



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

SEBASTIÁN DE JESÚS MANRIQUE MACHADO

**Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição
harmônica para inversores monofásicos conectados à rede
elétrica através de filtro LCL amortecido para sistemas de
energia renovável**

Londrina
2016

Sebastián de Jesús Manrique Machado

**Uma proposta de controle com alta
capacidade de rejeição harmônica para
inversores monofásicos conectados à
rede elétrica através de filtro LCL
amortecido para sistemas de energia
renovável**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Eletrônica de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Newton da Silva

Ficha Catalográfica

Manrique Machado, Sebastián de Jesús

Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição harmônica para inversores monofásicos conectados à rede elétrica através de filtro LCL amortecido para sistemas de energia renovável. Londrina, PR, 2016. 127 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Sistemas de Energia Renovável. 2. Eletrônica de Potência. 3. Qualidade da Energia. 4. Controle I. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Departamento de Engenharia Elétrica . II. Título.

Sebastián de Jesús Manrique Machado

Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição harmônica para inversores monofásicos conectados à rede elétrica através de filtro LCL amortecido para sistemas de energia renovável

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Eletrônica de Potência

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Newton da Silva
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Depto. de Engenharia Elétrica
UEL

Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
Depto. de Engenharia Elétrica
UTFPR-Cornélio procopio

19 de Maio de 2016

Agradecimentos

Agradeço à CAPES pelo apoio financeiro e a THORNTON ELETRÔNICA LTDA pela doação dos núcleos de ferrite necessários para o desenvolvimento experimental deste trabalho.

A meu orientador Dr Newton da Silva, por compartilhar seu conhecimento e experiência comigo, contribuindo de forma ativa para obter os melhores resultados neste trabalho.

Meus parentes na Colômbia não só pelo apoio incondicional durante este tempo de árduo estudo, mas também por todos os anos de dedicação, esforço e formação que me proporcionaram todos os valores necessários para assumir este desafio e culminá-lo de forma satisfatória. Para meus avós Luis José e Maria Eugenia, minha mãe Rocío, minha tia Martha, toda minha gratidão!

Dedico também algumas linhas para agradecer de maneira muito especial a minha namorada Katri, quem tornou-se uma peça fundamental para encarar este mestrado. Com seu apoio, companhia e afeto foi possível continuar em frente sem importar todos os obstáculos que apareceram no caminho. Também a seus parentes que me acolheram e me brindaram gratos momentos.

Agradeço a meus colegas Alexandre, Giancarlo, , Daniel, William, Marcelo, Mikael e David pela amizade e a colaboração durante este projeto, desejo para todos nós muito sucesso em nossas futuras atividades. Também aos técnicos do laboratório de engenharia elétrica, Luiz e Matias, pela disposição e ajuda recebida, assim como ao professor Luis Pareja por facilitar minha chegada ao Brasil para fazer este mestrado. Ao engenheiro Cristian Martínez, também agradeço pelas recomendações e assessorias recebidas.

Por fim, agradeço a meus grandes amigos Oswaldo, Alicia, Estefania, Isabel, Jessica, Laura, Danilo, Alexandra e John Janer, que desde Colômbia sempre torceram para que tudo desse certo. Também a meus amigos brasileiros Luiz Fernando, Vitor, Edilaine, Karla, Franz e Doris pelos laços de amizade e momentos de descontração.

Resumo

Neste trabalho é apresentado uma proposta de controle que melhora a capacidade de rejeição harmônica dos inversores monofásicos conectados à rede elétrica para aplicação em painéis fotovoltaicos, a qual está baseada numa estrutura de controle alternativa e na seleção adequada da corrente de realimentação do filtro LCL. Além disso é sugerida uma implementação adaptativa com a frequência para o rastreador da componente fundamental, baseada numa implementação de dois integradores, o que maximiza o fornecimento de potência ativa à rede elétrica pois garante-se que a componente fundamental da corrente injetada estará em fase com a tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). O alto desempenho da proposta de controle é demonstrado através de análises de estabilidade, erro em regime permanente, e rejeição harmônica no domínio da frequência, as quais foram validadas através de simulações em Matlab/Simulink e de resultados experimentais de um protótipo de laboratório. Também faz parte deste trabalho um estudo da influência da posição do sensor de corrente no filtro LCL, o efeito do compensador de harmônicas na estabilidade e capacidade de rejeição harmônica do sistema, a influência dos desvios na frequência nominal da rede e os impactos da discretização do controle.

Abstract

In this work, it is presented a control proposal that improves the harmonic rejection capability of single-phase grid-connected inverters intended for photovoltaic applications, which is based on an alternative control structure and the suitable selection of the feedback current of the LCL filter. Furthermore, it is suggested a frequency-adaptive implementation for the fundamental tracker based on two integrators technique, which maximizes the active power supply to the grid because it is ensured that the fundamental component of the injected grid-tied current will be in phase with the voltage at the point of common coupling. The high performance of the proposed control was demonstrated through stability, steady-state error and harmonic rejection analyzes in the frequency-domain, which were validated through Matlab/Simulink simulations and experimental results from a laboratory prototype. It also belongs to this work an study of the current sensor location influence in the LCL filter, the effect of the harmonic compensator on the stability and the harmonic rejection capability of the system, the influence of nominal grid frequency deviations and the impacts of the control discretization.

Sumário

Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Abreviaturas	xxiii
Convenções e Lista de Símbolos	xxv
1 Introdução	1
1.1 Contexto e considerações iniciais	2
1.2 Justificativas e contribuições do Trabalho	3
1.3 Objetivos	5
1.3.1 Objetivo geral	5
1.3.2 Objetivos específicos	5
1.4 Estrutura do Trabalho	6
2 Aspectos Gerais dos Sistemas de Geração SFV	7
2.1 Arquiteturas do sistema de geração SFV	7
2.2 Configurações da interface entre o painel e a rede	9
2.3 Conclusões do Capítulo	11
3 Técnicas de controle do Inversor e filtro de interfase com a rede elétrica	13
3.1 Aspectos Gerais do Controle	14
3.2 Estratégias de controle linear	15
3.2.1 Controle no sistema $d-q$	15

3.2.2	Controle PR no sistema $\alpha - \beta$	17
3.3	Estratégias de controle não linear	20
3.4	Controle ressonante adaptativo	23
3.4.1	Filtros digitais adaptativos	24
3.4.2	Controle repetitivo adaptativo	26
3.5	Filtros para a interfase do inversor com a rede elétrica	26
3.6	Conclusões do Capítulo	30
4	Modelagem do Inversor, Projeto do Filtro LCL e do Controle	31
4.1	Modelo de pequeno sinal	31
4.1.1	Modelo em malha aberta	31
4.1.2	Análise em malha fechada	37
4.2	Projeto do filtro LCL amortecido	41
4.3	Projeto do controle e influência da corrente de realimentação	44
4.3.1	Considerando a realimentação de i_i	46
4.3.2	Considerando a realimentação de i_o	48
4.3.3	Análise da estrutura de controle convencional	50
4.4	Influência da discretização do controle	53
4.5	Conclusões do capítulo	54
5	Resultados de Simulação	55
5.1	Validação do Modelo Matemático	56
5.1.1	Rejeição Harmônica em relação à tensão do PAC	56
5.1.2	Rejeição Harmônica em relação à corrente de referência	59
5.1.3	Efeito da frequência da rede	60
5.2	Filtro LCL e perdas devidas ao amortecimento	62
5.3	Simulações com controle discreto	63
5.4	Proposta de controle híbrida	64
5.5	Conclusões do capítulo	66

6	Resultados Experimentais	69
6.1	Técnica de conexão com a rede elétrica	71
6.2	Testes de rejeição harmônica	73
6.2.1	Corrente de referência senoidal	74
6.2.2	Corrente de referência distorcida	78
6.3	Teste em estado transitório	78
6.4	Conclusões do capítulo	80
7	Conclusões	83
7.1	Contribuições do trabalho	85
7.2	Sugestões para trabalhos futuros	85
	Anexo A – Limites de conteúdo harmônico permitido pela norma IEEE 1547	87
	Referências	89
	Apêndice A – O Painel Fotovoltaico	103
A.1	Modelo matemático e circuito equivalente	104
A.2	Relações importantes e modelo de pequeno sinal	106
A.3	Efeito da irradiância não homogênea: Sombras	108
	Apêndice B – Conversor CC-CC e Controle MPPT	111
B.1	MPPT em malha aberta	112
B.2	MPPT em malha Fechada	113
B.3	Algoritmos MPPT	114
B.3.1	Algoritmo de Perturbação e Observação (PO)	115
B.3.2	Algoritmo de Condutância Incremental (IC)	116
B.4	Análises comparativas	118
	Apêndice C – Métodos de sincronização com a rede	123

C.1 PLL adaptativo baseado no Filtro MAV	125
--	-----

Lista de Figuras

1.1	Esquema elétrico geral de um sistema de geração SFV.	2
1.2	Contexto do projeto através da linha do tempo de trabalhos prévios importantes.	5
2.1	Arquiteturas do sistema de geração FV.	8
2.2	Configurações da interface entre o painel e a rede.	10
3.1	Diagrama geral da estrutura do controle para um conversor de dois estágios em aplicações FV com ligação na rede elétrica	14
3.2	Estruturas de controle linear para inversores em sistemas de Geração SFV	16
3.3	Diagrama de blocos do controlador PR não ideal.	18
3.4	Comparação do diagrama de bode do controlador PR contínuo e discreto com taxa de amostragem de 13500 Hz, usando 16 bits em ponto fixo e considerando erros de quantização.	19
3.5	Duas possíveis alternativas de implementação do controle repetitivo.	20
3.6	Controle por histerese.	21
3.7	Diagrama genérico do controlador <i>Dead-Beat</i>	22
3.8	Diagrama de blocos do controlador CNF.	23
3.9	Principais topologias dos filtros adaptativos.	25
3.10	Exemplos de estruturas utilizadas para a implementação de filtros digitais.	25
3.11	Diagramas de diferentes tipos de filtros.	27
3.12	Comparação da atenuação em frequência de diferentes filtros.	29
4.1	Sistema considerado para a modelagem	32
4.2	Diagrama de blocos da modelagem do sistema em malha aberta e em malha fechada.	38

4.3	Opções para a implementação do CH do controle de corrente.	38
4.4	Propriedades do controlador ressonante.	45
4.5	Análise do erro em regime permanente em função dos parâmetros k_i e ζ , realimentando $i_i(t)$	46
4.6	Margem de ganho e margem de fase em função dos parâmetros k_i e ζ realimentando i_i	47
4.7	Diagramas de Bode das funções de transferência mais relevantes considerando a realimentação de i_i	48
4.8	Análise do erro em regime permanente em função dos parâmetros k_i e ζ realimentando i_o	49
4.9	Margem de ganho e margem de fase em função dos parâmetros k_i e ζ realimentando i_o	50
4.10	Diagramas de Bode das funções de transferência mais relevantes considerando a realimentação de i_o	51
4.11	Diagramas de Bode das funções de transferência G_{o-cl} considerando a estrutura de controle convencional.	52
4.12	Diagramas de Bode considerando o controle discretizado.	53
5.1	Classificação das simulações que serão apresentadas.	55
5.2	Modelo em Simulink usado para as simulações.	56
5.3	Resultados de simulação teste 1 considerando controladores com diferentes CH.	57
5.4	Resultados de simulação teste 2 considerando controladores com diferentes CH.	59
5.5	Resultados de simulação teste 3 considerando controladores com diferentes CH e com desvios de frequência	62
5.6	Resultados de simulação do funcionamento do filtro LCL amortecido	63
5.7	Alternativas de discretização do controle ressonante da fundamental	65
5.8	Resultados de simulação teste 1 considerando proposta de controle híbrida com diferentes CH e com desvios de frequência	66
6.1	Foto da bancada	69
6.2	Esquema elétrico do protótipo experimental.	70

6.3	Filtro estimador da corrente no indutor L_o a partir dos valores instantâneos das tensões do inversor e do PAC.	71
6.4	Fluxograma do algoritmo de conexão à rede ou bloco "start". . .	72
6.5	Formas de onda experimentais associadas ao algoritmo de conexão para a estimação da corrente.	73
6.6	Formas de onda experimentais durante o acionamento do relé de conexão e a rampa de corrente.	74
6.7	Formas de onda experimentais utilizando diferentes CH	75
6.8	Tensão da rede no PAC e FFT durante o teste da Figura 6.7 . . .	76
6.9	Formas de onda experimentais utilizando diferentes CH e com carga local não linear	77
6.10	Formas de onda experimentais utilizando diferentes CH e corrente de referência distorcida.	79
6.11	Formas de onda experimentais em estado transitório utilizando diferentes CH	81
A.1	Produção anual das diferentes tecnologias de painéis fotovoltaicos.	103
A.2	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica. Modelo de um diodo.	105
A.3	Curvas características em p.u. de uma célula solar para diferentes Irradiâncias.	106
A.4	Modelo de pequeno sinal do painel fotovoltaico	108
A.5	Possíveis configurações de diodos <i>Bypass</i>	109
A.6	Características do painel em condições de irradiância não homogênea.	110
B.1	Estratégia de controle MPPT em malha aberta.	112
B.2	Estratégias de controle MPPT em malha fechada.	113
B.3	Algoritmo de perturbação e observação.	116
B.4	Curvas IV e PV para diferentes níveis de irradiação	116
B.5	Algoritmo de Condutância Incremental	117
B.6	Comparação algoritmos PO e IC aplicados num conversor boost com barramento CC de tensão constante $V = 24$ V.	119

B.7	Caminho percorrido do ponto de operação do painel durante $t = 0.25$ s e $t = 0.4$ s	120
B.8	Resultados de simulação da estratégia de controle VMPPT num conversor boost com barramento CC de tensão constante $V = 24$ V	121
B.9	Percorrido do ponto de operação do painel durante $t = 0.1$ s e $t = 0.3$ s aplicando estratégia VMPPT	122
C.1	Diagrama genérico de um PLL.	123
C.2	PLL trifásico usando a transformação $d-q$	124
C.3	PLL usando o valor médio do produto de dois sinais ortogonais.	124
C.4	Alternativas de geração de sinais ortogonais.	125
C.5	PLL utilizando o filtro MAV para calcular o valor médio do produto dos sinais ortogonais.	126
C.6	Diagrama de blocos do filtro MAV.	126

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros de entrada para o projeto do Filtro LCL amortecido	44
4.2	Parâmetros obtidos do filtro LCL e do inversor	44
4.3	Especificações para o projeto do controlador de corrente	45
5.1	Rejeição Harmônica teste 1. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente.	58
5.2	Rejeição Harmônica teste 2. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente	60
5.3	Rejeição Harmônica teste 1 com $f_g = 58 \text{ Hz}$. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente	61
5.4	Rejeição Harmônica teste 4 com controle discretizado. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente	64
5.5	Rejeição Harmônica teste 5 com $f_g = 58 \text{ Hz}$ e $f_g = 62 \text{ Hz}$ e controle híbrido proposto. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente	67
6.1	Valores obtidos da FFT do sinal de corrente injetada à rede elétrica.	74
6.2	Resultados obtidos no teste em estado transitório.	80
A.1	Máximo conteúdo harmônico permitido pela norma IEEE 1547	87
C.1	Parâmetros do PLL implementado	127

Lista de Abreviaturas

AM Air Mass. Refere-se ao espectro solar dado por diferentes valores de AM

ANC Adaptive Noise Canceling

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

CH Compensador de Harmônicas

CHR Controle Híbrido Repetitivo

CNF Composite Non Linear Feedback

CR Controle Repetitivo

DIP Degradação induzida pelo potencial

DMPPT Distributed Maximum Power Point Tracking

DSFRC Double Synchronous Reference Frame Control

DSC Digital Signal Controller

FIR Finite Impulse Response

FV Fotovoltaico

GAL Gradient Adaptive Lattice

GD Geração Distribuída

GDe Algoritmo de adaptação *Gradient Descendent*

GMPP Global Maximum Power Point

IC Incremental Conductance

IIR Infinite Impulse Response

IMPPT Current Maximum Power Point Tracker

LMPP Local Maximum Power Point

LMS Least Mean Square

LS Least Square

MIC Module-Integrated-Converter

MPP Maximum Power Point

MPPT Maximum Power Point Tracking

NOCT Nominal Operating Cell Temperature

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PLL Phase Locked Loop

PI Controlador Proporcional + Integral

PID Controlador Proporcional + Integral + Derivativo

PLL Phase Locked Loop

PO Perturbação e Observação

PR Controlador Proporcional + Resonante

PRODIST Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

PWM Pulse-Width Modulation

SER Sistemas de Energia Renovável

SFV Solar Fotovoltaico

SOGI Second Order Generalized Integrator

STC Standard Test Conditions

SRFC Synchronous Reference Frame Control

THD Total Harmonic Distortion

VMPPT Voltage Maximum Power Point Tracker

VSI Voltage Source Inverter

Convenções e Lista de Símbolos

Os seguintes símbolos serão utilizados:

Símbolo	Descrição
a	Fator de idealidade do diodo do circuito equivalente da célula FV
C_f	Capacitor do filtro LCL
C_d	Capacitor de amortecimento do filtro LCL
C_{cc}	Capacitor do barramento CC do inversor
$C_{Ha}(s)$	Função de transferência do compensador de harmônicas da estrutura de controle alternativa
$C_{Hc}(s)$	Função de transferência do compensador de harmônicas da estrutura de controle convencional
$C_{PR}(s)$	Função de transferência do controle da fundamental na estrutura de controle convencional
ΔP_D	Variação de Potência devida à variação de razão cíclica
ΔP_G	Variação de Potência devida à variação de Irradiância
Δv_g	Faixa de desvios da frequência nominal considerada pelo PLL
f_g	Frequência nominal da rede
f_s	Frequência de amostragem
f_{sw}	Frequência de comutação
G	Irradiância em W/m^2
i_f	Corrente realimentada
i_i	Corrente do lado do inversor
I_l	Corrente devida à incidência de radiação solar
i_{Li}	Corrente pelo indutor do lado do inversor
i_{Lo}	Corrente pelo indutor do lado da rede
I_0	Corrente de saturação do diodo do circuito equivalente da célula FV
I_{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência
i_o	Corrente do lado da rede

continua...

Símbolo	Descrição
i_{o-hx}	Componente da harmônica x da corrente do lado da rede
i_{rf}	Corrente senoidal de referência para o controle do inversor
i_{rf-hx}	Componente da harmônica x da corrente de referência para o controle do inversor
I_{sc}	Corrente de curto circuito
k_i	Ganho Integral
k_p	Ganho Proporcional
k_{PWM}	Ganho correspondente à modulação PWM
L_i	Indutor do filtro LCL do lado do inversor
L_o	Indutor do filtro LCL do lado da rede
m	Índice de Modulação
n	Relação entre a capacitância do filtro LCL e a capacitância de amortecimento
N	Numero de amostras considerado pelo PLL de acordo com a frequência estimada
N_{max}	Numero máximo de amostras do <i>buffer</i> do PLL
N_{min}	Numero mínimo de amostras do <i>buffer</i> do PLL
P_{mpp}	Potência no ponto de máxima potência
Q	Fator de qualidade do filtro LCL
r_d	Resistor de amortecimento do filtro LCL
r_f	Relação entre a frequência de amostragem e a frequência de ressonância do filtro LCL
r_l	Relação entre o indutor de entrada (L_i) e o indutor de saída (L_o) do filtro LCL
r_{pv}	Valor de resistência dinâmica do painel
R_{mpp}	Valor de resistência dado pela relação V_{mpp}/I_{mpp}
R_p	Resistência em paralelo do circuito equivalente da célula FV
R_s	Resistência em série do circuito equivalente da célula FV
$R(s)$	Função de transferência do controle da fundamental na estrutura de controle alternativa
T_d	Tempo de atraso devido a cálculos computacionais
T_s	Tempo de amostragem
T_{ss}	Tempo de estabilização

continua...

Símbolo	Descrição
$\tilde{\mathbf{u}}(\mathbf{t})$	Vetor de variáveis de entrada de pequeno sinal
v_i	Tensão de entrada do inversor
v_g	Tensão da rede no PAC
v_{g-hx}	Componente da harmônica x da tensão da rede no PAC
v_{tri}	Amplitude do sinal triangular utilizado na modulação PWM
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
V_T	Tensão térmica do painel FV
$\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t})$	Vetor de estados de pequeno sinal
W_p	Vátios pico (@ STC)
ω	Frequência de ressonância do controle P+R
$\hat{\omega}_g$	Frequência da rede elétrica estimada pelo PLL
ω_i	Frequência de ressonância do filtro LCL devida aos zeros complexos conjugados
ω_o	Frequência de ressonância do filtro LCL devida aos polos complexos conjugados
$\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{t})$	Vetor de variáveis de saída de pequeno sinal
ζ	Fator de amortecimento do controlador P+R ou do CH

1 Introdução

Nos últimos anos tem-se percebido um grande avanço e desenvolvimento em relação as energias renováveis tanto em matéria tecnológica e de pesquisa quanto em matéria comercial. O desenvolvimento acelerado das energias renováveis está motivado principalmente pelas seguintes razões:

- **NECESSIDADE DE DIVERSIFICAR A MATRIZ ENERGÉTICA:** O aumento demográfico e a dependência da energia elétrica das sociedades tem gerado um cenário de aumento constante do consumo de energia elétrica. Garantir o fornecimento de energia no futuro é uma tarefa que precisa evidentemente da diversificação da matriz energética, sendo as energias renováveis não convencionais uma das alternativas mais atrativas para diminuir a dependência das usinas hidráulicas e dos combustíveis fósseis. A dependência de uma só fonte de energia primária é um fator que pode levar a um racionamento de energia em caso de que tal recurso esteja escasso durante um tempo por causa de alguma mudança climática.
- **CUIDADO AMBIENTAL:** A emissão de gases de efeito estufa e o aquecimento global é um tema que tem tomado relevância mundial através de acordos internacionais como o protocolo de Kyoto. As energias renováveis oferecem energia livre da emissão destes gases e sua fonte primária de energia são fontes não esgotáveis. Caso contrário dos derivados do petróleo, no qual conta-se com uma quantidade limitada destes recursos.
- **ASPECTOS ECONÔMICOS E GEOGRÁFICOS:** Os países com maior investimento e desenvolvimento em energias renováveis tem deficiência em recursos energéticos, razão pela qual são obrigados a importar energia com custos muito altos.

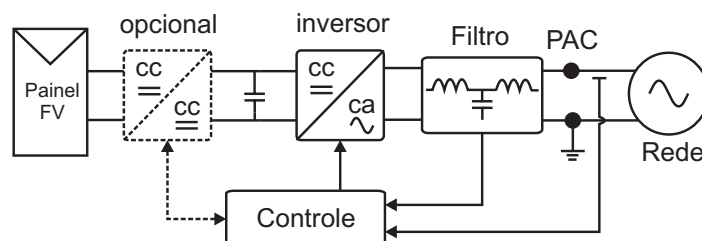
Dentro das energias renováveis, a energia Solar Fotovoltaica (SFV) apresenta várias vantagens que vale a pena mencionar:

- Os sistemas Fotovoltaicos (FV) não possuem partes móveis, razão pela qual a manutenção é simples e com custos praticamente desprezíveis, com uma vida útil que na média pode estar entorno de 25 anos (BLAABJERG et al., 2010).
- A modularidade do sistema apresenta uma grande vantagem, já que para aumentar a capacidade de geração basta acrescentar a quantidade de painéis FV. Desta forma um projeto pode-se dividir em várias etapas de acordo com a disponibilidade de recursos econômicos.
- Em qualquer lugar com disponibilidade de espaço e radiação solar pode-se instalar um sistema de geração FV; fato que permite a alocação de geração distribuída perto da carga, diminuindo assim as necessidades de transportar a energia e portanto as perdas associadas à transmissão e distribuição da energia.

1.1 Contexto e considerações iniciais

Devido ao fato das energias renováveis necessitarem do uso de equipamento baseado em eletrônica de potência para sua integração com a rede elétrica, há grandes preocupações em relação ao impacto da integração massiva destes sistemas na qualidade da energia da rede elétrica. O filtro e o controle do inversor na Figura 1.1 são os subsistemas chaves para que os sistemas de geração SFV cumpram com os requisitos relacionados com a qualidade da energia, especificamente em relação à atenuação das frequências de comutação e à rejeição harmônica. Portanto, o foco desta dissertação são estes dois subsistemas.

Figura 1.1: Esquema elétrico geral de um sistema de geração SFV.



Fonte: O autor.

O filtro tem como principal função, atenuar as componentes de tensão e corrente das frequências de comutação do inversor. Filtros de alta ordem como o indutivo-capacitivo-indutivo (LCL) tem sido pesquisados nos últimos anos como alternativa ao tradicional filtro indutivo (L), com a finalidade de proporcionar

uma maior capacidade de atenuação e economizando materiais magnéticos e cobre (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010; WU et al., 2011; WU; HUANG; BLAABJERG, 2014). Porém, as ressonâncias dos filtros de alta ordem, prejudicam a estabilidade do sistema (WU et al., 2011; BERES et al., 2015b), razão pela qual precisam-se de técnicas de amortecimento passivas ou ativas (ZHANG et al., 2014).

Em relação ao controle do inversor, este é responsável por manter o erro de regime permanente próximo a zero e pela rejeição harmônica¹ do sistema através do uso de Compensadores de Harmônicas (CH), que normalmente é colocado em paralelo com o controle da fundamental (TEODORESCU et al., 2006). Isto com a finalidade de fornecer energia à rede elétrica com um fator de potência muito próximo da unidade e com o mínimo conteúdo harmônico possível, atendendo os requisitos de normas internacionais como a IEEE 1547, apresentados no Anexo A)

Porém, o uso dos filtros de alta ordem e do CH prejudica significativamente a estabilidade do sistema, levando-o aos seus limites, adicionalmente às incertezas associadas à impedância equivalente da rede no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) e as variações da frequência da rede. Estes são aspectos que aumentam a dificuldade para obter um sistema estável e com alta rejeição harmônica (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; TANG et al., 2012; PENA-ALZOLA et al., 2014; YANG; ZHOU; BLAABJERG, 2015; SUUL et al., 2015). Estes problemas foram resolvidos neste trabalho através de uma adequada seleção da relação entre a frequência de amostragem e a frequência de ressonância do filtro LCL segundo Parker, McGrath e Holmes (2014), o amortecimento passivo ótimo do filtro LCL de acordo com Beres et al. (2015b) e uma adequada seleção dos parâmetros do controle.

