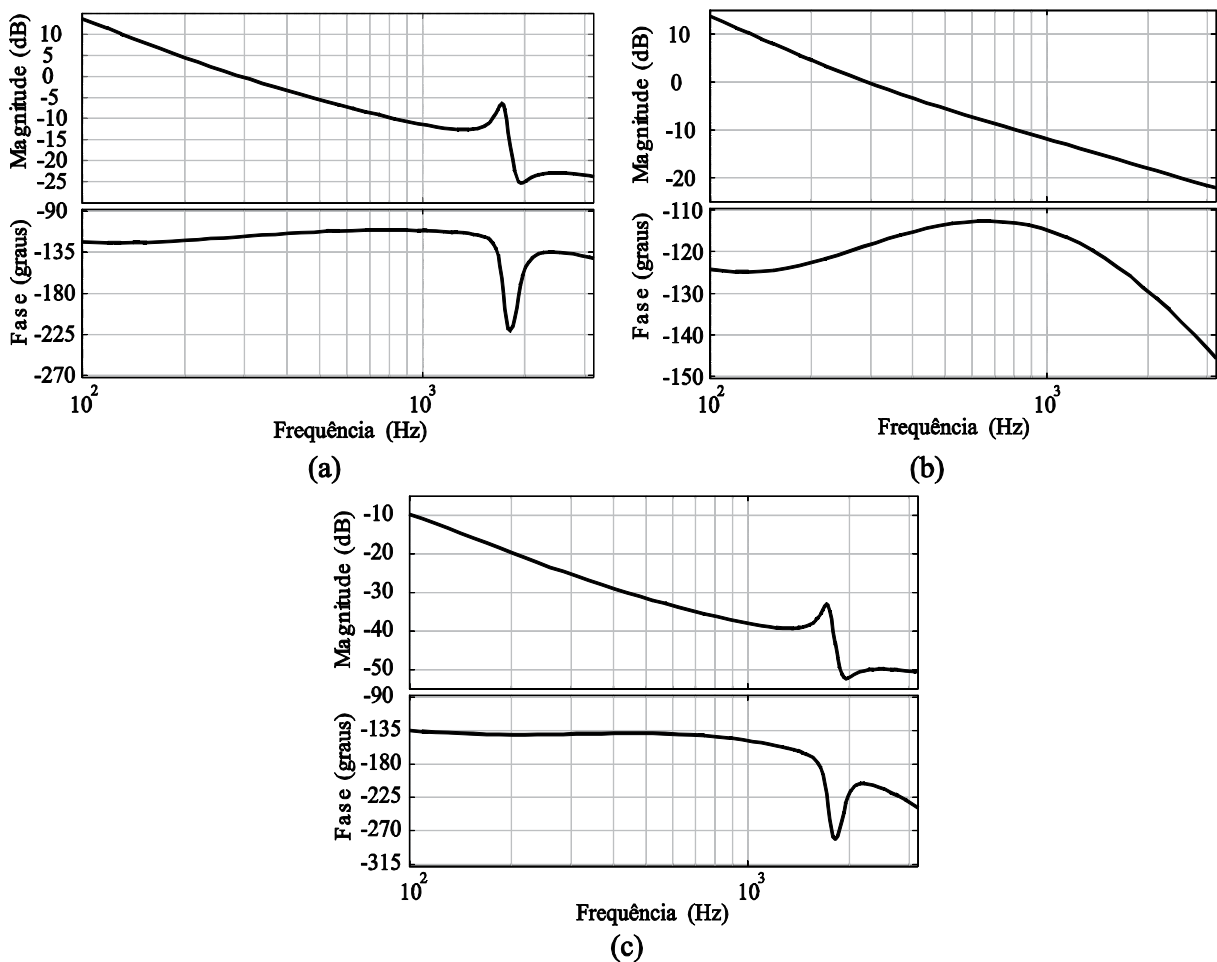


Figura 22 – Diagrama de Bode de malha direta para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente do conversor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.

Analisando a Figura 22-(a), nota-se um pequeno pico de ressonância na frequência de ressonância do filtro, porém, neste ponto o ganho já está abaixo de 0 dB e o sinal já está sendo atenuado nesta faixa de frequência. A margem de fase para todas as

variações de carga é de $61,8^\circ$ e a margem de ganho varia pouco de um caso para o outro, permanecendo na faixa de 25 a 26,2 dB.

Na Figura 22-(b) verifica-se que o pico de ressonância que existia antes desaparece com a inserção do amortecimento passivo. Além do pico de ressonância ter sido amortecido, a margem de fase aumentou um pouco, indo para 62° . Já a margem de ganho permaneceu na mesma faixa, em 25,4 dB.

Na Figura 22-(c), apresenta-se o resultado após a inserção da técnica de amortecimento ativo. Observa-se um comportamento semelhante ao primeiro caso, porém, se observada a escala, nota-se que a curva foi deslocada para baixo no diagrama de ganhos, fazendo com que a margem de ganho aumentasse. Para este caso, a margem de fase é de $61,2^\circ$ e a margem de ganho de 36,8 dB. Não houve mudanças significativas com a alteração dos parâmetros da carga. Um resumo dos resultados obtidos para este caso é apresentado na Tabela 3.

Tabela 3 – Resumo dos resultados obtidos para: corrente do conversor como variável controlada.

Amortecimento	Carga	Lugar das raízes		Diagrama de Bode	
		Ganhos - Região de estabilidade	Margem de fase	Margem de ganho	
Sem amortecimento	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	25 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	25,1 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	25,4 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	26 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	26 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	26 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	26,2 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	26,2 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	0 a 2,1	$61,8^\circ$	26,2 dB
Amortecimento passivo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	18,6	62°	25,4 dB
Amortecimento ativo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	66,3	$61,2^\circ$	36,8 dB

6.3 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente da rede

Novamente, a primeira análise é realizada através dos diagramas do lugar das raízes. Os diagramas para os casos sem amortecimento, com amortecimento passivo e com amortecimento ativo são apresentados na Figura 23.

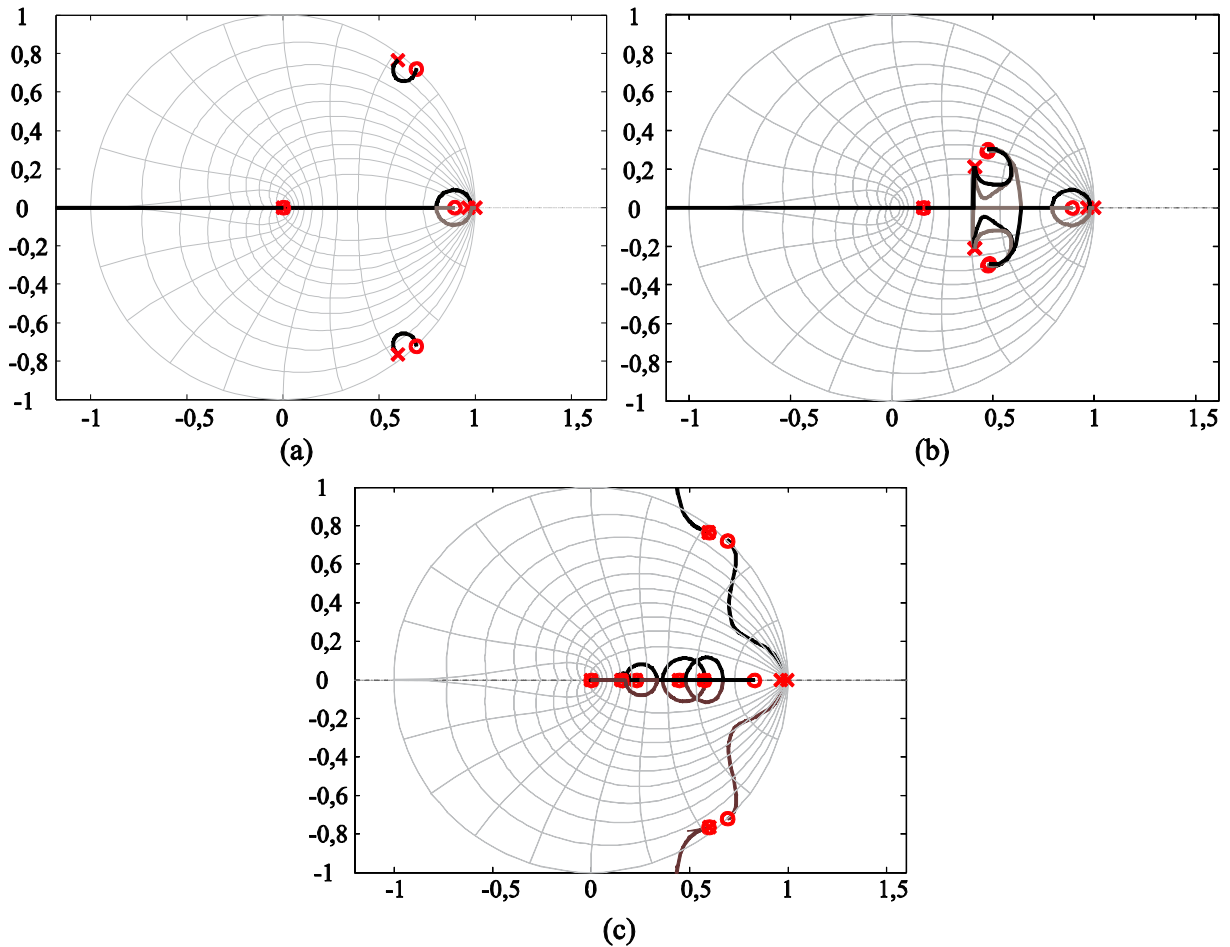


Figura 23 – Lugar das raízes para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente da rede (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.

Observando-se a Figura 23-(a), nota-se certa semelhança com o caso em que a variável controlada é a corrente do conversor. Para o caso em que a variável controlada é a corrente da rede, porém, os polos complexo-conjugados permanecem dentro do círculo de raio unitário para toda a faixa de ganhos. Existe novamente um zero de fase não-mínima que faz com que a faixa de ganhos para os quais o sistema é estável seja limitada novamente, pois um dos polos reais é levado para fora do círculo de raio unitário, em direção a este zero a partir de quando o ganho passa a ser maior que 11,9.

Quando o amortecimento passivo é inserido no sistema, os polos complexo-conjugados são deslocados mais para o centro do círculo de raio unitário, região de maior amortecimento dos modos do sistema. Nota-se isso através da Figura 23-(b). A faixa de ganhos para a qual o sistema é estável também é limitada e o maior ganho ao qual se pode chegar neste caso é de 12,5. Não há variação significativa na localização dos polos e zeros do sistema quando os parâmetros da carga são alterados.

Na Figura 23-(c) apresenta-se o resultado da localização dos polos e zeros do sistema quando o amortecimento ativo é inserido. Semelhante ao caso sem amortecimento, há um par de polos complexo-conjugados localizado próximo a borda do círculo de raio unitário, fazendo com que o sistema seja estável para uma faixa limitada de ganhos. Neste caso, esta faixa vai de 0 a 97,9. Para este cenário também não há alterações significativas no comportamento do sistema conforme altera-se os parâmetros da carga.

A segunda análise para este caso é realizada através dos diagramas de Bode para os diferentes cenários propostos. Estes diagramas são apresentados na Figura 24.

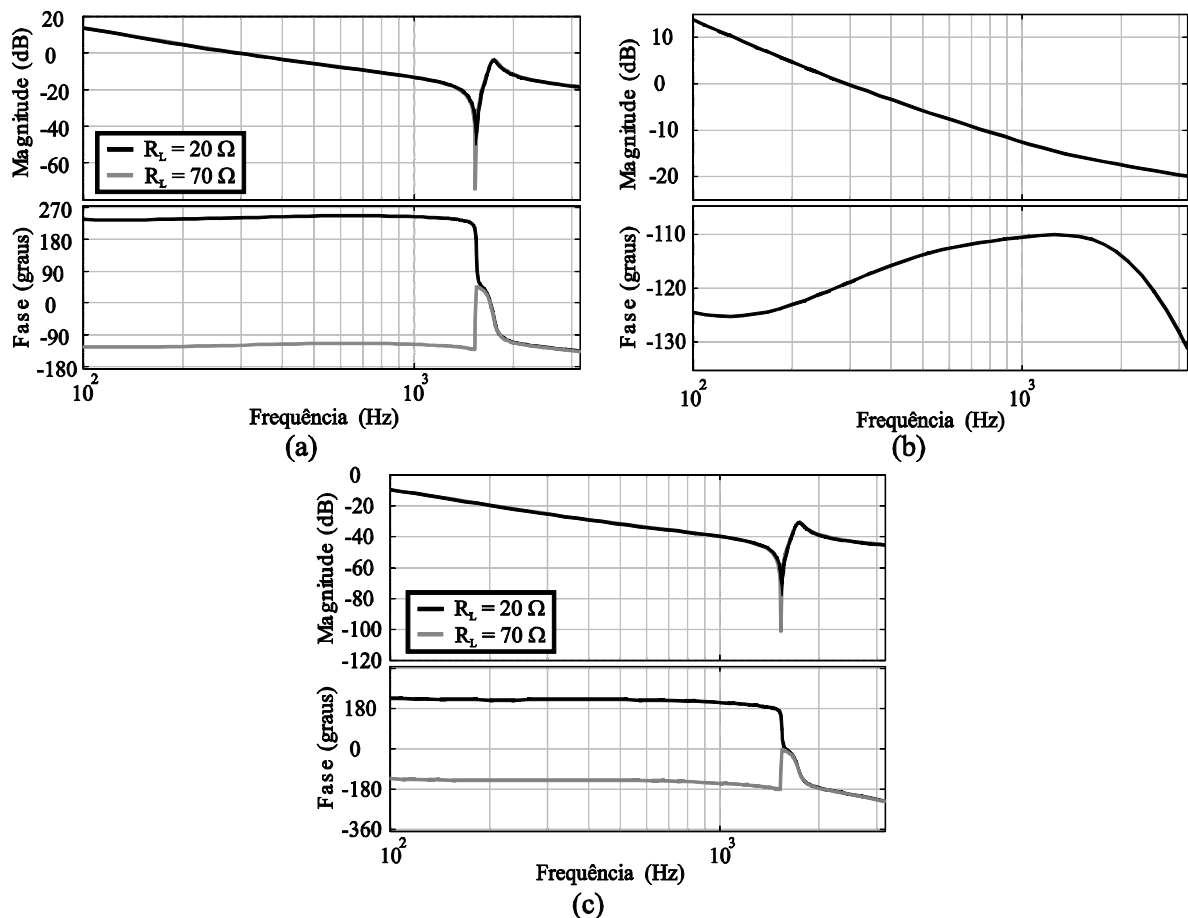


Figura 24 – Diagrama de Bode de malha direta para o sistema conectado à rede e à carga e variável controlada sendo a corrente da rede (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.

Novamente na análise dos diagramas de Bode, inicia-se a partir do cenário sem amortecimento (Figura 24-(a)) e, neste caso nota-se novamente um pico na frequência de ressonância do filtro LCL, porém, como no caso anterior, este pico está abaixo de 0 dB, ou seja, o sinal já está sendo atenuado nesta frequência. A margem de fase para este caso é de $60,9^\circ$ para o caso em que o valor da resistência da carga é 20Ω e $61,2^\circ$ para 70 e 120Ω . São mostrados apenas os resultados de 20 e 70Ω porque para 120Ω o resultado foi parecido com o caso de 70Ω e ficaria difícil visualizar os três casos no diagrama.

Na Figura 24-(b), apresenta-se o resultado para o caso em que o amortecimento passivo é utilizado. Percebe-se que o pico de ressonância foi totalmente atenuado, corroborando os resultados obtidos no diagrama do lugar das raízes, onde o sistema ficou mais amortecido após a inserção do resistor. Para este caso, a margem de ganho é de 21,9 dB e a margem de fase de $60,7^\circ$. Não houve alterações significativas com a variação dos parâmetros da carga.

O resultado apresentado na Figura 24-(c) corresponde ao caso com o amortecimento ativo. Novamente o diagrama de Bode ficou semelhante ao caso sem amortecimento, porém, a margem de ganho aumentou em todos os casos. Com $R_L = 20 \Omega$, a margem de ganho subiu para 51 dB e para 70 e 120Ω esta margem é de 39,3 dB. A margem de fase é de $59,8^\circ$ para 20Ω e $61,1^\circ$ para 70 e 120Ω .

Na Tabela 4 apresenta-se um resumo dos resultados obtidos nesta seção.

Tabela 4 – Resumo dos resultados obtidos para: corrente da rede como variável controlada.

Amortecimento	Carga	Lugar das raízes		Diagrama de Bode	
		Ganhos - Região de estabilidade	Margem de fase	Margem de ganho	
Sem amortecimento	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	11,9	60,9°	41,4 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	11,9	60,9°	39,9 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	11,9	60,9°	40,9 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	11,9	61,2°	21,5 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	11,9	61,2°	21,5 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	11,9	61,2°	21,5 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	11,9	61,2°	21,5 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	11,9	61,2°	21,5 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	11,9	61,2°	21,5 dB
Amortecimento passivo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	12,5	60,7°	21,9 dB
Amortecimento ativo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	97,9	59,8°	51 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	97,9	59,8°	51 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	97,9	59,8°	51 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	97,9	61,1°	39,3 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	97,9	61,1°	39,3 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	97,9	61,1°	39,3 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	97,9	61,1°	39,3 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	97,9	61,1°	39,3 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	97,9	61,1°	39,3 dB

6.4 Inversor conectado apenas à carga – Controle da tensão no capacitor

Após realizar a análise da estabilidade dos dois casos em que controla-se correntes do sistema, no caso ilhado ou conectado apenas à carga, a variável controlada é a tensão no capacitor do filtro LCL. A análise seguirá o mesmo padrão, ou seja, os diagramas do lugar das raízes serão analisados para os casos sem amortecimento, com amortecimento passivo e com amortecimento ativo, todos com variações nos parâmetros da carga. Posteriormente os diagramas de Bode serão apresentados para análise e por fim um resumo dos resultados será apresentado.

Os resultados dos diagramas do lugar das raízes para estes casos são apresentados na Figura 25.

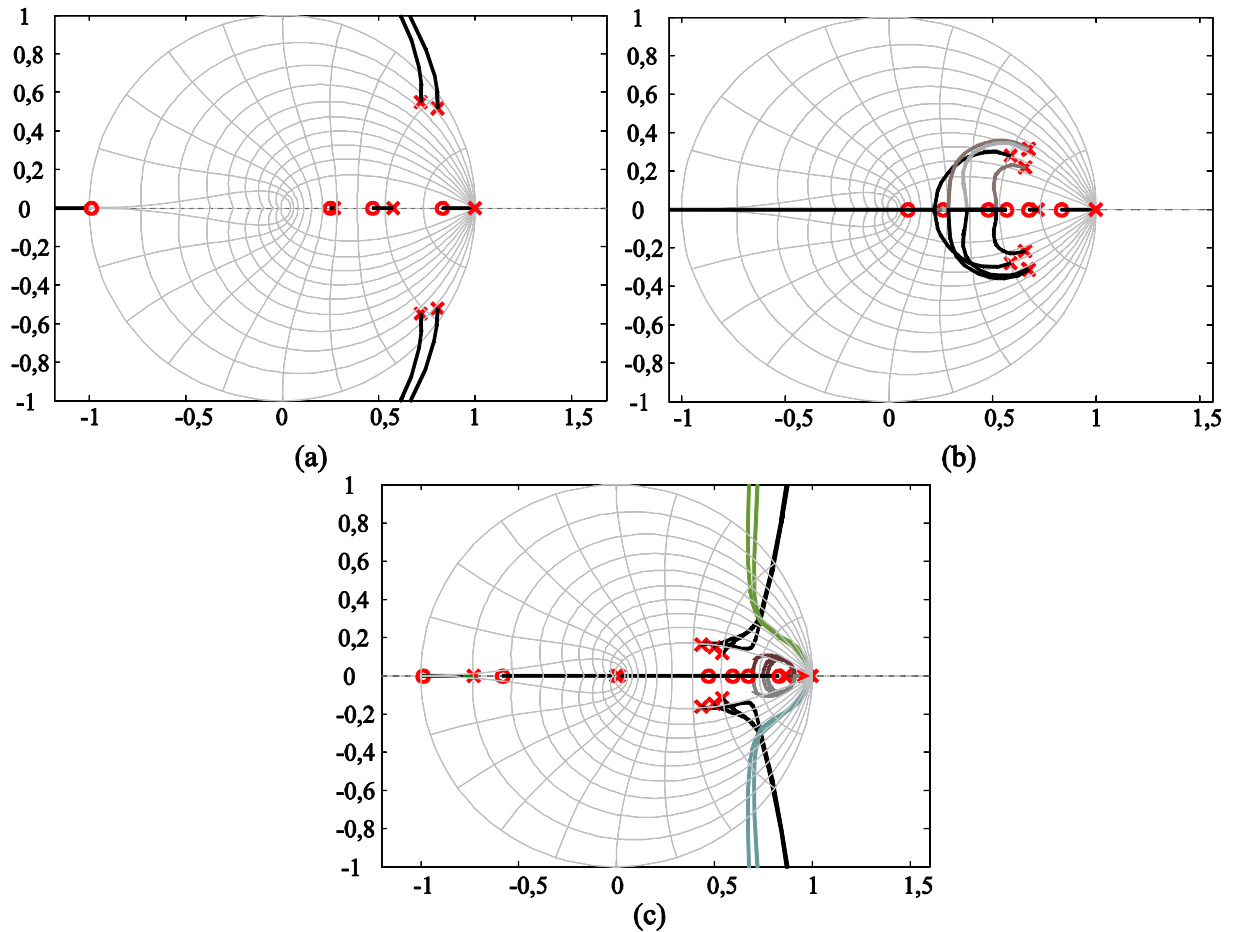


Figura 25 – Lugar das raízes para o sistema conectado apenas à carga e variável controlada sendo a tensão no capacitor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.