1.2 Justificativas e contribuições do Trabalho

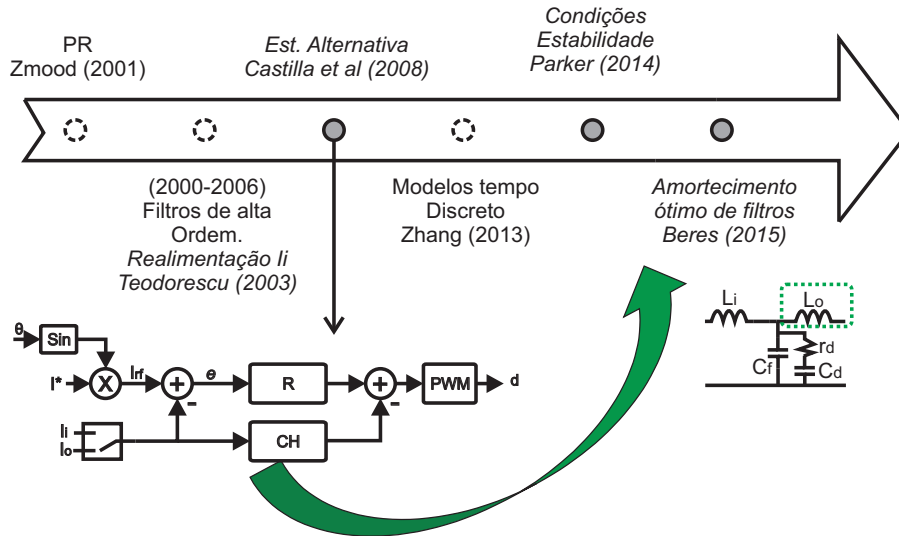
O presente trabalho tem principalmente duas justificativas. A primeira delas é a necessidade de aprofundamento do estudo da estrutura de controle alternativa proposta por Castilla et al. (2008), a qual é explicada através da linha do tempo na Figura 1.2. Neste trabalho, é usado o conceito de controladores ressonantes que foi proposto por Zmood, Holmes e Bode (2001), e quase paralelamente começou a pesquisa relacionada com os filtros de alta ordem. Particularmente

¹Neste trabalho a rejeição harmônica entende-se como a capacidade do sistema para fornecer energia com baixo conteúdo harmônico, mesmo operando em redes distorcidas ou com sinais de referência com presença de componentes harmônicas

para o filtro LCL, que será usado neste trabalho, em Teodorescu et al. (2003) foi argumentado que a realimentação da corrente do indutor do lado do conversor favorece a estabilidade do sistema, afirmação que posteriormente também foi defendida por Tang et al. (2012). A utilização de controladores ressonantes em Sistemas de Energia Renovável (SER) tornou-se popular, pois estes permitem o uso de compensadores harmônicos em paralelo com controlador da fundamental (TEODORESCU; BLAABJERG, 2004a; BLAABJERG et al., 2006). Porém, uma estrutura de controle na qual o compensador de harmônicas não está em paralelo com o controle de fundamental foi proposta por Castilla et al. (2008) utilizando filtros LCL. Posteriormente, foi aplicada com controladores ressonantes amortecidos em Castilla et al. (2009) e estendida a sistemas trifásicos em Castilla et al. (2013). Porém, continuou-se utilizando a realimentação da corrente do lado do conversor de acordo com as recomendações das pesquisas prévias (TEODORESCU et al., 2003; TANG et al., 2012). Recentemente, as pesquisas de Zou et al. (2014), Parker, McGrath e Holmes (2014) têm revelado as condições necessárias e suficientes para obter um sistema estável realimentando a corrente do lado da rede, enquanto que (BERES et al., 2015b) apresenta uma metodologia de amortecimento passivo ótima para filtros de alta ordem. Desta maneira, estas técnicas de análise, a metodologia de projeto de filtros LCL amortecidos passivamente, assim como a implementação adaptativa do controle da fundamental através da utilização da técnica de dois integradores estudada por (YEPES et al., 2011a), são aplicadas neste trabalho à estrutura de controle proposta por Castilla et al. (2008) pela primeira vez. Além disso, em relação a pesquisas prévias, este trabalho aprofunda nas análises da influência dos desvios na frequência nominal da rede no desempenho do sistema.

A segunda justificativa deste trabalho, é a necessidade de um tratamento matemático do sistema que conduza a um modelo que permita analisar a estabilidade, o erro em regime permanente, a rejeição harmônica do sistema e os efeitos dos desvios da frequência nominal da rede elétrica para projetar adequadamente o filtro LCL e o controle, e desta forma obter um sistema com adequados margens de estabilidade e que cumpra com os requisitos de qualidade de energia das normas internacionais como a IEEE 1547.

Figura 1.2: Contexto do projeto através da linha do tempo de trabalhos prévios importantes.



Fonte: O autor.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo geral

Estudar o comportamento dos controladores ressonantes em inversores monofásicos alimentados por tensão e com filtro LCL amortecido, aplicados em sistemas de geração FV conectados à rede elétrica.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudar a capacidade de rejeição harmônica do sistema operando em redes distorcidas.
- Estudar a capacidade de rejeição harmônica do sistema frente a sinais de referência distorcidos.
- Analisar efeito do Compensador de Harmônicas (CH) na estabilidade no sistema.
- Determinar o ponto mais adequado para a realimentação do sinal da corrente usado no controle do inversor de modo a proporcionar melhor margens de estabilidade e rejeição harmônica.
- Avaliar o comportamento do sistema frente desvios da frequência nominal da rede elétrica.
- Analisar os efeitos da implementação discreta do controle ressonante.

- Fornecer evidências experimentais que validem o modelo matemático apresentado.
- Estudar, apresentar e/ou propor diferentes estratégias de implementação adaptativas com a frequência para o controle ressonante.

1.4 Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2 as arquiteturas e configurações básicas dos sistemas FV conectados à rede elétrica são apresentadas com a finalidade de localizar ao leitor no foco do presente trabalho. Posteriormente, no capítulo 3 a revisão do estado da arte das técnicas de controle do estágio do inversor são apresentadas, assim como as diferentes alternativas de implementação filtro que faz a interface entre a rede e o inversor de potência. Também algumas técnicas de controle adaptativo são estudadas.

Após a revisão bibliográfica, o capítulo 4 está dedicado ao modelamento matemático do sistema considerando as diferentes opções de realimentação, e levando em consideração a operação do sistema em malha aberta e em malha fechada; sendo projetados também, os parâmetros do controle. Após o modelo ser deduzido e analisado, no capítulo 5 apresentam-se os resultados de simulação obtidos usando Matlab/Simulink com o objetivo de validar o modelamento feito. Neste capítulo, também é introduzida a proposta híbrida de controle a qual consiste em implementar de forma adaptativa o controlador da fundamental.

Finalmente, no capítulo 6 os resultados experimentais são apresentados e discutidos.

O capítulo 7 apresenta as conclusões finais, as contribuições e sugestões para trabalhos futuros.

2 Aspectos Gerais dos Sistemas de Geração SFV

Neste capítulo são abordadas as principais arquiteturas e configurações dos sistemas de geração Solar Fotovoltaica (SFV) existentes, as quais possuem distintas formas de classificação . A partir deste capítulo e nos seguintes é assumido que o leitor tem noções básicas em relação ao painel Fotovoltaico (FV), à função dos conversores CC nestes sistemas, e do controle MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). No apêndice A, há informações referentes ao painel fotovoltaico, sua característica de operação e seu modelo equivalente. Também, no apêndice B, são explicados os conceitos básicos em relação à função dos conversores CC em sistemas de geração SFV e ao controle MPPT , acompanhados de algumas simulações e comparações feitas pelo autor.

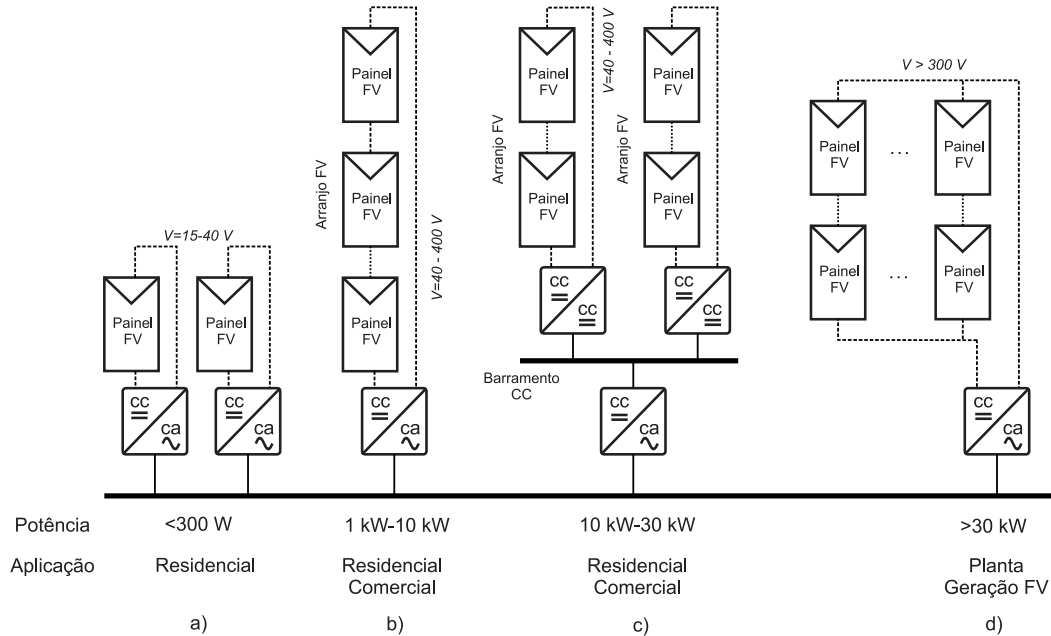
De acordo com o apêndice A, a célula fotovoltaica de silício cristalino gera uma tensão aproximada de 600 mV. Agrupações de células em módulos e destes em painéis podem gerar tensões entre 10 V e 45 V em corrente contínua. É evidente que para conectar os painéis à rede elétrica, precisa-se de uma interface que condicione a energia gerada por estes. O objetivo deste capítulo é introduzir as diferentes arquiteturas e configurações que tem sido propostas para essa interface entre o painel e a rede elétrica. Neste trabalho, há especial interesse pelos sistemas de geração FV monofásicos.

2.1 Arquiteturas do sistema de geração SFV

O termo “Arquitetura” refere-se basicamente a uma classificação dos sistemas de geração SFV segundo a potência e em consequência a aplicação. De acordo com a potência da instalação, diferentes formas de conectar os painéis e sua interface com a rede são adotadas. Na atualidade, existem principalmente 4 tipos de arquiteturas para os sistemas de geração SFV, os quais são apresentados na Figura 2.1 (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005; KRAMER et al., 2008; YANG;

BLAABJERG, 2015).

Figura 2.1: Arquiteturas do sistema de geração FV: a. Micro inversor b. Inversor de arranjo de painéis c. Inversor de múltiplos arranjos de painéis d. Inversor central.



Fonte: O Autor.

Na Figura 2.1 pode-se observar linhas tracejadas que representam os condutores que ligam os painéis com os conversores em cada caso. Enquanto há incidência de radiação solar estes condutores ficam energizados, já que não há como realizar a desenergização dos painéis na presença de luz solar; fato que torna-se um problema de segurança especialmente em situações especiais como por exemplo um incêndio (Enphase Energy, 2015; MATHE et al., 2015). Além disso, as configurações diferentes ao micro inversor (Figura 2.1a) utilizam arranjos de painéis ligados em série, e desta forma aumenta a tensão dos condutores que ficam energizados e portanto acrescenta o risco elétrico. A arquitetura do micro inversor ou MIC (*Module-Integrated Converter*) minimiza o risco elétrico, já que cada painel possui seu próprio conversor e portanto minimiza o percorrido dos condutores energizados e a tensão dos mesmos. As soluções atuais para as demais arquiteturas foram recompiladas por (MATHE et al., 2015). Esta característica somada à modularidade e a facilidade para a integração arquitetônica faz do micro inversor a arquitetura ideal para instalações fotovoltaicas residenciais. Na parte técnica, esta arquitetura também evita problemas associados à DIP (Degradação Induzida pelo Potencial) (SMA, 2011) e apresenta vantagens potenciais em relação à extração de energia (BLAABJERG et al., 2010). Porém, os conversores integrados precisam de um alto ganho por causa da baixa tensão de saída dos painéis.

Também, o custo por kilowatt instalado é maior do que nas outras arquiteturas, e a eficiência global torna-se um fator importante já que esta tende a ser prejudicada em comparação com as arquiteturas apresentadas nas Figuras 2.1b e 2.1c (SHER; ADDOWEESH, 2012; YANG; BLAABJERG, 2015). Uma análise comparativa em relação a quantidade de energia extraída pelas diferentes arquiteturas foi apresentada por Zheng et al. (2014) e conclui-se que na atualidade a arquitetura do inversor central apresentada na Figura 2.1d é uma solução mais econômica e com uma melhor eficiência global.

Devido ao inversor ser o elemento de interesse neste trabalho, potencialmente os conceitos e as contribuições aqui apresentadas podem ser aplicadas ou estendidas a qualquer das arquiteturas apresentadas. Porém, considerando que a arquitetura do inversor central normalmente é usada com inversores multiníveis em potências mais elevadas, poderia se afirmar que o presente trabalho tem pouca afinidade com esta arquitetura. Assim os micro inversores e o inversor de arranjo de painéis são as arquiteturas mais afins com o escopo do presente trabalho.

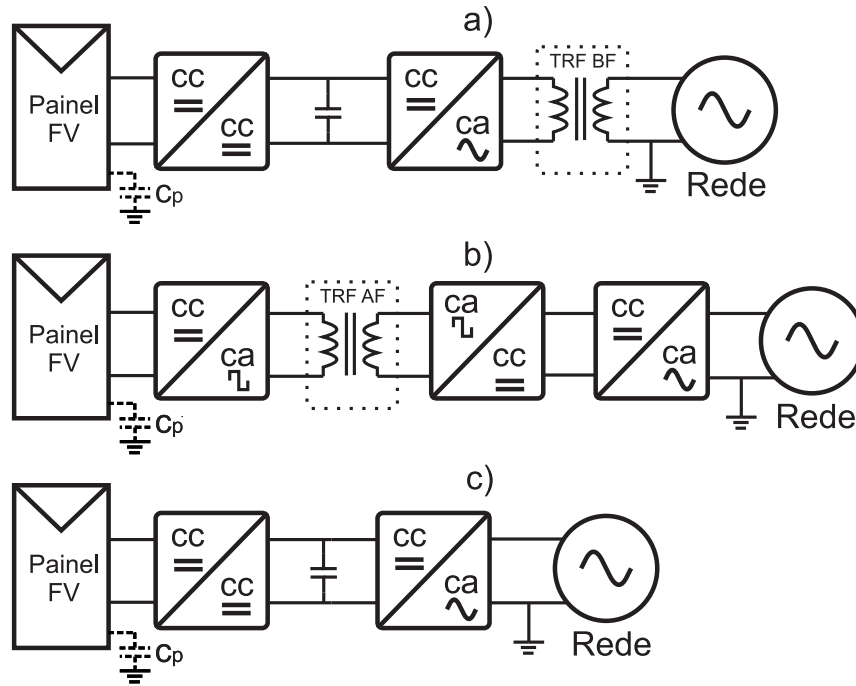
2.2 Configurações da interface entre o painel e a rede

A interface entre os painéis e a rede são conversores baseados em eletrônica de potência cuja tarefa principal é condicionar a energia gerada por estes às características da rede. As configurações basicamente são classificadas de acordo com o número de estágios de conversão e a presença ou ausência de isolamento galvânica (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Em relação aos estágios de conversão, existem configurações de um e dois estágios. Nas configurações de dois estágios como os apresentados na Figura 2.2, há um conversor CC-CC responsável por forçar a operação do painel ao MPP (*Maximum Power Point*), após o qual, há um inversor responsável pela injeção de corrente e o sincronismo com a rede elétrica (LEPPAAHO et al., 2010; OLIVEIRA et al., 2013; NASCIMENTO et al., 2014a). Com a finalidade de reduzir a circuitaria e aumentar a eficiência dos conversores, há uma tendência em se utilizar um único estágio de conversão e eliminar a isolamento galvânica do conversor (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011; SHER; ADDOWEESH, 2012; ÖZKAN; HAVA, 2015). Esta configuração consegue-se eliminando o conversor CC-CC das configurações apresentadas na Figura 2.2a e 2.2c. Em geral, para usar as configurações de um só estágio, se faz uso da associação de vários painéis em série cuja tensão no ponto

de máxima potência resultante deve variar numa faixa compatível com a tensão da rede elétrica e as especificações das chaves do inversor.

Figura 2.2: Configurações da interface entre o painel e a rede de dois estágios:
 a. Com transformador de baixa frequência
 b. Com Inversor de Alta Frequência
 c. Sem transformador.



Fonte: O autor.

Passando à seguinte classificação, os conversores podem ou não contar com isolação galvânica. No caso de conversores com isolação galvânica, esta pode ser proporcionada por transformadores de baixa ou de alta frequência como os apresentados nas Figuras 2.2a e 2.2b, respetivamente. Os conversores sem isolação possuem um conversor CC-CC não isolado como no caso da Figura 2.1c ou são de um único estágio sem transformador, também conhecidos como *Transformerless* (YANG, 2014). Devido à capacitância parasita (Em vermelho na Figura 2.2), que aparece por causa da grande área ocupada pelos painéis e de que o *frame* metálico do painel deve estar aterrado por razões de segurança; nas configurações de conversores sem isolação deve-se prestar especial atenção à técnica de modulação e à topologia do inversor com a finalidade de evitar as correntes em modo comum (MA et al., 2008; PATRAO et al., 2011; LOPEZ et al., 2010; BLAABJERG et al., 2010; TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Além disso, este tipo de configuração aplicada aos micro inversores apresenta problema com o ganho de tensão e isso tem motivado o desenvolvimento de novas topologias de conversores CC-CC não isolados com alto ganho (LI; HE, 2011). Adicionalmente, de acordo com a arquitetura, diferentes configurações e topologias propostas na literatura foram compiladas em Kouro et al. (2015).

2.3 Conclusões do Capítulo

As diferentes arquiteturas e configurações em sistemas de geração SFV foram expostas. O presente trabalho, faz uma abordagem genérica que potencialmente poderia ser aplicada a qualquer uma das arquiteturas e configurações modificando a técnica de modulação PWM, e/ou a topologia do inversor. No próximo capítulo as técnicas de controle lineares e não lineares serão apresentadas, assim como os principais tipos de filtros que servem de interfase entre o inversor e a rede elétrica.

3 Técnicas de controle do Inversor e filtro de interfase com a rede elétrica

As fontes renováveis tem gerado a necessidade de aprimorar a eficiência dos conversores que fazem a interface destas com a rede elétrica, e desta forma conseguir uma melhor relação custo/benefício e competir com as energias convencionais. Como foi discutido no capítulo 2, diminuir a circuitaria e eliminar a isolamento galvânica foram as estratégias implementadas para alcançar este objetivo, e assim foi como propiciou-se um cenário que trouxe o desenvolvimento de novas topologias de inversores e técnicas de modulação PWM, que aliviasssem os problemas relacionados com a injeção de correntes de fuga em modo comum devida à capacitância parasita própria dos painéis. Algumas das topologias tais como: H5 patenteada por SMA em 2005, HERIC (*Highly Efficient and Reliable Inverter Concept*) patenteada em 2006 por Sunways e o inversor patenteado em 2007 por Refu Solar são alguns dos novos desenvolvimentos nesta matéria (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011; PATRAO et al., 2011; KEREKES, 2009). Porém, neste trabalho se adota a topologia clássica em ponte completa, pois a preocupação está relacionada com o modelo e o controle do sistema, o qual pode ser aplicado em outras topologias simplesmente aplicando a técnica PWM correta para cada caso.

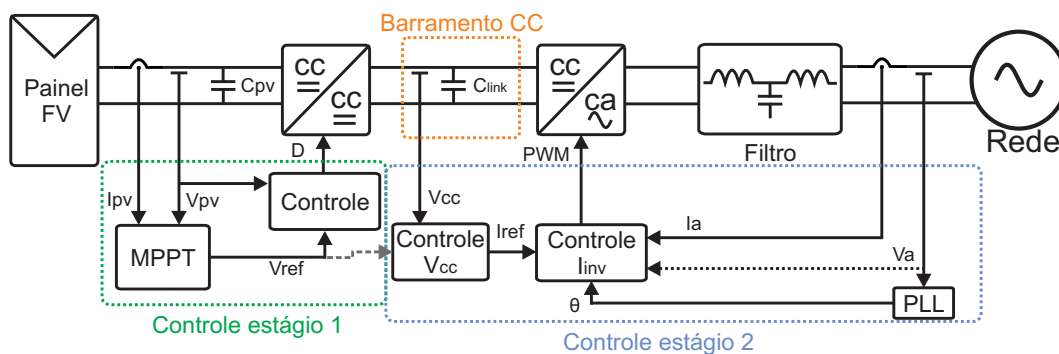
Neste capítulo serão apresentadas em primeiro lugar, as diferentes estratégias de controle existentes para inversores em sistemas de geração SFV conectados à rede elétrica, sendo divididas em estratégias de controle linear e não linear. Na atualidade, a maioria dos inversores comerciais estão projetados para injetar somente potência ativa na rede e para se desconectar em caso de falhas na rede de distribuição, obedecendo a normas internacionais como a IEC 61727 e a IEEE 1547 (IEEE, 2009). Não obstante, é muito provável que no futuro as regulações elétricas exijam o suporte de regulação da tensão e da frequência por parte dos SER (YANG et al., 2013). Após apresentar as estratégias de controle para inver-

sores em sistemas de geração FV, uma breve resenha sobre o estado da arte em filtros para a interfase com a rede elétrica é apresentada.

3.1 Aspectos Gerais do Controle

Em geral, os inversores usados como interface entre fontes renováveis e a rede elétrica, operam como uma fonte de corrente alternada controlada pela tensão do barramento CC. Para conseguir isto, precisam-se duas malhas de controle. Uma malha externa está encarregada de controlar a tensão do barramento CC proporcionando uma referência de corrente à segunda malha que controla a injeção de potência à rede elétrica (BLAABJERG et al., 2004, 2006; CIOHOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; CHAKRABORTY; KROPOSKI; KRAMER, 2008; OLIVEIRA; VILLALVA; RUPPERT, 2013; VIDAL, 2015). Na Figura 3.1 uma estrutura geral do controle de um sistema de dois estágios é apresentada. Se um sistema de um só estágio for considerado, a estrutura de controle é a mesma; simplesmente o bloco MPPT agora entrega o sinal de tensão de referência para o controle da tensão do barramento CC, conforme indica a linha pontilhada, o qual ficaria ligado diretamente aos painéis, pois o conversor CC-CC não faria mais parte do sistema (HASSAINE et al., 2014). Assim, as mesmas conclusões em relação ao MPPT do apêndice B aplicaríamos para a configuração de um estágio.

Figura 3.1: Diagrama geral da estrutura do controle para um conversor de dois estágios em aplicações FV com ligação na rede elétrica



Fonte: O Autor.

A malha externa de controle da tensão do barramento CC utiliza técnicas convencionais de controle, tais como controladores em avanço de fase (OLIVEIRA; VILLALVA; RUPPERT, 2013) ou controladores PI (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). Recentemente, também tem sido usados "droop controllers", estratégia que possui uma dinâmica mais rápida e que consiste em definir uma característica de ganho proporcional reversa, sendo o ponto de operação definido pela interseção desta característica com o perfil de carga, e não por um sinal de referência ex-

terno. Assim, esta estratégia precisa de algum algoritmo adaptativo para manter a tensão do barramento CC num valor constante (EREN et al., 2014). O controlador de tensão do barramento CC, também pode ser chamado de potência, já que a regulação da tensão do barramento CC indiretamente equivale a manter o equilíbrio entre a potência contínua FV extraída pelo conversor CC-CC e a potência alternada injetada à rede pelo inversor (YANG; BLAABJERG, 2015). O controlador do barramento CC, normalmente tem uma dinâmica lenta para não comprometer a estabilidade do sistema, porém sua dinâmica não deve ser tão lenta para evitar que durante variações das condições atmosféricas o sistema perca o equilíbrio entre a potência injetada e a potência extraída do painel (BLAABJERG et al., 2006).

Em relação ao controle da corrente, há diferentes estratégias que vale a pena mencionar, as quais serão divididas em estratégias de controle linear e não linear.

3.2 Estratégias de controle linear

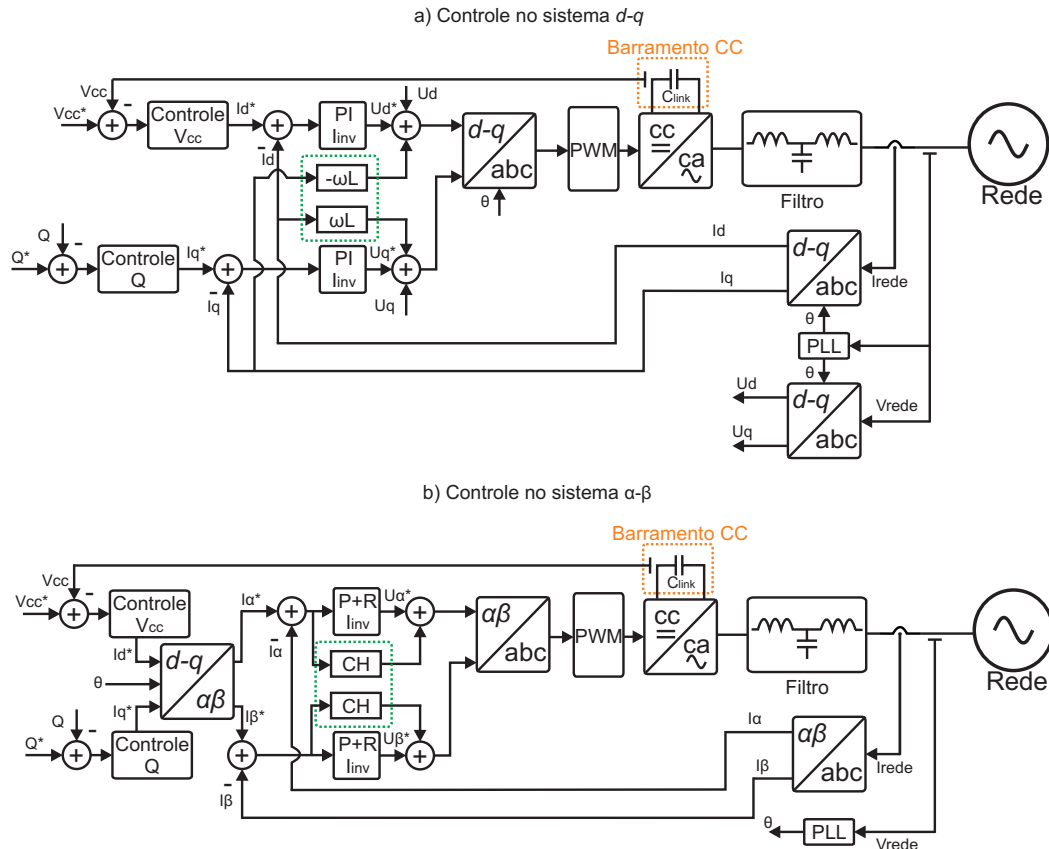
3.2.1 Controle no sistema $d-q$

A estratégia clássica em eletrônica de potência é usar a transformação $abc-dq$, a qual proporciona eixos de referência que giram em sincronismo com a rede elétrica e como resultado, o sistema trifásico de sinais alternados torna-se um sistema ortogonal de sinais contínuos, fato que facilita a aplicação do controlador PI clássico. O controle no sistema $d-q$ ou SRFC (*Synchronous Reference Frame Control*) tem sido amplamente estudado e aplicado ao controle de corrente em sistemas de energia renovável conectados à rede elétrica (YAZDANI; DASH, 2009; SACCOMANDO; SVENSSON, 2001; TWINING; HOLMES, 2003). Porém, sua principal desvantagem é sua dinâmica lenta e o acoplamento entre os eixos direto e em quadratura (BLAABJERG et al., 2006). Para melhorar o desempenho do sistema, normalmente é aplicada a compensação *feedforward* de tensão e a realimentação de estados (correntes no indutor com ganho ωL) conforme à Figura 3.2a, a qual apresenta um diagrama de blocos genérico considerando sistemas trifásicos e a compensação de potência reativa. Porém, ainda com as melhoras descritas anteriormente, em redes com desequilíbrio e presença de harmônicas de sequência negativa, o desempenho do controle no sistema $d-q$ é insatisfatório, fazendo necessário o uso do DSFRFC (*Double Synchronous Reference Frame Control*), que consiste basicamente em fazer outra transformação $d-q$ para a primeira harmônica de sequência negativa a compensar. Isto implica duplicar o controle

para a sequência positiva apresentado na Figura 3.2a (YEPES et al., 2014). Além disso, a duplicação do controle, afeta as técnicas convencionais de desacoplamento das correntes de eixo direto e em quadratura, fato que tem motivado o desenvolvimento de novas estratégias como a apresentada por Zhou et al. (2015), a qual realiza a realimentação de estados com a corrente de referência e não com a corrente medida.

Desta maneira, observa-se que se o controle for projetado para ter imunidade às harmônicas de tensão da rede, e condições desbalanceadas de operação forem consideradas, a complexidade do sistema e o esforço computacional requerido aumentam de forma significativa, tornando pouco atrativa esta estratégia em sistemas trifásicos. Para sistemas monofásicos como é o caso deste trabalho, a dificuldade para a compensação de harmônicas permanece, e portanto não esta estratégia não foi utilizada neste trabalho.

Figura 3.2: Estruturas de controle linear para inversores em sistemas de Geração SFV: a. Estrutura usando a transformação $d-q$. b. Estrutura utilizando compensadores ressonantes em $\alpha - \beta$



Fonte: O Autor.

3.2.2 Controle PR no sistema $\alpha - \beta$

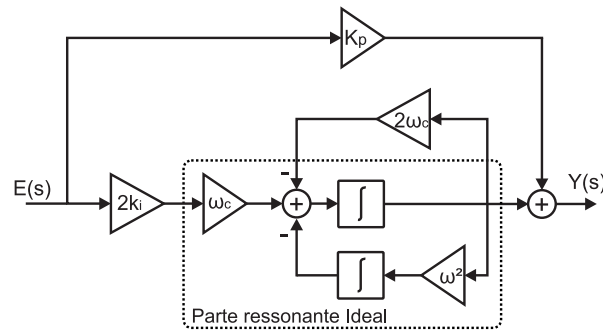
Uma alternativa ao controle de corrente no sistema $d-q$ foi apresentada por Zmood, Holmes e Bode (2001) e complementada posteriormente por Yuan et al. (2002), Zmood e Holmes (2003), que consiste basicamente em generalizar o conceito do controlador PI em sinais contínuos para sinais alternados. O controlador PI elimina o erro de regime permanente já que possui um polo em zero, e por tanto seu ganho em $f = 0 \text{ Hz}$ (sinal contínuo) tende a infinito. Foi proposto então o controlador PR (Proporcional + Ressonante) o qual soma uma ação proporcional com uma ação ressonante que provocará um alto ganho na frequência sintonizada (Neste caso 60 Hz). A parte ressonante do controlador PR pode ser vista como um integrador de sinais alternados, fato que foi demonstrado por (TEODORESCU et al., 2006). A função de transferência do controlador PR é apresentada na Equação (3.1) (TEODORESCU; BLAABJERG, 2004a), e uma estrutura geral de controle para sistemas monofásicos ou trifásicos e com possibilidade de compensação de reativos, é apresentada na Figura 3.2b; onde os blocos CH referem-se a "Compensador de Harmônicas". É importante mencionar que a estrutura de controle apresentada na Figura 3.2b pode ser usada com outros tipos de controladores diferentes ao PR, tais como o Controle Repetitivo (RC), o controle híbrido repetitivo (CHR) e as técnicas de controle não linear, que serão mencionados posteriormente.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2}. \quad (3.1)$$

A equação (3.1) corresponde ao controlador PR ideal, o qual produz um ganho infinito na frequência ω e sua implementação digital em processadores de ponto fixo torna-se inadequada (NEWMAN, 2003; CASTILLA et al., 2009), além de que pode gerar problemas de estabilidade (TEODORESCU et al., 2006). Portanto, na prática sugere-se implementar o controlador PR amortecido conforme a função de transferência da equação (3.2), a qual pode ser decomposta no diagrama de blocos apresentado na Figura 3.3.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = k_p + \frac{2k_i(\omega_c s + \omega_c^2)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_c^2 + \omega^2)} \approx k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2}; \omega_c = \omega\zeta. \quad (3.2)$$

Os controladores PR foram avaliados como muito adequados para o controle da corrente em inversores alimentados por tensão ou VSI (*Voltage Source Inverter*) conectados à rede elétrica por Teodorescu e Blaabjerg (2004b). Em relação a

Figura 3.3: Diagrama de blocos do controlador PR não ideal.

Fonte: O Autor.

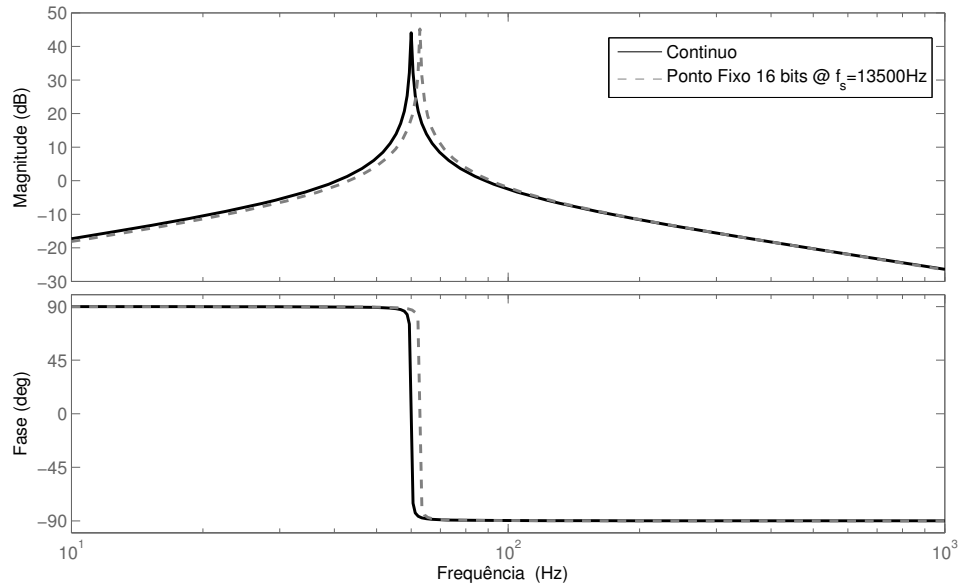
sua implementação prática, há muitas possibilidades. A primeira possibilidade é fazer uma implementação analógica conforme ao diagrama de blocos na figura 3.3. As implementações digitais precisam especial cuidado neste tipo de filtros. Uma primeira aproximação pode ser tentar reproduzir o diagrama de blocos do PR, mas para evitar um *loop* algébrico, deve-se implementar um integrador usando o método *Backward*, e o integrador restante usando o método *forward* como foi proposto por Teodorescu e Blaabjerg (2004a). Porém os resultados experimentais apresentam um desempenho pobre em relação ao esperado. Utilizar a transformada Bilinear ou de *Tustin* usando o método da pre-distorção (*prewarped*) na frequência de ressonância, é uma outra opção que consiste simplesmente em fazer a substituição da variável s da função de transferência analógica, de acordo com a equação (3.3) (FRANKLIN; POWELL, 1998; NASCIMENTO et al., 2014a).

$$s = \frac{\omega_1}{\tan(\omega_1 T_s/2)} \frac{z-1}{z+1}, \quad (3.3)$$

onde ω_1 é a frequência de pre-distorção e T_s é o período de amostragem. Nesta alternativa, deve-se levar em consideração que a transformada bilinear é não linear e quando há taxas altas de amostragem os efeitos da não linearidade são maiores. Também, é importante levar em consideração o DSP que será usado, já que este método apresenta uma sensibilidade significativa aos erros de truncamento e da quantização dos coeficientes do filtro. Na figura 3.4 apresenta-se uma comparação do diagrama de Bode obtido do PR contínuo e um PR discreto utilizando 16 bits em ponto fixo e considerando erros de quantização no cálculo dos coeficientes da função em z . Observa-se que há um deslocamento da frequência de ressonância e portanto o controlador não terá o pico de ganho na frequência desejada. Para implementações com altas taxas de amostragem ou com DSP's de ponto fixo e menos de 16 bits, recomenda-se implementar este tipo de filtro

com a técnica de digitalização do operador delta (MIDDLETON; GOODWIN, 1986; NEUMAN, 1993; NEWMAN; HOLMES, 2003; SERA et al., 2005; TEODORESCU et al., 2006). Outras análises referentes ao efeito da discretização do controle ressonante foram apresentadas por Zhang, Spencer e Guerrero (2013), Yepes et al. (2010)

Figura 3.4: Comparação do diagrama de bode do controlador PR contínuo e discreto com taxa de amostragem de 13500 Hz, usando 16 bits em ponto fixo e considerando erros de quantização.



Fonte: O Autor.

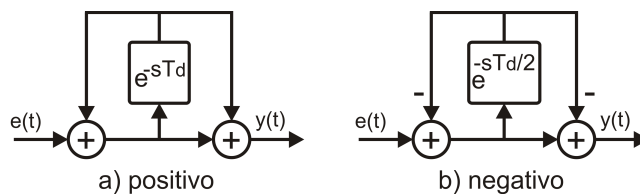
Para a compensação de correntes harmônicas (necessária para cumprir as normas internacionais), simplesmente deve-se adicionar em paralelo com o controlador PR outros compensadores iguais sintonizados nas frequências que irão ser compensadas (Ver bloco "CH" na Figura 3.2b). A adição de novos compensadores de harmônicas teoricamente não afeta a dinâmica do controlador PR da fundamental, o que representa uma vantagem interessante deste tipo de controladores.

Algumas metodologias para o projeto de controladores ressonantes foram propostas por Castilla et al. (2009), Nascimento et al. (2014b), Yepes et al. (2011b). Vale a pena mencionar que os efeitos das não linearidades das indutâncias no desempenho do controlador PR foi estudada por Mastromauro, Liserre e Dellaquila (2006) e análises de sensibilidade frente às variações de frequência da rede foram feitas por Yang, Zhou e Blaabjerg (2015).

Uma alternativa para fazer a compensação de harmônicas é mediante a estratégia de Controle Híbrido Repetitivo (CHR) que consiste em usar a parte

ressonante para fazer o controle da fundamental e o Controle Repetitivo (CR) para a compensação de harmônicas. O CR está baseado no princípio do modelo interno e é uma aproximação equivalente que exige menos esforço computacional e de fácil implementação, pois basicamente só precisa de um retardo (TEODORESCU et al., 2006). Duas alternativas de implementação são apresentadas na Figura 3.5, onde T_d representa o período do sinal alternado da primeira harmônica a compensar. A implementação da Figura 3.5a, faz a realimentação e o *feed-forward* positivamente, compensando tanto harmônicas pares quanto ímpares, segundo sua função de transferência na Equação (3.5a). Na Figura 3.5b, é ilustrada uma implementação com realimentação e *feed-forward* negativo, sendo somente compensadas harmônicas ímpares, conforme a sua função de transferência na Equação (3.5b). Outras implementações alternativas podem ser consultadas nas propostas de Mattavelli e Marafao (2004), Zhou et al. (2010), Mastromauro et al. (2009), Liu et al. (2012). As principais desvantagens do CR são a impossibilidade de ajustar o ganho de cada harmônica de forma independente, a necessidade de projetar filtros passa baixas para limitar a largura de banda e a necessidade de amortecer os picos ressonantes.

Figura 3.5: Duas possíveis alternativas de implementação do controle repetitivo.



Fonte: O Autor.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{1 + e^{-sT_d}}{1 - e^{-sT_d}} = \frac{2}{T_d} \left[\frac{1}{s} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2s}{s^2 + (h\omega)^2} \right], \quad (3.4)$$

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{1 - e^{-sT_d/2}}{1 + e^{-sT_d/2}} = \frac{4}{T_d} \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{2s}{s^2 + ((2h-1)\omega)^2} \right]. \quad (3.5)$$

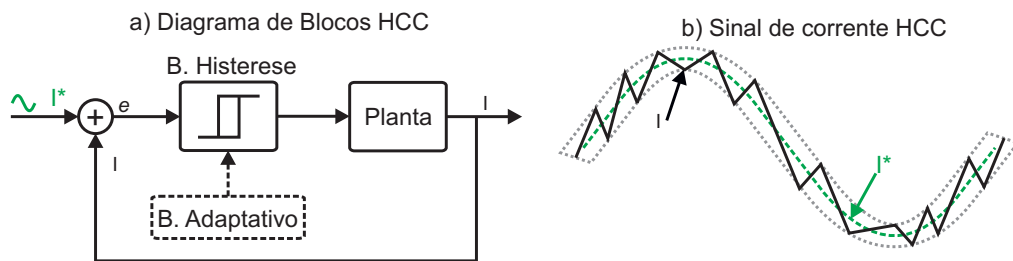
3.3 Estratégias de controle não linear

As técnicas de controle não linear em geral, possuem uma dinâmica mais rápida, normalmente o suficiente como para eliminar as preocupações de injeção de harmônicas de baixa ordem. Portanto, estes controladores não precisam do uso do CH (BLAABJERG et al., 2006). A estrutura de controle é a mesma apresentada

na Figura 3.2b, sendo somente substituído o bloco PR pelo bloco de controle não linear, apresentado em cada caso.

O controle de corrente por histerese ou HCC (*Hysteresis Current Control*) é uma das estratégias mais simples, onde a corrente alternada é controlada para mantê-la dentro de um limite superior e um inferior, ou banda de histerese, em torno de um sinal de corrente senoidal de referência, conforme as Figuras 3.6a e 3.6b. A saída deste controlador é diretamente os estados das chaves, o qual significa que não há modulação PWM (MONFARED; GOLESTAN, 2012). Como consequência, a frequência de comutação não é constante, fato que dificulta o projeto do filtro de saída e torna-se uma das maiores desvantagens desta técnica. Uma frequência de comutação constante pode ser obtida ajustando de forma adaptativa a banda de histerese, porém sua implementação pode requerer uma circuitaria analógica considerável (HO; CHEUNG; CHUNG, 2009; MALESANI; MATTAVELLI, 1997). Recentemente, com o uso de processadores com maior capacidade computacional, implementações adaptativas totalmente digitais deste controlador têm sido realizadas (DAVOODNEZHAD; HOLMES; MCGRATH, 2014).

Figura 3.6: Controle por histerese. a. Diagrama de blocos. b. Sinal de corrente de saída.



Fonte: O Autor.

O controlador *Dead-Beat* é uma das técnicas clássicas da teoria de controle em tempo discreto. Trata-se de uma técnica baseada no modelo, que consiste em sintetizar o sinal de entrada que deve ser aplicado a um sistema para que o erro seja igual a zero. Porém, devido aos efeitos da amostragem e cálculos computacionais, este controlador introduz um retardo equivalente a um período de amostragem. Uma implementação digital pode ser feita conforme a Equação (3.6), onde R_t e L_t é a resistência e a indutância total do filtro, respectivamente. Assim (3.6) deixa em evidência a dependência do controlador em relação aos parâmetros da planta, e em consequência a estratégia não é robusta, o qual constitui o maior inconveniente deste tipo de controladores (TIMBUS et al., 2009).

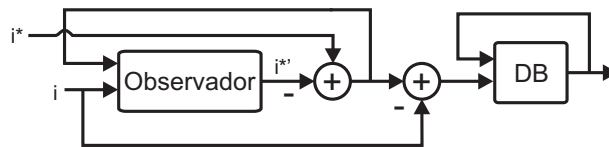
$$G_{DB}^{(abd)} = \frac{1}{b} \frac{1 - az^{-1}}{1 - z^{-1}}, \text{ onde}$$

$$a = e^{-\frac{R_T}{L_T} T_s}, e$$

$$b = -\frac{1}{R_T} \left(e^{-\frac{R_T}{L_T} T_s} - 1 \right) \quad (3.6)$$

Tanto o retardo introduzido pelo controlador *Dead-Beat* como sua robustez, podem ser aprimorados através do projeto de observadores utilizando um esquema similar ao apresentado na Figura 3.7 (MALESANI, 1999; MATTAVELLI, 2005). Mesmo assim, não há muitas pesquisas recentes em relação à aplicação deste tipo de controladores em SER.

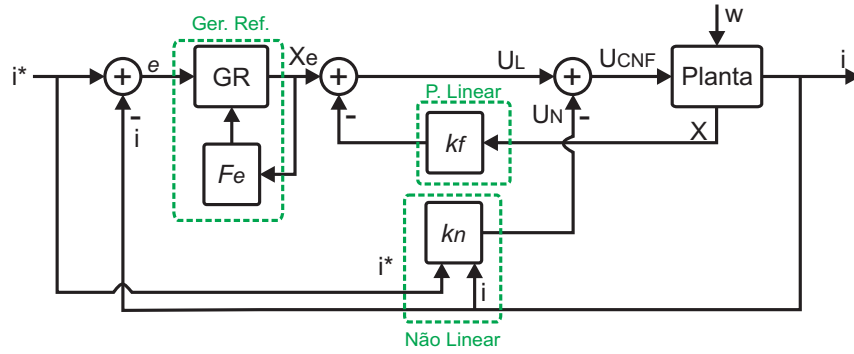
Figura 3.7: Diagrama genérico do controlador *Dead-Beat* blocos. b. Sinal de corrente de saída.



Fonte: O Autor.

O controlador por realimentação composta não linear ou CNF (*Composite Non-Linear Feedback*) tem sido recentemente explorado em aplicações de geração distribuída (EREN, 2013). O método consiste em duas realimentações: um laço de realimentação linear baseada realimentação de estados, e outro laço de realimentação não linear. A parte linear é projetada para obter uma resposta transitória rápida, com uma baixa relação de amortecimento. A parte não linear é projetada para aumentar o amortecimento na medida em que o sistema aproxima-se à referência (CHEN et al., 2003). Assim, esta estratégia de controle consegue que o amortecimento do sistema mude dependendo se está operando em condições transitórias ou de regime permanente. Na Figura 3.8, é apresentado o diagrama de blocos que descreve o funcionamento desta técnica.

Observa-se na Figura 3.8, que a parte linear do controle consiste na clássica alocação de polos por meio da realimentação dos estados da planta. Assim, a matriz de ganhos k_f , pode ser encontrada com a equação de Ackerman e alocar os polos a fim de obter uma rápida resposta transitória. Além disso, de acordo com o princípio do modelo interno, um bloco Gerador de Referência deve ser adicionado para garantir que o controle possa rastrear sinais senoidais com o mínimo erro em regime permanente. O gerador de referência é projetado também no espaço de estados para alocar dois polos complexos conjugados na frequência da rede e um

Figura 3.8: Diagrama de blocos do controlador CNF.

Fonte: O Autor.

polo em zero. Finalmente, a parte não linear consiste numa função, geralmente do tipo exponencial, que tem como entradas a referência e o sinal de saída. A função exponencial na Equação (3.7) foi usada por Eren (2013), Eren, Bakhshai e Jain (2014). Neste caso observa-se que quando a saída é igual à referência, a parte não linear torna-se um simples ganho igual a k_1 ; e se a referência for muito maior que a saída do sistema, então a parte linear não atua, deixando o sistema com um baixo amortecimento.

$$k_n = \frac{k_1}{1 - e^{-1}} \left(e^{-(1-i/i^*)-e^{-1}} \right) \quad (3.7)$$

Outra técnica de controle não linear foi proposta por Dhar e Dash (2015) denominada *Finite Time Fast Terminal Slide Mode control* (FTFTSM), porém, esta técnica não tem sido validada através de resultados experimentais.

3.4 Controle ressonante adaptativo

A frequência da rede elétrica não é constante. De acordo com o estipulado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), no Brasil a faixa de frequência normal de operação é de ± 0.1 Hz. Porém, em micro redes devido a sua baixa inércia mecânica, os desvios de frequência podem ser maiores e podem acontecer com maior periodicidade (BOLLMAN, 2009). Pequenos desvios da frequência nominal causam a operação dos controladores ressonantes em regiões de baixo ganho, fato que provoca o aumento do erro em regime permanente e um pobre desempenho em relação à rejeição harmônica do sistema. Uma primeira solução para amenizar este problema, consiste em utilizar controle ressonante amortecidos como o sugerido na equação (3.2), desta forma pode-se ajustar a largura de banda de cada uma das ressonâncias adicionadas na malha

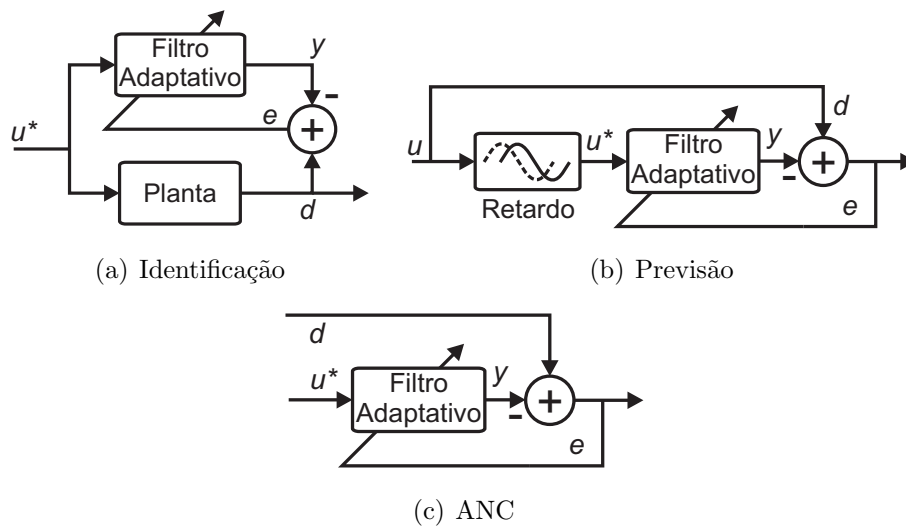
de controle. Não obstante, técnicas mais sofisticadas baseadas no controle adaptativo podem ser utilizadas, as quais fundamentam-se principalmente no projeto de filtros digitais adaptativos ou no CR.

3.4.1 Filtros digitais adaptativos

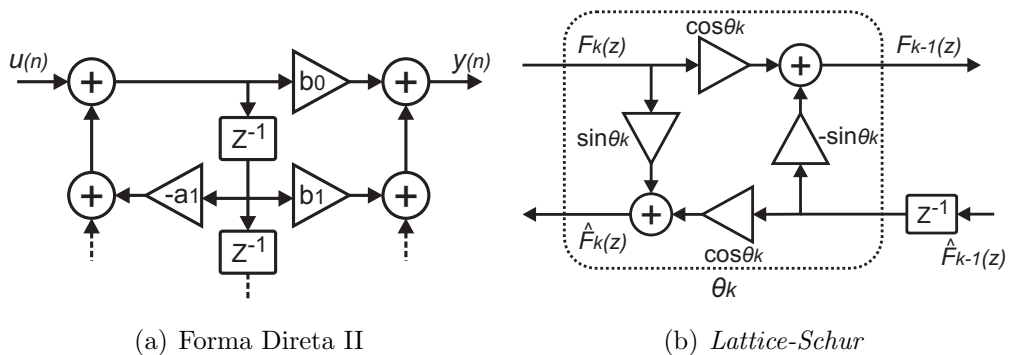
As técnicas de filtragem adaptativas estão fundamentadas no uso de algoritmos recursivos junto com métodos estatísticos e de otimização que tem o objetivo minimizar um sinal de erro (e) através da modificação *on-line* dos seus próprios parâmetros. Este sinal de erro, normalmente é definido como a diferença entre um sinal de referência (d) e a saída do filtro adaptativo (y). Na figura 3.9 são ilustradas diferentes topologias dos filtros adaptativos, as quais basicamente determinam o tipo de aplicação do filtro. Tradicionalmente, os filtros adaptativos têm sido usados para a identificação de uma planta desconhecida como se ilustra na Figura 3.9a. Desta forma, aplica-se a mesma entrada tanto ao filtro quanto a planta, e a diferença de suas saídas é minimizada pelo algoritmo adaptativo. Os filtros adaptativos também podem ser usados para prever o comportamento de sinais ou sistemas, de acordo com a Figura 3.9b; porém, a topologia com maior aplicação em eletrônica de potência apresenta-se na Figura 3.9c, e é conhecida como *Adaptive Noise Canceling* (ANC). Neste caso, o filtro é utilizado para eliminar interferências no sinal de entrada do sistema (d), para o qual acostuma-se usar o sinal de referência (u^*) que possui alguma correlação com as interferências a eliminar. Tem sido demonstrado que quando o sinal de referência (u^*) é senoidal, o filtro ANC comporta-se como um filtro NOTCH na mesma frequência do sinal u^* . Tradicionalmente, esta topologia tem sido usada em telecomunicações para eliminar o eco (GONZALEZ-ESPIN, 2010).

Os filtros digitais podem ser classificados em filtros FIR (*Finite Impulse Response*) e IIR (*Infinite Impulse Response*). Os filtros FIR só apresentam zeros na sua função de transferência e são inerentemente estáveis; porém, os Filtros IIR em geral são computacionalmente mais eficientes. Não obstante, uma alternativa para obter filtros IIR inerentemente estáveis tem sido proposta por Gonzalez-Espin et al. (2012, 2013) implementando o filtro através da estrutura *Schur-Lattice* apresentada na Figura 3.10b e não através das estruturas tradicionais direta ou inversa (Ver Figura 3.10a).

Em relação aos métodos de adaptação, existem diferentes opções. Existem basicamente dois grupos de algoritmos: *Gradient Descendent* (GDe) e *Least Square* (LS) (GONZALEZ-ESPIN, 2010). Estes métodos essencialmente diferem em como o

Figura 3.9: Principais topologias dos filtros adaptativos.

Fonte: O Autor.

Figura 3.10: Exemplos de estruturas utilizadas para a implementação de filtros digitais.

Fonte: O Autor.

signal de erro é processado para obter os novos parâmetros do filtro. Os algoritmos do grupo *Gradient Descendent* são os mais usados, e dentro deste encontra-se o tradicional algoritmo *Least Mean Square* (LMS) utilizado por Blasko (2007) e sua versão para estruturas *lattice Gradient Adaptive Lattice* (GAL) apresentado por Gonzalez-Espin et al. (2012, 2013).

É importante mencionar que a saída dos filtros FIR utilizando o algoritmo LMS, apresenta um termo invariante no tempo e outro termo variável no tempo, o qual representa uma dificuldade para sua implementação. A estratégia para sua utilização consiste em anular o termo variável no tempo, porém, para conseguir dito efeito devem ser utilizadas taxas de amostragem muito baixas ou filtros de ordem muito alta (GONZALEZ-ESPIN, 2010). Esta dificuldade foi superada por Blasko (2007) utilizando um ponderador de componentes ortogonais, porém esta alternativa precisa da geração de senoides puras das diferentes frequências que devem ser compensadas. Por outra parte, se o algoritmo LMS for aplicado

em filtros IIR baseados na estrutura *Lattice*, logo será necessário o cálculo de derivadas parciais dentro do algoritmo de adaptação, fato que aumenta significativamente a complexidade do sistema (GONZALEZ-ESPIN, 2010). Para superar esta dificuldade, foi proposta a utilização da recursão *Schur* em Gonzalez-Espin et al. (2012). Assim, neste caso a estrutura *Lattice* proporciona estabilidade ao filtro, enquanto que a recursão *Schur* é utilizada para obter o equivalente do filtro na forma direta II na estrutura *Lattice* e também para simplificar as equações de adaptação do algoritmo. Para obter um adequado desempenho utilizando esta estratégia, é necessário um PLL que estime o valor instantâneo da frequência com uma baixa oscilação em regime permanente (GONZALEZ-ESPIN, 2010).