Analisando o caso sem amortecimento apresentado na Figura 25-(a), nota-se que o sistema novamente é estável para uma faixa limitada de ganhos. Os polos complexo-conjugados são levados para fora do círculo de raio unitário em direção a um zero localizado na borda do círculo. Para $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$ a faixa de ganhos para a qual o sistema é estável vai de 0 a 7,12. Para o mesmo valor de resistência e $L_L = 2,2 \text{ mH}$ e $3,2 \text{ mH}$, esta faixa vai de 0 a 4,6 e 0 a 3,27, respectivamente. Quando a resistência é 70Ω , a faixa de ganhos vai de 0 a 2,9 para todos os valores de indutância. Quando $R_L = 120 \Omega$, esta faixa vai de 0 a 1,86 para todas as indutâncias.

Quando o amortecimento passivo é inserido, os polos e zeros localizam-se no plano conforme apresentado na Figura 25-(b). Neste caso, os polos complexo-conjugados foram deslocados para o centro do círculo de raio unitário, significando a melhora no amortecimento dos modos ligados a estes polos. O sistema é estável para a faixa de ganhos entre 0 e 39. Conforme varia-se os parâmetros da carga, esta faixa de ganhos não é alterada.

Após a inserção do amortecimento ativo, o resultado obtido para o lugar das raízes do sistema é apresentado na Figura 25-(c). Observa-se nesta figura que novamente o sistema é estável para uma faixa limitada de ganhos. Neste caso, conforme varia-se a resistência da carga, altera-se esta faixa de ganhos. Para $R_L = 20 \Omega$, os ganhos para o qual o sistema é estável vão de 0 a 49,7. Já quando a resistência é de 70Ω esta faixa de ganhos vai de 0 a 202. Por fim, quando $R_L = 120 \Omega$ os valores de ganho vão de 0 a 361. A variação da indutância da carga não alterou significativamente estes resultados.

Apresenta-se agora os diagramas de Bode para o caso ilhado, onde a variável controlada é a tensão no capacitor do filtro LCL. Este resultado é apresentado na Figura 26.

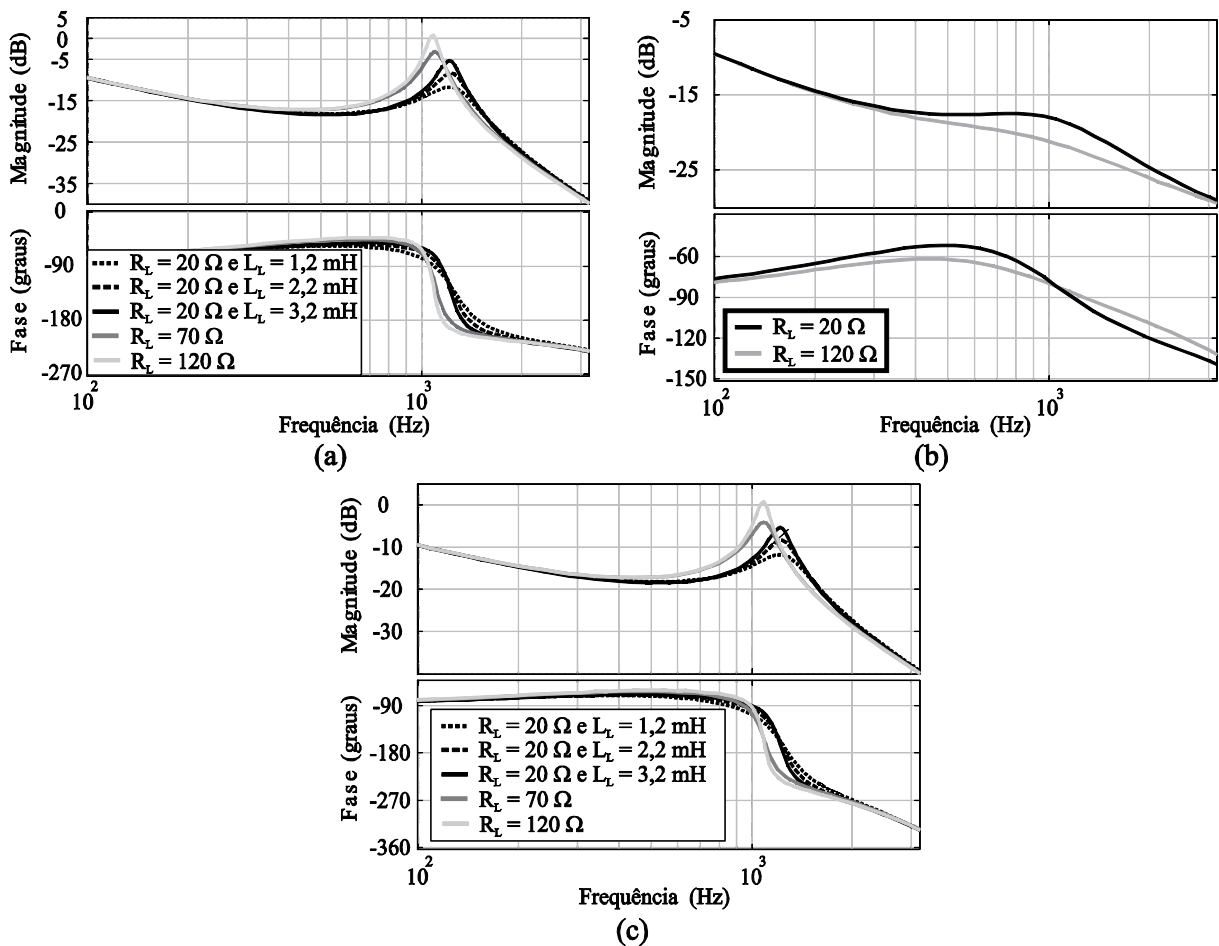


Figura 26 – Diagrama de Bode de malha direta para o sistema conectado apenas à carga e variável controlada sendo a tensão no capacitor (a) sem amortecimento; (b) com amortecimento passivo; (c) com amortecimento ativo.

Analisando a Figura 26-(a), nota-se que há vários picos, dependendo do valor da resistência e da indutância da carga, porém estes picos não estão localizados na frequência de ressonância do filtro. Quando $R_L = 20 \Omega$, este pico está em 1,23 kHz, quando $R_L = 70 \Omega$, o pico está em 1,1 kHz e quando a resistência da carga é 120Ω , o pico está em 1,08 kHz.

Percebe-se que conforme aumenta-se a resistência da carga, o pico de ressonância é deslocado. Para o caso em que $R_L = 20 \Omega$, as margens de fase são de $93,8^\circ$ para as três indutâncias e as margens de ganho são 17 dB, 13,3 dB e 10,1 dB respectivamente para as indutâncias de 1,2/2,2 e 3,2 mH. Quando aumenta-se a resistência para 70Ω , a margem de fase vai para $94,4^\circ$ e a margem de ganho para 10 dB para todas as indutâncias. Quando $R_L = 120 \Omega$, as margens de fase são 76° , $78,3^\circ$ e $81,2^\circ$ respectivamente para 1,2/2,2 e 3,2 mH. A margem de ganho é de 5 dB para os três casos.

Quando o amortecimento passivo é inserido no sistema, os picos de ressonância são amortecidos. Este resultado é apresentado na Figura 26-(b). Nota-se que existem duas curvas neste diagrama, porém, nenhuma apresenta picos de ressonância e suas margens de fase e de ganho são bem semelhantes. Para todos os casos de resistência e indutância da carga, a margem de fase é de 94° e a margem de ganho de 31,8 dB.

O resultado apresentado na Figura 26-(c) é semelhante ao caso sem amortecimento, porém, as margens de fase e de ganho são diferentes para este caso. Para $R_L = 20 \Omega$, a margem de fase é de $93,6^\circ$ para todos valores de L_L . Já a margem de ganho é de 12,3 dB, 8,91 dB e 5,8 dB, respectivamente para 1,2/2,2 e 3,2 mH. Quando a resistência da carga é de 70Ω a margem de fase se mantém em $93,6^\circ$, por outro lado, as margens de ganho são de 5,09 dB, 4,67 dB e 4,11 dB para 1,2/2,2 e 3,2 mH, respectivamente. Para $R_L = 120 \Omega$ as margens de fase são $44,1^\circ$, $46,4^\circ$ e $49,3^\circ$ e as margens de ganho 0,523 dB, 0,385 dB e 0,192 dB, respectivamente para 1,2/2,2 e 3,2 mH. Na Tabela 5 apresenta-se o resumo dos resultados obtidos nesta seção.

Tabela 5 – Resumo dos resultados obtidos para: tensão no capacitor como variável controlada.

Amortecimento	Carga	Lugar das raízes		Diagrama de Bode	
		Ganhos - Região de estabilidade	Margem de fase	Margem de ganho	
Sem amortecimento	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	7,12	$93,8^\circ$	17 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	4,6	$93,8^\circ$	13,3 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	3,27	$93,8^\circ$	10,1 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	2,9	$94,4^\circ$	10 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	2,9	$94,4^\circ$	10 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	2,9	$94,4^\circ$	10 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,86	76°	5 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,86	$78,3^\circ$	5 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,86	$81,2^\circ$	5 dB
Amortecimento passivo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	39	94°	31,8 dB
Amortecimento ativo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	49,7	$93,6^\circ$	12,3 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	49,7	$93,6^\circ$	8,91 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	49,7	$93,6^\circ$	5,8 dB
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	202	$93,6^\circ$	5,09 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	202	$93,6^\circ$	4,67 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	202	$93,6^\circ$	4,11 dB
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	361	$44,1^\circ$	0,523 dB
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	361	$46,4^\circ$	0,385 dB
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	361	$49,3^\circ$	0,192 dB

6.5 Considerações finais

Neste capítulo foi realizada a análise da estabilidade do sistema proposto neste trabalho. Analisou-se este sistema em diversas condições de operação, como: diferentes modos de controle (tensão e corrente), com ou sem a utilização de técnicas de amortecimento do pico de ressonância do filtro LCL e variando os parâmetros da carga. As análises foram realizadas através de diagramas de Bode e de lugar das raízes.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos para este trabalho a partir de uma plataforma experimental construída em laboratório.

7. RESULTADOS

7.1 Considerações iniciais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos neste trabalho, através da bancada experimental que é descrita no Apêndice B deste trabalho.

A apresentação dos resultados se dará da mesma maneira que foi realizada a análise da estabilidade no capítulo anterior. Primeiramente serão apresentados os resultados do sistema operando conectado à rede e à carga, com a corrente do conversor ou a corrente da rede como variável controlada. A seguir serão apresentados os resultados para o caso em que a variável controlada é a tensão no capacitor, ou seja, o caso ilhado ou conectado apenas à carga. As medições das distorções harmônicas de corrente ocorrem sempre na corrente do lado da rede, pois é a corrente que será injetada na rede e na carga. Já as distorções harmônicas de tensão são mensuradas com base na tensão no ponto de conexão do inversor com a rede e com a carga.

Como nos casos em que a variável controlada é a corrente do conversor ou a corrente da rede não houve alterações significativas na resposta do sistema ao alterar-se os parâmetros da carga, apresenta-se para estes casos apenas os resultados com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$. Para o caso ilhado a variação da indutância da carga não gera alterações significativas na resposta do sistema, por isso serão apresentados os resultados com variação na resistência, $R_L = 20/70/120 \Omega$.

Serão avaliados também os casos em que não é utilizado nenhum tipo de amortecimento da ressonância do filtro LCL, ou quando utiliza-se técnicas passivas e ativas de amortecimento.

Nos cenários em que a corrente é a variável controlada, a referência é mantida em 3,5 Arms, pois quando uma baixa potência é injetada na rede, a tendência é que a DHT_i aumente, fazendo com que este se caracterize como um dos piores cenários. Um caso com referência de 15 Arms é analisado, onde utiliza-se a corrente do conversor como variável controlada. Este cenário é proposto para avaliar o desempenho do conversor em condições próximas à nominal.

Todos os resultados foram obtidos utilizando-se o analisador de energia de precisão da YOKOGAWA, modelo WT1800.

7.2 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente do conversor

O primeiro caso avaliado é quando a corrente do conversor é a variável controlada. Além disso, considera-se neste primeiro cenário, que nenhum tipo de amortecimento da ressonância do filtro LCL é inserido no sistema. A resistência da carga é de 20Ω e a indutância é de $1,2 \text{ mH}$. O resultado é apresentado na Figura 27.

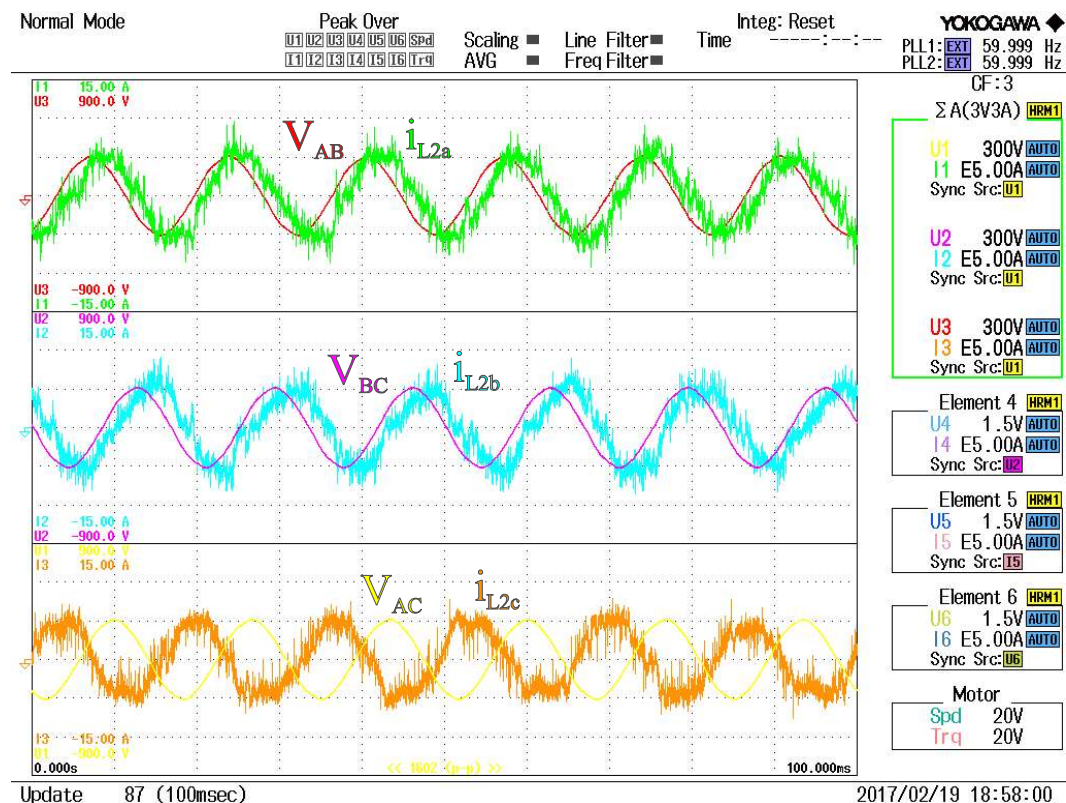


Figura 27 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Na Figura 27, na primeira janela apresenta-se a tensão de linha V_{AB} e a corrente que é injetada no ponto de conexão com a rede e a carga na fase A. Na segunda janela, a tensão de linha V_{BC} e a corrente na fase B e na terceira janela a tensão de linha V_{AC} e a corrente na fase C. É importante destacar que o equipamento WT1800 na ligação trifásica a três fios, solicita a tensão V_{AC} ao invés de V_{CA} . Por este motivo a tensão e a corrente da terceira janela estão bastante defasadas.

Observando-se as formas de onda apresentadas na Figura 27 é possível notar que o sistema é estável mesmo sem a utilização de técnicas de amortecimento. Neste caso, a carga demanda $6,35 \text{ A}$, portanto, o inversor e a rede estão injetando energia para suprir a carga

local. A DHT_i é de 19,134% na fase A, 20,707% na fase B e 20,414% na fase C. São valores altos de distorção harmônica se forem observadas normas internacionais, pois as normas brasileiras não citam harmônicas de corrente, apenas de tensão. A DHT_v para este caso é de 1,669% na fase A, 1,733% na fase B e 2,002 na fase C.

A segunda análise diz respeito ao sistema em que é inserido o amortecimento passivo. As demais condições são as mesmas do primeiro cenário. Os resultados obtidos para o segundo caso são apresentados na Figura 28.

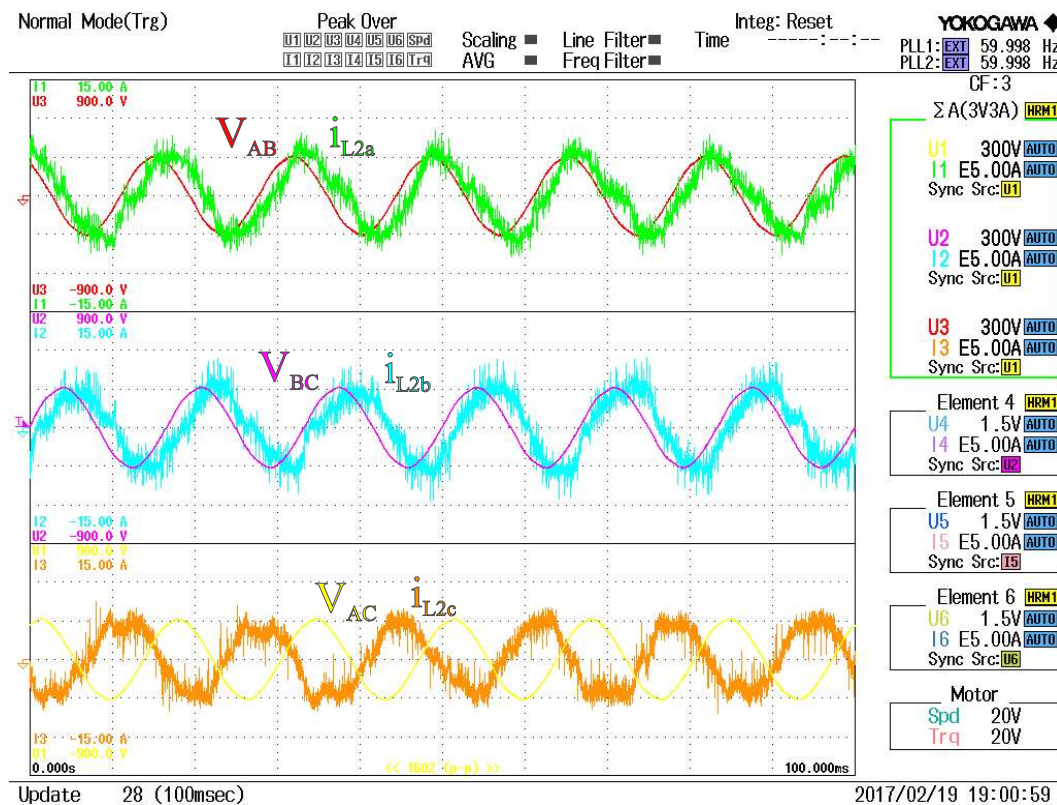


Figura 28 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Após a análise sem amortecimento, o resistor de amortecimento é inserido em série com o capacitor do filtro LCL. A carga demanda a mesma corrente citada anteriormente, portanto o fluxo de potência é da rede e do inversor para a carga. Verificando-se a DHT_i e a DHT_v para este caso, observa-se que as duas não se alteram significativamente após a inserção do amortecimento passivo no sistema. Para as fases A, B e C, a distorção de corrente é de 17,584%, 18,470% e 20,551% respectivamente. Já a distorção de tensão é 1,665%, 1,670% e 1,754%, respectivamente. Dessa forma, verifica-se que o amortecimento passivo não auxilia na redução das distorções harmônicas de tensão e corrente.

O terceiro caso ocorre também com a corrente do conversor como variável controlada, porém, neste caso, a técnica de amortecimento ativo é utilizada. Os resultados para este caso são apresentados na Figura 29.

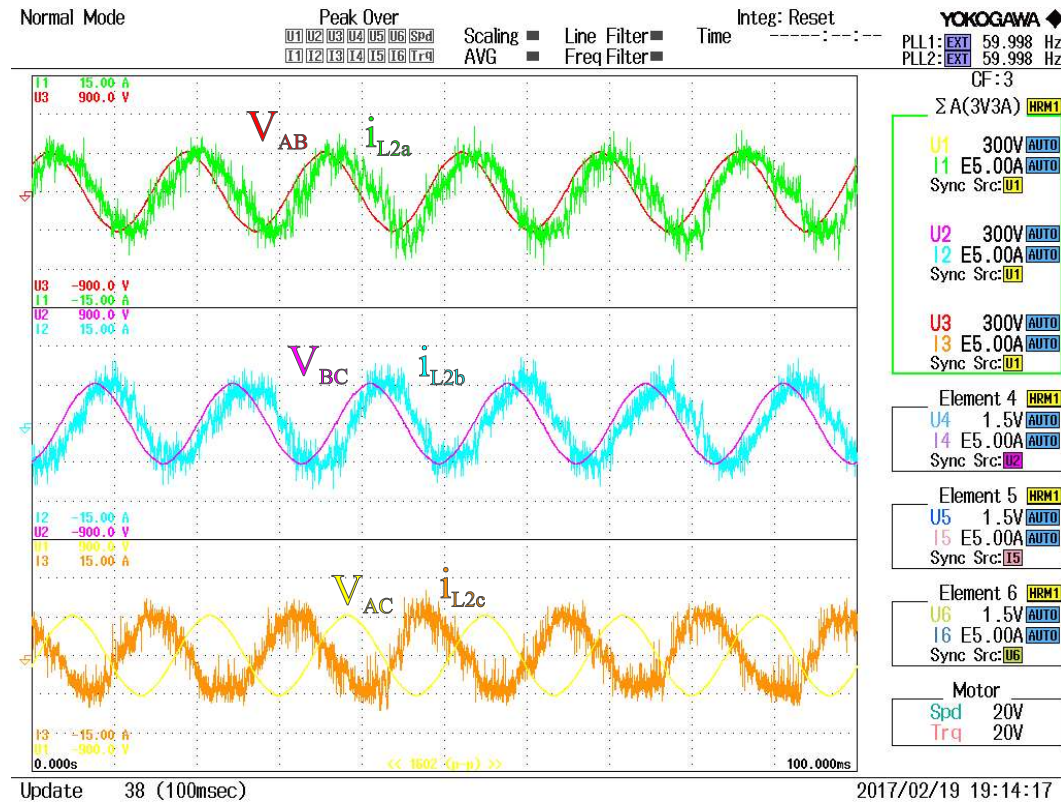


Figura 29 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Observando-se o resultado apresentado na Figura 29, pode-se notar que as formas de onda de tensão e corrente são muito semelhantes às obtidas nos dois cenários anteriores. As distorções harmônicas totais de tensão nas fases A, B e C para este caso são, respectivamente, 1,814%, 1,672% e 1,784%. Já a DHT_i para as três fases, na mesma sequência são, respectivamente, 19,942%, 21,445% e 21,217%.

Com estes resultados, nota-se que o amortecimento ativo também não auxilia na redução das harmônicas na corrente injetada na rede. Portanto, torna-se necessária a utilização de uma técnica para redução da DHT_i .

No caso em que se utiliza o amortecimento ativo, obteve-se as transformadas rápidas de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*) das correntes trifásicas que são fornecidas à rede para verificar quais harmônicas contribuem mais com a degradação da qualidade da energia no ponto de conexão nestes casos. Apresenta-se na Figura 30 a FFT correspondente ao resultado mostrado na Figura 29.

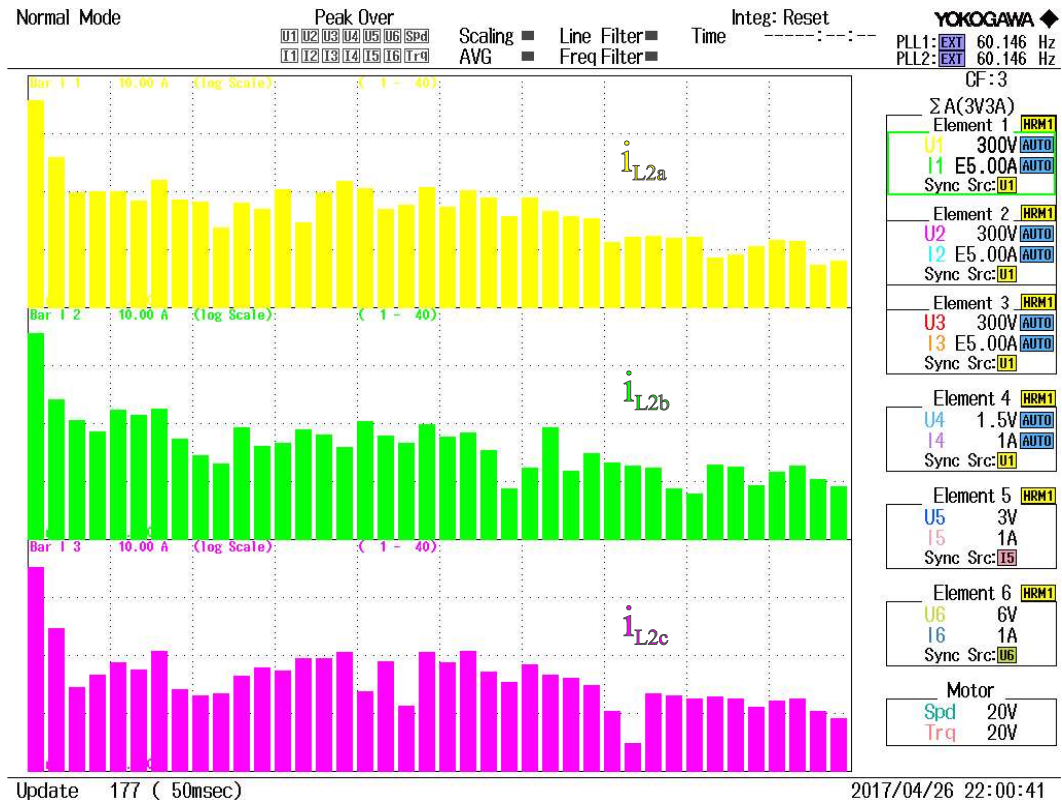


Figura 30 – FFT do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Na Figura 30 utiliza-se escala logarítmica no eixo vertical (de 0 a 10 A, de baixo para cima, sendo cada divisão correspondente às faixas: de 0 a 0,01 A, de 0,01 a 0,1 A, de 0,1 a 1 A e de 1 a 10 A). No eixo horizontal são apresentadas as componentes harmônicas analisadas (da 1ª à 40ª, da esquerda para a direita).

Analisando os resultados apresentados, percebe-se que a maior influência na degradação da energia no ponto de conexão é exercida pelas componentes de baixa frequência, com grande contribuição da segunda harmônica (10,314% na fase A, 7,277% na fase B e 8,736% na fase C). Há outras componentes que também contribuem de forma significativa para a redução da qualidade da energia. Essas componentes contribuem com fatores de distorção entre 2,052% e 4,195% e são as seguintes: 3ª, 4ª, 5ª, 7ª, 13ª, 15ª, 16ª, 17ª, 20ª, 22ª, 23ª e 25ª.

Verifica-se a partir da observação dos casos apresentados nesta seção, que é possível injetar corrente na rede e na carga sem a utilização de técnicas de amortecimento, controlando a corrente do conversor. Poderia se argumentar que o valor de referência da corrente é baixo e talvez por isso esteja sendo possível controlar a corrente do conversor sem problemas com a ressonância. Porém, subiu-se a referência para 15 Arms, ou seja, uma

potência de 3,502 kVA e o sistema continuou operando de forma satisfatória. A DHT_i caiu para 9,231%, 9,156% e 9,549% nas fases A, B e C, respectivamente.

A Figura 31 mostra as formas de onda para este caso enquanto a Figura 32 mostra os dados da fase A, obtidos com o analisador de energia.

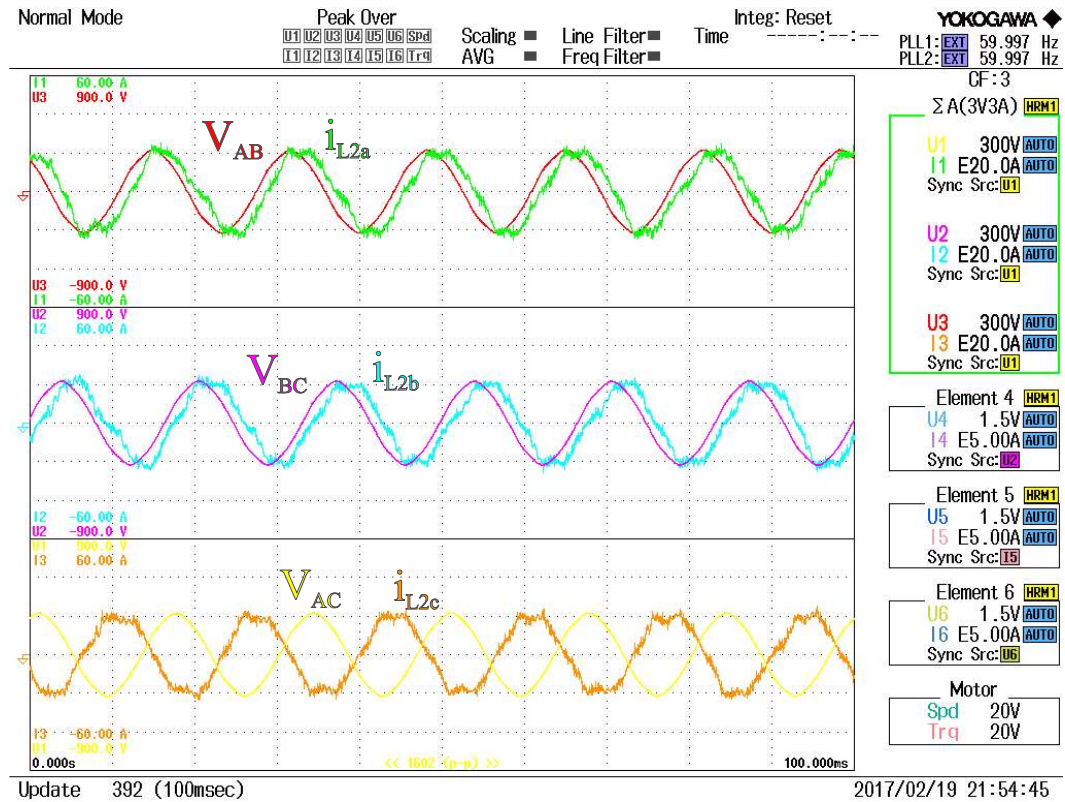


Figura 31 – Resultado experimental do cenário com a corrente do conversor como variável controlada, sem amortecimento, com referência de corrente de 15 Arms, $S = 3,502$ kVA e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2$ mH.

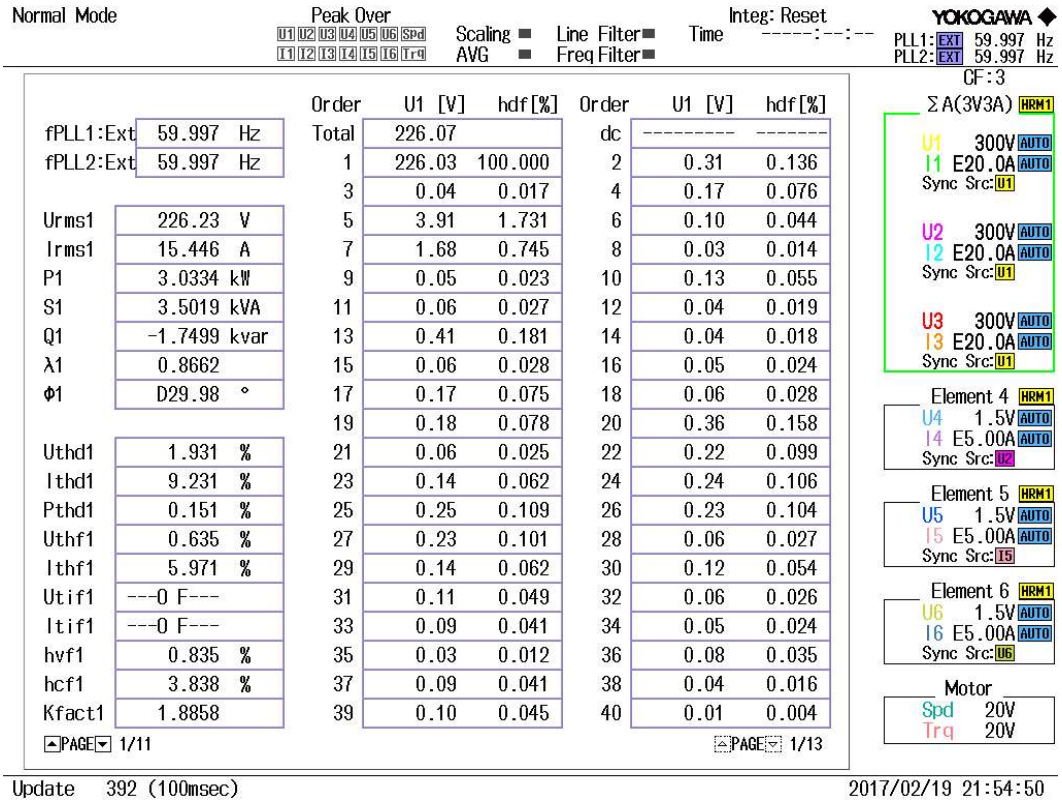


Figura 32 – Dados obtidos com o analisador de energia para o cenário com a corrente do conversor como variável controlada, sem amortecimento, com referência de corrente de 15 Arms, S = 3,502 kVA e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Um resumo dos resultados obtidos para os casos deste capítulo é apresentado na Tabela 6. É um resumo geral com as DHT_v e DHT_i nas três fases em todos os casos propostos.

Tabela 6 – Resumo dos resultados experimentais obtidos para o caso com a corrente do conversor como variável controlada.

Amortecimento	Carga	Taxa de Distorção Harmônica Total						
		Tensão			Corrente			
		DHTa (%)	DHTb (%)	DHTc (%)	DHTa (%)	DHTb (%)	DHTc (%)	
Sem amortecimento	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,669	1,733	2,002	19,134	20,707	20,414
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,622	1,789	1,881	17,355	20,851	20,069
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,613	1,791	1,767	14,473	12,644	18,637
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,740	1,627	1,812	17,161	15,263	16,923
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,742	1,714	1,881	15,524	17,928	22,044
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,577	1,942	1,941	15,562	17,717	20,348
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,738	1,748	1,740	18,335	18,570	20,914
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,536	1,664	1,859	15,330	16,233	16,521
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,585	1,851	1,969	17,660	17,900	18,801
Amortecimento passivo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,665	1,670	1,754	17,584	18,470	20,551
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,647	1,786	1,781	15,685	14,367	13,963
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,553	1,744	1,780	12,103	15,059	19,839
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,554	1,662	1,664	19,694	17,565	17,482
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,553	1,719	1,820	13,122	13,524	13,586
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,486	1,581	1,774	11,103	14,186	13,081
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,437	1,504	1,709	17,794	18,122	16,054
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,766	1,766	1,843	15,108	9,255	16,503
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,527	1,583	1,775	14,376	16,003	16,110
Amortecimento ativo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,814	1,672	1,784	19,942	21,445	21,217
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,623	1,754	1,917	18,000	20,078	15,282
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,674	1,801	1,910	18,045	23,648	20,061
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,835	1,658	1,715	16,138	14,646	14,420
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,723	1,818	1,929	21,283	24,188	21,966
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,801	1,731	1,953	16,123	17,767	17,680
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,790	1,768	1,917	20,948	21,417	14,252
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,527	1,849	2,013	18,172	20,364	13,268
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,608	1,685	1,788	20,247	20,123	18,449

7.3 Inversor conectado à rede e à carga – Controle da corrente da rede

No segundo cenário proposto, avalia-se a conexão do inversor à rede e à carga, tendo como variável controlada a corrente do segundo indutor do filtro LCL, ou corrente da rede. Analisa-se as mesmas condições do cenário anterior quando a corrente do conversor era a variável controlada, ou seja, sem amortecimento, com amortecimento passivo e com amortecimento ativo.

Novamente, como não houve variações significativas na DHT_i e DHT_v conforme altera-se os parâmetros da carga, serão apresentados apenas os resultados referentes à carga com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Nos casos apresentados nesta seção, a referência de corrente também é 3,5 Arms. O primeiro resultado apresentado corresponde ao cenário sem amortecimento. Este resultado é apresentado na Figura 33.

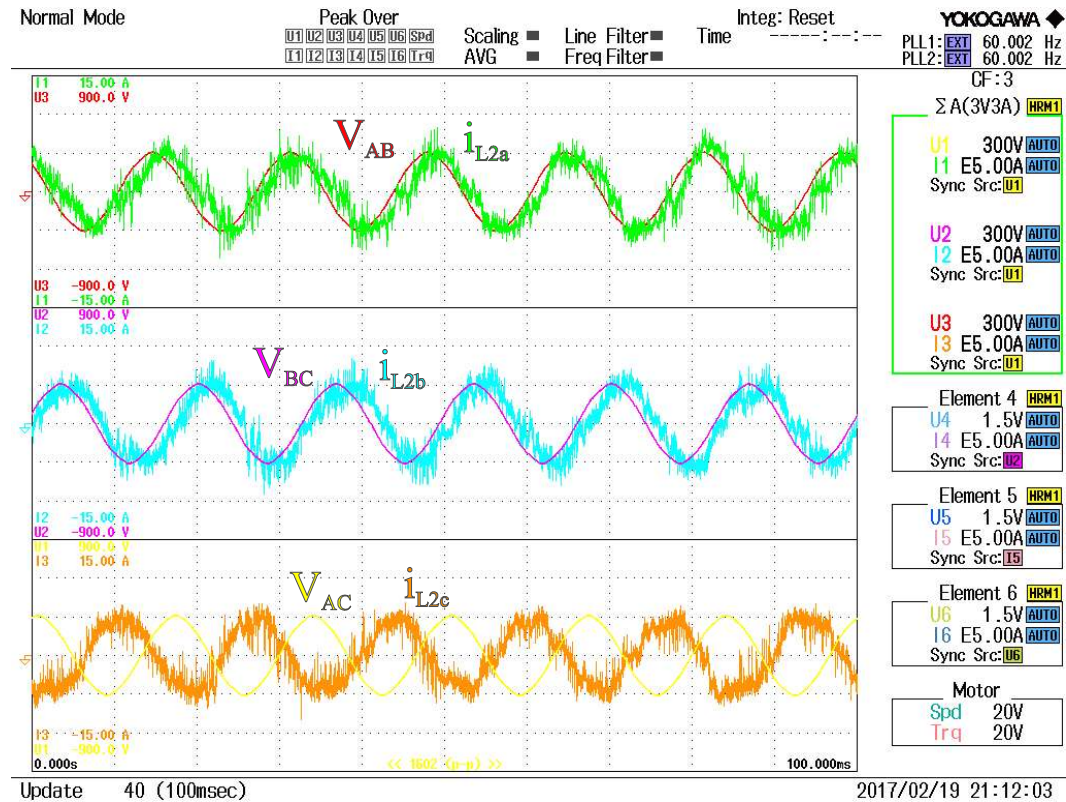


Figura 33 – Resultado experimental do cenário com a corrente da rede como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Analisando o resultado apresentado, verifica-se formas de onda semelhantes ao caso com a corrente do conversor como variável controlada. Nota-se que o sistema opera de forma estável injetando corrente na carga juntamente com a rede. A DHT_v apresenta baixos valores no ponto de conexão. Esses valores são 1,806%, 1,918% e 1,882% para as fases A, B e C, respectivamente. Já a DHT_i continua apresentando valores altos, como nos casos apresentados na seção anterior. Os valores são de 17,779%, 19,505% e 21,108% para as fases A, B e C, respectivamente.

Posteriormente à análise sem amortecimento nenhum, insere-se no sistema os resistores de amortecimento passivo, a fim de verificar se esses resistores auxiliam na melhoria da qualidade da energia no ponto de conexão, já que o efeito da ressonância não instabilizou o sistema no caso sem amortecimento, apenas degradou a qualidade da energia entregue à rede e à carga.

O resultado para este caso é apresentado na Figura 34.