3.4.2 Controle repetitivo adaptativo

Estruturas adaptativas baseadas no controle repetitivo apresentado na Figura 3.5 também tem sido estudadas em trabalhos prévios, devido a que para sua implementação digital só é necessário um *buffer* que atrase determinada quantidade de amostras dependendo do período dos sinais que devem ser rastreados. Assim, em princípio há duas alternativas: a primeira delas é mudar de forma adaptativa o número de amostras que o *buffer* atrasa; e a segunda consiste em adaptar a frequência de amostragem. Alterar o número de amostras que o *buffer* atrasa, tem como principal desvantagem que a relação entre a frequência de amostragem e a frequência instantânea da rede elétrica não necessariamente é um número inteiro. Logo o atraso deveria ser aproximado ao número inteiro mais próximo, ou utilizar métodos de interpolação para a parte fracionária como o utilizado por Nazir et al. (2014), Yang, Zhou e Blaabjerg (2016) baseado em interpoladores de Lagrange, ou o proposto por Chen, Zhang e Qian (2013) para estratégias de controle no sistema $d-q$. Por outra parte, a alternativa de adaptação da frequência de amostragem e da comutação tem sido estudada por Zanchetta, Sharkh e Abusara (2015).

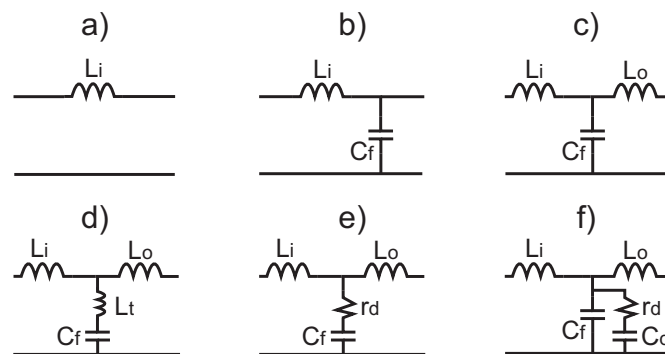
3.5 Filtros para a interfase do inversor com a rede elétrica

O filtro do inversor é uma parte fundamental, pois é quem define em maior parte o comportamento dinâmico do sistema. O filtro tem como principal tarefa atenuar as componentes de alta frequência geradas pela comutação das chaves do inversor. Porém, converter a tensão gerada pelo inversor em corrente e proteger

as chaves dos transitórios são outras das funções do filtro (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). Nesta seção são apresentados os principais tipos de filtros existentes e suas características.

Na Figura 3.11 os principais tipos de filtros são apresentados. Tradicionalmente o filtro indutivo da Figura 3.11a é o mais utilizado devido a sua simplicidade, especialmente em conjunto com inversores multiníveis. Porém, na atualidade há uma necessidade de aumentar a atenuação das frequências de comutação para cumprir com as normas internacionais, e como consequência novos tipos de filtros tem sido usados. O filtro LC da Figura 3.11b não é muito utilizado pois sua característica é altamente influenciada pela impedância da rede.

Figura 3.11: Diagramas de diferentes tipos de filtros.



Fonte: O Autor.

Os filtros LCL e LLCL nas Figuras 3.11c e 3.11d, respectivamente, os quais oferecem uma maior atenuação das frequências de comutação, porém possuem ressonâncias que podem afetar a estabilidade do sistema (WU et al., 2011; BERES et al., 2015b). Nos inversores VSI conectados à rede elétrica com estes tipos de filtros, tem se identificado quatro aspectos importantes que influenciam na estabilidade do sistema:

- A posição do sensor de corrente (TEODORESCU et al., 2003; TANG et al., 2012).
- A impedância equivalente da rede elétrica (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; SUUL et al., 2015), pois modifica a frequência de ressonância do filtro.
- O retardo introduzido pelo efeito da amostragem e cálculos computacionais do DSP (ZOU et al., 2014; PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014)
- A relação entre a frequência de ressonância do filtro e a frequência de operação do inversor (PENA-ALZOLA et al., 2014; PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014)

Como o sistema tem tendência à instabilidade e esta fica dependendo de varias variáveis, então tem-se adotado dois tipos de soluções. A primeira delas é o amortecimento passivo, estratégia que leva aos filtros apresentados nas Figuras 3.11e e 3.11f. Consiste basicamente em adicionar elementos passivos ao filtro com a finalidade de amortecer a ressonância do filtro LCL ou LLCL. Vale a pena dizer que outras topologias de amortecimento passivo tem sido estudadas por Zhang et al. (2014), Beres et al. (2015a, 2015b). A segunda solução é o amortecimento ativo que pode ser subdividido em duas estratégias. Uma delas é a realimentação de mais variáveis do sistema, usualmente a tensão ou a corrente do capacitor (GABE, 2008; HUANG et al., 2014; PENA-ALZOLA et al., 2014), ou a realimentação das correntes nos dois indutores em série (L_i e L_o) (SHEN et al., 2010). O outro tipo de amortecimento ativo, está baseado no uso de filtros NOTCH digitais que geralmente são colocados em cascata com o controlador de corrente para introduzir os zeros e os polos necessários para eliminar a ressonância do sistema (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; LIU et al., 2012; NASCIMENTO et al., 2014b).

A principal desvantagem do amortecimento passivo são as perdas adicionais devidas aos resistores que cumprem com a função de amortecimento. Por outro lado, as técnicas de amortecimento ativo podem apresentar problemas de estabilidade devido a que a frequência de ressonância dos filtros de alta ordem, dependem da impedância equivalente da rede; efeito que se torna especialmente crítico em redes muito radiais, que possuem uma alta impedância equivalente devido a sua baixa capacidade de curto circuito.

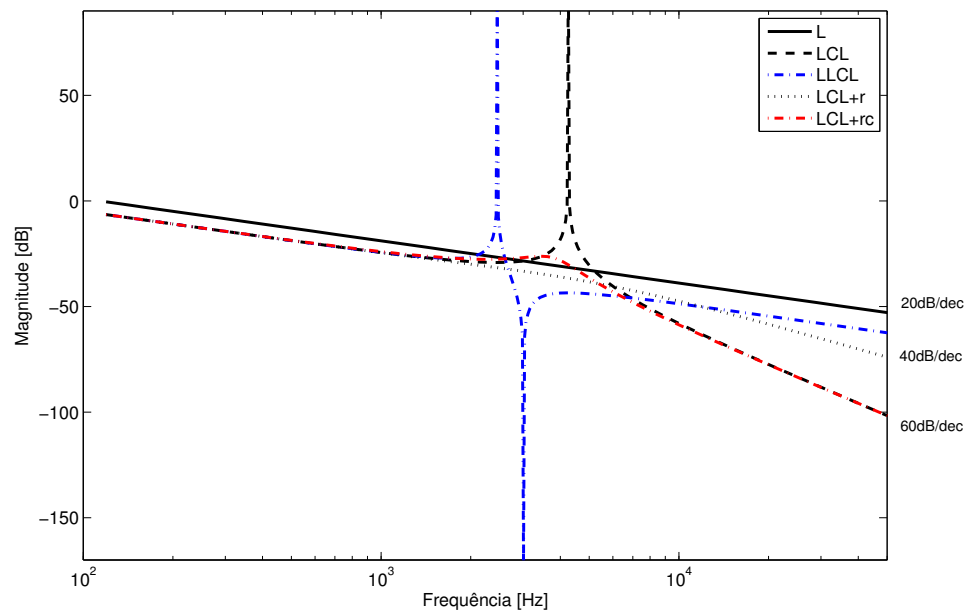
Na Figura 3.12 apresentam-se as características em frequência dos filtros em estudo. Pode se observar que em geral os filtros possuem duas assíntotas, uma de baixa frequência (Em todos os casos de uma inclinação de 20 dB/dec) e outra de alta frequência, que sempre aparece após a frequência de ressonância. No caso do filtro L, como não há ressonância, logo as duas assíntotas são iguais a 20 dB/dec.

O filtro LLCL ou filtro *trap*, também possui as duas assíntotas com uma inclinação de 20 dB/dec, porém sua principal vantagem é que o pico atenuador pode ser sintonizado na frequência de comutação, obtendo assim, uma alta atenuação nas frequências onde há maior presença de harmônicas.

Em relação aos filtros LCL e LCL+rc pode-se observar que são os que apresentam uma maior atenuação em altas frequências, já que suas assíntotas são de 60 dB/dec. Finalmente, o filtro LCL+r apresenta uma assíntota de alta frequência

com uma inclinação de 40 dB/dec. Assim, escolher o tipo de filtro é um compromisso entre a estabilidade, a eficiência e a atenuação das alta frequências de comutação das chaves, onde deve ser levado em consideração o tipo da aplicação.

Figura 3.12: Comparação da atenuação em frequência de diferentes filtros.



Fonte: O Autor.

Segundo Channegowda e John (2010), Wu et al. (2011), Wu, Huang e Blaabjerg (2014), outra vantagem dos filtros de alta ordem como o LCL e o LLCL, é que potencialmente podem diminuir a quantidade de cobre e materiais magnéticos usados, já que indutores de valores muito menores podem ser usados obtendo uma alta atenuação em altas frequências. Adicionalmente, em Pena-Alzola et al. (2013), Wu, Huang e Blaabjerg (2014) há uma comparação entre a eficiência destes filtros, o qual pode ser interessante para fazer a escolha mais adequada. Neste trabalho, considerou-se que o filtro $LCL+rc$ é a opção mais adequada pois com ele é possível fazer o amortecimento do filtro sem sacrificar a atenuação de 60 dB/dec na região de alta frequência.

Varias metodologias para o projeto dos filtros tem sido propostas, sendo algumas destas citadas (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005; ARAÚJO, 2012; CHANNEGOWDA; JOHN, 2010; BERES et al., 2015b). Além das topologias expostas, podem ser consultadas outras alternativas em Wu et al. (2011), Zhang et al. (2014), Beres et al. (2015a)

3.6 Conclusões do Capítulo

As técnicas de controle linear possuem uma dinâmica mais lenta e portanto precisam do uso de CH para atender as normas de qualidade de energia. As estruturas de controle no sistema ABC usando controladores ressonantes oferecem mais facilidades para implementar o CH, fato que os tornou populares nos sistemas de geração SFV conectados à rede elétrica. O CR, apresenta-se como uma opção para implementar o CH com menor custo computacional, porém os ganhos de cada componente não podem ser controlados de forma independente. O desempenho das estruturas de controle no sistema ABC baseadas em reguladores ressonantes pode ser significativamente afetado pelos desvios de frequência da rede elétrica, situação para a qual tem sido apresentadas algumas estratégias de controle adaptativo baseadas em algoritmos *Gradient descent* e no controle repetitivo. Em contraposição as técnicas de controle linear, as técnicas não lineares possuem uma dinâmica mais rápida e as harmônicas de baixa ordem deixam de ser uma preocupação. Considerando que o controlador *Dead-beat* proporciona uma baixa robustez, as técnicas HCC e CNF parecem possuir características mais adequadas para os sistemas de geração SFV. Pesquisas adicionais para conseguir implementações digitais mais eficientes do HCC devem ser feitas. No caso do CNF, precisa-se de pesquisas que proporcionem informações sobre a sintonização dos seus parâmetros e seus efeitos no desempenho do controlador, assim como análises de seu comportamento frente a distúrbios na rede elétrica.

Em relação aos filtros, na atualidade é necessário o uso de filtros de alta ordem para conseguir uma atenuação suficiente das frequências de comutação. Nestes casos o uso de amortecimento passivo ou ativo são indispensáveis para garantir a estabilidade do sistema. As técnicas de amortecimento ativo são soluções menos robustas frente a condições específicas de operação, enquanto que as técnicas de amortecimento passivo reduzem a eficiência do sistema e podem afetar a atenuação do filtro LCL.

No capítulo seguinte o modelo matemático do inversor com um filtro $LCL + rc$ será deduzido, e a partir deste o filtro e o controle serão projetados para cumprir especificações mínimas em relação ao erro em regime permanente e a estabilidade. Também serão feitas análises em relação à posição do sensor de corrente, a influência dos desvios na frequência da rede e da discretização do controle.

4 Modelagem do Inversor, Projeto do Filtro LCL e do Controle

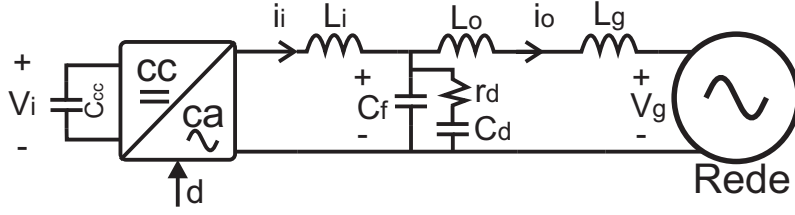
4.1 Modelo de pequeno sinal

Em eletrônica de potência, os sistemas caracterizam-se por ser não lineares e variantes no tempo, devido às comutações das chaves eletrônicas geram uma mudança na topologia do circuito. Para superar este inconveniente, normalmente é usada técnica das variáveis de estado, que consiste em obter as equações de cada uma das etapas de funcionamento do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Neste capítulo aplica-se a técnica mencionada anteriormente para modelar o inversor. Inicialmente, o modelo em malha aberta é deduzido e posteriormente analisam-se as funções de transferência em malha fechada as quais oferecem informações acerca do erro em regime permanente e a capacidade de rejeição harmônica do sistema, assim como dos efeitos da realimentação da corrente do lado do inversor (i_i) ou da corrente do lado da rede (i_o).

4.1.1 Modelo em malha aberta

Na Figura 4.1 apresenta-se o sistema a considerar, cujo modelo para pequenos sinais, de acordo com a técnica por variáveis de estado, pode ser representado matematicamente pelas Equações (4.1) e (4.2). Destaca-se que a impedância equivalente da rede é considerada, com a finalidade de analisar o efeito da variação desta.

$$\frac{d}{dt}\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}}(\mathbf{t}), \quad (4.1)$$

Figura 4.1: Sistema considerado para a modelagem.

Fonte: O Autor.

$$\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{t}) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) + \mathbf{D}\tilde{\mathbf{u}}(\mathbf{t}), \quad (4.2)$$

onde $\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) = [\tilde{i}_{L_i}(t), \tilde{i}_{L_o}(t), \tilde{v}_{C_f}(t), \tilde{v}_{C_d}(t), \tilde{i}_{L_g}(t)]^T$ é o vetor das variáveis de estado, $\tilde{\mathbf{u}}(\mathbf{t}) = [\tilde{v}_i(t), \tilde{v}_g(t), \tilde{d}(t)]$ é o vetor das variáveis de entrada, $\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{t}) = [\tilde{i}_i(t), \tilde{i}_o(t)]$ é o vetor das variáveis de saída, e \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , e \mathbf{D} são as matrizes do modelo em espaço de estados. A seguir apresenta-se passo a passo a dedução deste modelo até se chegar à representação matricial.

A Equação da malha de entrada apresenta-se em (4.3)

$$v_{L_i}(t) = L_i \frac{di_{L_i}(t)}{dt} = v_i(t)d(t) - v_{C_f}(t), \quad (4.3)$$

onde $d(t)$ representa a razão cíclica. Assim, isolando o termo $\frac{di_{L_i}(t)}{dt}$, obtém-se (4.4) que corresponde à equação de estado da corrente no indutor L_i .

$$\frac{di_{L_i}(t)}{dt} = \frac{v_i(t)}{L_i}d(t) - \frac{v_{C_f}(t)}{L_i}. \quad (4.4)$$

A equação do capacitor C_d apresenta-se em (4.5)

$$C_d \frac{dv_{C_d}(t)}{dt} = i_{C_d}(t), \quad (4.5)$$

e da malha formada pelos dois capacitores se pode escrever a Equação (4.6)

$$v_{C_f}(t) = v_{r_d}(t) + v_{C_d}(t) = i_{C_d}(t)r_d + v_{C_d}(t). \quad (4.6)$$

Isolando i_{C_d} na Equação (4.6), obtém-se (4.7)

$$i_{C_d}(t) = \frac{v_{C_f}(t)}{r_d} - \frac{v_{C_d}(t)}{r_d}, \quad (4.7)$$

Substituindo (4.7) na Equação (4.5), encontra-se a equação de estado da tensão do capacitor de amortecimento conforme à equação (4.8)

$$\frac{dv_{Cd}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf}(t)}{C_d r_d} - \frac{v_{Cd}(t)}{C_d r_d}, \quad (4.8)$$

A Equação (4.9) descreve a conservação da carga no circuito:

$$i_{Cf}(t) = C_f \frac{dv_{Cf}(t)}{dt} = i_{Li}(t) - i_{Cd}(t) - i_{Lo}(t), \quad (4.9)$$

e substituindo (4.7) em (4.9) obtém-se (4.10)

$$\frac{dv_{Cf}(t)}{dt} = \frac{i_{Li}(t)}{C_f} + \frac{v_{Cd}(t)}{r_d C_f} - \frac{v_{Cf}(t)}{r_d C_f} - \frac{i_{Lo}(t)}{C_f}. \quad (4.10)$$

Para se encontrar as equações de estado da corrente na indutância da saída do filtro e da indutância da rede, se faz a equação da malha de saída:

$$\frac{di_{Lo}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf}(t)}{L_o} - \frac{v_{Lg}(t)}{L_o} - \frac{v_g(t)}{L_o}, \quad (4.11)$$

porém, como $v_{Lg}(t) = L_g di_{Lg}(t)/dt$ e $i_{Lo}(t) = i_{Lg}(t)$, então a Equação (4.11) pode ser reescrita de acordo com (4.12). De forma similar, a equação de estado da corrente no indutor L_g é encontrada em (4.13)

$$\frac{di_{Lo}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf}(t)}{L_o + L_g} - \frac{v_g(t)}{L_o + L_g}, \quad (4.12)$$

$$\frac{di_{Lg}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf}(t)}{L_o + L_g} - \frac{v_g(t)}{L_o + L_g}. \quad (4.13)$$

Finalmente, as equações de saída, são apresentadas em (4.14) e (4.15).

$$i_i(t) = i_{Li}(t), \quad (4.14)$$

$$i_o(t) = i_{Lo}(t). \quad (4.15)$$

Das Equações (4.3)-(4.15) é obtido um modelo não linear do inversor, pois a Equação (4.4) apresenta um produto entre as variáveis de entrada $d(t)$ e $v_i(t)$. Para linearizar o modelo deve-se achar o ponto de equilíbrio do sistema, para

o qual precisam-se das substituições apresentadas nas Equações (4.16) - (4.18), onde as variáveis maiúsculas com barra representam o ponto de equilíbrio e as variáveis com til representam pequenas variações entorno deste.

$$x(t) = \tilde{x}(t) + \bar{X}. \quad (4.16)$$

$$u(t) = \tilde{u}(t) + \bar{U}. \quad (4.17)$$

$$y(t) = \tilde{y}(t) + \bar{Y}. \quad (4.18)$$

Para achar o ponto de equilíbrio basta fazer tanto as derivadas como as variáveis com til iguais a zero. Assim o ponto de equilíbrio está representado pelas equações (4.19)-(4.22).

$$\bar{V}_i = \frac{\bar{V}_{Cf}}{\bar{D}} \quad (4.19)$$

$$\bar{V}_{Cf} = \bar{V}_{Cd} \quad (4.20)$$

$$\bar{I}_{Li} = \bar{I}_{Lo} \quad (4.21)$$

$$\bar{V}_{Cf} = \bar{V}_g \quad (4.22)$$

Substituindo as equações de estado e de saída obtidas anteriormente em (4.1) e (4.2) respetivamente, o modelo linearizado do sistema pode ser representado matricialmente pela equação de estados em (4.23) e a equação de saída em (4.24).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Li}(t) \\ \tilde{i}_{Lo}(t) \\ \tilde{v}_{Cf}(t) \\ \tilde{v}_{Cd}(t) \\ \tilde{i}_{Lg}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/(L_o + L_g) & 0 & 0 \\ 1/C_f & -1/C_f & -1/(r_d C_f) & 1/(r_d C_f) & 0 \\ 0 & 0 & 1/(r_d C_d) & -1/(r_d C_d) & 0 \\ 0 & 0 & 1/(L_o + L_g) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Li}(t) \\ \tilde{i}_{Lo}(t) \\ \tilde{v}_{Cf}(t) \\ \tilde{v}_{Cd}(t) \\ \tilde{i}_{Lg}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{D}/L_i & 0 & \bar{V}_i/L_i \\ 0 & -1/(L_o + L_g) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/(L_o + L_g) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_i(t) \\ \tilde{v}_g(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_i(t) \\ \tilde{i}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Li}(t) \\ \tilde{i}_{Lo}(t) \\ \tilde{v}_{Cf}(t) \\ \tilde{v}_{Cd}(t) \\ \tilde{i}_{Lg}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_i(t) \\ \tilde{v}_g(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Para analisar no domínio da frequência o modelo obtido, aplica-se a Equação (4.25) para obter o conjunto de seis funções de transferência conforme (4.26).

$$\mathbf{H}(s) = [\mathbf{C} * (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} * \mathbf{B} + \mathbf{D}]. \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} I_i(s) \\ I_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ii}(s) & Y_{ig}(s) & G_i(s) \\ Y_{oi}(s) & Y_{og}(s) & G_o(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i(s) \\ V_g(s) \\ d(s) \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

As funções de transferência do modelo em malha aberta estão expressadas nas equações (4.27)- (4.32) em função dos seus parâmetros físicos.

$$Y_{ii}(s) = \frac{I_i(s)}{V_i(s)} = \bar{D}Y_{lf} \frac{\frac{nQ}{(n+1)^2\omega_o\omega_i^2}s^3 + \frac{1}{\omega_i^2}s^2 + \frac{nQ}{(n+1)\omega_o}s + 1}{den_f}. \quad (4.27)$$

$$Y_{ig}(s) = \frac{I_i(s)}{V_g(s)} = -Y_{lf} \frac{\frac{nQ}{(n+1)\omega_o} s + 1}{den_f}. \quad (4.28)$$

$$G_i(s) = \frac{I_i(s)}{d(s)} = \bar{V}_i Y_{lf} \frac{\frac{nQ}{(n+1)^2 \omega_o \omega_i^2} s^3 + \frac{1}{\omega_i^2} s^2 + \frac{nQ}{(n+1)\omega_o} s + 1}{den_f}. \quad (4.29)$$

$$Y_{oi}(s) = \frac{I_o(s)}{V_i(s)} = \bar{D} Y_{lf} \frac{\frac{nQ}{(n+1)\omega_o} s + 1}{den_f}. \quad (4.30)$$

$$Y_{og}(s) = \frac{I_o(s)}{V_g(s)} = Y_{lf} \frac{\frac{n}{(n+1)} \left[L_i C_f \left(\frac{Q}{\omega_o} s^3 + s^2 \right) \frac{Q}{\omega_o} s \right] + 1}{den_f}. \quad (4.31)$$

$$G_o(s) = \frac{I_o(s)}{d(s)} = \bar{V}_i Y_{lf} \frac{\frac{nQ}{(n+1)\omega_o} s + 1}{den_f}. \quad (4.32)$$

Onde den_f está definido em (4.33), $Y_{lf}(s)$ é a assíntota de baixa frequência do Filtro LCL conforme a Equação (4.34), Q é conhecido como o fator de qualidade do filtro e é calculado conforme 4.35, $n = C_f/C_d$ é a relação entre as capacitâncias do filtro e de amortecimento, e ω_o e ω_i são as frequências de ressonância definidas nas equações (4.36) e (4.37) respetivamente.

$$den_f = \frac{nQ}{(n+1)^2 \omega_o^3} s^3 + \frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{nQ}{(n+1)\omega_o} s + 1 \quad (4.33)$$

$$Y_{lf}(s) = \frac{1}{s(L_i + L_o + L_g)} \quad (4.34)$$

$$Q = \frac{r_d}{\sqrt{\frac{L_i(L_o + L_g)}{(L_i + L_o + L_g)(C_f + C_d)}}} \quad (4.35)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_i(L_o + L_g)(C_f + C_d)}{L_i + L_o + L_g}}} \quad (4.36)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{(L_o + L_g)(C_f + C_d)}} \quad (4.37)$$

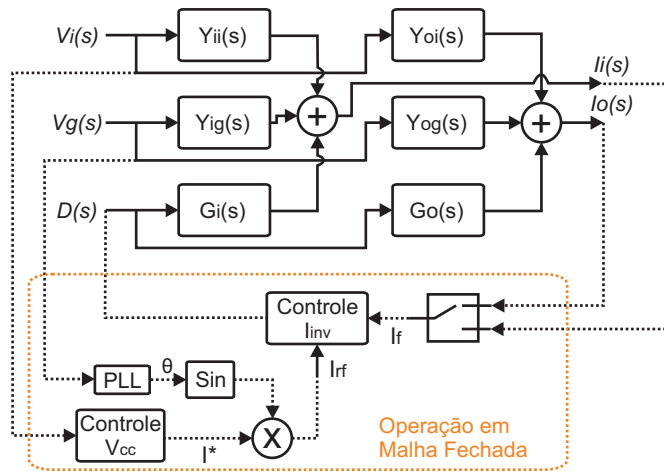
Em relação ao modelo deduzido, é importante destacar os seguintes aspectos:

- Conforme a Equação (4.26), é claro que o modelo expressa as correntes $i_i(s)$ e $i_o(s)$ como uma soma de correntes devidas aos efeitos de diferentes estímulos (Entradas $U(s)$). Portanto, a dinâmica do sistema segundo o modelo apresentado, pode ser representada de acordo com a Figura 4.2.
- Observam-se que as funções de transferência associadas à corrente $I_o(s)$ só têm influência da ressonância na frequência ω_o , enquanto que as funções de transferência associadas a $I_i(s)$ têm a influência das duas ressonâncias. A ressonância na frequência ω_i é provocada por zeros complexos conjugados, e em ω_o por polos complexos conjugados. Isto tem implicações na estabilidade do sistema que serão estudadas posteriormente.
- O modelo apresenta uma clara dependência da impedância equivalente da rede (L_g). Seu efeito é especialmente crítico quando seu valor de indutância é comparável com o valor de (L_o). Isto acontece em redes que são alimentadas por um sistema de transmissão fraco, ou em pontos que ficam longe do transformador de potência que alimenta a rede de distribuição.

4.1.2 Análise em malha fechada

O efeito da operação em malha fechada pode ser estudado considerando a Figura 4.2, na qual se sugerem duas alternativas de realimentação; e a Figura 4.3 na qual há duas estruturas de controle esboçadas. Levando em conta que em redes com alta distorção harmônica de tensão a corrente de referência (I_{rf}) pode

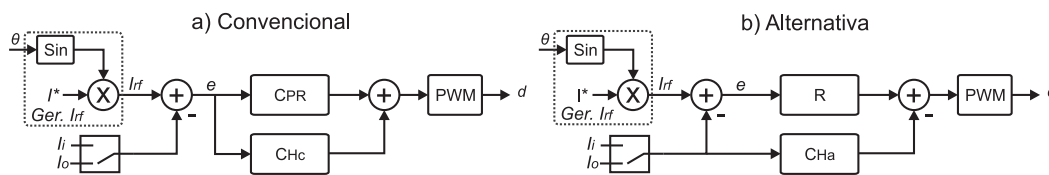
Figura 4.2: Diagrama de blocos da modelagem do sistema em malha aberta e em malha fechada.