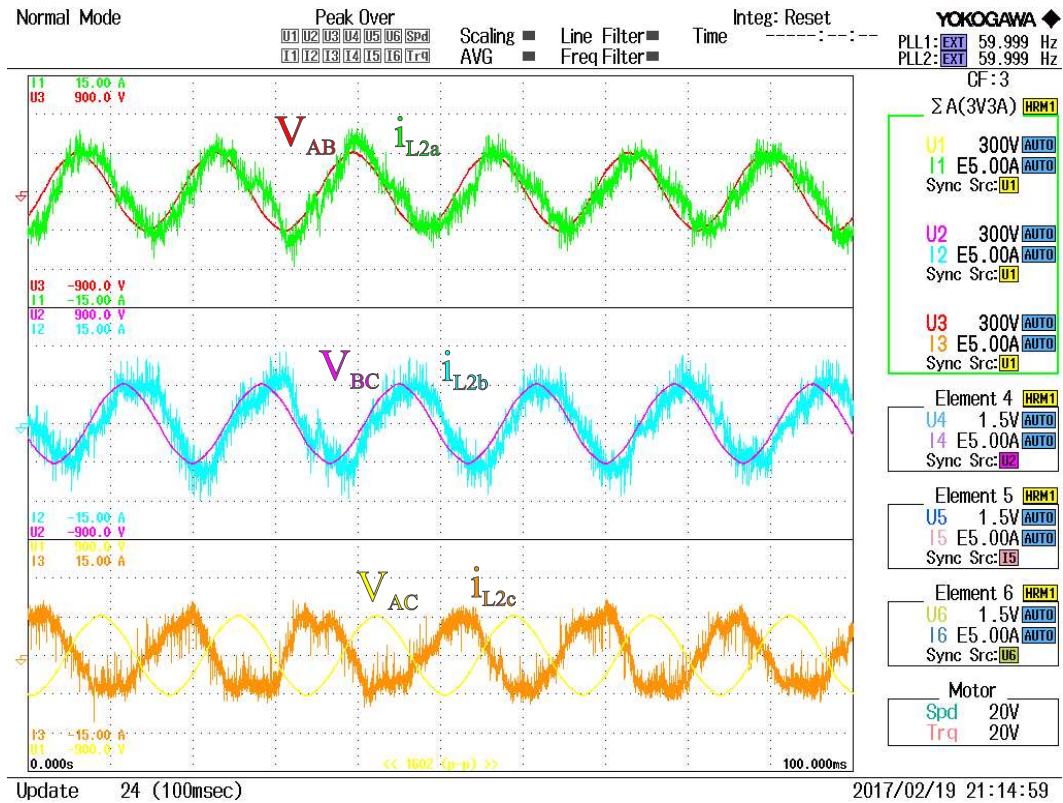


Figura 34 – Resultado experimental do cenário com a corrente da rede como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Para este caso, nota-se que o sistema opera novamente de forma estável, apresentando formas de onda de corrente bastante distorcidas, da mesma forma que nos casos previamente apresentados.

A técnica de amortecimento passivo não melhorou significativamente a DHT_i . Houve certa diminuição, mas o desempenho neste sentido ainda não é satisfatório. Além disso, como o sistema já havia operado de forma estável sem amortecimento, os resistores acabam sendo uma fonte de perda por aquecimento, diminuindo a eficiência do sistema.

Os valores de DHT_v para as fases A, B e C são, respectivamente 1,838%, 1,829% e 1,914%. Já os valores de DHT_i são 18,563%, 11,468% e 15,262% para as fases A, B e C, respectivamente.

Após a análise com o amortecimento passivo, insere-se a técnica de amortecimento ativo no sistema. O resultado para este caso é apresentado na Figura 35.

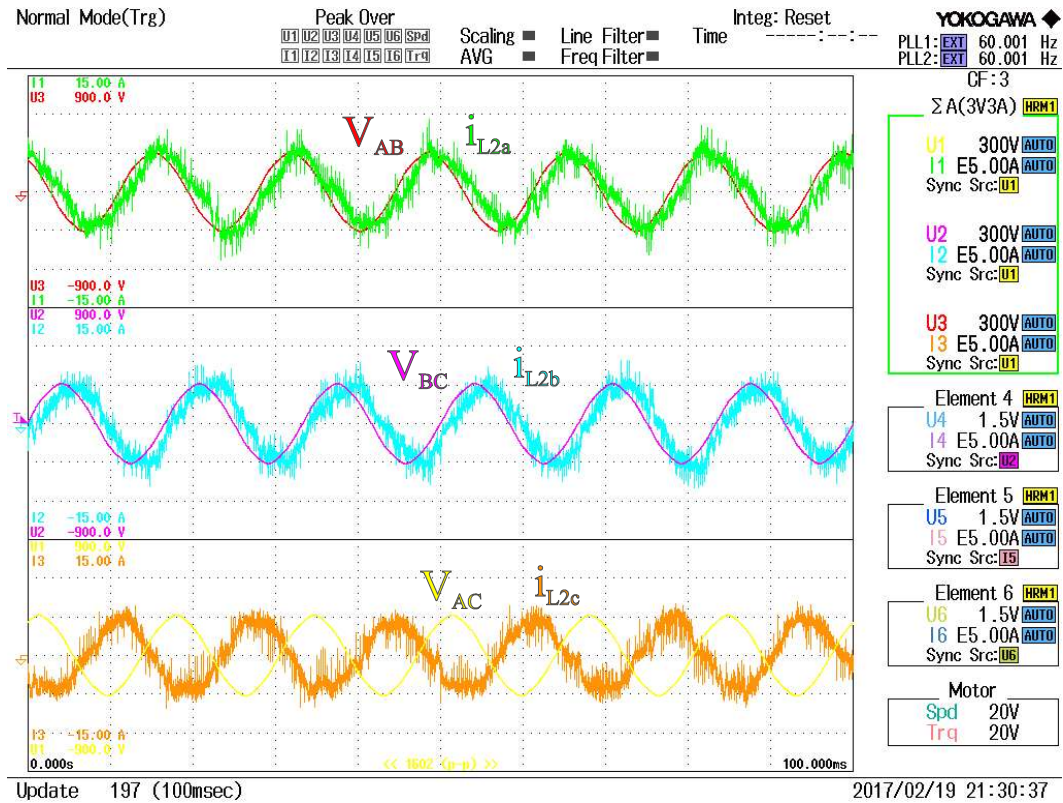


Figura 35 – Resultado experimental do cenário com a corrente da rede como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Após a inserção do amortecimento ativo, percebe-se que as formas de onda de corrente, quando comparadas com o caso sem amortecimento e com o caso com amortecimento passivo, estão menos distorcidas, ou seja, a técnica de amortecimento colaborou com a melhora da qualidade da energia entregue no ponto de conexão, porém os valores obtidos ainda são altos e é necessária uma técnica suplementar para redução da distorção harmônica total de corrente. Como o sistema operou de forma estável sem técnicas de amortecimento, a inserção desta técnica acaba sendo um dispêndio computacional, devido às equações que são implementadas no DSP para que a técnica possa ser utilizada.

Os valores de DHT_v para as fases A, B e C neste caso são, respectivamente 1,763%, 1,885% e 1,902%. Já os valores de DHT_i são 14,447%, 13,923% e 16,860% para as fases A, B e C, respectivamente.

Na Figura 36, apresenta-se a FFT para as correntes trifásicas do caso em que a variável controlada é a corrente da rede e o amortecimento ativo é utilizado.

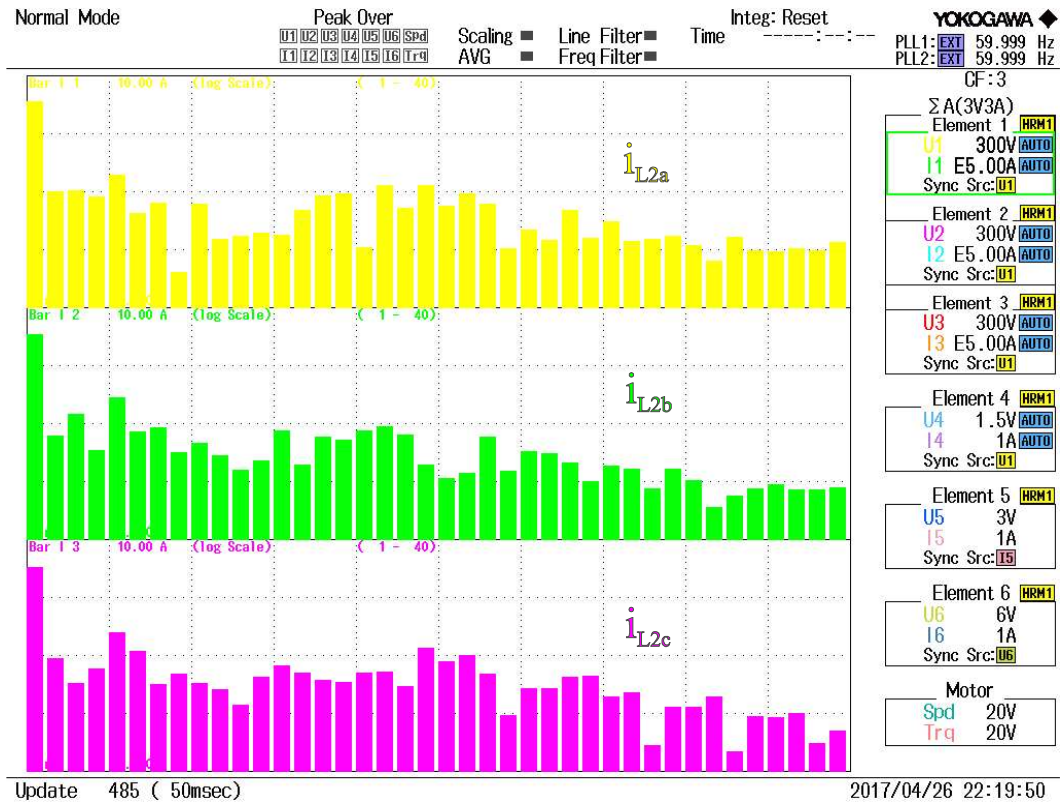


Figura 36 – FFT do cenário com a corrente da rede como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Neste cenário, verifica-se que a quinta componente harmônica é a que exerce maior influência sobre a degradação da qualidade da energia no ponto de conexão (5,561% na fase A, 8,386% na fase B e 7,641% na fase C). Pode-se notar também que há influência significativa da 2^a, 3^a, 4^a, 15^a, 16^a, 18^a, 20^a e 22^a componentes harmônicas, que contribuem com fatores de distorção entre 2,385% e 3,652%.

Apresenta-se aqui, na Tabela 7, um resumo dos resultados obtidos neste capítulo. Novamente, apresenta-se as DHT_v e DHT_i nas três fases para todos os casos propostos.

Tabela 7 – Resumo dos resultados experimentais obtidos para o caso com a corrente da rede como variável controlada.

Amortecimento	Carga	Taxa de Distorção Harmônica Total						
		Tensão			Corrente			
		DHTa (%)	DHTb (%)	DHTc (%)	DHTa (%)	DHTb (%)	DHTc (%)	
Sem amortecimento	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,806	1,918	1,882	17,779	19,505	21,108
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,787	1,849	1,877	19,035	17,772	21,162
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,634	1,772	1,817	15,720	19,593	18,259
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,762	1,845	1,955	18,946	19,438	18,077
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,935	1,845	1,956	16,737	19,670	17,514
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,644	1,729	1,999	17,369	20,250	22,447
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,808	1,910	1,978	19,062	19,097	18,468
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,719	1,684	1,885	15,832	16,494	16,632
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,654	1,769	1,852	17,339	19,279	21,603
Amortecimento passivo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,838	1,829	1,914	18,563	11,468	15,262
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,785	1,841	1,998	18,338	16,598	25,463
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,604	1,686	1,925	17,440	17,513	22,294
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,848	1,830	2,068	19,806	19,625	14,768
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,760	1,850	1,879	17,308	21,180	20,051
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,600	1,738	1,858	18,136	16,779	17,752
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,818	1,779	1,981	18,634	20,753	16,528
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,717	1,736	1,861	18,042	13,238	14,831
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,560	1,753	1,695	17,085	14,931	17,173
Amortecimento ativo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,763	1,885	1,902	14,447	13,923	16,860
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,797	1,699	1,936	17,830	22,521	20,114
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,674	1,763	1,839	15,439	18,555	16,025
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,873	1,829	1,792	17,384	14,057	16,194
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,724	1,713	1,888	16,959	16,976	15,571
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,709	1,731	1,791	18,403	15,633	12,882
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,671	1,839	1,860	18,739	17,706	13,173
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,626	1,790	1,821	15,710	14,462	16,896
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,602	1,730	1,780	15,854	20,267	16,814

7.4 Inversor conectado apenas à carga – Controle da tensão no capacitor

No terceiro cenário a ser analisado, a variável controlada é a tensão no capacitor do filtro LCL, ou seja, o inversor está operando somente conectado à carga, no modo de controle V-f.

Nesta seção, o objetivo é avaliar se a ressonância do filtro LCL influencia na operação do inversor também no modo ilhado. Por isso, analisa-se o caso sem amortecimento nenhum, com amortecimento passivo e com amortecimento ativo.

Além disso, verifica-se a qualidade de energia através da análise da DHT_v e da DHT_i no ponto de conexão. Os parâmetros da carga são novamente alterados e os resultados apresentados dizem respeito à carga com $R_L = 20/70/120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$, pois houve

variações significativas nas medições de DHT de corrente e tensão conforme altera-se a resistência da carga, porém, alterações pouco significativas conforme altera-se a indutância da carga.

O primeiro caso a ser analisado é o caso sem amortecimento, com a resistência da carga variando entre 20, 70 e 120 Ω . A indutância da carga é 1,2 mH. Os resultados para este caso são apresentados nas Figuras 37, 38 e 39, respectivamente.

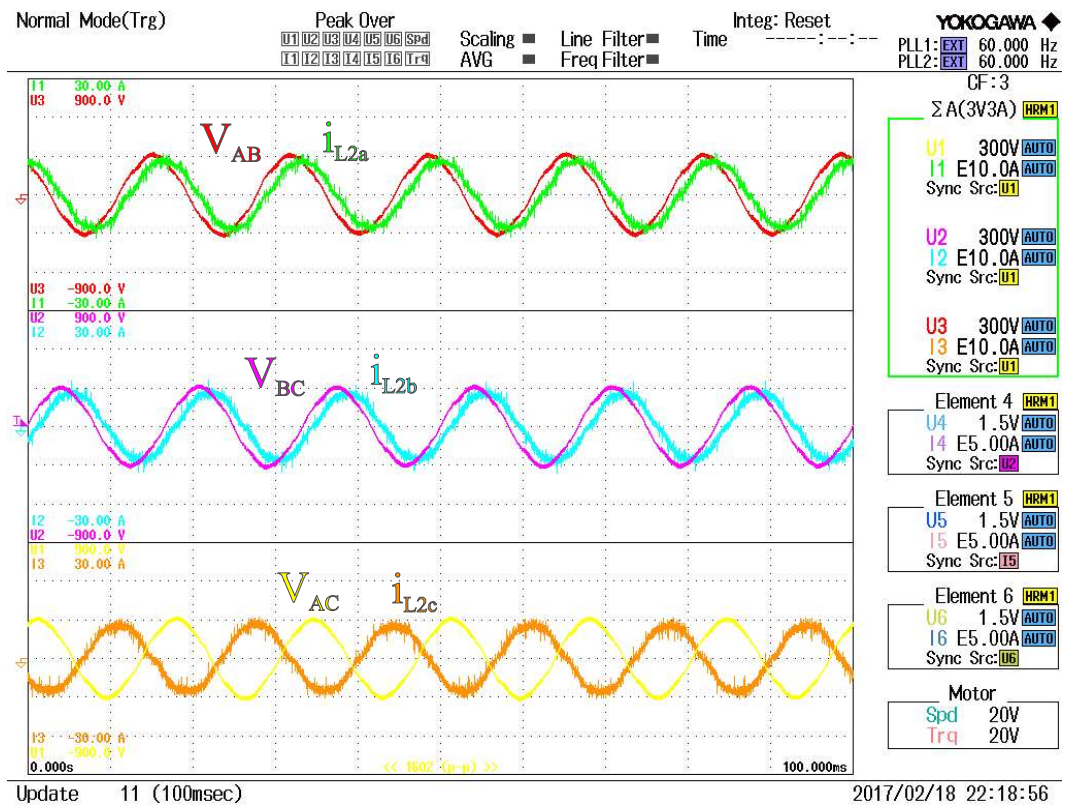


Figura 37 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2$ mH.

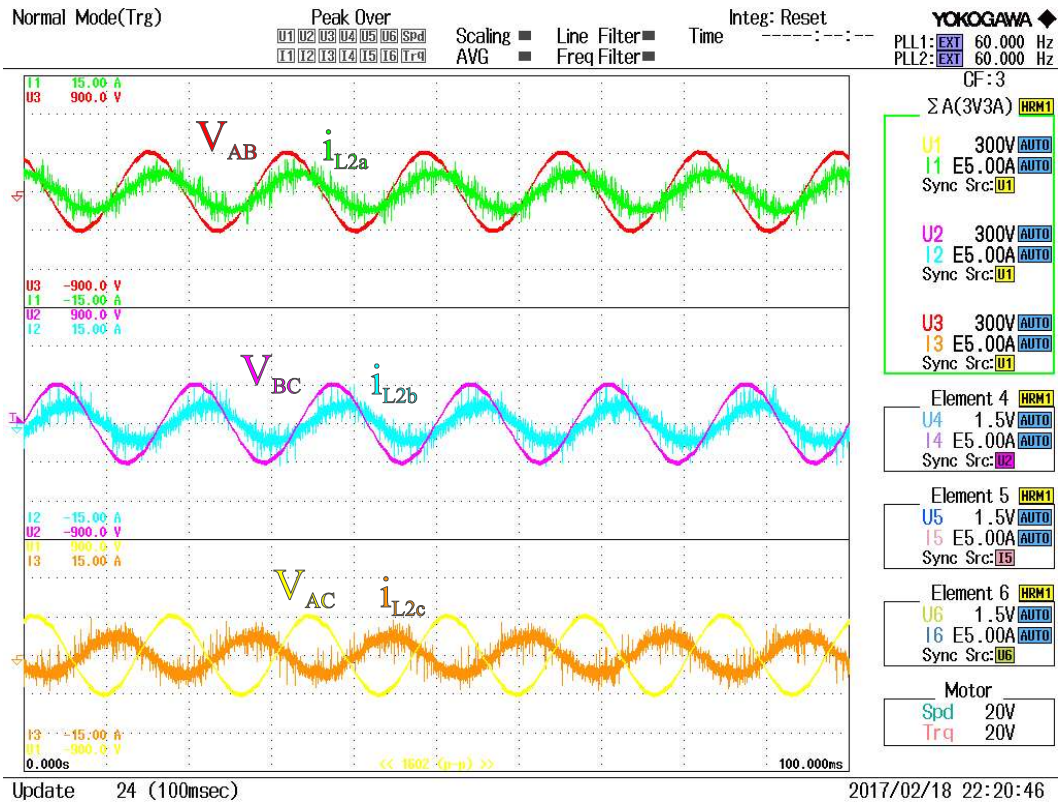


Figura 38 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

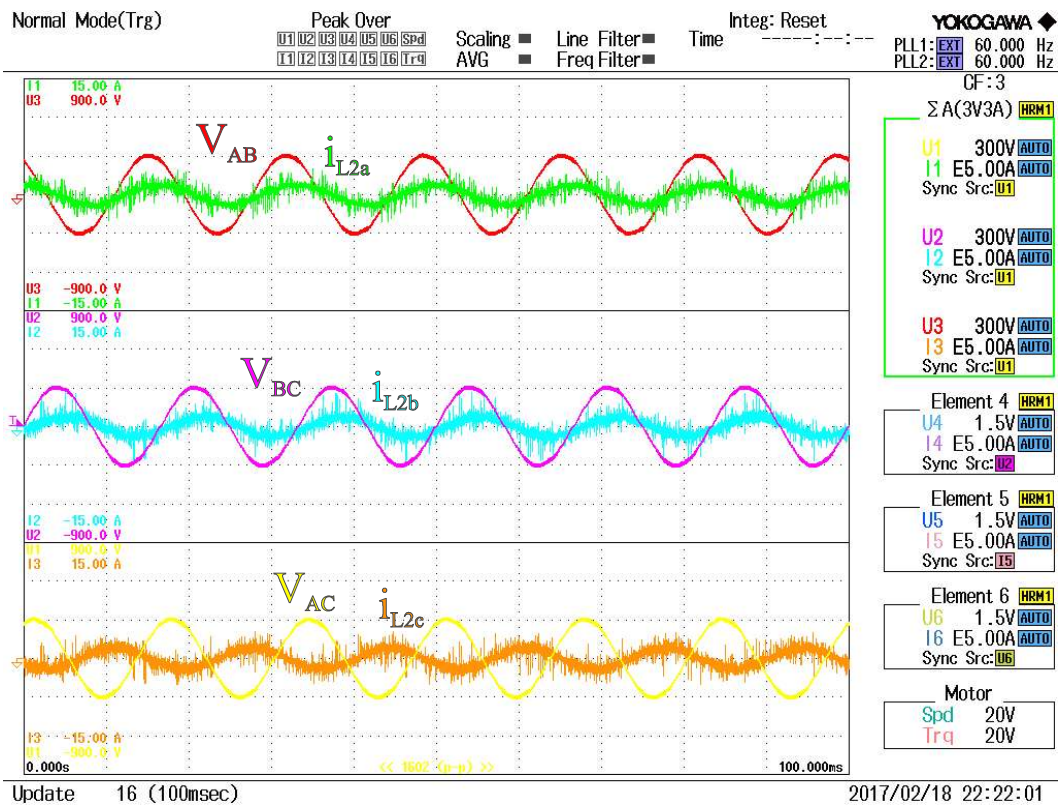


Figura 39 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, sem amortecimento e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Observando-se os resultados apresentados, verifica-se que as distorções nas correntes trifásicas são significativamente menores do que nos casos em que o inversor estava conectado à rede, porque neste caso não há ruído proveniente da rede e nem do Variac utilizado na plataforma para realização da conexão com a rede. Além disso, como a corrente não está sendo controlada, nota-se que a corrente de saída do inversor é apenas aquela demandada pela carga, dependendo dos parâmetros desta.

No primeiro caso, apresentado na Figura 37 o valor de R_L é 20Ω e L_L é $1,2 \text{ mH}$. Para este caso, a DHT_v nas fases A, B e C é $3,162\%$, $3,370\%$ e $3,365\%$, respectivamente. Já a DHT_i é de $4,314\%$, $4,378\%$ e $4,416\%$, respectivamente. Portanto, neste caso, os valores de DHT são baixos e pode-se dizer que há energia com qualidade no ponto de conexão.

Para o caso em que $R_L = 70 \Omega$, apresentado na Figura 38, há uma pequena redução na DHT_v e um aumento na DHT_i nas três fases. Na fase A, a DHT_v é de $1,987\%$, na fase B é $1,965\%$ e na fase C é $1,963\%$. Já a DHT_i é $6,904\%$, $6,687\%$ e $6,749\%$ nas fases A, B e C, respectivamente.

No terceiro caso, apresentado na Figura 39, em que $R_L = 120 \Omega$, a DHT_v é $1,837\%$, $1,566\%$ e $1,954\%$ nas fases A, B e C, respectivamente. Já a DHT_i é $5,869\%$, $6,660\%$ e $5,324\%$.

Observando os resultados apresentados, verifica-se que conforme aumenta-se a resistência da carga, isto é, quando a carga demanda menos corrente, a DHT_v tende a cair, enquanto a DHT_i tende a aumentar. A variação na indutância na carga não provoca alterações significativas nestes resultados.

Após as análises sem nenhum tipo de amortecimento, insere-se os resistores de amortecimento em série com os capacitores do filtro para verificar se o amortecimento passivo tem alguma influência na qualidade de energia no ponto de conexão quando o inversor está operado de forma ilhada.

Novamente a resistência da carga é alterada entre os três valores citados no caso anterior e o valor da indutância permanece o mesmo. Os resultados para estes casos são apresentados nas Figuras 40, 41 e 42.

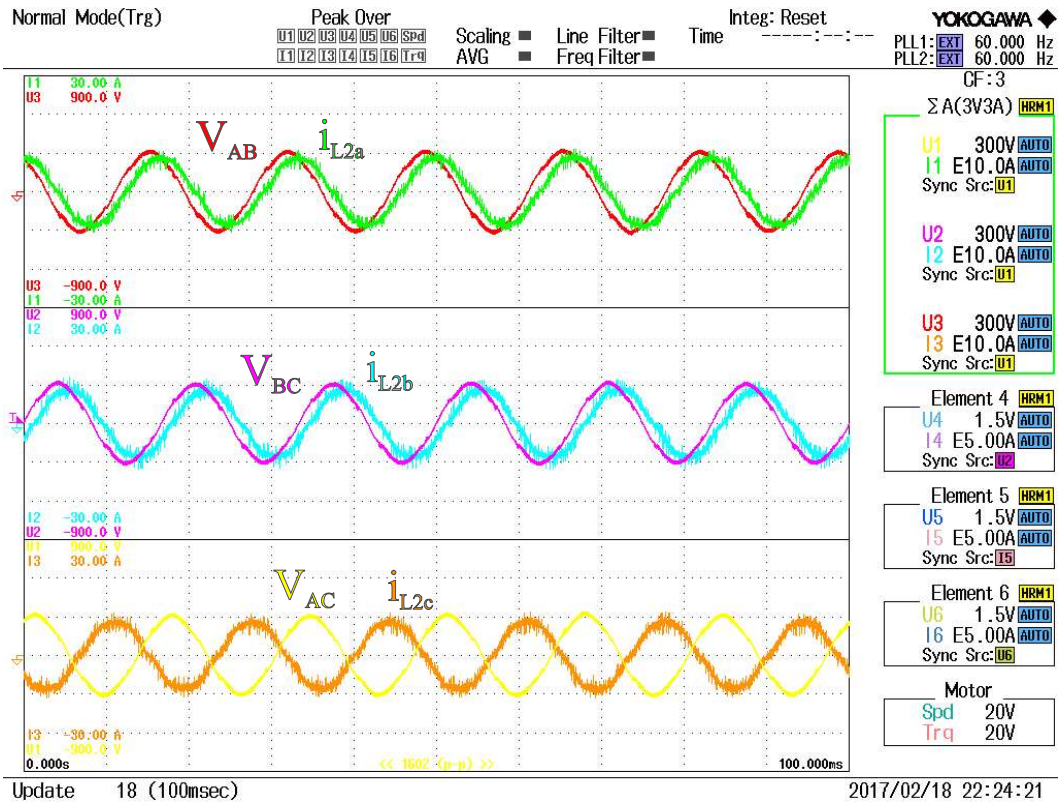


Figura 40 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

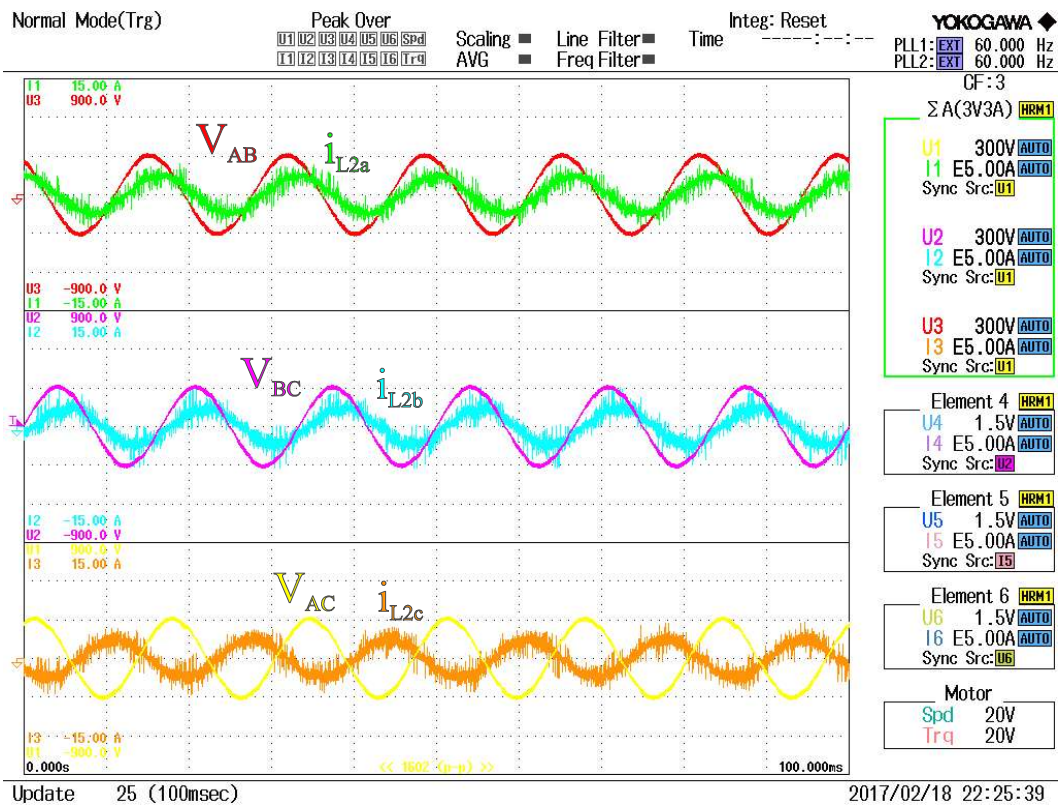


Figura 41 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

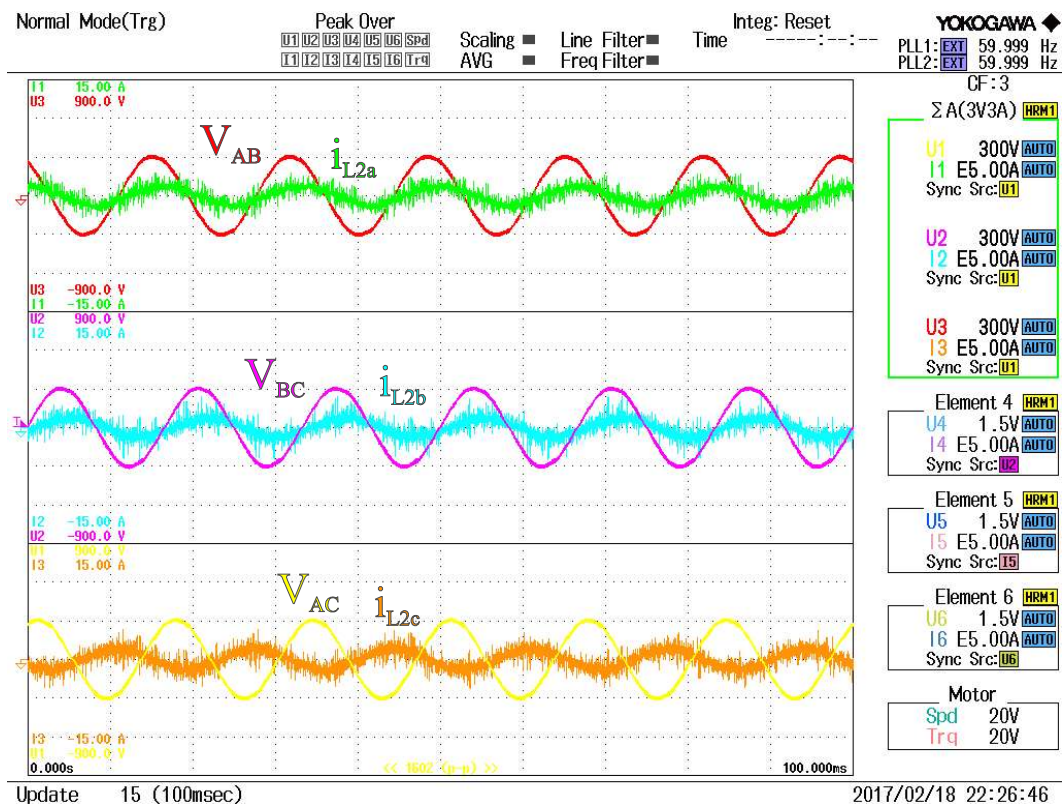


Figura 42 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento passivo e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Observando-se os resultados apresentados, nota-se uma semelhança com aqueles apresentados no caso anterior, sem amortecimento. Novamente as distorções harmônicas são bastante diferentes do que no caso com o inversor conectado à rede.

Para o caso da Figura 40, em que $R_L = 20 \Omega$, a DHT_v é de 3,347%, 3,552% e 3,710% para as fases A, B e C, respectivamente. A DHT_i é de 4,164%, 4,249% e 4,097% para a mesma sequência de fases.

No segundo caso, apresentado na Figura 41, a DHT_v já é menor, com valores de 1,727%, 1,937% e 1,792% nas fases A, B e C, respectivamente. Já a DHT_i aumentou para 6,409%, 6,751% e 6,428% para a mesma sequência de fases.

O terceiro caso, apresentado na Figura 42, ocorre quando $R_L = 120 \Omega$. Neste caso, a DHT_v cai ainda mais, para 1,568%, 1,409% e 1,646%, nas fases A, B e C, respectivamente. Já a DHT_i tem valores de 6,733%, 6,578% e 6,244%, para a mesma sequência de fases.

Novamente, pode-se perceber que conforme aumenta-se o valor resistência da carga, a distorção harmônica de tensão tende a cair e a de corrente tende a aumentar. Nota-se também que os resistores de amortecimento não exerceram praticamente nenhuma influência sobre os resultados obtidos. Insere-se agora o amortecimento ativo no sistema. Os resultados são apresentados nas Figuras 43, 44 e 45.

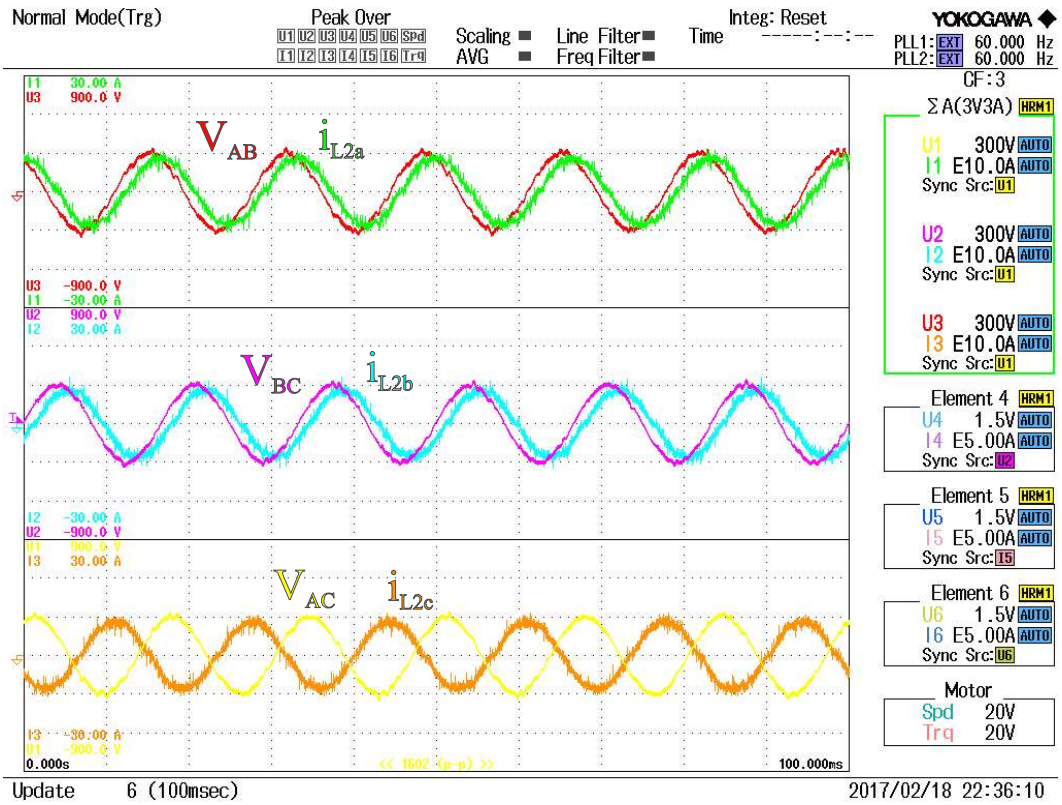


Figura 43 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

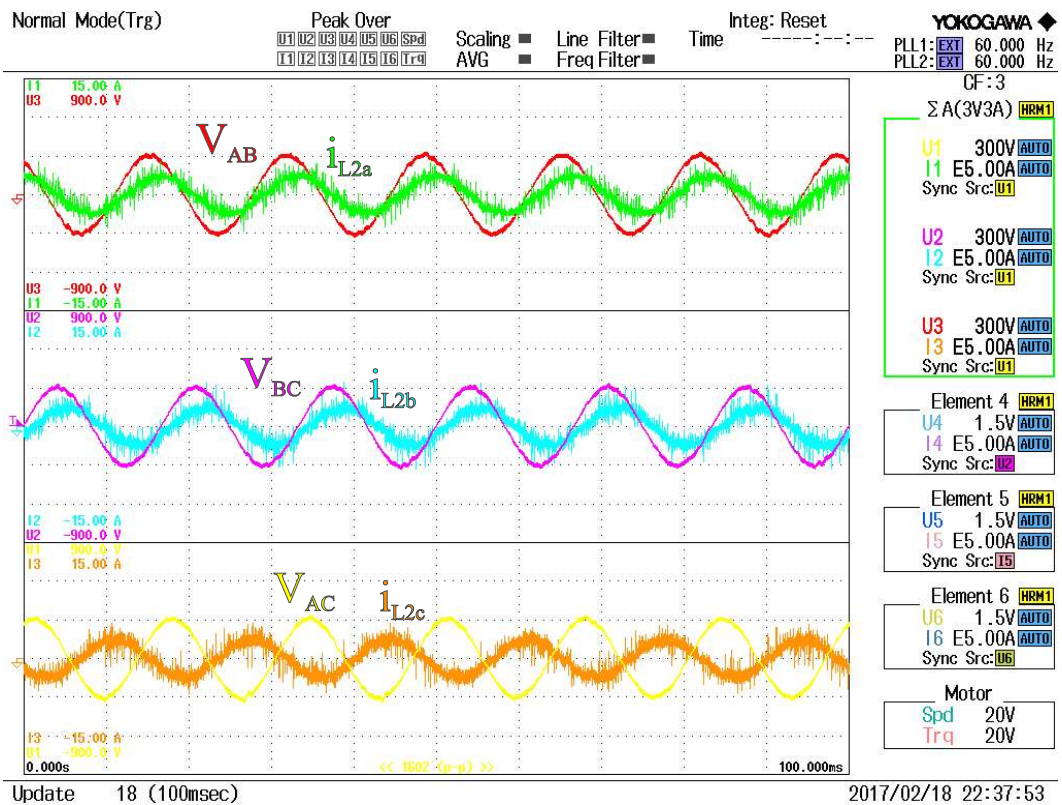


Figura 44 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

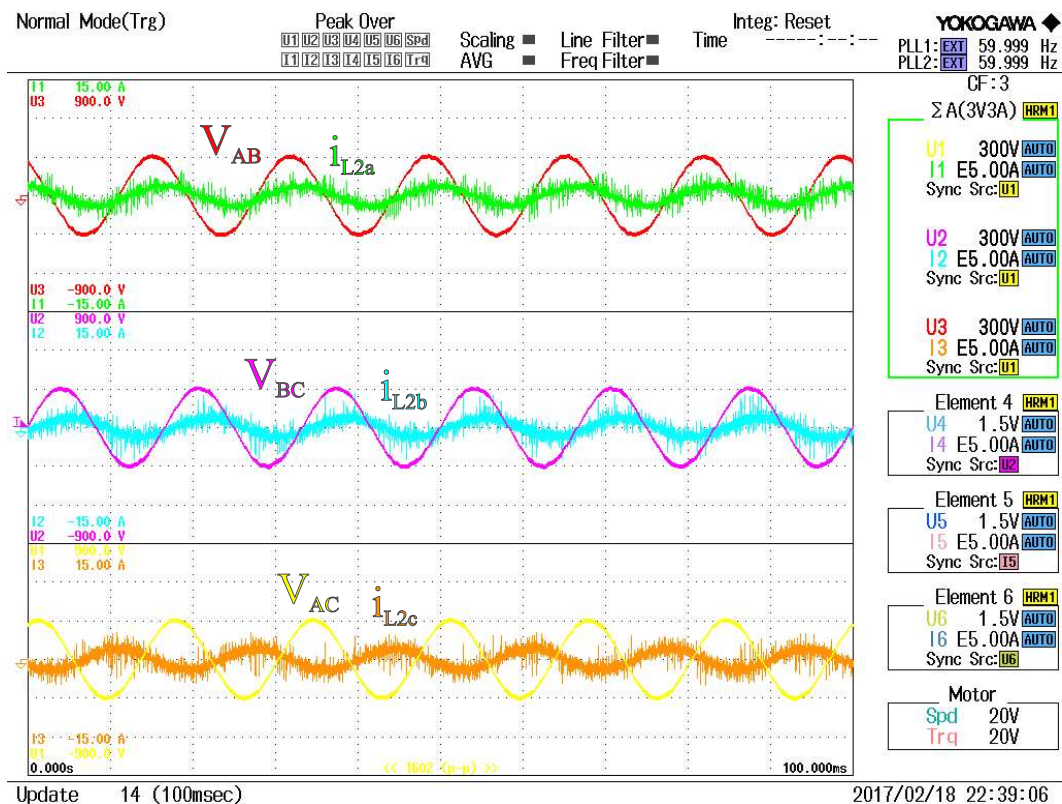


Figura 45 – Resultado experimental do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Através dos resultados apresentados, percebe-se que não houve muitas alterações em relação aos outros dois casos apresentados nesta seção (sem amortecimento e com amortecimento passivo). Com relação à tensão, é possível notar visualmente através das formas de onda apresentadas como conforme a resistência da carga aumenta, as distorções diminuem. Na corrente isto também é visível, apesar de ser um pouco mais difícil essa percepção. Para o caso apresentado na Figura 43, a DHT_v nas fases A, B e C é, respectivamente, 4,665%, 3,439% e 4,162%. Já a DHT_i é de 4,826%, 3,916% e 4,672% para a mesma sequência de fases.

Quando aumenta-se a resistência da carga para 70Ω , obtém-se o resultado da Figura 44. Neste caso, a DHT_v é de 2,417%, 2,090% e 2,647% nas fases A, B e C, respectivamente. A DHT_i para a mesma sequência de fases é de 6,655%, 6,710% e 6,495%.

O último ensaio é realizado com $R_L = 120 \Omega$. As formas de onda para este caso são apresentadas na Figura 45. A DHT_v é de 1,586%, 1,689% e 1,835% nas fases A, B e C, respectivamente. Já a DHT_i é de 5,928%, 6,010% e 5,333% para a mesma sequência de fases.

Nas Figuras 46, 47 e 48, apresenta-se a FFT das correntes trifásicas para os casos em que a variável controlada é a tensão no capacitor e utiliza-se amortecimento ativo para mitigar os efeitos da ressonância.