Fonte: O Autor.

ter conteúdo harmônico, devido ao PLL não conseguir extrair só a informação de ângulo e fase da fundamental, então considera-se que a estrutura de controle da Figura 4.3b é mais adequada. Isto, porque o sinal de erro não passa pelo compensador de Harmônicas (CH) da estrutura alternativa. O melhor desempenho da estrutura de controle alternativa desde o ponto de vista da rejeição harmônica será provada matematicamente na seção 4.3.3. Adicionalmente é importante mencionar que esta estrutura foi proposta por Castilla et al. (2008), aprofundada em Castilla et al. (2009) e aplicada a sistemas trifásicos em Castilla et al. (2013).

Figura 4.3: Opções para a implementação do CH do controle de corrente. a. Convencional . b. Alternativa.



Fonte: O Autor.

Os blocos R e CH da Figura 4.3b correspondem ao controlador ressonante e ao compensador de Harmônicas respectivamente, e suas funções de transferência estão definidas nas equações (4.38) e (4.39). Destaca-se que de acordo com (4.39), mesmo que nenhuma harmônica for compensada, no bloco $C_{Ha}(s)$ sempre fica no mínimo um ganho igual à unidade. Também, observa-se que o parâmetro (h) indica a quantidade de harmônicas que estão sendo compensadas, tal que se $h = 7$, significa que foram compensadas a terceira, quinta e sétima harmônicas.

$$R(s) = \frac{2k_i\zeta\omega s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2}, \quad (4.38)$$

$$C_{Ha}(s) = 1 + \sum_{n_h=3}^h \frac{2k_i\zeta n_h\omega s}{s^2 + 2\zeta n_h\omega s + (n_h\omega)^2}. \quad (4.39)$$

Assim, considerando ideais o controle de tensão do barramento CC e o PLL, pode-se escrever (4.40), onde $I_{rf}(s)$ é a corrente de referência, $I_f(s)$ pode ser tanto $I_i(s)$ como $I_o(s)$ dependendo de qual é realimentada, e $k_{PWM} = 1/v_{tri}$, sendo v_{tri} a amplitude da portadora da modulação PWM.

$$d(s) = [R(s)(I_{rf}(s) - I_f(s)) - C_{Ha}(s)I_f(s)] k_{PWM}. \quad (4.40)$$

Substituindo (4.40) em (4.26) e resolvendo para $I_{rf}(s)$ obtém-se o modelo em malha fechada do sistema, que consiste no conjunto de seis funções de transferência conforme a equação (4.41). É importante perceber que:

- No modelo em malha fechada $I_{rf}(s)$ se torna uma entrada do sistema, e $d(s)$ vira uma variável interna do modelo.
- Dependendo de qual corrente é realimentada, diferentes conjuntos de funções de transferência serão obtidos.
- De acordo com o objetivo das análises em malha fechada, as funções de transferência $Y_{og-cl}(s) = I_o(s)/V_g(s)$ e $G_{o-cl}(s) = I_o(s)/I_{rf}(s)$, são as mais interessantes pois com elas é possível analisar a capacidade de rejeição harmônica do sistema e o erro em regime permanente.

$$\begin{bmatrix} I_i(s) \\ I_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ii-cl}(s) & Y_{ig-cl}(s) & G_{i-cl}(s) \\ Y_{oi-cl}(s) & Y_{og-cl}(s) & G_{o-cl}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i(s) \\ V_g(s) \\ I_{rf}(s) \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Caso que $I_i(s)$ fosse realimentada, logo as funções de transferência de obtidas são apresentadas nas Equações (4.42)-(4.47), sendo (4.46) e (4.47) as de maior interesse para este trabalho,

$$Y_{ii-cl}(s) = \frac{Y_{ii}(s)}{1 + T_i(s)}, \quad (4.42)$$

$$Y_{ig-cl}(s) = \frac{Y_{ig}(s)}{1 + T_i(s)}, \quad (4.43)$$

$$G_{i-cl}(s) = \frac{G_i(s)R(s)k_{PWM}}{1 + T_i(s)}, \quad (4.44)$$

$$Y_{oi-cl}(s) = Y_{oi}(s) - \frac{Y_{ii}(s)G_o(s)(R(s) + C_{Ha}(s))k_{PWM}}{1 + T_i(s)}, \quad (4.45)$$

$$Y_{og-cl}(s) = Y_{og}(s) - \frac{Y_{ig}(s)G_o(s)(R(s) + C_{Ha}(s))k_{PWM}}{1 + T_i(s)}, \quad (4.46)$$

$$G_{o-cl}(s) = \frac{G_o(s)R(s)k_{PWM}}{1 + T_i(s)}, \quad (4.47)$$

onde $T_i(s)$ é a função de transferência do sistema em malha aberta dada por (4.48)

$$T_i(s) = G_i(s)(R(s) + C_{Ha}(s))k_{PWM}. \quad (4.48)$$

Caso contrário, se I_o for realimentada obtém-se (4.53) e (4.54)

$$Y_{ii-cl}(s) = Y_{ii}(s) - \frac{Y_{oi}(s)G_i(s)(R(s) + C_{Ha}(s))k_{PWM}}{1 + T_o(s)}, \quad (4.49)$$

$$Y_{ig-cl}(s) = Y_{ig}(s) - \frac{Y_{og}(s)G_i(s)(R(s) + C_{Ha}(s))k_{PWM}}{1 + T_o(s)}, \quad (4.50)$$

$$G_{i-cl}(s) = \frac{G_i(s)R(s)k_{PWM}}{1 + T_o(s)}, \quad (4.51)$$

$$Y_{oi-cl}(s) = \frac{Y_{oi}(s)}{1 + T_o(s)}, \quad (4.52)$$

$$Y_{og-cl}(s) = \frac{Y_{og}(s)}{1 + T_o(s)}, \quad (4.53)$$

$$G_{o-cl}(s) = \frac{G_o(s)R(s)k_{PWM}}{1 + T_o(s)}, \quad (4.54)$$

onde $T_o(s)$ é a função de transferência do sistema em malha aberta dada por (4.55)

$$T_o(s) = G_o(s)(R(s) + C_{Ha}(s))k_{PWM}. \quad (4.55)$$

4.2 Projeto do filtro LCL amortecido

Com o objetivo de analisar numericamente o modelo obtido anteriormente, é necessário obter os parâmetros do filtro LCL. A metodologia apresentada para projetar o Filtro LCL neste trabalho está da nas propostas apresentadas por Gabe (2008), Channegowda e John (2010), Pena-Alzola et al. (2014), Beres et al. (2015b).

Define-se a relação r_l em (4.56) e assim a equação da frequência de ressonância ω_o em (4.36) se pode rescrever conforme a equação (4.57)

$$L_i = r_l L_o, \quad (4.56)$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{C(L_i + L_o + L_g)(r_l/(r_l + 1)^2)}. \quad (4.57)$$

Se no PAC deseja-se uma injeção de corrente com fator de potência perto de 1, isto implica que o inversor terá que compensar a contribuição de potência reativa do capacitor do filtro, fato que obriga um sobre dimensionamento do inversor.

Para atenuar este efeito, é desejável reduzir ao máximo a capacitância do filtro; logo observa-se que o fator $(r_l/(r_l + 1)^2)$ em (4.57) é máximo quando $r_l = 1$, o que significa que a mínima capacitância é obtida quando $L_i = L_o$. Isto pode ser provado fazendo $\partial C/\partial r_l = 0$; sendo $C = C_f + C_d$ (PENA-ALZOLA et al., 2014).

Posteriormente, seleciona-se uma frequência de amostragem, e uma relação (r_f) entre esta e a frequência de ressonância do filtro LCL. Desde o ponto de vista da atenuação das frequências de comutação, o ideal é uma baixa frequência de ressonância. Porém, a frequência de ressonância é um dos parâmetros mais importantes do Filtro LCL, pois tem relação direta com a estabilidade do sistema. Segundo Parker, McGrath e Holmes (2014), Zou et al. (2014), se a frequência de amostragem for de 3 a 6 vezes a frequência de ressonância do filtro (r_f), logo o sistema é estável sem precisar de nenhum tipo de amortecimento; portanto adotou-se um valor de $r_f \approx 4,7$; o qual garante a robustez do sistema. Neste trabalho selecionou-se uma frequência de amostragem igual à frequência de comutação, de $f_{sw} = 13,5 \text{ kHz}$; pois este é um múltiplo ímpar de 3 da fundamental, da terceira e da quinta harmônica; fato que de acordo com Hart (2001), diminui as componentes harmônicas de alta frequência do sinal sintetizado. Assim a frequência de ressonância desejada é de aproximadamente 2870 Hz .

Depois, a indutância total ($L_i + L_o$) é encontrada segundo a Equação (4.58)

$$(L_i + L_o) = \frac{1}{\omega_{sw} \left| \frac{i_g}{u_i} \right|} \frac{1}{1 - \left| \frac{\omega_{sw}^2}{\omega_o^2} \right|}, \quad (4.58)$$

onde u_i corresponde ao *ripple* de tensão do inversor na frequência de comutação, de acordo com a técnica de modulação usada e o índice de modulação (m). Segundo Hart (2001), considerando a técnica de modulação unipolar e um índice de modulação de $m = 0,8$, logo é esperado que as componentes de alta frequência apareçam em torno de duas vezes a frequência de comutação e com uma amplitude $u_i = 0,31 \text{ p.u.}$ Finalmente, i_g corresponde ao *ripple* máximo (permitido) de corrente na frequência de comutação, parâmetro que deve ser escolhido de acordo com as normas IEEE 1547 e/ou IEC 61727.

Após encontrar as indutâncias L_i e L_o , então pode-se calcular a capacitância do filtro (C_f) com a Equação (4.57) para ajustar a frequência de ressonância do filtro LCL ao valor escolhido segundo a relação de frequências r_f .

Finalmente o ramo *RC* é projetado de forma ótima, para obter o máximo amortecimento seguindo a metodologia proposta por Beres et al. (2015b). A

vantagem do ramo RC sobre outras técnicas de amortecimento passivo é que somente atua nas frequências próximas à frequência de ressonância quando é projetado corretamente. As frequências dadas pelas equações (4.59) e (4.60) definem a região resistiva de amortecimento.

$$\omega_z = \frac{n + 1}{nr_d(C_f + C_d)}, \quad (4.59)$$

$$\omega_p = \frac{(n + 1)^2}{nr_d(C_f + C_d)}. \quad (4.60)$$

O ramo de amortecimento modifica a frequência de ressonância do filtro LCL. Porém, existe só uma nova frequência de ressonância na qual haverá o máximo amortecimento, a qual será denotada como ω_{opt} e que está dada em função da relação $n = C_d/C_f$ na Equação (4.61). Neste trabalho, considerou-se um valor de $n = 1$ pela facilidade prática de dois capacitores do mesmo valor.

$$\omega_{opt} = \omega_o \sqrt{\frac{2(n + 1)}{n + 2}}. \quad (4.61)$$

Posteriormente deve-se calcular o fator de qualidade Q de acordo com (4.62), a qual é válida para valores de n entre 0 e 1, 3. Assim, a Equação (4.62) proporciona o valor de Q tal que a nova frequência de ressonância coincida com a frequência ótima. Finalmente o resistor de amortecimento é calculado conforme a equação (4.35).

$$Q_{opt} = \sqrt{\frac{(5n + 4)(n + 2)(n + 1)}{2n^2(-n + 4)}}. \quad (4.62)$$

Na Tabela 4.1 estão compilados os parâmetros de entrada para o projeto do filtro LCL amortecido, e os resultados obtidos a partir desses parâmetros encontram-se na Tabela 4.2.

Os indutores do filtro LCL foram projetados de acordo com a metodologia proposta por Barbi, Illa e Alves (2002). Foram usados núcleos de ferrite toroidais do material $IP12R$ e dimensões 35 mm/22 mm/15 mm; e foram utilizados

¹Segundo (HART, 2001)

Tabela 4.1: Parâmetros de entrada para o projeto do Filtro LCL amortecido

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de amostragem	f_s	13,5 kHz
Relação de frequência	r_f	4,7
Relação de indutância	r_l	1
Ripple de tensão, comutação unipolar $m = 0,8$	u_i	$0,31^1$
Máximo ripple de corrente permitido	i_g	$< 0,4 \text{ p.u.}$
Relação de capacitância	n	1

capacitores de polipropileno de $2 \mu F$.

Tabela 4.2: Parâmetros obtidos do filtro LCL e do inversor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de comutação	f_{sw}	13,5 kHz
Tensão do barramento CC	\bar{V}_i	190 V
Indutância do Filtro LCL do Lado do inversor	L_i	1,4 mH
Indutância do Filtro LCL do Lado da rede	L_o	1,4 mH
Indutância Equivalente da Rede	L_g	3,3 mH
Capacitância do Filtro LCL	C_f	2,1 μF
Capacitância de amortecimento do Filtro LCL	C_d	2,1 μF
Resistência de amortecimento do Filtro considerando L_g	r_d	38,7 Ω^*
Resistência de amortecimento do Filtro LCL sem L_g	r_d	47,6 Ω
Amplitude do Sinal Triangular do PWM	v_{tri}	25 V**
Tensão pico da Rede	v_g	180 V _p
Frequência nominal da Rede	f_g	60 Hz

* Foi colocado um resistor de 39 Ω . ** Implementado no DSC com um fator de escala.

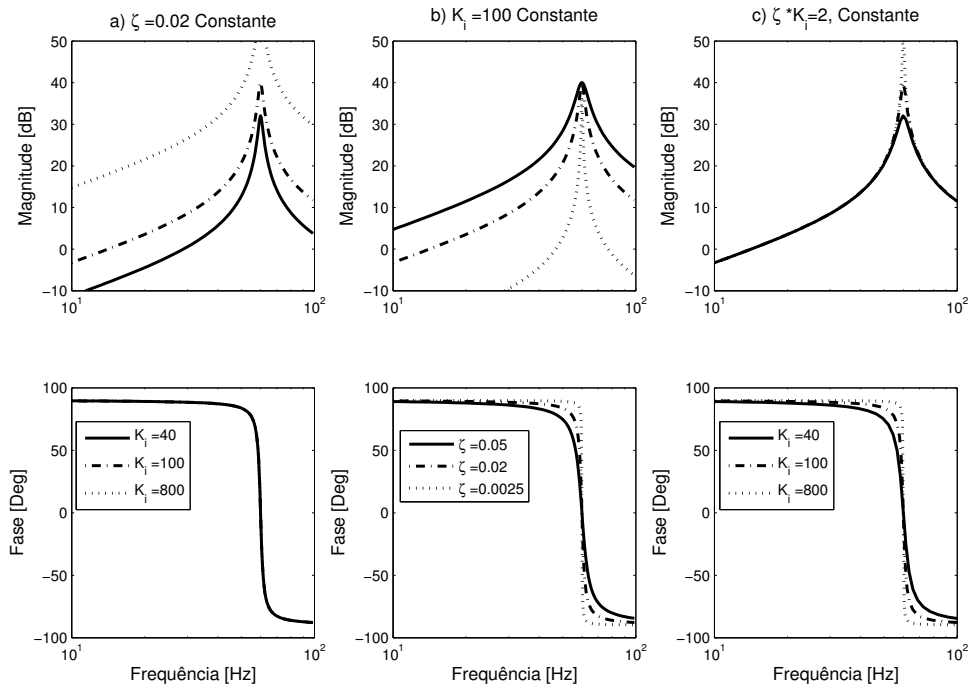
4.3 Projeto do controle e influência da corrente de realimentação

Para o projeto do regulador de corrente do inversor e o compensador de harmônicas, é importante expor três propriedades dos controladores ressonantes amortecidos (CASTILLA et al., 2009):

- A primeira propriedade pode-se apreciar na Figura 4.4a, na qual fica evidente que a magnitude do pico ressonante é igual a $20\log(k_i)$ [dB].
- O fator de amortecimento (ζ) governa a largura de banda e a forma do diagrama de bode de fase do controlador ressonante, conforme a Figura 4.4b.

- Da observação da Figura 4.4c, conclui-se que para um valor constante do produto de $k_i\zeta$, os diagramas de Bode coincidem com pequenas diferenças em torno da frequência de ressonância. Esta propriedade é particularmente interessante quando deseja-se avaliar outros parâmetros do controlador mantendo a margem de fase do sistema.

Figura 4.4: Propriedades do controlador ressonante. a. Fator de amortecimento ζ constante. b. Ganho k_i constante. c. Produto $\zeta * k_i$ constante.



Fonte: O Autor.

Para o projeto do regulador de corrente do inversor consideram-se os parâmetros da planta definidos na Tabela 4.2, e precisa-se definir o comportamento desejado do sistema em malha fechada. Neste trabalho, o controle é projetado para atender as especificações de erro em regime permanente e de estabilidade apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Especificações para o projeto do controlador de corrente

Parâmetros de Projeto		Restrições
Erro em Regime Permanente	Amplitude	< 2,5 %
	Fase	< 2,6°
Estabilidade	Margem de Ganho	>10
	Margem de Fase	>20°

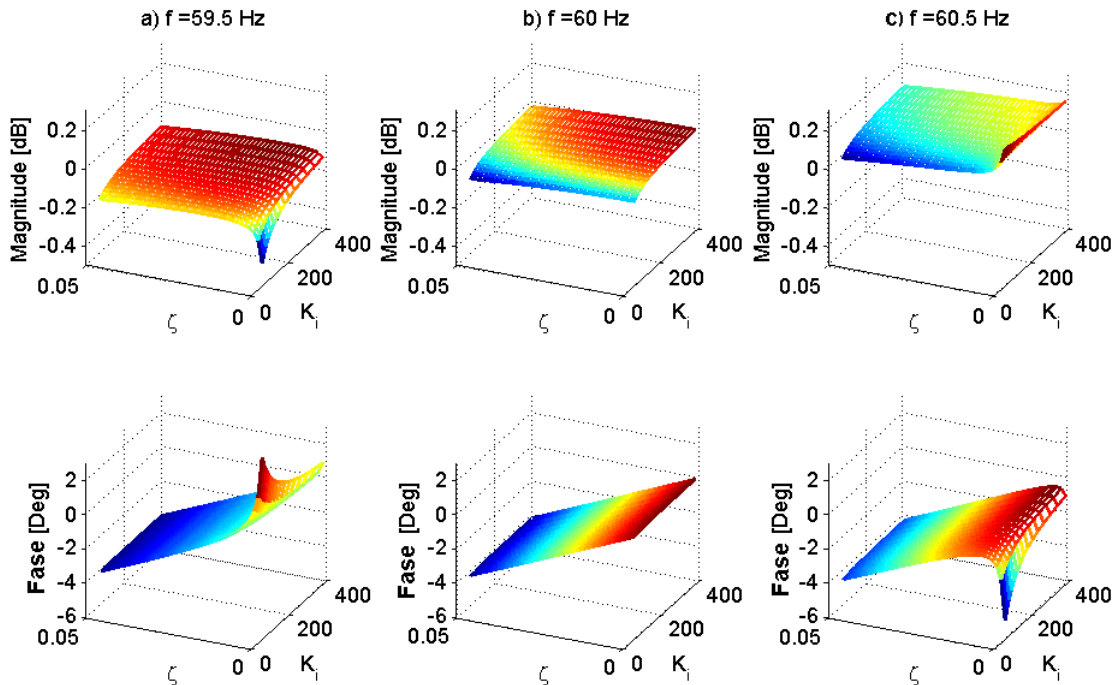
Para garantir que o comportamento do sistema esteja de acordo com as exigências da Tabela 4.3, estudam-se as funções de transferência deduzidas na

seção 4.1. Porém, como dois modelos diferentes foram deduzidos de acordo à escolha do sinal de corrente realimentado, logo o projeto de controle é dividido da mesma forma. Adicionalmente, também considerou-se iguais todos os ganhos integrais k_i , tanto do controlador Ressonante como do CH.

4.3.1 Considerando a realimentação de i_i

De acordo com o modelo matemático do inversor, com a função de transferência $G_{ocl}(s)$ apresentada na Equação (4.47) estuda-se o erro em regime permanente. Neste aspecto, é fundamental levar em conta que a frequência da rede não é constante, fato que afeta o desempenho dos controladores ressonantes (YANG; ZHOU; BLAABJERG, 2015). Nesta análise foram consideradas variações de $\pm 0.5 Hz$. Desta forma, plotou-se a Figura 4.5 avaliando a função de transferência $G_{ocl}(s) = i_o(s)/i_{rf}(s)$ em $j\omega = 2\pi 59,5$ (Figura 4.5a), em $j\omega = 2\pi 60$ (Figura 4.5b), e em $j\omega = 2\pi 60,5$ (Figura 4.5c). Os gráficos são apresentados em função dos parâmetros do controlador ζ e k_i . Observa-se que o erro de fase

Figura 4.5: Análise do erro em regime permanente em função dos parâmetros k_i e ζ realimentando i_i e com $h = 7$. a. Com $f = 59,5 Hz$. b. Com $f = 60 Hz$. c. Com $f = 60,5 Hz$



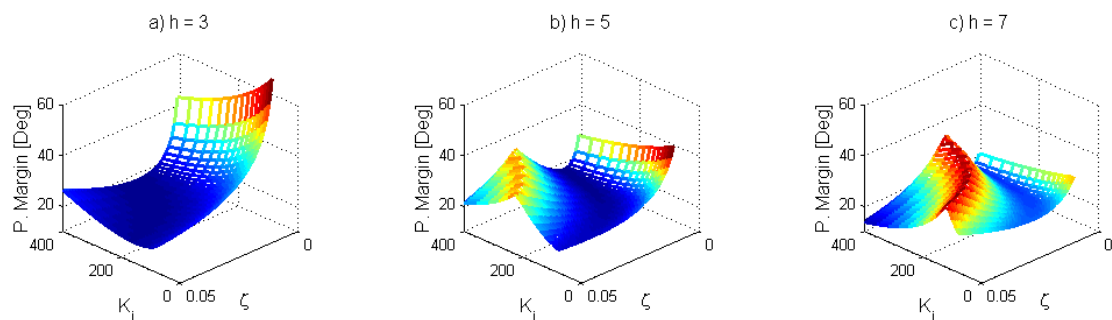
Fonte: O Autor.

é mais significativo em condição de sobre frequência ($f_g = 60,5 Hz$), enquanto que o erro de magnitude é mais crítico em condição de sub frequência ($f_g = 59,5 Hz$). Adicionalmente observa-se que com ganhos altos o erro de magnitude tende a ser menor nos três casos analisados, enquanto que fatores de amortecimento (ζ)

elevados causam interferência entre as diferentes harmônicas compensadas, e em consequência um maior erro em regime permanente. As especificações da Tabela 4.3, devem ser garantidas para as piores condições, e portanto para cumprir com as especificações de erro em regime permanente se deve levar em conta as análises anteriores. Já para as especificações de estabilidade, é claro na literatura que a pior condição é quando altas impedâncias equivalentes da rede são consideradas (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006), pois esta modifica as frequências de ressonância do filtro LCL.

A estabilidade do sistema é analisada conforme a função de transferência $T_i(S)$ apresentada na Equação (4.48). Desta forma, plotou-se a Figura 4.6, colocando a margem de fase em função dos parâmetros do controle k_i e ζ ; processo que foi feito considerando a compensação da terceira harmônica (Figura 4.6a), a compensação até a quinta harmônica (Figura 4.6b), e a compensação até a sétima harmônica (Figura 4.6c). Assim, é possível evidenciar como a estabilidade do sistema fica afetada pelo uso intensivo de blocos ressonantes para a compensação seletiva de harmônicas. Uma particularidade de considerar a realimentação da corrente i_i , é que na faixa analisada na Figura 4.6 o sistema sempre é estável, e possui um margem de ganho teoricamente infinito. Na prática isto não acontece, já que devido aos atrasos causados pelos cálculos computacionais, a fase sempre cruzará em algum momento por 180° como se aprecia na Figura 4.7a.

Figura 4.6: Margem de ganho e margem de fase em função dos parâmetros k_i e ζ realimentando i_i . a. Com $h = 3$. b. Com $h = 5$. c. Com $h = 7$.

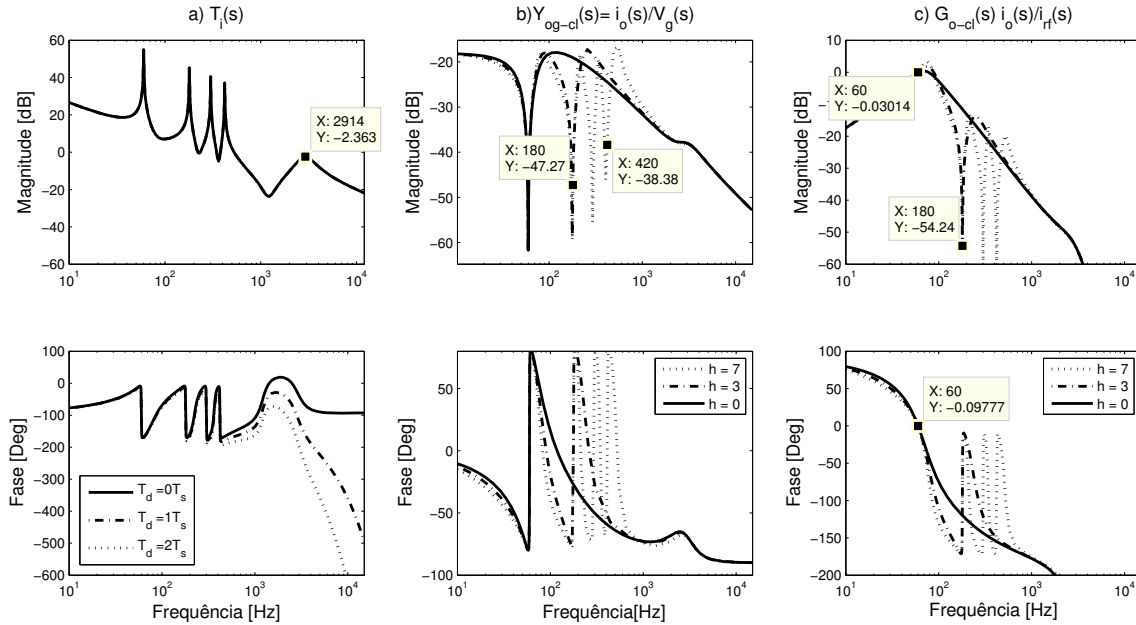


Fonte: O Autor.

A través de cálculos computacionais, foram encontrados os parâmetros do controle que atendem as especificações da Tabela 4.3. Os melhores parâmetros são $k_i = 159$, $\zeta = 0,0025$ e $h = 7$, e com estes valores foram construídos os diagramas de bode apresentados na Figura 4.7. Com a Figura 4.7a a estabilidade do sistema é analisada, onde observa-se que neste caso foi obtido um margem de fase de aproximadamente $22,2^\circ$, para um sistema sem atrasos.

No diagrama de Bode da Figura 4.7b, se aprecia como a rejeição harmônica

Figura 4.7: Diagramas de Bode das funções de transferência mais relevantes considerando a realimentação de i_i . a. Malha aberta $T_i(s)$ considerando diferentes retardos. b. Rejeição Harmônica em malha fechada. c. Erro em regime permanente.



Fonte: O Autor.

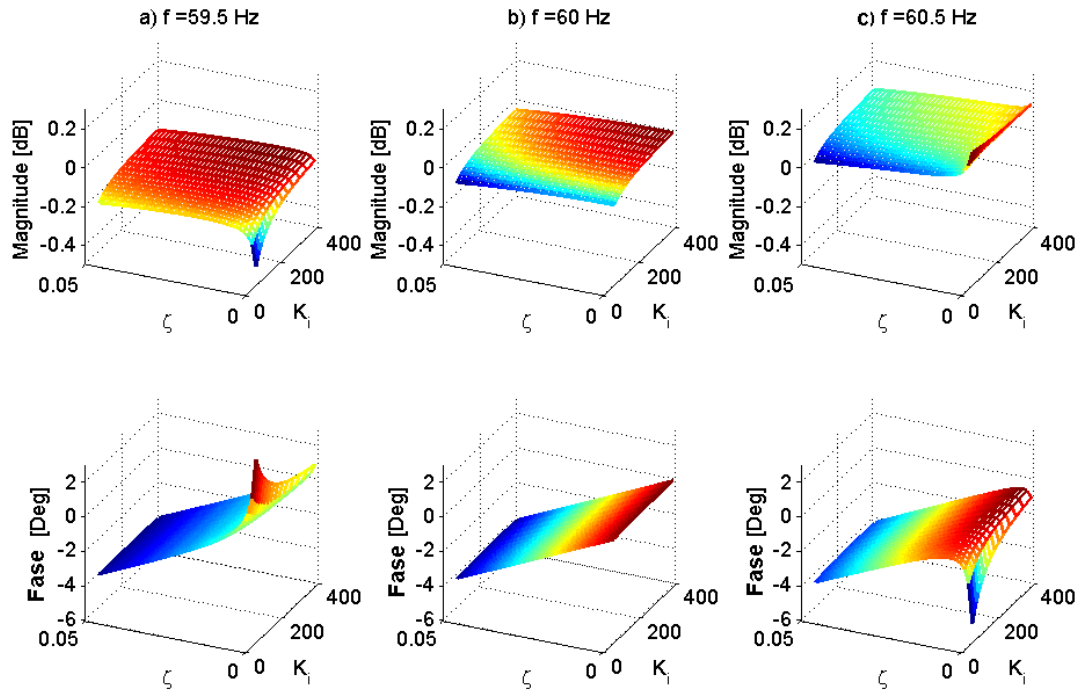
do sistema incrementa com o aumento da ordem do CH. Desde este ponto de vista a rejeição harmônica entende-se como a capacidade do sistema de evitar a circulação de correntes harmônicas devido a presença de harmônicas de tensão no PAC.

Em relação ao erro em regime permanente, observa-se na Figura 4.7c que este tende a zero em fase e magnitude para frequências perto de 60 Hz. Adicionalmente, nas frequências harmônicas observa-se uma atenuação significativa proporcionada pelo CH, o que significa que se a corrente de referência (I_{rf}) tiver conteúdo harmônico (não desejado) então o controle atenuará estas componentes diminuindo o fornecimento de correntes harmônicas à rede elétrica. Esta é a principal vantagem da estrutura de controle escolhida no lugar da estrutura de controle da Figura 4.3a, e é uma característica que também faz parte da denominada capacidade de rejeição harmônica.

4.3.2 Considerando a realimentação de i_o

De forma análoga às análises feitas na seção anterior, foi plotada a Figura 4.8 de acordo com a Equação (4.54), a Figura 4.9 segundo (4.53), e os diagramas de Bode na Figura 4.10 para os melhores parâmetros encontrados para o controle.

Figura 4.8: Análise do erro em regime permanente em função dos parâmetros k_i e ζ , realimentando i_o e com $h = 7$. a. Com $f = 59,5 \text{ Hz}$. b. Com $f = 60 \text{ Hz}$. c. Com $f = 60,5 \text{ Hz}$.



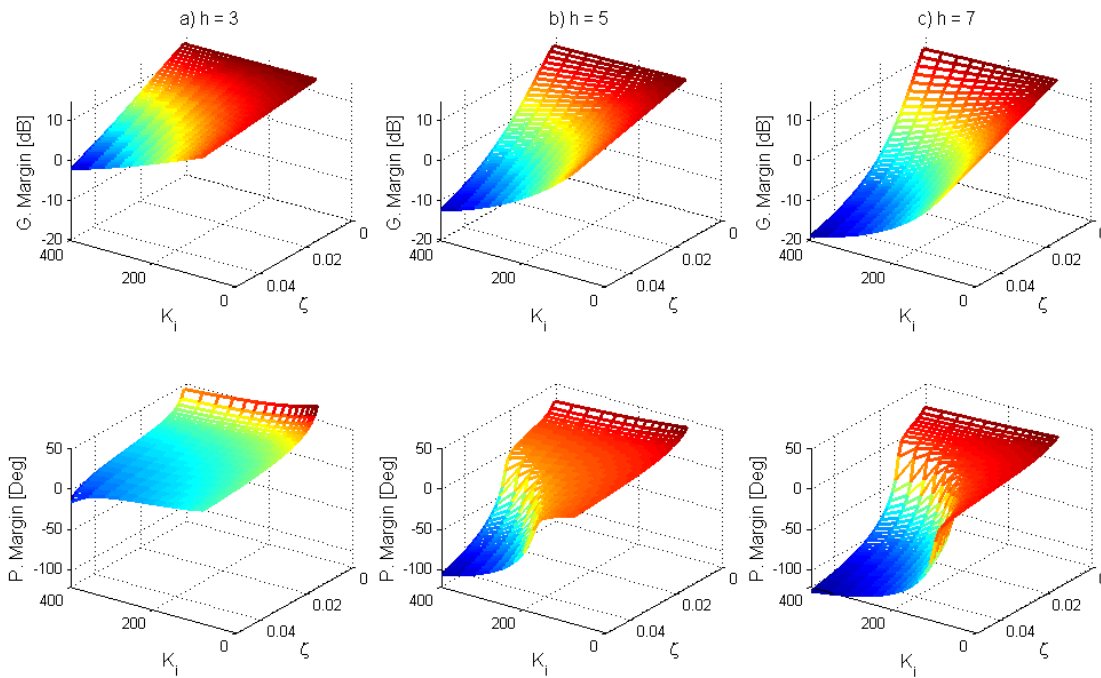
Fonte: O Autor.

Em relação ao erro em regime permanente, as conclusões da seção anterior também são válidas neste caso, pois existem só leves diferenças entre os dois gráficos, que favorecem a realimentação de i_o , pois uma análise detalhada dos dados mostra que o erro em regime permanente tende a ser ligeiramente menor utilizando a realimentação da variável mencionada.

Em quanto à estabilidade do sistema, comparando a Figura 4.9 com a Figura 4.6, existem diferenças significativas. Realimentando i_o , a margem de ganho não é mais infinita, e o sistema não é estável em toda a faixa de valores de k_i e ζ analisados. Também, é claro que neste caso a estabilidade do sistema se vê mais prejudicada pelo aumento da ordem do CH.

De forma similar ao feito no caso anterior, os melhores valores dos parâmetros do controle que atendem as especificações da Tabela 4.3 são $k_i = 159$, $\zeta = 0,0025$ e $h = 7$ (idênticos ao controle achado realimentando i_i). Com estes valores, foram construídos os diagramas de Bode da Figura 4.10. Comparando a Figura 4.10a com a 4.7a observa-se que a primeira apresenta só uma ressonância (amortecida), enquanto que na segunda há duas ressonâncias opostas, fato que dá origem as diferenças no comportamento da estabilidade já discutidos. Porém, com um adequado projeto do controlador, podem ser obtidos margens de fase similares, como demonstra-se neste caso que foi obtido um margem de fase de

Figura 4.9: Margem de ganho e margem de fase em função dos parâmetros k_i e ζ realimentando i_o . a. Com $h = 3$. b. Com $h = 5$. c. Com $h = 7$



Fonte: O Autor.

24°.

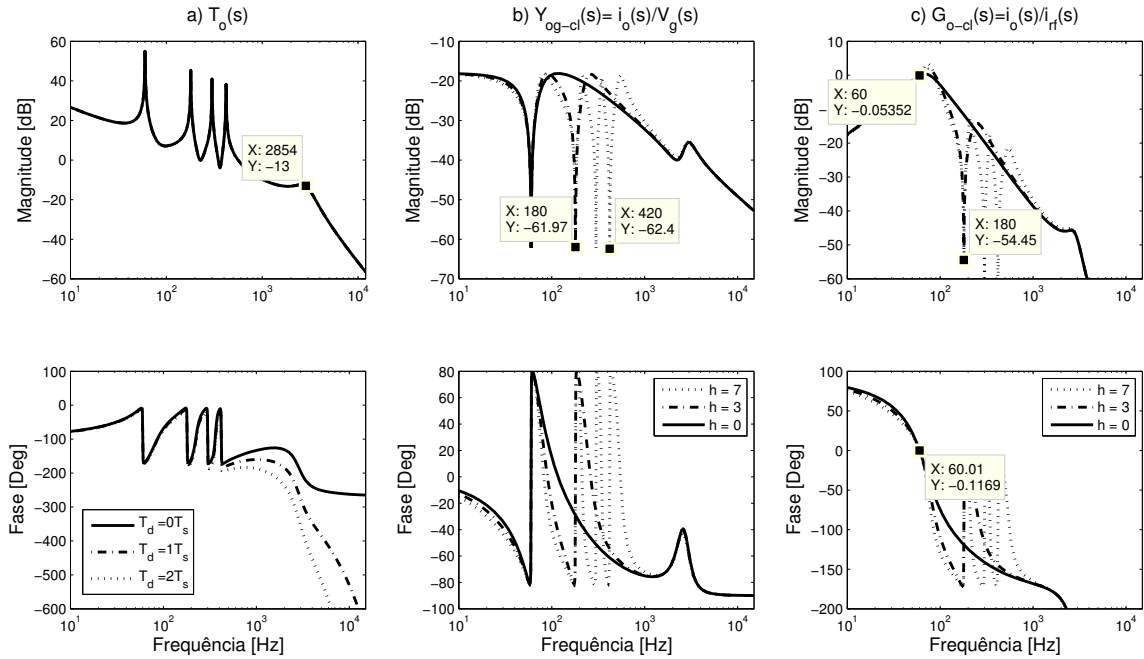
Em relação à Figura 4.10b, observa-se que a capacidade de rejeição harmônica do sistema é maior quando a corrente i_o é realimentada. Isto acontece porque os picos de ressonância encontram-se mais próximos da frequência harmônica a compensar, e também por causa de que estes picos de ressonância mantêm uma magnitude constante de aproximadamente 62 dB . Quando i_i é realimentada os picos diminuem sua magnitude conforme aumenta a frequência, e a frequência de ressonância destes sofre pequenos deslocamentos (Ver Figura 4.7b). O erro em regime permanente apresenta um comportamento muito similar nos dois esquemas de realimentação segundo pode-se apreciar nas Figuras 4.10c e 4.7c.

4.3.3 Análise da estrutura de controle convencional

O objetivo desta seção é provar matematicamente, porque a estrutura de controle da Figura 4.3a é menos vantajosa considerando-se o ponto de vista da capacidade de rejeição harmônica.

Observa-se que se a estrutura de controle da Figura 4.3a for considerada, a Equação (4.40) muda conforme à equação (4.63).

Figura 4.10: Diagramas de Bode das funções de transferência mais relevantes considerando a realimentação de i_o . a. Malha aberta $T_o(s)$ considerando diferentes retardos. b. Rejeição Harmônica em malha fechada. c. Erro em regime permanente.



Fonte: O Autor.

$$d(s) = [(C_{PR}(s) + C_{Hc}(s))(I_{rf}(s) - I_f(s))] k_{PWM}. \quad (4.63)$$

De forma análoga ao processo feito na seção 4.1.2, substitui-se a Equação (4.63) em (4.26), e resolve-se o sistema para $I_{rf}(s)$. O primeiro resultado deste procedimento é que permanecem iguais as funções de transferência $T_i(s)$ e $T_o(s)$ definidas nas equações (4.48) e (4.55), respectivamente. Isto significa que não há diferenças para a estabilidade do sistema dependendo da estrutura de controle escolhida. A função de transferência $Y_{og-cl}(s)$ também continua igual independentemente da corrente realimentada (ver Equações (4.46) e (4.53)). Porém, as Equações (4.47) e (4.54) correspondentes à função de transferência $G_{o-cl}(s)$ segundo a corrente realimentada, são modificadas radicalmente por causa da estrutura de controle.

Deste modo, quando i_i é realimentada considerando a estrutura de controle da Figura 4.3a, a nova função de transferência obtida está dada pela Equação (4.64)

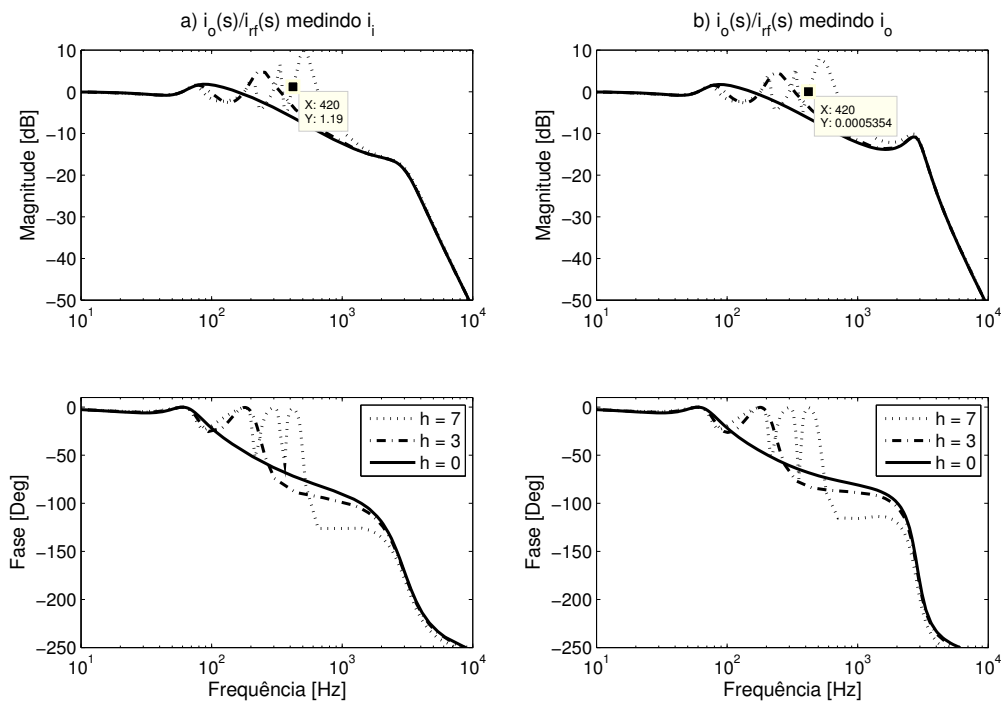
$$G_{o-cl}(s) = \frac{T_o(s)}{1 + T_i(s)}; \quad (4.64)$$

e caso i_o for realimentada a nova função de transferência é definida em (4.65)

$$G_{o-cl}(s) = \frac{T_o(s)}{1 + T_o(s)}, \quad (4.65)$$

Os diagramas de Bode das funções de transferência considerando a estrutura de controle convencional são apresentadas na Figura 4.11, onde pode ser observado que nas frequências harmônicas há uma baixa atenuação, enquanto que utilizando a estrutura de controle alternativa foram obtidas os diagramas de Bode das Figuras 4.7c e 4.10c, nas quais constata-se uma alta atenuação nas frequências harmônicas. Por este motivo, neste trabalho foi considerada a estrutura de controle alternativa, que possui uma rejeição harmônica superior.

Figura 4.11: Diagramas de Bode das funções de transferência G_{o-cl} considerando a estrutura de controle convencional. a. Medindo i_i . b. Medindo i_o .

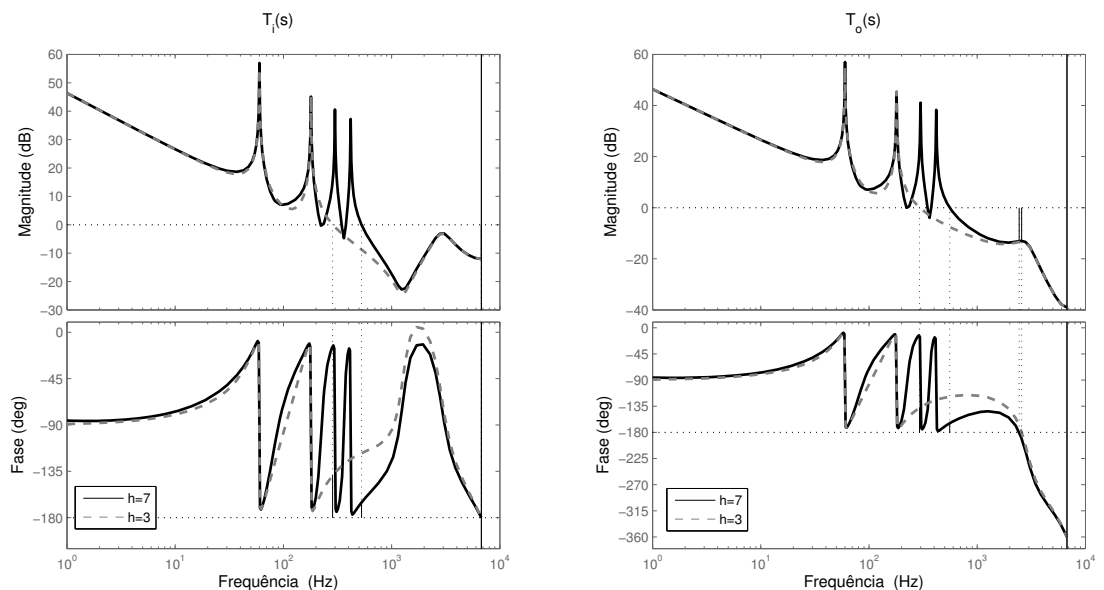


Fonte: O Autor.

4.4 Influência da discretização do controle

O efeito da discretização de controladores ressonantes tem sido estudado previamente por Sera et al. (2005), Yepes et al. (2010). Neste trabalho, uma primeira aproximação foi apresentada nas Figuras 4.7a e 4.10a, onde foi adicionado um retardo nas funções de transferência em malha aberta, correspondente ao tempo de amostragem. Essa aproximação, só dá uma ideia dos efeitos da amostragem mas não dá conta dos efeitos da discretização do controle. Uma aproximação mais exata e completa, consiste em fazer o modelamento completo do sistema em tempo discreto (ZHANG; SPENCER; GUERRERO, 2013), porém este tipo de análise excede o escopo do presente trabalho. Como alternativa para fazer uma análise da influência da discretização do controle na estabilidade do sistema, optou-se por usar a proposta feita por Parker, McGrath e Holmes (2014), a qual consiste em discretizar o modelo da planta utilizando o método do *zero order hold* (Para introduzir no modelo o retardo devido à amostragem), enquanto que o controle é discretizado usando a transformação bilinear ou de Tustin. Desta maneira, a Figura 4.12 foi obtida. As novas margens de fase do sistema considerando $h = 7$, diminuíram para $14,7^\circ$ medindo i_i , e $15,7^\circ$ medindo i_o . Assim, fica demonstrado que a discretização do controle afeta moderadamente a estabilidade do sistema nos dois casos, fazendo com que as diferenças nas margens de estabilidade dependendo de qual corrente é realimentada, sejam menos significativas do que no caso contínuo.

Figura 4.12: Diagramas de Bode considerando o controle discretizado.



Fonte: O Autor.

4.5 Conclusões do capítulo

A estrutura de controle selecionada possui uma melhor rejeição harmônica em relação à estrutura de controle convencional, e proporciona as mesmas margens de estabilidade. Também, foi provado que realimentando a corrente do lado da rede (i_o), obtém-se uma margem de ganho menor, porém um melhor desempenho desde o ponto de vista da rejeição harmônica. Quando o retardo devido à amostragem e a discretização do controle são considerados através de um modelo em tempo discreto, a estabilidade do sistema depende em menor medida da corrente que é realimentada.

O filtro $LCL + rc$ foi projetado para obter um sistema robusto, considerando as relações r_l , r_f e n . Também, um dos critérios do projeto foi a obtenção de baixos valores dos indutores e dos capacitores para maximizar a eficiência do sistema, utilizando o mínimo de materiais magnéticos e de cobre.

No capítulo seguinte, resultados de simulações realizadas em Matlab/Simulink são apresentados com o objetivo de validar o modelo deduzido e estudar o comportamento do filtro $LCL + rc$ projetado, assim como estimar suas perdas por efeito *Joule* no resistor de amortecimento.

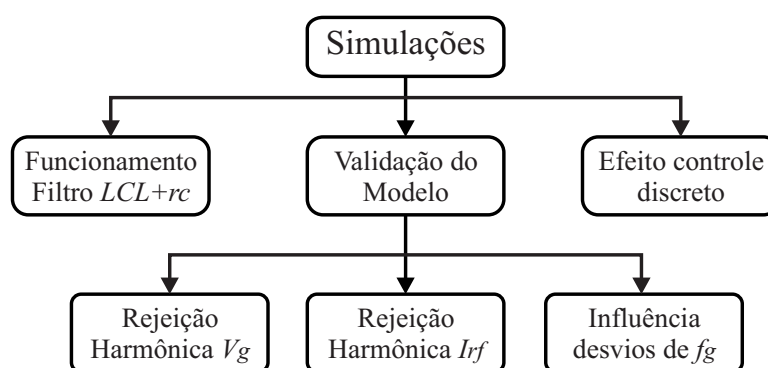
5 Resultados de Simulação

Neste capítulo, os resultados de diferentes simulações realizadas no software Matlab/Simulink são apresentadas com os seguintes objetivos:

- Validar o modelo matemático e as análises realizadas no Capítulo 4.
- Estimar as perdas devidas ao amortecimento passivo do filtro LCL.
- Validar o comportamento do sistema com a discretização do controle.

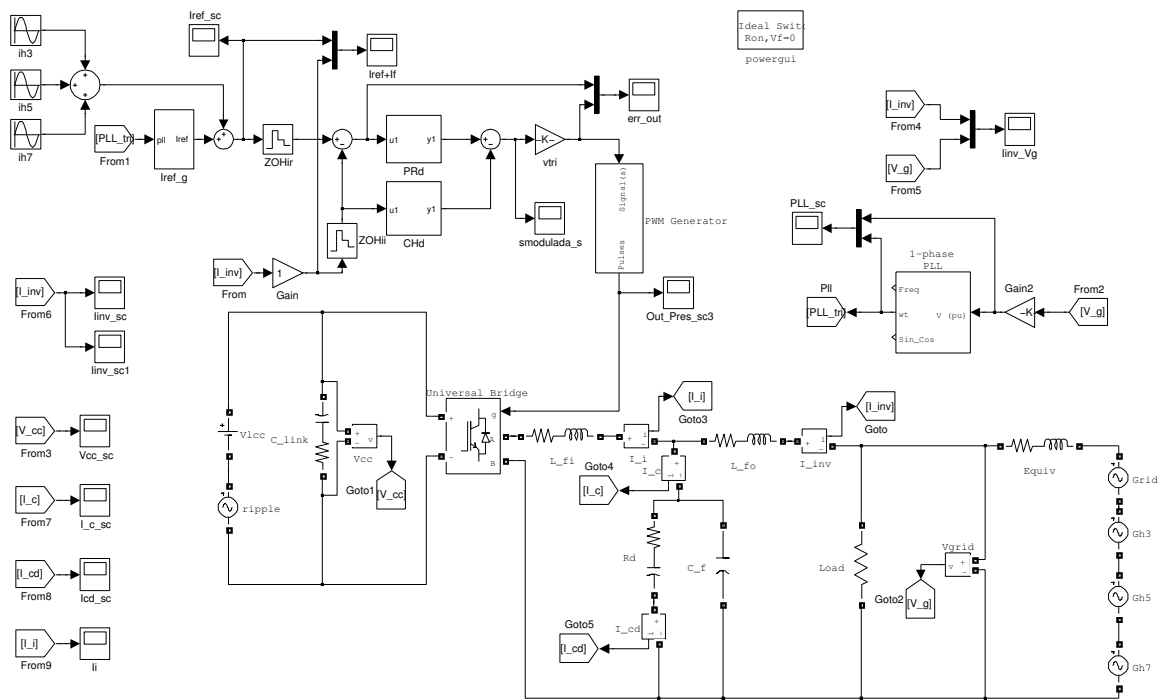
Desta maneira, serão apresentados os resultados de 5 testes diferentes conforme a Figura 5.1. Primeiro serão apresentados os 3 testes que tem como objetivo validar o modelo matemático, e posteriormente os testes relacionados com o funcionamento do filtro *LCL* e os efeitos da discretização do controle. Posteriormente será apresentada a proposta de controle com a implementação adaptativa do controlador da fundamental.

Figura 5.1: Classificação das simulações que serão apresentadas.



Fonte: O Autor.

As simulações que serão apresentadas foram realizadas utilizando o modelo em Matlab/simulink da Figura 5.2.



Fonte: O Autor.