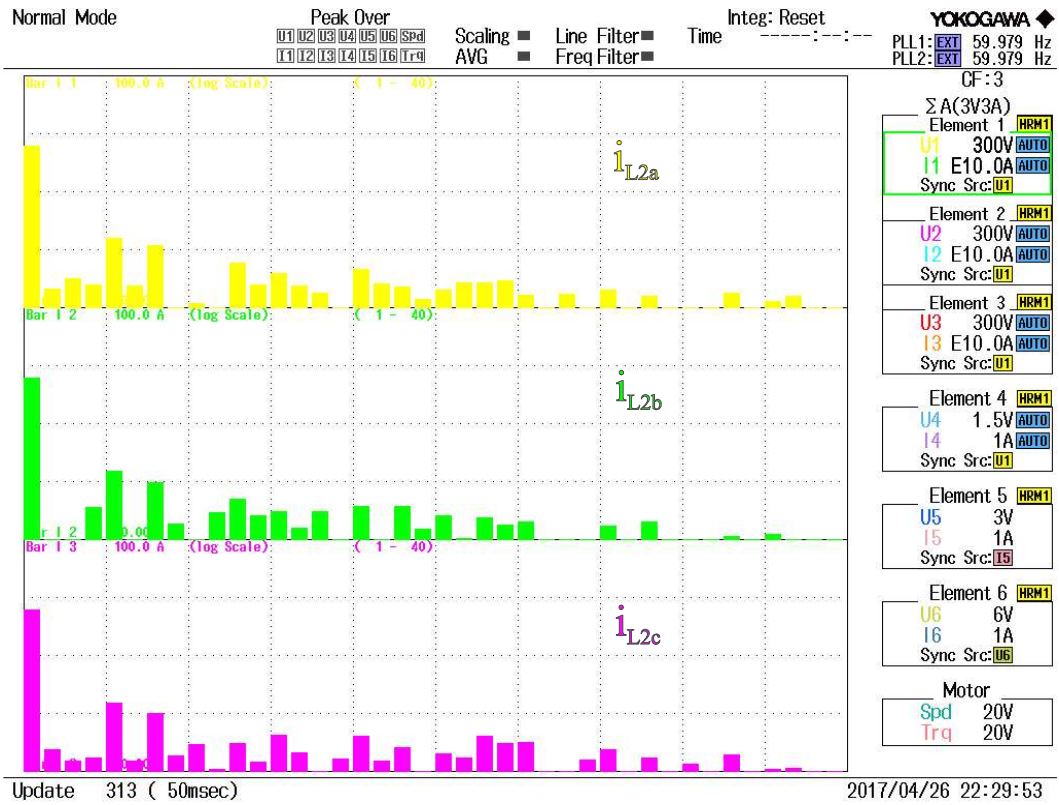


Figura 46 – FFT do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

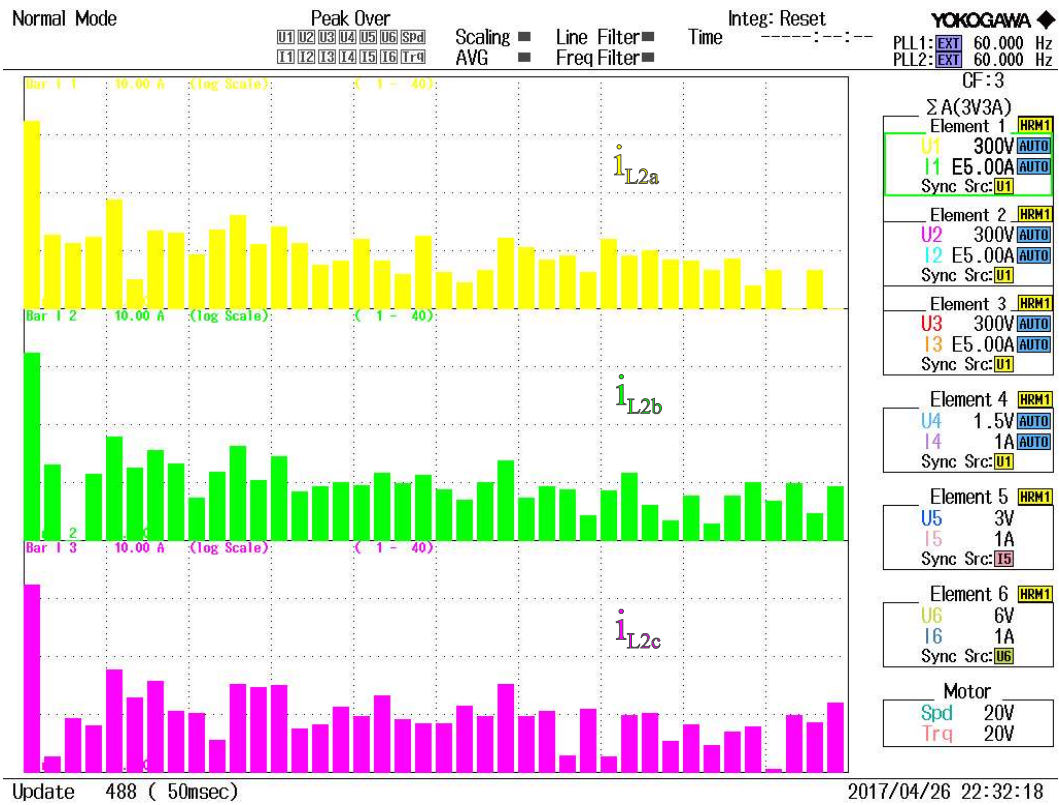


Figura 47 – FFT do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 70 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

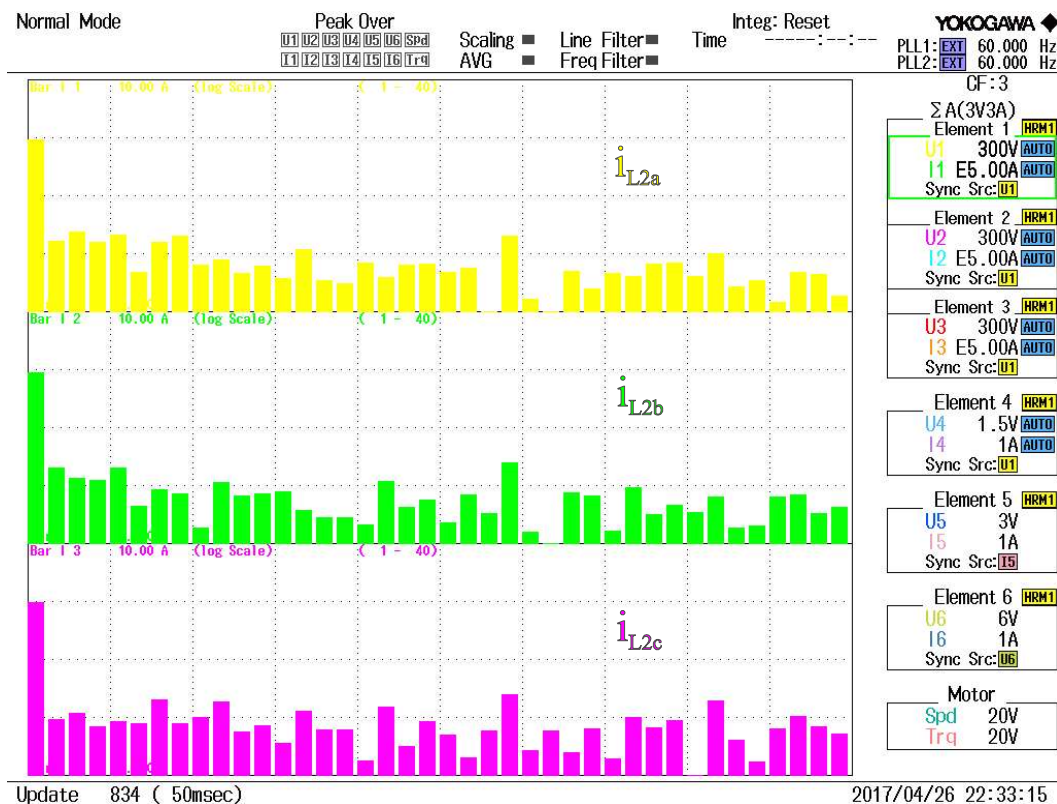


Figura 48 – FFT do cenário com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada, com amortecimento ativo e com $R_L = 120 \Omega$ e $L_L = 1,2 \text{ mH}$.

Observando-se a Figura 46, verifica-se que as componentes harmônicas que exercem maior influência sobre a degradação da energia no ponto de conexão são a 5ª e a 7ª, com fatores de distorção, respectivamente, de 2,575% e 1,913% na fase A, 2,492% e 1,576% na fase B e 2,456% e 1,632% na fase C.

Através da Figura 47, verifica-se que quando a resistência da carga aumenta, a distorção harmônica de corrente aumenta e outras componentes harmônicas começam a contribuir significativamente para a degradação da energia. Neste caso, a componente que mais contribui é a 5ª, com fatores de distorção de 4,350% na fase A, 3,622% na fase B e 3,459% na fase C. Outras componentes que contribuem significativamente são a 7ª e a 11ª.

Na Figura 48, observa-se que a 5ª harmônica continua contribuindo significativamente para a degradação da energia no ponto de conexão e que a 7ª e a 24ª componentes harmônicas também tem fatores de distorção significativos com o aumento da resistência da carga de 70 para 120 Ω .

Na Tabela 8 é apresentado um resumo geral dos resultados obtidos com os ensaios descritos nesta seção.

Tabela 8 – Resumo dos resultados experimentais obtidos para o caso com a tensão no capacitor do filtro LCL como variável controlada.

Amortecimento	Carga	Taxa de Distorção Harmônica Total						
		Tensão			Corrente			
		DHTa (%)	DHTb (%)	DHTc (%)	DHTa (%)	DHTb (%)	DHTc (%)	
Sem amortecimento	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	3,762	3,370	3,365	4,314	4,378	4,416
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	3,597	3,679	3,599	4,219	4,577	4,432
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	3,910	3,902	3,689	4,313	4,222	4,583
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,987	1,965	1,963	6,904	6,687	6,749
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,869	1,899	1,862	6,710	6,697	6,556
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,902	1,954	1,873	6,841	6,423	6,076
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,837	1,566	1,954	5,869	6,660	5,324
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,719	1,501	1,893	5,844	5,856	5,605
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,762	1,601	1,904	5,949	5,252	5,599
Amortecimento passivo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	3,347	3,552	3,710	4,164	4,249	4,097
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	3,507	3,678	3,616	4,140	4,318	4,374
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	3,748	3,830	3,849	4,071	4,411	4,465
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,727	1,937	1,792	6,409	6,751	6,428
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,760	1,822	1,796	6,165	6,973	6,273
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,721	1,906	1,752	6,191	6,521	6,714
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,568	1,409	1,646	6,733	6,578	6,244
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,515	1,487	1,670	6,897	6,956	6,133
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,575	1,549	1,593	6,506	6,930	6,231
Amortecimento ativo	$R_L = 20 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	4,665	3,439	4,162	4,826	3,916	4,672
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	4,396	3,772	5,615	5,095	5,805	3,833
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	3,709	2,866	3,111	4,745	3,687	3,882
	$R_L = 70 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	2,417	2,090	2,647	6,655	6,710	6,495
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	2,067	2,038	1,929	6,015	6,099	6,127
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	2,304	2,618	2,654	6,898	6,515	6,970
	$R_L = 120 \Omega$	$L_L = 1,2 \text{ mH}$	1,586	1,689	1,835	5,928	6,010	5,333
		$L_L = 2,2 \text{ mH}$	1,749	1,686	1,768	5,798	6,096	5,007
		$L_L = 3,2 \text{ mH}$	1,785	2,022	2,238	6,088	6,089	5,512

7.5 Inversor operando nos dois modos de controle

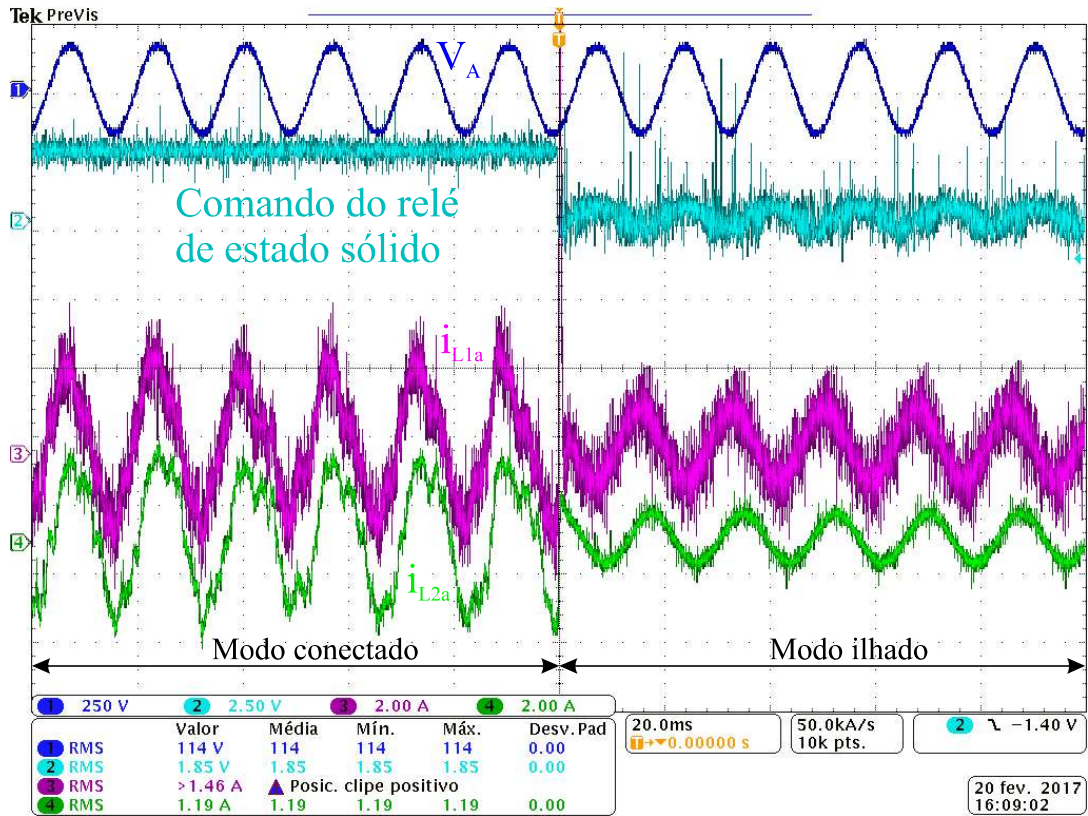
Realizou-se um último ensaio para avaliar a plataforma de ensaios quanto à passagem de um modo de controle para o outro. Esta plataforma foi construída com o intuito de ser utilizada para trabalhos futuros no laboratório. Para isto, foi adequada para trabalhar tanto no modo conectado à rede e à carga, quanto no modo ilhado.

Para a realização deste teste, primeiramente o inversor opera no modo de controle de tensão e frequência e a referência de tensão sobe em rampa até o valor nominal. Quando chega no valor nominal, a tensão controlada no capacitor do filtro é sincronizada com a tensão da rede e o inversor é conectado com a rede. Após isso, utilizando-se o Variac, varia-se a tensão para fora de limites pré-estabelecidos esperando que a técnica de detecção de

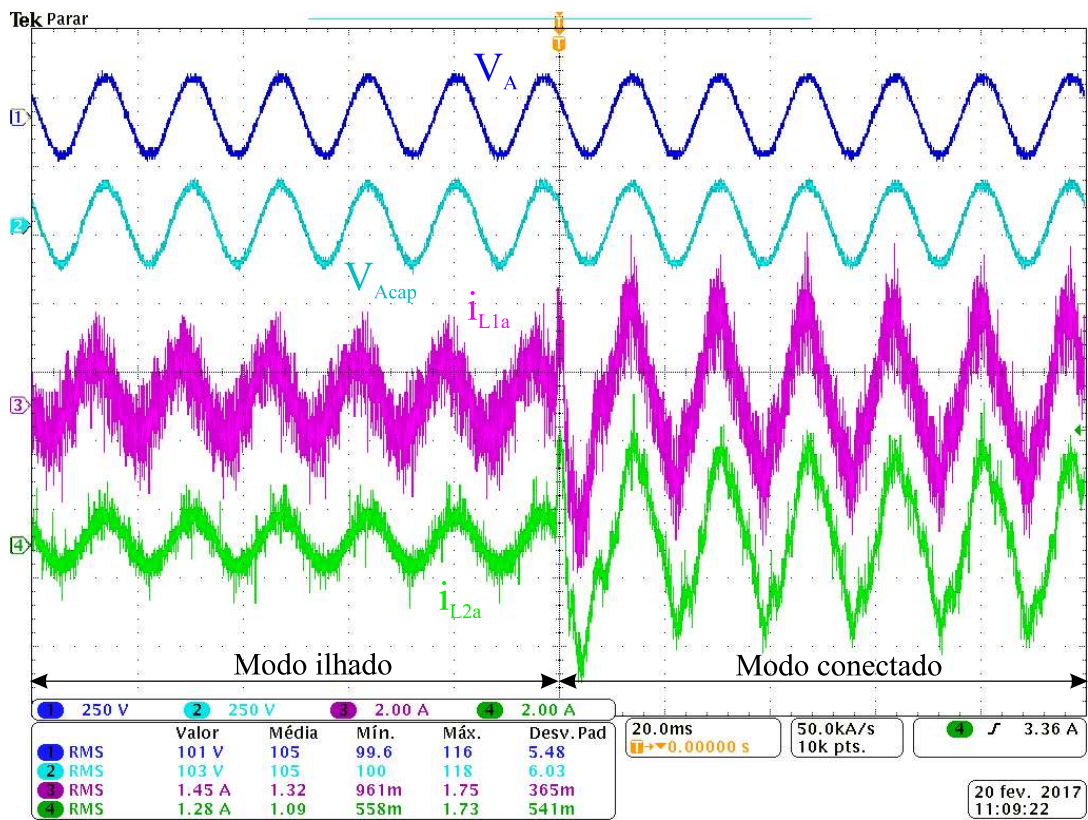
ilhamento atue para desconectar o inversor da rede. Após isso, o inversor passa a alimentar somente a carga. Após a rede voltar à sua condição normal, a tensão controlada no capacitor do filtro é novamente sincronizada com a tensão da rede e o inversor passa a operar conectado à rede.

Devido ao fato de se estar utilizando o Variac para realizar a conexão com a rede e a variação da tensão para fora dos limites pré-estabelecidos, não foi possível chegar à tensão nominal (127 Vrms) neste teste. A tensão que foi utilizada no ensaio foi de 100 Vrms, que corresponde a 78,7% da tensão nominal.

É possível observar na Figura 49 que a passagem de um modo para o outro ocorreu de forma correta. Na Figura 49-(a) ocorre a passagem do modo conectado para o modo ilhado. Inicialmente o inversor está controlando a corrente em 2,1 Arms e quando ocorre a comutação para o modo ilhado passa a fornecer somente a corrente demandada pela carga de 200 Ω . Na Figura 49-(b) ocorre o processo inverso, ou seja, a passagem do modo ilhado para o modo conectado.



(a)



(b)

Figura 49 – Inversor operando nos dois modos de controle (a) passando do modo conectado para ilhado; (b) passando do modo ilhado para conectado.

7.6 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se os resultados experimentais obtidos para este trabalho em uma plataforma experimental construída em laboratório. Para cada cenário proposto apresentou-se as formas de onda da corrente e da tensão no ponto de conexão, para que fosse possível verificar em quais casos os requisitos de qualidade não estavam sendo atendidos. Os resultados serviram também para corroborar a análise da estabilidade realizada anteriormente.

Verificou-se que dentre as técnicas de amortecimento utilizadas, a técnica ativa traz mais benefícios quando comparada à técnica passiva, pois neste tipo de técnica não existe a necessidade da inserção de componentes passivos adicionais no sistema, reduzindo as perdas com relação ao caso com resistores de amortecimento. Além disso, a transição de um modo de controle para o outro foi realizada de forma efetiva. Verificou-se através dos resultados apresentados que a troca entre as malhas de controle foi realizada rapidamente na passagem entre os modos sem tirar o sistema da estabilidade.

No próximo capítulo serão apresentadas as conclusões obtidas após a realização deste trabalho.

8. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise da estabilidade e da qualidade de energia no ponto de conexão de um inversor trifásico com a rede e com uma carga RL, operando no modo ilhado ou no modo conectado.

A respeito da estabilidade, a partir das análises teóricas realizadas, utilizando diagramas de Bode e de lugar das raízes e das análises experimentais, utilizando-se uma plataforma experimental montada em laboratório, notou-se que o conversor operou de forma estável com ou sem a utilização de técnicas de amortecimento. Variou-se a referência de corrente em uma ampla faixa (0 a 15 Arms) e o sistema de controle respondeu corretamente, injetando potência na carga e na rede de acordo com a referência especificada.