5.1 Validação do Modelo Matemático

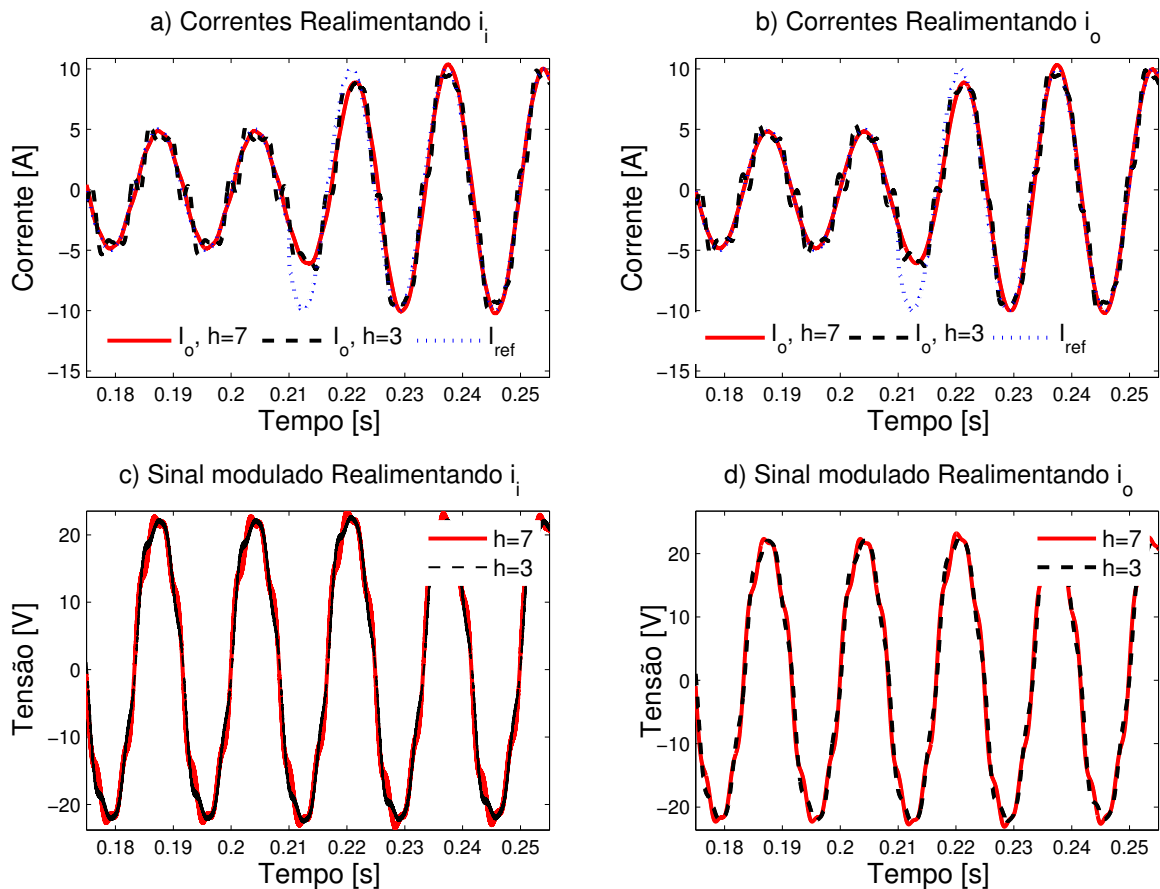
A validação do modelo matemático através de simulações está da em dois testes com os quais pretende-se verificar as predições das funções de transferência $Y_{og-cl}(s)$ e $G_{o-cl}(s)$, em relação à capacidade de rejeição harmônica do sistema. O primeiro teste consiste em modelar uma rede com conteúdo harmônico de tensão e observar as componentes harmônicas na corrente de saída do inversor, sendo estes resultados comparados com os esperados teoricamente segundo a função de transferência $Y_{og-cl}(s)$. O segundo teste é similar, só que a perturbação é aplicada na corrente de referência e não na tensão da rede. Neste caso a tensão da rede é senoidal pura e os resultados são comparados com os esperados teoricamente de acordo com a função de transferência $G_{o-cl}(s)$. Os resultados de uma terceira simulação são apresentados, os quais consistem em replicar o teste 1, porém simulando uma rede com desvios da frequência nominal.

5.1.1 Rejeição Harmônica em relação à tensão do PAC

Quando há presença de harmônicos de tensão no PAC, as correntes harmônicas tendem a circular pelo inversor prejudicando o cumprimento das normas internacionais em relação ao fornecimento de correntes com conteúdo harmônico para a rede. Para evitar este problema, o controle do inversor deve ter a capacidade

de sintetizar um sinal de tensão com componentes harmônicas de igual fase e magnitude das presentes no PAC; característica que é conhecida como rejeição harmônica, a qual tem estreita relação com o CH. Assim, para este teste, foi modelada uma rede com presença de terceira, quinta e sétima harmônica de tensão, resultando em um $THD_{vg} = 9,9 \%$. Também, é considerado um PLL ideal, de forma que a corrente de referência é uma senoide perfeita. O THD_{io} da corrente fornecida é avaliado, assim como a relação de ampères por volt de componentes harmônicas presentes no PAC ($|i_{o-hx}/v_{g-hx}|$), cujo valor teórico é fornecido pela função de transferência $Y_{og-cl}(s)$. Na Figura 5.3 são apresentados os resultados das simulações feitas para este teste, os quais são comparados em relação ao modelo teórico na Tabela 5.1. Para interpretar a Tabela 5.1 e as correspondentes aos seguintes testes, relembra-se que de acordo com a Equação (4.39) o parâmetro h indica a última harmônica que foi compensada, de tal forma que caso $h = 7$, significa que foram compensadas a terceira, quinta e sétima harmônicas.

Figura 5.3: Resultados de simulação teste 1 considerando controladores com diferentes CH.



Fonte: O Autor.

De acordo com a Figura 5.3 e a Tabela 5.1, destacam-se as seguintes observações:

Tabela 5.1: Rejeição Harmônica teste 1. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente.

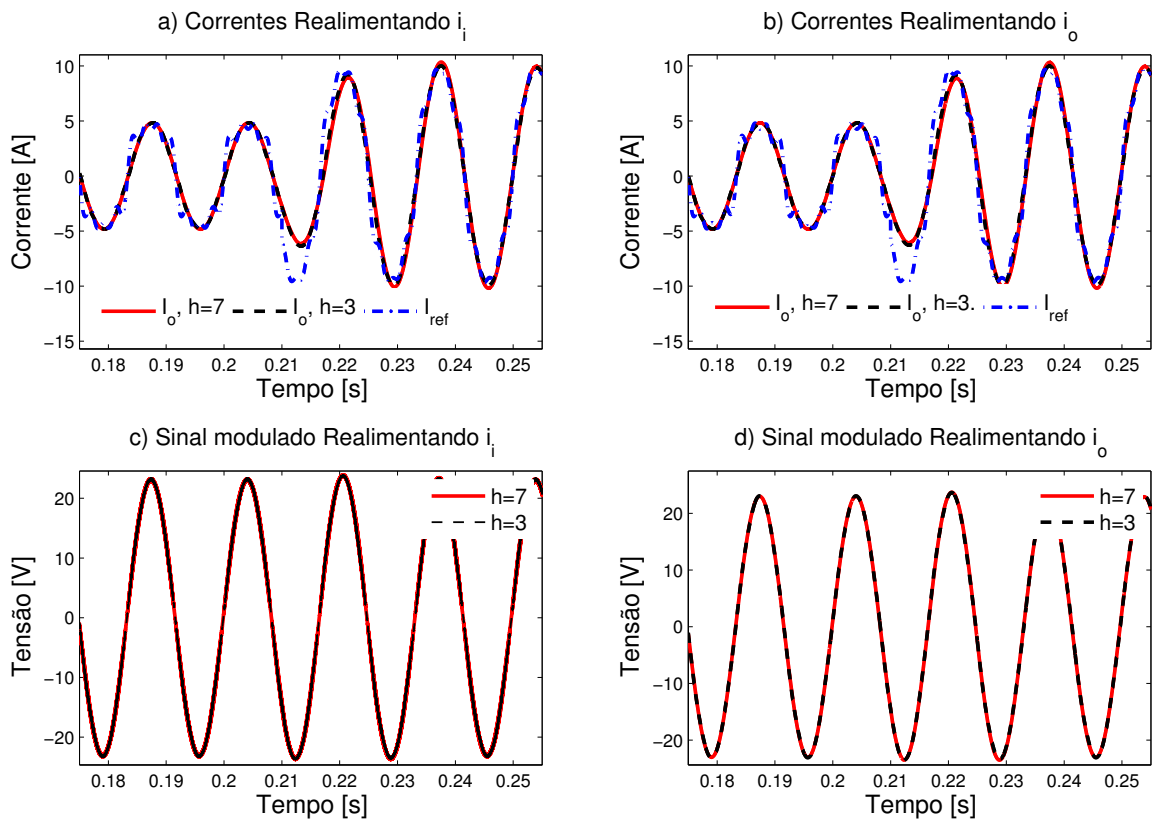
Rejeição Harmônica		Medindo i_i		Medindo i_o	
		h=3	h=7	h=3	h=7
$\left \frac{i_o-h3}{v_g-h3} \right $	Modelo	0,00473	0,00472	0,00077	0,00077
	Simulação	0,00470	0,00470	0,00074	0,00074
	Erro (%)	0,529	0,403	4,504	4,442
$\left \frac{i_o-h5}{v_g-h5} \right $	Modelo	0,11842	0,00811	0,10928	0,00076
	Simulação	0,11300	0,00810	0,10270	0,00073
	Erro (%)	4,577	0,107	6,021	4,450
$\left \frac{i_o-h7}{v_g-h7} \right $	Modelo	0,07327	0,01205	0,06937	0,00075
	Simulação	0,07120	0,01190	0,06680	0,00071
	Erro (%)	2,825	1,245	3,705	5,459
THD_{i_o} (%)		27,34	3,13	25,32	0,28

- Há uma redução significativa do THD_{i_o} quando a ordem do CH aumenta, independentemente de qual corrente é realimentada ao controlador.
- Desde o ponto de vista da rejeição harmônica, a realimentação de i_o apresenta um melhor comportamento. As explicações oferecidas pelo modelo matemático foram discutidos na seção 4.3.2.
- Observa-se que os sinais modulados em todos os casos possuem componentes harmônicas, o qual prova que sinais de tensão distorcidos estão sendo sintetizados com o objetivo de evitar a circulação de correntes harmônicas.
- O THD_{i_o} é maior quando correntes com baixa intensidade estão sendo fornecidas à rede elétrica. Isto ocorre porque a amplitude das correntes harmônicas que circulam pelo inversor só dependem da magnitude das harmônicas de tensão da rede (desde a perspectiva deste teste) e não da corrente injetada. Assim, as correntes harmônicas são mais significativas quando a corrente fornecida (fundamental) é menor, caso que acontece quando há pouca disponibilidade de energia nos painéis FV (baixa irradiância).
- Observa-se que após um degrau na magnitude da corrente de referência (i_{rf}), o sistema conserva a estabilidade, validando o adequado projeto do controle.
- De acordo com os erros relativos calculados na Tabela 5.1, observa-se que há uma alta correlação entre os resultados da simulação e o modelo matemático.

5.1.2 Rejeição Harmônica em relação à corrente de referência

Na presença de harmônicos de tensão no PAC, o PLL do sistema se vê afetado, e não consegue extrair a fase e o ângulo só da fundamental. Isto resulta na presença de conteúdo harmônico na corrente de referência do sistema, ocasionando o fornecimento de correntes harmônicas para a rede o qual é indesejado. Sendo assim, o PLL normalmente está acompanhado de um estágio de filtragem. Neste teste, o sinal de corrente de referência (i_{rf}) possui a componente fundamental em fase com a tensão da rede e também 15% de terceira, quinta e sétima harmônicas. A tensão da rede é considerada senoidal pura. O teste foi feito desta maneira, para avaliar unicamente os valores teóricos previstos pela função de transferência $G_{o-cl}(s)$. De forma similar ao teste anterior, o THD_{io} é avaliado, assim como o índice ($|i_{o-hx}/i_{rf-hx}|$), que indica quantos ampères de corrente harmônica são fornecidos à rede (i_o), por cada ampère de componentes harmônicas presentes na corrente de referência (i_{rf}).

Figura 5.4: Resultados de simulação teste 2 considerando controladores com diferentes CH.



Fonte: O Autor.

De acordo com a Figura 5.4 e a Tabela 5.2, destacam-se as seguintes ob-

servações:

- Neste teste, observa-se que o THD_{i_o} depende em menor medida da ordem do CH. Isto ocorre pois a rejeição harmônica neste caso se deve principalmente à estrutura de controle escolhida, conforme foi discutido na seção 4.1.2.
- Não se apreciam componentes harmônicas nos sinais modulados, o qual indica que esta estrutura de controle é feita para não rastrear sinais de referência de frequências harmônicas, e assim maximizar o fornecimento de potência ativa à rede elétrica. É importante deixar claro, que caso seja necessário um sistema de geração SFV multifuncional que preste suporte à rede elétrica com filtragem ativo de correntes harmônicas, como é proposto por Brandao et al. (2013), esta estrutura de controle escolhida não é adequada.
- De acordo com os erros relativos calculados na Tabela 5.2, o modelo matemático proporciona uma boa aproximação em relação aos resultados de simulação.

Tabela 5.2: Rejeição Harmônica teste 2. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente

Rejeição Harmônica		Medindo i_i		Medindo i_o	
		h=3	h=7	h=3	h=7
$\left \frac{i_{o-h3}}{i_{rf-h3}} \right $	Modelo	0,00180	0,00161	0,00190	0,00186
	Simulação	0,00194	0,00177	0,00179	0,00190
	Erro (%)	7,778	9,938	5,789	2,150
$\left \frac{i_{o-h5}}{i_{rf-h5}} \right $	Modelo	0,15220	0,00099	0,15180	0,00103
	Simulação	0,14118	0,00110	0,13773	0,00104
	Erro (%)	7,240	11,111	9,269	0,971
$\left \frac{i_{o-h7}}{i_{rf-h7}} \right $	Modelo	0,07060	0,00096	0,07000	0,00072
	Simulação	0,06214	0,00087	0,06204	0,00071
	Erro (%)	11,983	9,375	11,371	1,389
THD_{i_o} (%)		1,6	0,08	1,57	0,08

5.1.3 Efeito da frequência da rede

Como as ressonâncias do controlador estão sintonizadas de acordo com a frequência nominal da rede elétrica, pequenas variações desta podem comprometer seriamente o desempenho do sistema, de acordo com o apresentado na seção 4.2. Nesta seção, o teste 1 (seção 5.1.1) é repetido, porém considerando desvios

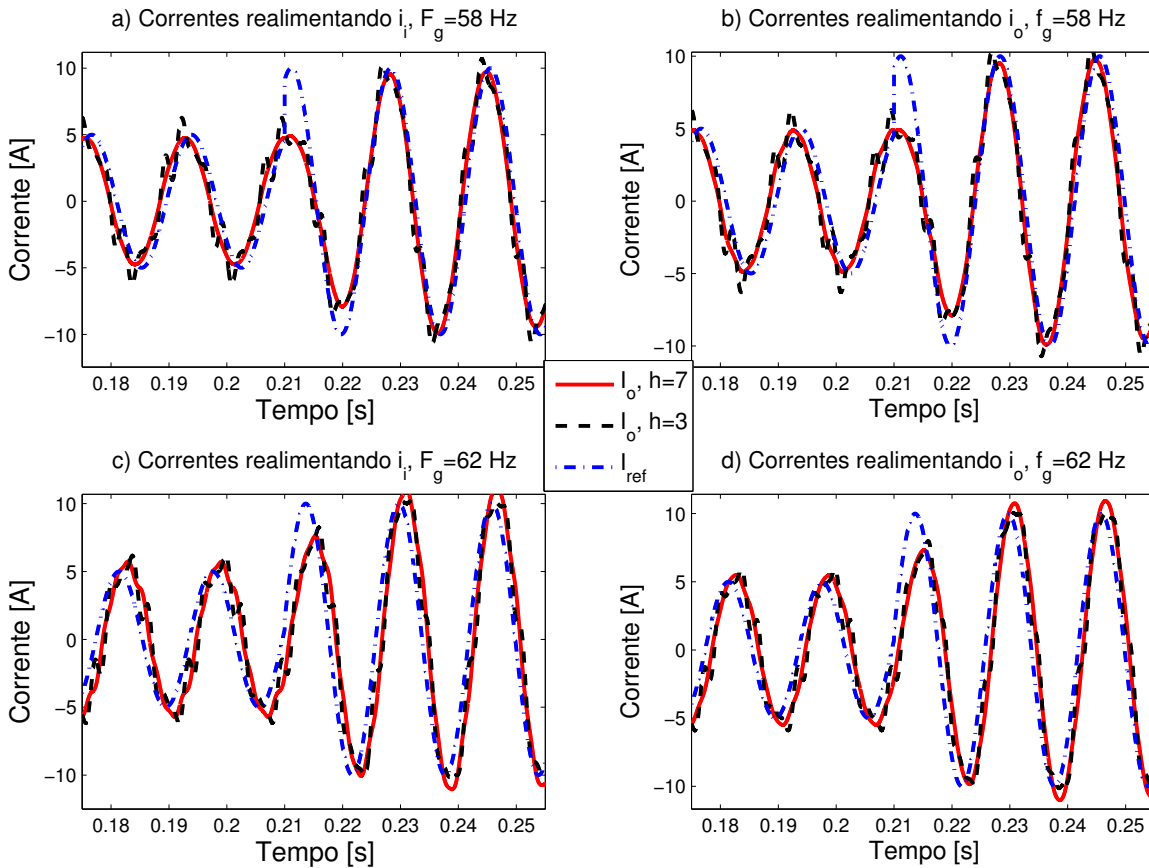
na frequência nominal da rede de $+/- 2 Hz$. Na Figura 5.5 são apresentados os resultados das simulações realizadas, e na Tabela 5.3 estes resultados são comparados com o modelo. Destacam-se os seguintes aspectos:

- Quando há desvios na frequência nominal da rede, aparece um erro de regime permanente tanto na amplitude do sinal como na fase. Isto significa que o fator de potência do inversor não tende mais à unidade, e portanto o conversor não fornece somente potência ativa. Quando a frequência é menor do que a nominal, o fator de potência tende a ser capacitivo; e no caso contrário o fator de potência tem tendência indutiva.
- Em geral, a rejeição harmônica do sistema fica prejudicada, e como resultado o THD_{i_o} tende a aumentar. Isto acontece porque os ganhos do controle diminuem significativamente com pequenas mudanças na frequência, fato que torna interessante a implementação adaptativa deste tipo de controladores. A recursão *Schur* foi usada por Gonzalez-Espin et al. (2012, 2013) para implementar filtros ressonantes adaptativos com a frequência, enquanto que uma implementação adaptativa da no controle repetitivo (CR) foi apresentada por Chen, Zhang e Qian (2013).
- De acordo com a Tabela 5.3, para este teste o modelo também apresenta uma boa correlação com os resultados obtidos na simulação. O erro em regime permanente também foi analisado, obtendo desvios entre o modelo e a simulação de menos do 5.5%.

Tabela 5.3: Rejeição Harmônica teste 1 com $f_g = 58 Hz$. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente

Rejeição Harmônica		Medindo i_i		Medindo i_o	
		h=3	h=7	h=3	h=7
$\left \frac{i_{o-h3}}{v_{g-h3}} \right $	Modelo	0,00620	0,00540	0,01007	0,00925
	Simulação	0,00677	0,00585	0,01055	0,00970
	Erro (%)	9,113	8,232	4,789	4,820
$\left \frac{i_{o-h5}}{v_{g-h5}} \right $	Modelo	0,12419	0,00348	0,11389	0,00926
	Simulação	0,12112	0,00349	0,11224	0,00967
	Erro (%)	2,471	0,383	1,452	4,483
$\left \frac{i_{o-h7}}{v_{g-h7}} \right $	Modelo	0,07662	0,00387	0,07247	0,01016
	Simulação	0,07413	0,00371	0,07055	0,01057
	Erro (%)	3,255	1,68	2,652	3,995
THD_{i_o} (%)		29,06	1,68	26,61	3,54

Figura 5.5: Resultados de simulação teste 2 considerando controladores com diferentes CH e com desvios de frequência



Fonte: O Autor.

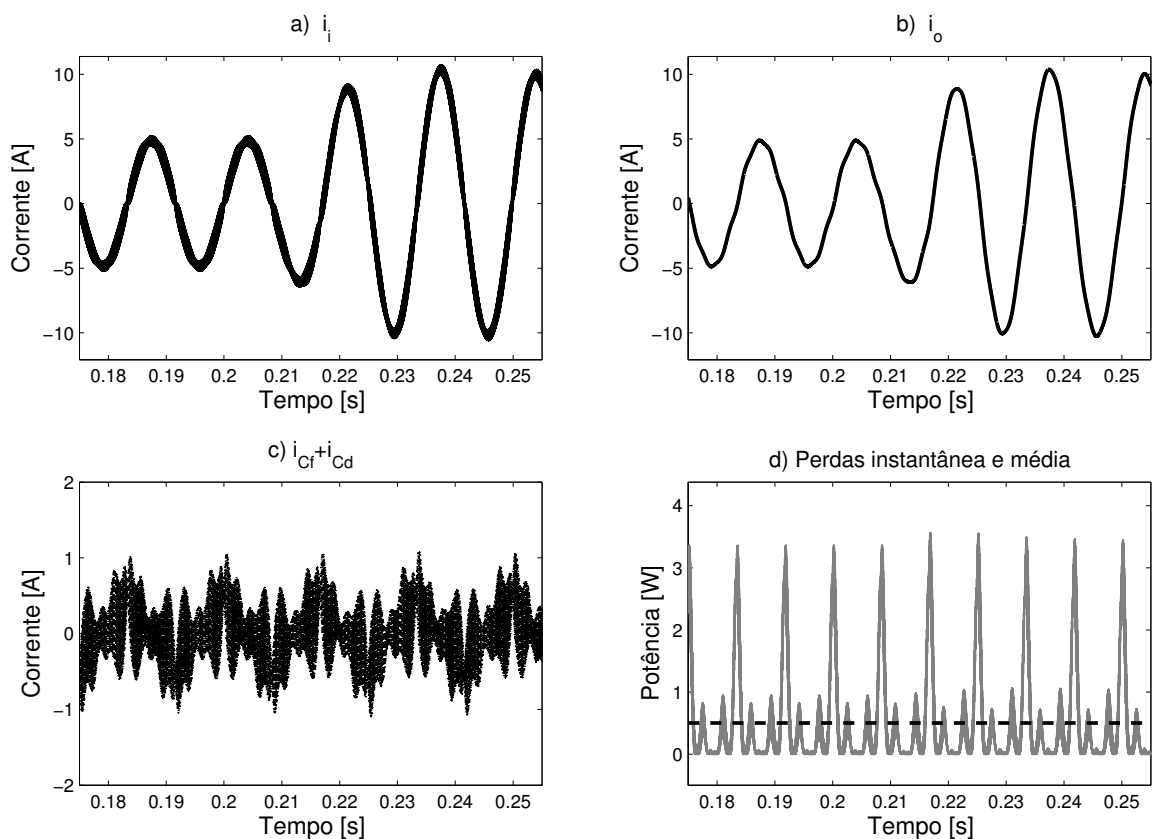
5.2 Filtro LCL e perdas devidas ao amortecimento

Nesta seção, apresentam-se as formas de onda simuladas do filtro LCL com o objetivo de analisar seu funcionamento e ter uma estimativa das perdas por efeito joule no resistor de amortecimento (r_d).

Na Figura 5.6 apresentam-se as formas de onda das correntes no filtro LCL e as perdas no resistor (r_d), tomando os dados gerados na simulação apresentada na Figura 5.3a. Observa-se que no indutor L_i aparece todo o *ripple* de corrente devido as comutações das chaves do inversor. Porém, como se aprecia na Figura 5.6b as capacitâncias do filtro LCL servem como drenagem para as componentes de alta frequência, fazendo com que o sinal de corrente pelo indutor L_o na Figura 5.6c seja uma senoide mais pura. De acordo com os resultados da simulação, as componentes a partir da trigésimo quinta harmônica são menores a 0,3 %, demonstrando que o filtro atende as especificações tanto das normas internacionais, como as fixadas na seção 4.2. Em relação as perdas, em todas as simulações

realizadas o valor médio da potência dissipada pelo resistor r_d foi inferior a $0,8 W$. Isto significa que o filtro LCL amortecido tem $0,8 W$ a mais de perdas em comparação ao filtro LCL convencional. Levado a termos de eficiência num micro-conversor que normalmente trabalha com potências ao redor de $250 W$, o valor das perdas obtidas equivaleria aproximadamente ao $0,3 \%$. Considera-se então, que as perdas obtidas estão numa faixa apropriada, ainda se é levado em conta o benefício obtido do ramo de amortecimento, em termos de robustez e estabilidade do sistema.

Figura 5.6: Resultados de simulação do funcionamento do filtro LCL amortecido



Fonte: O Autor.

5.3 Simulações com controle discreto

Nesta seção, pretende-se analisar o efeito da discretização do controle observando quanto diferem os resultados obtidos dos esperados teoricamente do modelo em tempo contínuo. O teste 1 apresentado na seção 5.1.1 foi repetido usando o controle discretizado usando transformação bilinear ou de tustin. Visualmente os resultados obtidos foram similares aos já apresentados, portanto somente os resultados numéricos da Tabela 5.4 serão mostrados.

De acordo com a Tabela 5.4 observa-se que o erro relativo calculado tendeu a aumentar, o modelo teórico em tempo contínuo ainda consegue uma boa correlação com os resultados de simulação considerando o controle discreto. Conforme a ordem do CH aumenta, o erro relativo tem a tendência a crescer, especialmente quando a corrente i_o foi realimentada. Ainda assim, a capacidade de rejeição harmônica do sistema realimentando i_o continua sendo superior quando é comparada com o caso realimentando i_i . Em relação ao controle contínuo, como resultado dos efeitos da amostragem e dos erros de quantização, a rejeição harmônica do sistema fica ligeiramente prejudicada usando o controlador discreto independentemente de qual corrente é realimentada.

Tabela 5.4: Rejeição Harmônica teste 4 com controle discretizado. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente

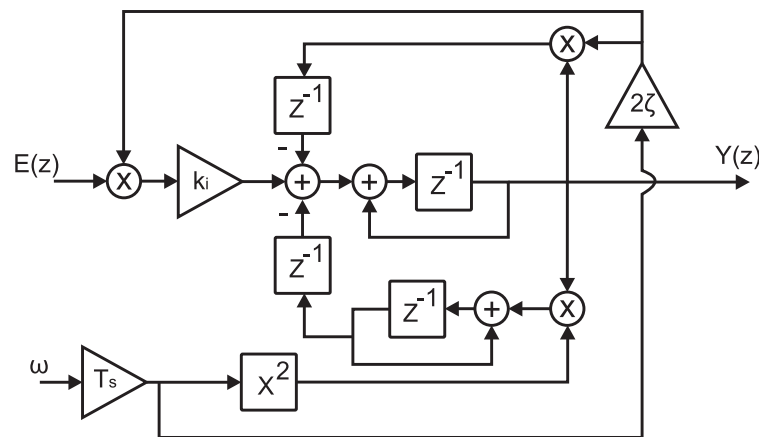
Rejeição Harmônica		Medindo i_i		Medindo i_o	
		h=3	h=7	h=3	h=7
$\left \frac{i_o-h3}{v_g-h3} \right $	Modelo	0,00473	0,00472	0,00077	0,00077
	Simulação	0,00467	0,00486	0,00071	0,00068
	Erro (%)	1,164	3,030	8,375	12,061
$\left \frac{i_o-h5}{v_g-h5} \right $	Modelo	0,11842	0,00811	0,10928	0,00076
	Simulação	0,12423	0,00816	0,11599	0,00093
	Erro (%)	4,906	0,645	6,137	21,466
$\left \frac{i_o-h7}{v_g-h7} \right $	Modelo	0,07327	0,01205	0,06937	0,00075
	Simulação	0,07514	0,01237	0,07177	0,00128
	Erro (%)	2,549	2,664	3,458	70,573
THD_{ig} (%)		30,12	3,24	28,25	0,38

5.4 Proposta de controle híbrida

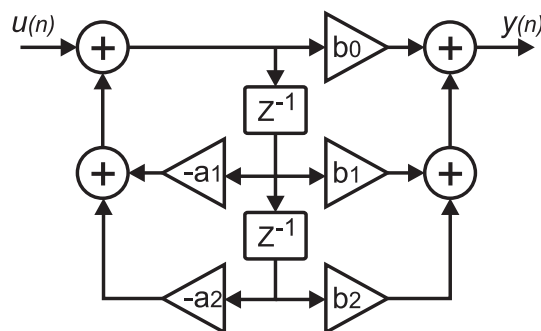
A estrutura de controle alternativa utilizada neste trabalho, dificulta a implementação do controle adaptativo com a frequência pois o compensador de harmônicas não está em paralelo com o controlador da fundamental impossibilitando a utilização das técnicas associadas ao CR e à filtragem adaptativa estudadas na seção 3.4. A discretização dos blocos ressonantes através de dois integradores é uma técnica que proporciona facilidade para implementar um controle adaptativo com a frequência e que foi estudada por Yepes et al. (2011a), Yang, Zhou e Blaabjerg (2016). A implementação digital da Figura 5.7a é possível quando a frequência de amostragem é suficientemente alta em relação à frequência de ressonância desejada, caso contrário erros consideráveis na frequência de ressonância e na fase podem surgir (YEPES et al., 2011a). Neste trabalho, propõe-se

implementar o controlador da fundamental de forma adaptativa usando a técnica ilustrada na Figura 5.7a, enquanto que os blocos ressonantes associados ao CH são discretizados usando a Forma Direta II e a transformada bilinear (Figura 5.7b). Desta maneira, pretende-se injetar uma corrente cuja fundamental estará sempre em fase com a tensão da rede no PAC independentemente dos desvios da frequência nominal da rede. A limitante, neste aspecto é a capacidade do PLL para estimar a frequência com suficiente exatidão e precisão na faixa de frequência considerada. Por tal motivo, neste trabalho implementou-se um PLL adaptativo numa faixa de $\pm 2 \text{ Hz}$ conforme explica-se no apêndice C. Também, é importante observar que em Yepes et al. (2011a) esta técnica de discretização foi aplicada a blocos ressonantes ideais, e de acordo com a Figura 5.7a, neste trabalho a técnica está sendo aplicada em blocos ressonantes amortecidos.