No que diz respeito ao controlador utilizado, observou-se que um controlador PI sintonizado e ajustado de forma correta pode oferecer robustez ao sistema contra os possíveis efeitos da ressonância eliminando, no contexto analisado, a necessidade de técnicas de amortecimento, ou seja, no caso de técnicas passivas, eliminando-se perdas no resistor colocado em série com o capacitor do filtro. No caso de técnicas ativas, reduzindo o dispêndio computacional causado pela implementação destas técnicas no processador digital de sinais.

Além das questões relacionadas à estabilidade, foi possível observar também que no que diz respeito à qualidade de energia entregue à rede e à carga, não há diferenças significativas entre controlar a corrente no primeiro ou no segundo indutor do filtro LCL. Para todos os casos analisados, tanto a DHT_v quanto a DHT_i foram semelhantes independente de qual era a variável controlada.

Pôde-se notar também que são necessárias técnicas suplementares para reduzir a DHT_i quando se opera no modo conectado, pois mesmo no caso em que a potência injetada está em um valor próximo do nominal, a distorção harmônica total de corrente ainda está próxima dos 10%. Tanto a técnica de amortecimento passivo quanto a de amortecimento ativo não auxiliaram na redução das harmônicas injetadas no ponto de conexão.

Apesar das altas taxas de distorção harmônica de corrente apresentadas com os resultados experimentais, todos os casos atenderam o PRODIST e seria possível injetar energia na rede de distribuição. Porém, com base em normas internacionais, verificou-se que as componentes harmônicas de corrente apresentaram altos valores, trazendo a necessidade de alguma estratégia para baixar estes valores e melhorar a qualidade da energia no ponto de conexão.

A consequência da variação dos parâmetros da carga na resposta do sistema também foi avaliada e notou-se que em relação à estabilidade, os parâmetros da carga RL não influenciaram significativamente, ao menos na faixa de variação utilizada neste trabalho. Quando se trata da qualidade de energia, no modo conectado a variação destes parâmetros também não causou fortes alterações nas formas de onda de tensão e corrente. Porém, no modo ilhado notou-se que conforme aumenta-se o valor da resistência da carga, reduz-se significativamente a DHT_v e aumenta-se também de forma significativa a DHT_i no ponto de conexão. A variação da indutância não causou grandes alterações nem no modo conectado nem no modo ilhado.

No modo de operação ilhada, verificou-se que as distorções harmônicas totais de corrente e tensão possuem baixos valores, sendo possível entregar energia com qualidade para a carga local quando se opera neste modo.

Este trabalho contribuiu no sentido de que se tenha uma visão mais ampla da utilização do filtro LCL na saída do inversor que será conectado à rede ou à carga e das minúcias que um sistema como esse possui. Além disso, contribui-se para a avaliação de quais fatores influenciam na redução ou no aumento da qualidade de energia no ponto de conexão de uma unidade de geração distribuída com a rede e a carga. A plataforma experimental que ficará disponível no laboratório para a utilização de outros alunos também é uma contribuição.

Como sugestões para trabalhos futuros, pode-se citar:

- Implementação de técnicas para redução da DHT_i no ponto de conexão do inversor trifásico conectado à rede;
- Avaliação da estabilidade do sistema utilizando outros tipos de controlador, como proporcional-ressonante;
- Análise do comportamento do sistema na presença de cargas não-lineares, possivelmente propondo a utilização de controlador repetitivo;
- Realização de testes anti-ilhamento utilizando as normas vigentes no Brasil, para verificar qual a influência das características do filtro LCL na conexão e desconexão do inversor à rede;
- Propor uma metodologia para transição suave entre o modo conectado e o modo ilhado quando a variável controlada é a corrente do conversor, já que a maioria das estratégias propostas levam em conta o controle da corrente da rede.

REFERÊNCIAS

ABNT. **NBR IEC 62116 – Procedimento de Ensaio de Anti-ilhamento para Inversores de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica**, Março 2012.

ADHIKARI, S.; LI, F. **Coordinated V-f and P-Q Control of Solar Photovoltaic Generators With MPPT and Battery Storage in Microgrids**, IEEE Transactions on Smart Grid, v. 5, n. 3, p. 1270-1281, May 2014.

AGUIAR, Cassius Rossi de. **Estudo e Análise de Algoritmos de Detecção de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída Conectados à Rede de Distribuição**. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Dinâmicos, Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2013.

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2008.

ANEEL. **Banco de Informações de Geração**. [Online] <http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=15>. [Acesso em: 15 de Set. 2015a]

ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST – Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição**. Revisão 6. 2015b.

ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST – Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Revisão 6. 2015c.

ANEEL. **Resolução Normativa N° 482, de 17 de abril de 2012**, 2012.

ANEEL. **Resolução Normativa N° 687, de 24 de novembro de 2015**, 2015d.

ARRUDA, L. N.; SILVA, S. M.; FILHO, B. J. C. **PLL Structures for Utility Connected Systems**, IEEE Industry Applications Conference, p. 1-6, October 2001.

BALAGUER, I. J.; LEI, Q.; YANG, S.; SUPATTI, U.; PENG, F. Z. **Control for Grid-Connected and Intentional Islanding Operations of Distributed Power Generation**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 58, n. 1, p. 147-157, January 2011.

BAO, C.; RUAN, X.; WANG, X.; LI, W.; PAN, D.; WENG, K. **Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback**

Active-Damping, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 3, p. 1239-1253, March 2014.

BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; TIMBUS, A. V. **Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 53, n. 5, p. 1398-1409, October 2006.

BOTTERÓN, Fernando. **Análise, Projeto e Implementação de Um Inversor PWM Trifásico para UPS de Média Potência**. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia da Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.

CEB DISTRIBUIÇÃO. **Requisitos para a conexão de acessantes ao sistema de distribuição CEB-D – Conexão em baixa e média tensão**, Diretoria de Engenharia, Superintendência de Planejamento e Projetos, Gerência de Normatização e Tecnologia, Brasília, Agosto 2014.

CHUNG, S. K. **A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters**, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 15, n. 3, p. 431-438, May 2000.

COELBA. **Conexão de Microgeradores ao Sistema de Distribuição em Baixa Tensão**, 5ª Edição, Bahia, Junho 2014.

COPEL. **NTC 905200 – Acesso de Micro e Minigeração Distribuída ao Sistema da COPEL**, Paraná, Março 2016.

DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; HANSEN, S. **PWM Rectifier with LCL-Filter using different Current Control Structures**, European Conference on Power Electronics and Applications, p. 1-10, September 2007.

DANNEHL, J.; WESSELS, C.; FUCHS, F. W. **Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 56, n. 2, p. 380-388, February 2009.

DU, P.; YE, Z.; APONTE, E. E.; NELSON, J. K.; FAN, L. **Positive-Feedback-Based Active Anti-Islanding Schemes for Inverter-Based Distributed Generators: Basic Principle, Design Guideline and Performance Analysis**, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 25, n. 12, p. 2941-2948, December 2010.

GABE, Ivan Jorge. **Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Através de Filtro LCL**. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia da Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

GOMES, P.; MARTINS, A. C. B.; ZANI, C. R.; SARDINHA, S. L. A. **Connection Requirements and Grid Codes for Distributed Generation**, Integration of Wide-Scale Renewable Resources Into the Power Delivery System, p. 1-12, July 2009.

GONÇALVES, A. F. Q.; POZZEBON, G. G.; PEÑA, G. G.; MACHADO, R. Q. **Análise de Conversores CC-CA Conectados em Redes de Distribuição e Utilizados em Sistemas de Geração Distribuída**, IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, p. 1-6, November 2010.

GUO, Z.; SHA, D.; LIAO, X. **Voltage magnitude and frequency control of three-phase voltage source inverter for seamless transfer**, IET Power Electronics, v. 7, p. 200-208, January 2014.

HAMMONS, T.; STYCZYNSKI, Z. **Europe: Impact of Dispersed Generation on Power System Structure and Secure Power System Operation**, IEEE Power Engineering Society General Meeting, p. 1-5, June 2007.

HE, J.; LI, Y. W. **Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters**, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 4, p. 1850-1861, April 2012.

IEEE. **1547 – IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**, July 2003.

IEEE. **1547.1 – IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**, June 2005.

JOUANNE, A. V.; ENJETI, P. N.; LUCAS, D. J. **DSP Control of High-Power UPS Systems Feeding Nonlinear Loads**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 43, n. 1, p. 121-125, February 1996.

KANIESKI, João Marcos. **Modelagem e Controle LQR Aplicado a um Condicionador de Energia**. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2010.

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, September/October 2005.

LIU, F.; ZHOU, Y.; DUAN, S.; YIN, J.; LIU, B.; LIU, F. **Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 56, n. 11, p. 4483-4491, November 2009.

LOH, P. C.; NEWMAN, M. J.; ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. **A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems**, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 18, n. 5, p. 1176-1185, September 2003.

MAHAT, P.; CHEN, Z.; JENSEN, B. B. **Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation**, Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, p. 2743-2748, April 2008.

MARTINEZ, Rodolfo Manuel Moreno. **Estudo de Técnicas de Controle de Fluxo de Potência e de Gerenciamento de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída com Interfaces Eletrônicas de Potência para Conexão com a Rede Elétrica**. Tese – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.

MILANOVIC, J. V.; ALI, H.; AUNG, M. T. **Influence of distributed wind generation and load composition on voltage sags**, IET Generation, Transmission & Distribution, v. 1, p. 13-22, January 2007.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. John Wiley & Sons, 3rd Edition, USA, 2003.

OLIVARES, D. E.; SANI, A. M.; ETEMADI, A. H.; CAÑIZARES, C. A.; IRAVANI, R.; KAZERANI, M.; HAJIMIRAGHA, A. H.; BELLMUNT, O. G.; SAEEDIFARD, M.; BEHNKE, R. P.; ESTÉVEZ, G. A. J.; HATZIARGYRIOU, N. D. **Trends in Microgrid Control**, IEEE Transactions on Smart Grid, v. 5, p. 1905-1919, July 2014.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. **Regions of Active Damping Control for LCL Filters**, IEEE Transactions on Industry Applications, v. 50, p. 424-432, February 2014.

POMILIO, J. A. **Conversores CC/CA – Inversores**, Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica. Disponível em <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>> [Acesso em: 18 de Mar. 2014].

RASHEDUZZAMAN, M.; MUELLER, J. A.; KIMBALL, J. W. **An Accurate Small-Signal Model of Inverter-Dominated Islanded Microgrids Using dq Reference Frame**, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 2, n. 4, p. 1070-1080, December 2014.

RONG-CHANG, Y.; YI-BIN, Y.; CHUN-YU, L.; LI-XIN, L.; DONG-QIANG, J.; LI-XI, Z.; QIANG, L.; FANG-CHUN, D.; YUN-HAO, H.; BO, D. **The Competition of Renewable and Traditional Energy on the Electricity Market Demand Side Management Mechanism**, International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering (ISEEE), v. 1, p. 588-591, April 2014.

SHAN, W. C.; LIN, L. X.; LI, G.; WEI, L. Y. **A Seamless Operation Mode Transition Control Strategy for a Microgrid Based on Master-Slave Control**, Chinese Control Conference, p. 6768-6775, July 2012.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. **A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping**, IAS Annual Meeting. Industry Applications Conference, v. 3, p. 1552-1557, October 2003.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. 1 ed. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2011.

TERZIC, B.; MAJIC, G.; SLUTEJ, A. **Stability Analysis of Three-Phase PWM Converter with LCL Filter by Means of Nonlinear Model**, *Automatika*, p. 221-232, 2010.

TIMBUS, A.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M. **Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation**, IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, p. 1-8, June 2005.

TRAN, T. V.; CHUN, T. W.; LEE, H. H.; KIM, H. G.; NHO, E. C. **PLL-Based Seamless Transfer Control Between Grid-Connected and Islanding Modes in Grid-Connected Inverters**, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 10, p. 5218-5228, October 2014.

TWINING, E.; HOLMES, D. G. **Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter With an LCL Input Filter**, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 18, n. 3, p. 888-895, May 2003.

UNICAMP. **Conversores CC-CA: Inversores Operando em Frequência Constante**, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. Disponível em <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>> [Acesso em: 14 de Mar. 2014].

WANG, X.; BAO, C.; RUAN, X.; LI, W. PAN, D. **Design Considerations of Digitally Controlled LCL-Filtered Inverter With Capacitor Current-Feedback Active Damping**, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 2, n. 4, p. 972-984, December 2014.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. **Virtual RC Damping of LCL-Filtered Voltage Source Converters with Extended Selective Harmonic Compensation**, IEEE Transactions on Power Electronics, October 2014.

WESSELS, C.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. **Active Damping of LCL-Filter Resonance based on Virtual Resistor for PWM Rectifiers – Stability Analysis with Different Filter Parameters**, IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 3532-3538, June 2008.

WORLD ENERGY COUNCIL. **World Energy Resources – 2013 Survey**. World Energy Council, London, 2013.

YAOQIN, J.; DINGKUN, L.; SHENGKUI, P. **Improved Droop Control of Parallel Inverter System in Standalone Microgrid**, 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, p. 1506-1513, June 2011.

YE, Z.; WALLING, R.; GARCES, L.; ZHOU, R.; LI, L.; WANG, T. **Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connector Inverters**, General Electric Global Research Center, National Renewable Energy Laboratory, May 2004.

ZAMODZKI, R.; STEIN, C. M. O.; CARATI, E. G.; COSTA, J. P.; CARDOSO, R. **Evaluation of Control Strategies for LCL Grid-Tied Distributed Generation Systems**, 13th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP, December 2015.

ZAMODZKI, R.; STEIN, C. M. O.; CARATI, E. G.; COSTA, J. P.; CARDOSO, R. **Stability Analysis of Three-Phase Stand-Alone Inverters with LCL Filter**, 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications – INDUSCON, November 2016.

ZUMBAHLEN, H. **Basic Linear Design**, Analog Devices Inc[©], 2007.

APÊNDICE A – MODULAÇÃO *SPACE VECTOR*

A.1 Introdução

Atualmente, uma das técnicas de modulação mais utilizadas em conversores de potência é a técnica *space vector* (ou modulação vetorial). Esta técnica possui algumas vantagens com relação à técnica de modulação senoidal, como a possibilidade do uso de um maior índice de modulação, melhor utilização do barramento CC, redução de conteúdo harmônico nas tensões de saída do inversor e diminuição das perdas de chaveamento (GABE, 2008).

Algumas etapas devem ser seguidas para implementação da modulação vetorial. Estas etapas são (GABE, 2008):

- Definição dos possíveis vetores de comutação nos espaços das tensões de saída;
- Identificação dos planos de separação dos setores no espaço das tensões de saída do inversor;
- Identificação dos planos limites no espaço das tensões de saída;
- Obtenção das matrizes de decomposição;
- Definição da sequência de comutação.

Pode-se incluir na primeira etapa, uma transformação no espaço das tensões de saída do inversor, para simplificar essa representação. Na segunda etapa, pode-se utilizar os planos de separação na identificação do setor, onde o vetor das tensões de saída do inversor se encontra. Na terceira etapa, os planos limite definem se determinado vetor de tensão pode ser implementado pelo inversor. Caso seja possível, através das matrizes de decomposição da quarta etapa, pode-se obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação. Após isso, define-se a sequência de comutação objetivando minimizar alguma grandeza como perdas de comutação ou taxa de distorção harmônica (GABE, 2008).

A.2 Implementação da modulação *space vector* no inversor trifásico

Os vetores de comutação para o inversor trifásico apresentado na Figura 4 são apresentados na Tabela 9. As chaves superiores e inferiores possuem comportamento complementar umas em relação às outras, sendo as primeiras representadas por S_1 , S_3 e S_5 e as últimas representadas por S_2 , S_4 e S_6 . Os estados das chaves são representados por valores binários, onde ‘0’ representa a chave aberta e ‘1’ representa a chave fechada.

Tabela 9 – Vetores de comutação para implementação da modulação vetorial em inversores trifásicos.

Vetor	S_1	S_3	S_5	u_α	u_β	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}
v_0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$\sqrt{2/3}$	0	1	0	0
v_2	1	1	0	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$	1	1	0
v_3	0	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$	0	1	0
v_4	0	1	1	$-\sqrt{2/3}$	0	0	1	1
v_5	0	0	1	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$	0	0	1
v_6	1	0	1	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$	1	0	1
v_7	1	1	1	0	0	1	1	1

Assumindo as chaves com comportamentos complementares, como anteriormente mencionado, tem-se 8 possíveis estados de condução do inversor, apresentados na Tabela 9.

Estes vetores de comutação podem ser representados no plano cartesiano $\alpha\beta$. A Figura 50 apresenta essa representação (BOTTERÓN, 2001).

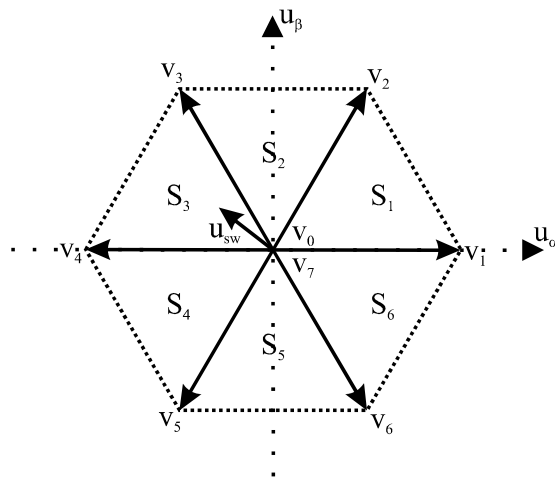


Figura 50 – Representação dos vetores de comutação no plano $\alpha\beta$.

A partir da Figura 50, pode-se identificar seis setores, cada um com 60° . Em cada um dos setores existem dois vetores não nulos adjacentes ao vetor de comando u_{sw} . Os setores são separados por seis vetores não nulos, que possuem 60° entre si, com módulo igual a $\sqrt{2/3}$ e dois vetores (v_0 e v_7) com módulo zero. Além disso, identifica-se também três retas de separação: R_1 : entre v_1 e v_4 , R_2 : entre v_2 e v_5 e R_3 : entre v_3 e v_6 . Essas retas são, respectivamente, regidas por (66), (67) e (68) (BOTTERÓN, 2001)

$$u_\beta = 0, \quad (66)$$

$$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha = 0, \quad (67)$$

$$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha = 0. \quad (68)$$

Além dos setores e das retas de separação, identifica-se no plano apresentado na Figura 50, as retas limite, que são as retas que formam o hexágono apresentado. Pode-se identificar seis retas limite no diagrama: R_{L1} : entre os vetores v_1 e v_2 , R_{L2} : entre os vetores v_2 e v_3 , R_{L3} : entre os vetores v_3 e v_4 , R_{L4} : entre os vetores v_4 e v_5 , R_{L5} : entre os vetores v_5 e v_6 e R_{L6} : entre os vetores v_6 e v_1 . Essas retas são regidas, respectivamente, por (69) a (74)

$$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha - \sqrt{2} = 0, \quad (69)$$

$$u_\beta - \frac{\sqrt{2}}{2} = 0, \quad (70)$$

$$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha - \sqrt{2} = 0, \quad (71)$$

$$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha + \sqrt{2} = 0, \quad (72)$$

$$u_\beta + \frac{\sqrt{2}}{2} = 0, \quad (73)$$

$$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha + \sqrt{2} = 0. \quad (74)$$

A utilização das retas limite é justificável para evitar que o cálculo dos tempos de comutação seja realizado de forma errada. Caso o vetor de comando u_{sw} ultrapasse essa reta limite, o vetor é recalculado para o valor máximo que o inversor pode sintetizar. Após definir os vetores de comutação, os planos de separação e os planos limites, é necessário obter as matrizes de decomposição para a modulação vetorial. Na Tabela 10 são apresentadas as matrizes de decomposição para cada setor (BOTTERÓN, 2001).

Tabela 10 – Matrizes de decomposição para modulação vetorial.

Setor	Matriz de decomposição
1	$\mathbf{M}_1 = [\mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_2]^{-1}$
2	$\mathbf{M}_2 = [\mathbf{v}_3 \quad \mathbf{v}_2]^{-1}$
3	$\mathbf{M}_3 = [\mathbf{v}_3 \quad \mathbf{v}_4]^{-1}$
4	$\mathbf{M}_4 = [\mathbf{v}_5 \quad \mathbf{v}_4]^{-1}$
5	$\mathbf{M}_5 = [\mathbf{v}_5 \quad \mathbf{v}_6]^{-1}$
6	$\mathbf{M}_6 = [\mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_6]^{-1}$

A partir das matrizes de decomposição, pode-se calcular os tempos que determinam a duração de aplicação dos vetores de chaveamento. Esses tempos são calculados a partir de (75) e (76)

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_x \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} T_s, \quad (75)$$

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2. \quad (76)$$

Onde x corresponde ao setor em que se encontra o vetor de comando u_{sw} no momento do cálculo dos tempos e T_s é o período de chaveamento.

APÊNDICE B – PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Para obtenção dos resultados experimentais apresentados neste trabalho, foi montada uma plataforma experimental em bancada. Os detalhes a respeito dos equipamentos e dispositivos que compõem esta bancada são apresentados neste apêndice.

A Figura 51 apresenta uma visão geral da plataforma experimental. Para o entendimento tornar-se mais simples, dividiu-se a plataforma em algumas etapas.



Figura 51 – Visão geral da plataforma experimental.

A Figura 52 apresenta a primeira etapa da bancada experimental, composta por:

- Transformadores isoladores, fontes e disjuntores utilizados para alimentar as placas de medição e instrumentação;
- Fusíveis, contator e disjuntores utilizados como dispositivos de proteção para o sistema;
- Kit DSP TMS320F28335 da Texas Instruments utilizado no processamento dos sinais, equacionamentos e toda a programação do sistema de controle e do sinal PWM para acionar os IGBTs do inversor;
- Placas de transmissão e recepção do PWM que posteriormente é enviado para os drivers para acionamento dos IGBTs;
- Placas de instrumentação, que condicionam o sinal que será enviado e utilizado pelo DSP;
- Sensores de tensão, utilizados para medir as tensões trifásicas na rede e no capacitor do filtro LCL.

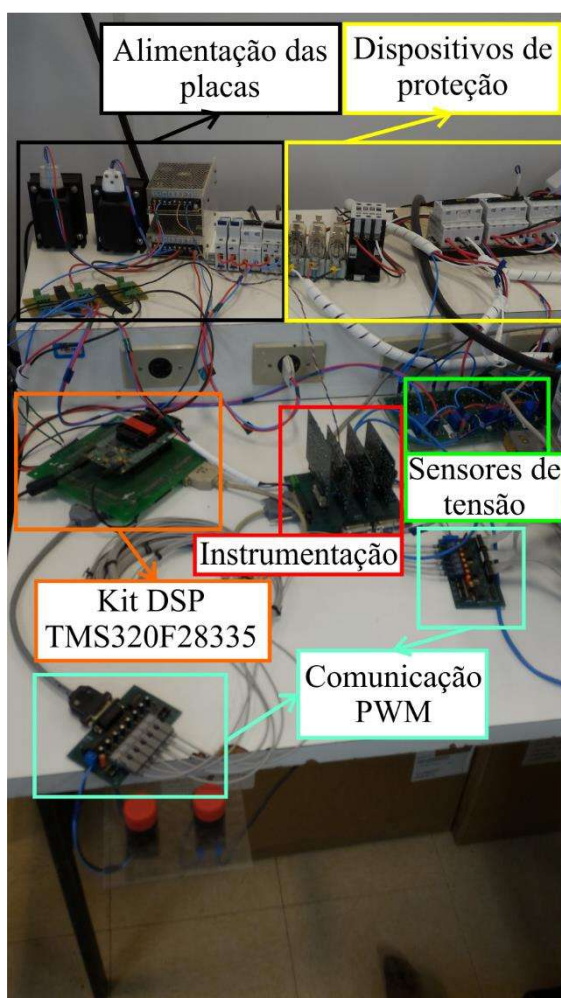


Figura 52 – Etapa 1 da plataforma experimental.

A Figura 53 apresenta a segunda etapa da bancada experimental. Esta etapa é composta por:

- Variac trifásico com entrada de 220 V e saída de 0 a 240 V. Corrente nominal de 15 A e potência de 6.235 W;
- Inversor comercial em ponte completa da Semikron, composto por IGBTs do modelo SKM50GB063D, módulo retificador não controlado SKKD 46/08, drivers SKHI 22 BR e barramento CC preparado para até 900 V;
- Filtro LCL, sendo os indutores construídos com núcleos toroidais de pó de ferro da Magmattec, modelos MMT026T10233 e MMT026T16551 e os capacitores de poliéster;
- Sensores de corrente, para realizar medições da corrente nos dois indutores do filtro LCL.

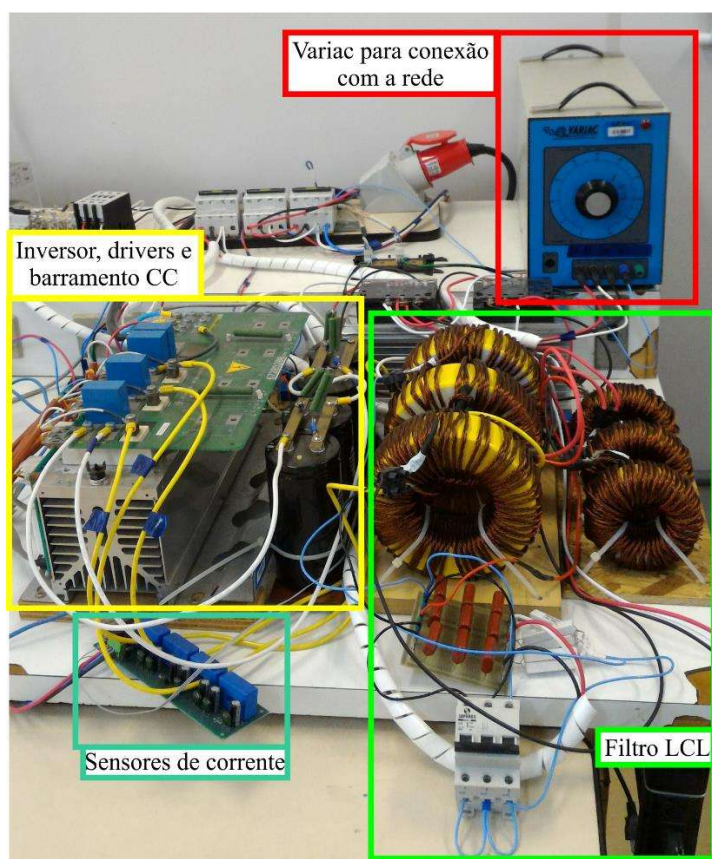


Figura 53 – Etapa 2 da plataforma experimental.

A Figura 54 apresenta a terceira etapa da plataforma experimental e é composta pelos seguintes dispositivos:

- Relés de estado sólido trifásicos SSR3-4840 da Novus, com tensão de comando de 4 a 32 Vcc, corrente de carga de até 40 A e tensão de até 480 V, utilizados para conexão e desconexão do inversor com a rede e com a carga;
- Circuito de acionamento dos relés de estado sólido. Este circuito recebe o sinal de controle do DSP e condiciona este sinal para que seja utilizado no acionamento dos relés.

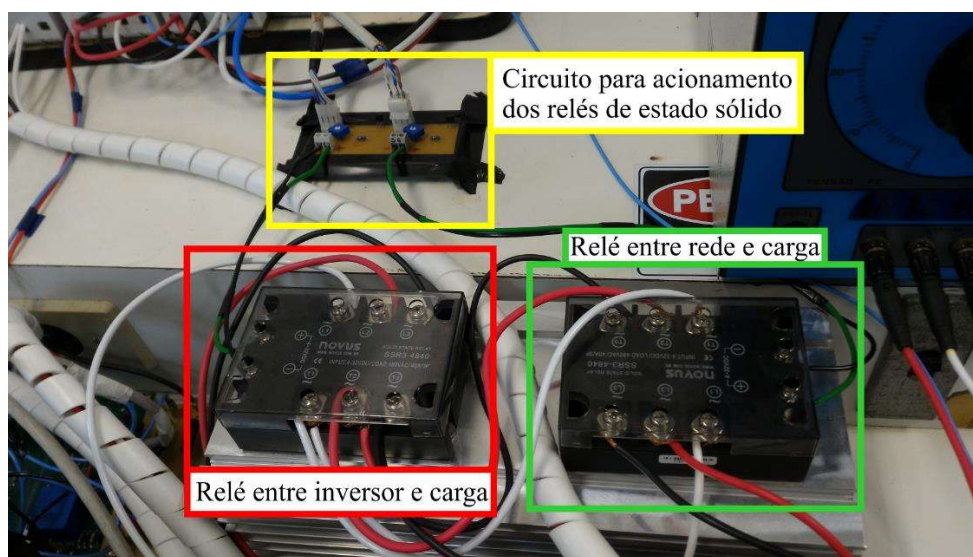


Figura 54 – Etapa 3 da plataforma experimental.

A Figura 55 apresenta a quarta etapa da bancada experimental. Esta etapa é constituída por:

- Carga RL composta por resistores de $100\ \Omega/200\ W$ e indutores que podem ser configurados para indutâncias de $0,3\ mH$ a $2\ mH$ com corrente nominal de $30\ A$;
- Cargas eletrônicas programáveis da Ametek[®]/California Instruments[™] modelo 3091LD (mestre) e 3091 (escravas) conectadas para operação mestre-escravo na configuração trifásica (9093LD).

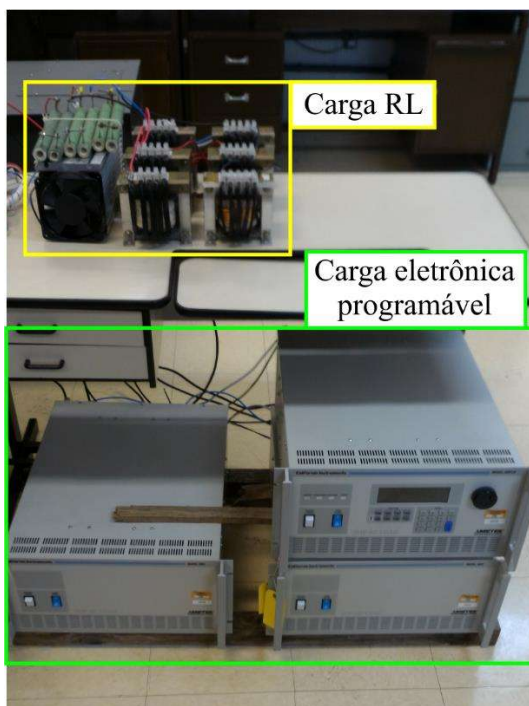


Figura 55 – Etapa 4 da plataforma experimental.

As Figuras 56 a 61 apresentam os circuitos esquemáticos das placas utilizadas para condicionamento dos sinais obtidos com os sensores de tensão e corrente, das placas transmissora e receptora do sinal PWM que posteriormente é enviado para os drivers para acionamento dos IGBTs, das placas dos sensores de corrente e tensão, utilizadas para obter as medidas das correntes nos indutores do filtro e das tensões da rede e do capacitor do filtro e da placa de comando dos relés de estado sólido utilizados na conexão e desconexão do inversor com a carga e a rede.

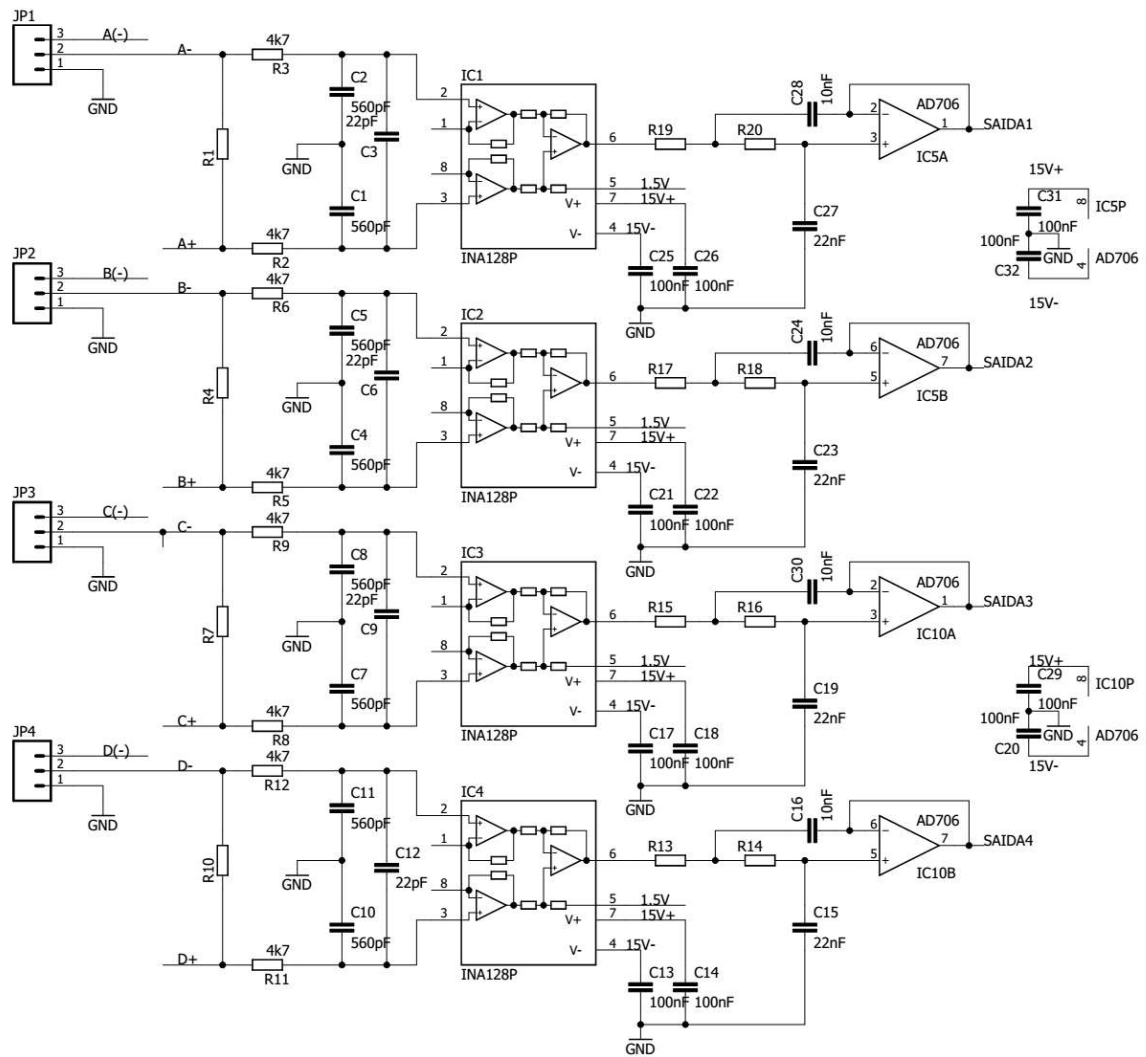


Figura 56 – Esquemático da placa de condicionamento de sinais.

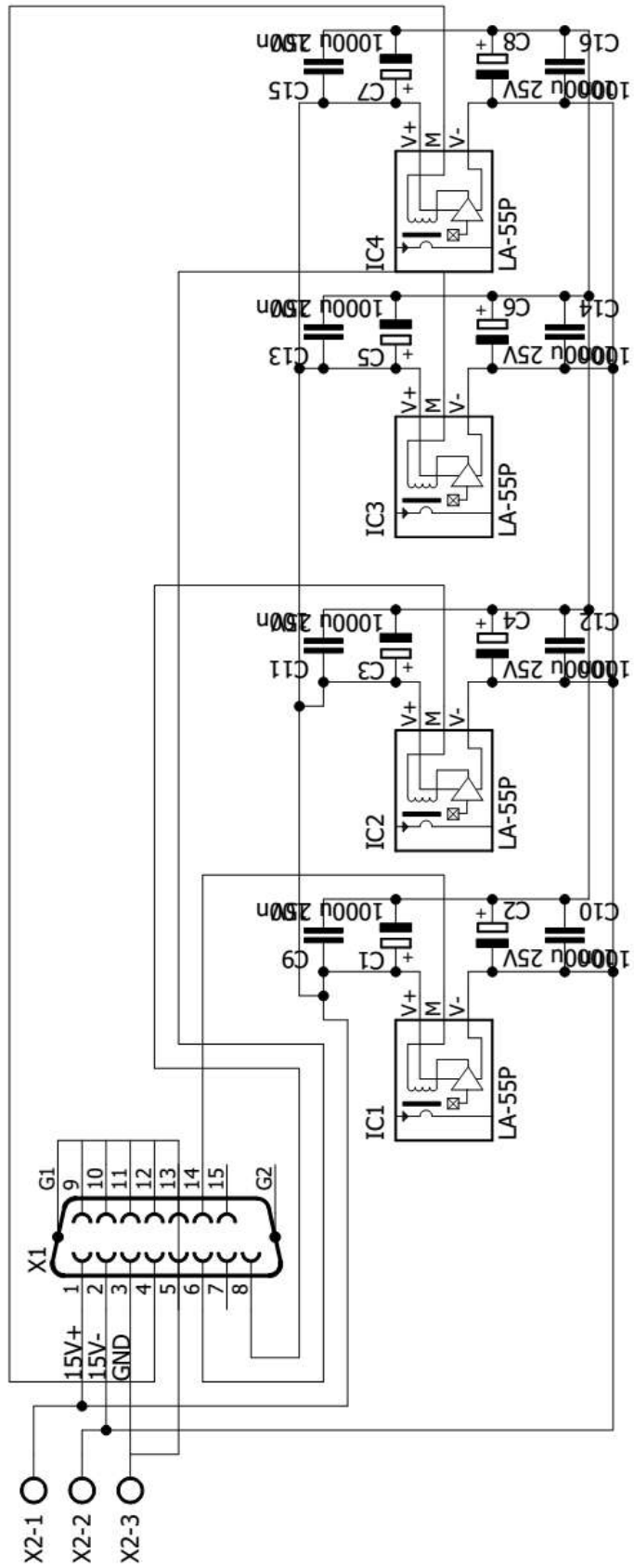


Figura 59 – Esquemático da placa do sensor de corrente.

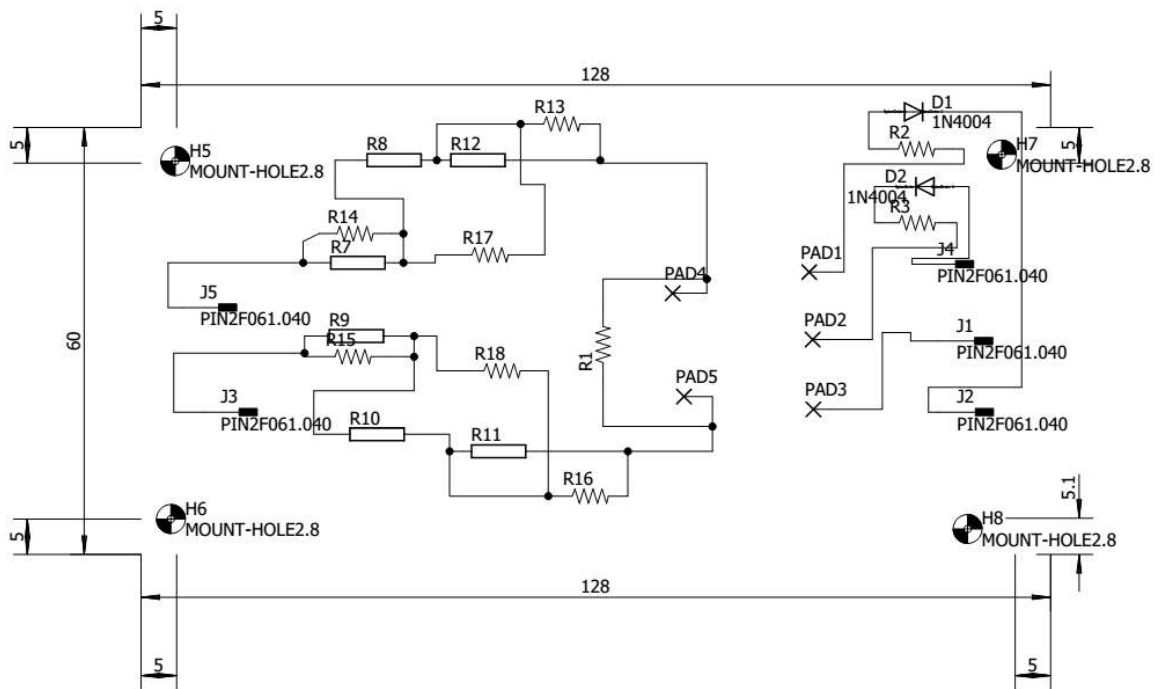


Figura 60 – Esquemático da placa do sensor de tensão.

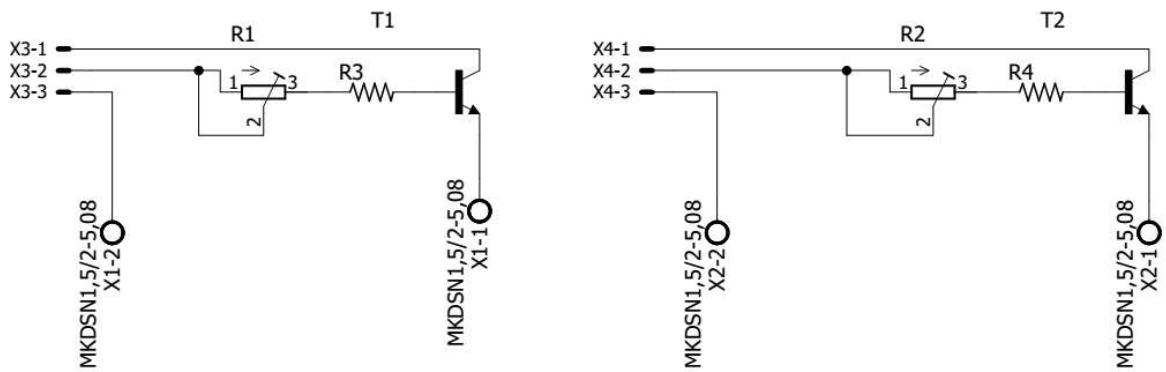


Figura 61 – Esquemático da placa de comando dos relés de estado sólido.