Figura 5.7: Alternativas de discretização do controle ressonante da fundamental



(a) Dois integradores



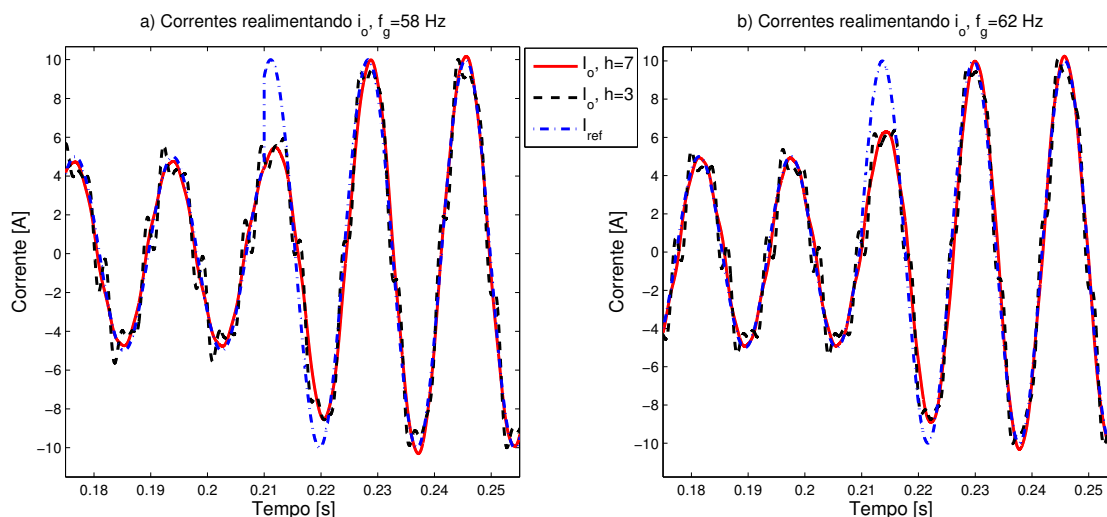
(b) T. Bilinear FDII

Fonte: O Autor.

Devido a que já demonstrou-se matematicamente e nas simulações anteriores o melhor desempenho da realimentação de i_o em relação a capacidade de rejeição harmônica, neste teste não se considerou a realimentação da corrente do lado do inversor (i_i). Na Figura 5.8 e na Tabela 5.5 apresentam-se os resultados obti-

dos utilizando a proposta de controle híbrida. Constata-se na Figura 5.8a e 5.8b que o controle proposto elimina o erro de fase em regime permanente que tinha sido detectado nas simulações apresentadas na seção 5.1.3, assim maximiza-se a injeção de potência ativa à rede elétrica e consegue-se um fator de potência mais próximo à unidade conforme com os objetivos do presente trabalho. Observa-se com clareza que a exatidão do modelo é melhor em baixas frequências, enquanto que a frequências maiores, como por exemplo a sétima harmônica, os erros relativos começam a ser maiores. Mesmo assim, o modelo ainda oferece uma boa aproximação nas frequências de maior interesse sem afetar o desempenho em estado transitório de maneira drástica, fato que pode ser verificado ao comparar estes resultados com os obtidos nas simulações em tempo contínuo.

Figura 5.8: Resultados de simulação teste 1 considerando proposta de controle híbrida com diferentes CH e com desvios de frequência



Fonte: O Autor.

5.5 Conclusões do capítulo

Os resultados das simulações apresentaram uma alta correlação com os valores previstos pelo modelo matemático nos diferentes testes apresentados, confirmando desta maneira as conclusões do capítulo 4. Os efeitos da discretização do controle foram analisados, sendo observado que o modelo em tempo contínuo ainda apresenta uma boa aproximação neste caso. A proposta de controle híbrido apresentada mostrou-se como uma boa opção para conseguir que a componente fundamental da corrente injetada à rede continue em fase com a tensão da rede, mesmo com desvios na frequência nominal. Assim, maximiza-se o fornecimento de potência ativa à rede elétrica. A técnica de discretização utilizada para a implementação do controle híbrido apresentou um comportamento conforme ao

Tabela 5.5: Rejeição Harmônica teste 5 com $f_g = 58 \text{ Hz}$ e $f_g = 62 \text{ Hz}$ e controle híbrido proposto. Comparação dos resultados simulados com os esperados teoricamente

H. Rejection		f = 58 Hz		f = 62 Hz	
		h=3	h=7	h=3	h=7
$\left \frac{i_{o-h3}}{v_{g-h3}} \right $	Modelo	0,01007	0,00925	0,01067	0,01192
	Simulação	0,00976	0,00904	0,01125	0,01250
	Erro (%)	3,010	2,280	5,505	4,892
$\left \frac{i_{o-h5}}{v_{g-h5}} \right $	Modelo	0,11389	0,00926	0,10466	0,01182
	Simulação	0,11921	0,00871	0,11013	0,01342
	Erro (%)	4,670	5,898	5,225	13,532
$\left \frac{i_{o-h7}}{v_{g-h7}} \right $	Modelo	0,07247	0,01016	0,06654	0,01018
	Simulação	0,07398	0,00912	0,06855	0,01198
	Erro (%)	2,082	10,215	3,013	17,641
	THD (%)	29,28	3,35	26,68	4,48

previsto no modelo matemático.

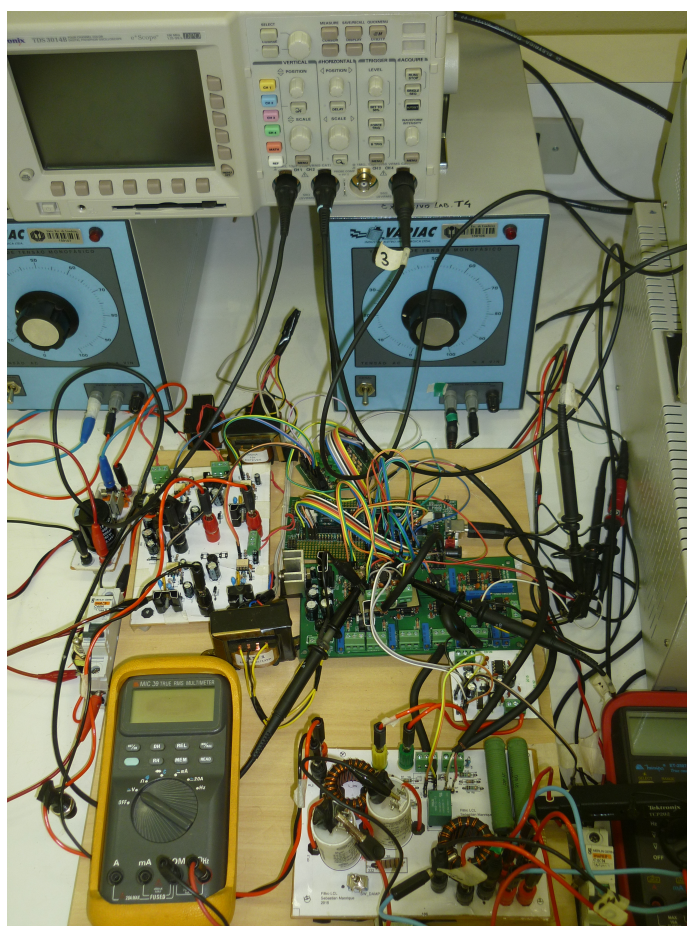
O funcionamento do filtro $LCL + rc$ também foi estudado e as perdas no resistor de amortecimento foram estimadas. O valor das perdas estimadas foi considerado apropriado pois equivaleria aproximadamente ao 0.3 % da potência nominal de um micro inversor típico.

No capítulo 6 serão apresentados os resultados obtidos de forma experimental num protótipo construído a escala de laboratório.

6 Resultados Experimentais

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais obtidos através da construção de um protótipo. Os testes foram realizados com o objetivo de proporcionar evidências práticas que validem tanto o modelo matemático desenvolvido, assim como as conclusões extraídas das análises das simulações apresentadas. Na Figura 6.1 pode-se observar o protótipo utilizado neste trabalho.

Figura 6.1: Foto da bancada

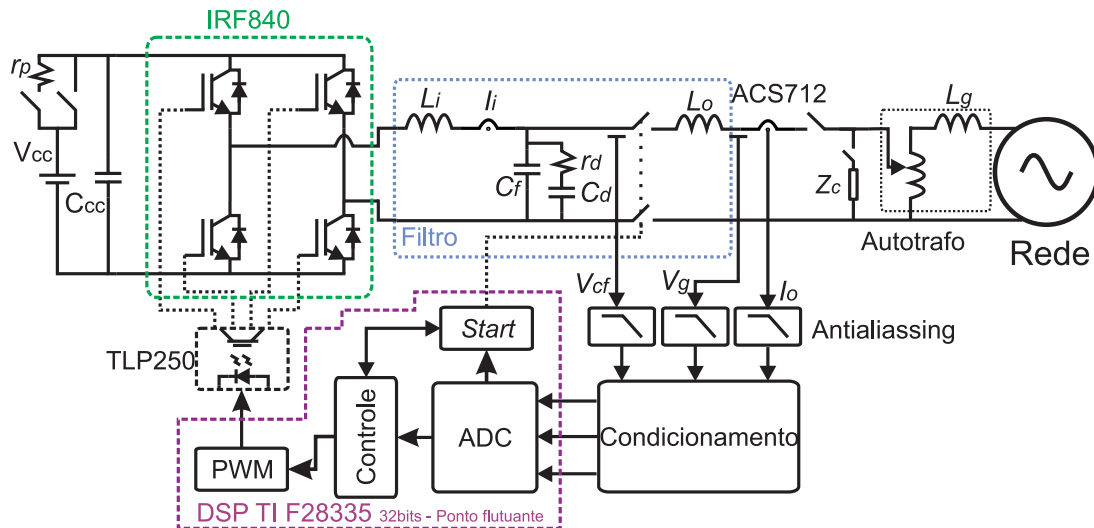


Fonte: O Autor.

O protótipo experimental consiste num inversor monofásico em ponte completa de $0,4 \text{ kVA}$ conectado à rede elétrica através de um filtro LCL com amortecimento passivo e um autotransformador (VARIAC). A indutância de dispersão

do autotransformador foi considerada como parte da impedância equivalente da rede elétrica (L_g) e a tensão nominal da rede elétrica foi considerada entre $110 - 115 V_{rms}$. O inversor foi implementado utilizando Mosfet's *IRF840* acionados por opto acopladores *TLP250*. Por outra parte, é importante esclarecer que neste trabalho não foi utilizado um arranjo fotovoltaico para a alimentação do barramento CC; este foi alimentado por um retificador isolado em ponte completa, o qual simula a injeção de corrente das fontes renováveis ao barramento CC e seu controle de tensão. Desta maneira, a amplitude da corrente injetada à rede elétrica é definida pelo usuário e não pela ação do controlador de tensão do barramento CC, o qual é desnecessário, pois o retificador mantém a tensão aproximadamente constante em valores próximos a $175 - 180 V$. A configuração descrita anteriormente é ilustrada na Figura 6.2.

Figura 6.2: Esquema elétrico do protótipo experimental.



Fonte: O Autor.

Os algoritmos de controle foram implementados utilizando o DSC *Texas Instruments* modelo *TMS320F28335* de aritmética em 32 bits e ponto flutuante. O controlador referente ao sinal fundamental foi implementado adaptativamente de acordo com a Figura 5.7a, e cada bloco ressonante do CH foi discretizado independentemente utilizando a transformada bilinear ou de *Tustin* e implementado usando a forma direta II como ilustrou-se na Figura 5.7b. A aquisição do sinal de corrente é realizada através do sensor de corrente *ACS712 5A*, e divisores de tensão resistivos foram utilizados para a aquisição dos sinais de tensão. Para a aquisição dos sinais experimentais foi utilizado o osciloscópio *Tektronix TDS 3014B*.

Também é importante mencionar que os resultados experimentais foram obtidos considerando a proposta de controle apresentada na seção 5.4, a qual con-

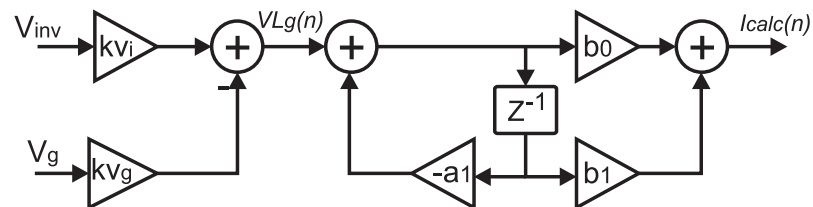
sidera a estrutura de controle alternativa, a realimentação da corrente do lado da rede (i_o) e a implementação adaptativa com a frequência do controlador da fundamental.

6.1 Técnica de conexão com a rede elétrica

A técnica de conexão com a rede elétrica é um ponto particularmente crítico nos inversores controlados por corrente, devido ao transitório que ocorre durante a conexão pode queimar os Mosfet's ou IGBT's do mesmo (BLANCO et al., 2015). No estado inicial quando o inversor está isolado da rede, não há corrente, o que implica que o sinal realimentado ao controlador de corrente é zero e consequentemente não há nenhuma ação de controle. Se o inversor for conectado à rede desta maneira, então o valor da corrente poderia alcançar níveis perigosos para as chaves do inversor enquanto o controlador estabiliza o sistema.

Neste trabalho optou-se por emular o processo de sincronização de um gerador síncrono. A forma direta de realizar a emulação é gerando uma tensão nas terminais do inversor igual à tensão da rede no PAC, o qual pode ser realizado com utilizando um controle de tensão, a ajuda de um PLL e um estimador do valor da tensão pico. Isto pode funcionar no momento da conexão, porém quando o controle de tensão for comutado para o controle de corrente, ocorrerá um transitório que também pode conduzir à queima dos Mosfet's ou IGBT's. A solução adotada neste trabalho, consistiu colocar um interruptor no indutor L_o do filtro LCL, e medir as tensões do capacitor C_f e do PAC, como sugere a Figura 6.2. Com os valores instantâneos das duas tensões medidas, projetou-se o estimador de corrente ilustrado na Figura 6.3.

Figura 6.3: Filtro estimador da corrente no indutor L_o a partir dos valores instantâneos das tensões do inversor e do PAC.



Fonte: O Autor.

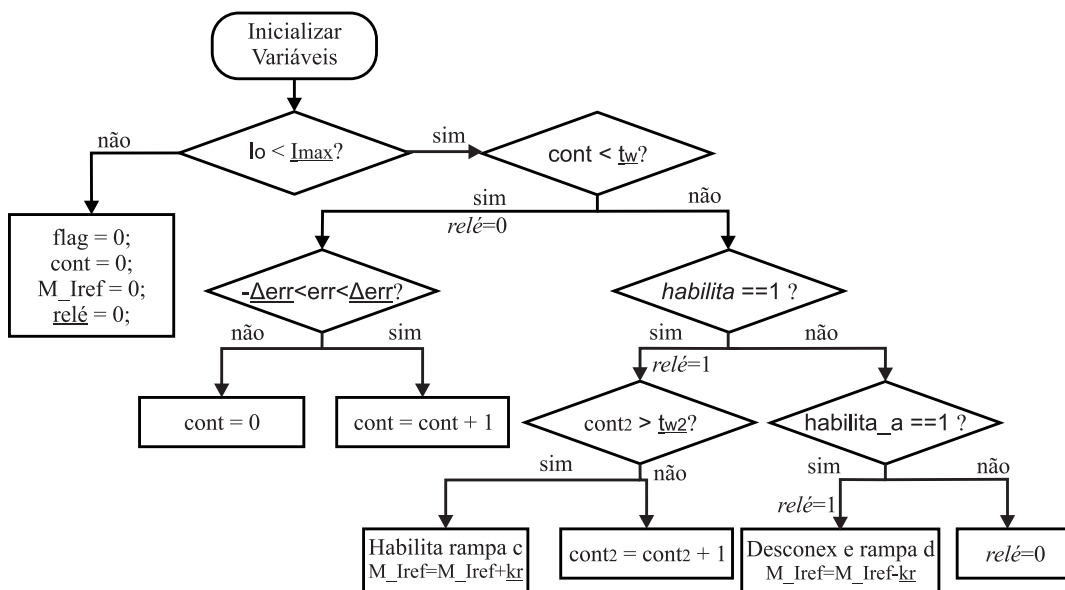
O estimador de corrente consiste essencialmente na discretização do modelo de um indutor. Teoricamente, a subtração das tensões ($v_{Cf} - v_{PAC}$) equivale à tensão no indutor L_o , a partir da qual é possível calcular a corrente de acordo com a equação (6.1). A função de transferência em (6.1) é discretizada utilizando

a transformação bilinear para encontrar os valores a_1 , b_o e b_1 , e posteriormente implementa-se o filtro digital usando a forma direta II conforme a Figura 6.3.

$$\frac{I_{L_o}(s)}{V_{L_o}(s)} = \frac{1}{L_o s + r_{L_o}} \quad (6.1)$$

Inicialmente, com o inversor isolado da rede, a corrente estimada é realimentada ao controle de corrente e a corrente de referência (i_{rf}) é ajustada em zero, o qual implica que o controle de corrente atuará para gerar a mesma tensão da rede. O sinal de erro do controle de corrente é disponibilizado para o algoritmo ilustrado na Figura 6.4, o qual se encarrega de comandar o relé de conexão (Ver relé na Figura 6.2). Na Figura 6.4 as expressões sublinhadas correspondem a constantes definidas pelo projetista, e em *itálica* assinalam-se as entradas ou saídas digitais. Primeiramente, o algoritmo avalia uma condição de anti-ilhamento e que também tem como objetivo evitar ultrapassar a capacidade de corrente dos Mosfet's do inversor. Após esta ação, o algoritmo avalia o sinal de erro, o qual deve permanecer dentro de uma faixa de segurança estabelecida pela constante Δerr , durante um tempo determinado pela constante t_w , que deve ser no mínimo de um ciclo de 60 Hz. Posteriormente, o algoritmo espera um sinal de confirmação do usuário para ativar o relé e assim começar a rotina de geração da rampa após o retardo fixado por t_{w2} . Observe, que para conseguir uma desconexão com segurança, também foi incluída uma rotina de rampa decrescente. O comando de desconexão é detectado através do sinal de habilitação anterior ("habilita_a").

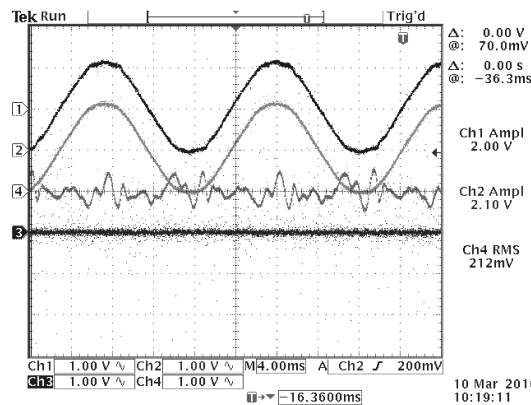
Figura 6.4: Fluxograma do algoritmo de conexão à rede ou bloco "start".



Fonte: O Autor.

A Figura 6.5 apresenta as formas de onda do algoritmo de estimação da corrente do indutor L_o . Observa-se que a corrente estimada apresenta componentes harmônicas, o qual é um comportamento esperado pois o CH só é habilitado após a conexão é lograda de forma adequada. Assim, a presença de componentes harmônicas na corrente estimada é um indicador da distorção harmônica da tensão no PAC.

Figura 6.5: Formas de onda experimentais associadas ao algoritmo de conexão para a estimação da corrente. Ch1: Tensão do inversor (v_{Cf}) [150 V/div], Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Ch4: Corrente estimada pelo DSP (\hat{i}_o) [1 A/div], Ch3: Corrente no indutor L_o medida na saída do ACS712 (i_o) [1 A/div]



Fonte: O Autor.

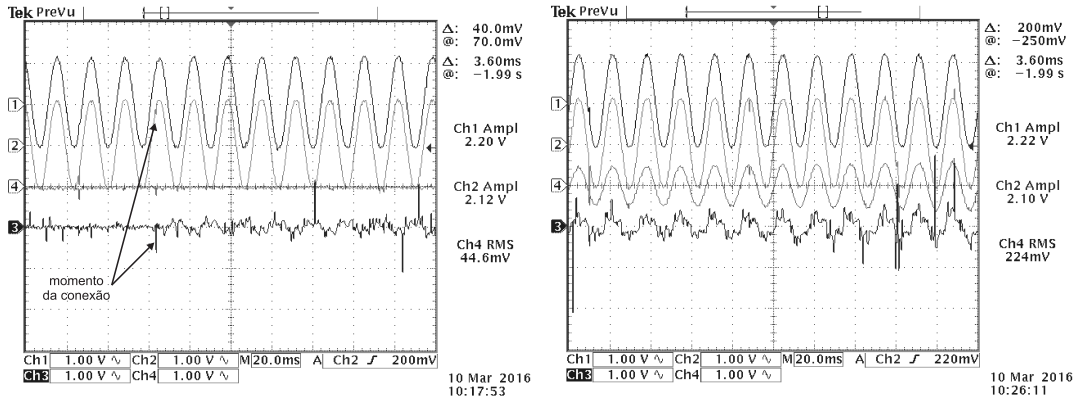
O sinal invertido da corrente estimada na Figura 6.5 equivale ao sinal de erro que utiliza o algoritmo de conexão apresentado no fluxograma da Figura 6.4 para validar as condições da conexão. Assim, após o usuário ativar o sinal de habilitação o relé de conexão é acionado e obtém-se as formas de onda apresentadas na Figura 6.6.

Constata-se que prévio ao momento da conexão assinalado na Figura 6.6a, não há corrente de acordo com o sensor ACS712. Após a conexão, observam-se componentes harmônicas circulando pelo filtro LCL mesmo que a corrente de referência foi mantida em zero, o qual é devido ao fato de não ter habilitado o compensador de harmônicas. Depois, começa a rampa crescente na corrente de referência como mostra a Figura 6.6b. Percebe-se que de acordo com o sinal do sensor de corrente o controle acompanha o sinal de referência e uma rampa de corrente é medida no indutor L_o .

6.2 Testes de rejeição harmônica

De acordo com os resultados de simulação e as discussões apresentadas no capítulo 5, o THD_{i_o} é maior quando correntes com baixa intensidade estão sendo

Figura 6.6: Formas de onda experimentais durante o accionamento do relé de conexão e a rampa de corrente. Ch1: Tensão do inversor (v_{Cf}) [150 V/div], Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Ch4: Corrente de referência (i_{rf}) [1 A/div], Ch3: Corrente no indutor L_o medida na saída do ACS712 (i_o) [1 A/div].



(a) conexão

(b) rampa

Fonte: O Autor.

fornecidas à rede elétrica, o que significa que o funcionamento em baixa potência do inversor é o pior caso desde o ponto de vista da qualidade de energia. Desta forma, os testes que são apresentados a continuação, foram realizados em condição de baixa potência com a finalidade de verificar as condições mais extremas o controlador.

6.2.1 Corrente de referência senoidal

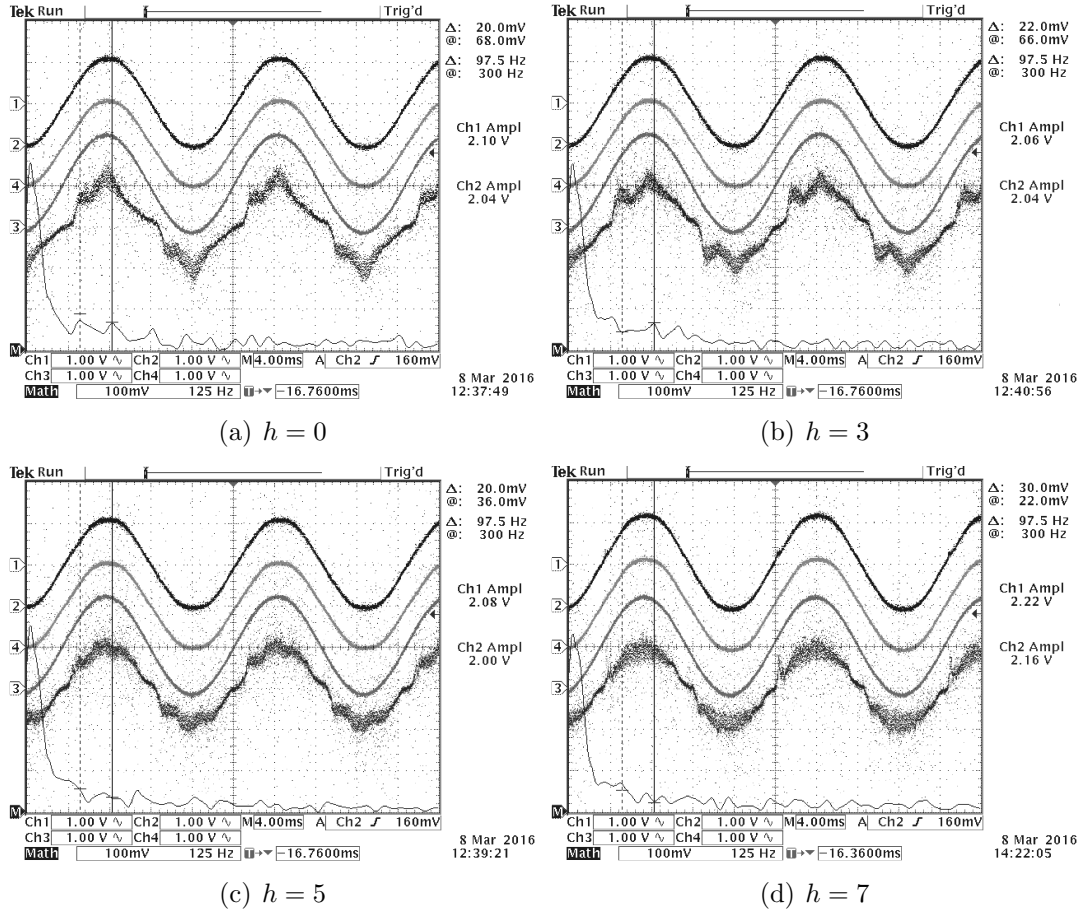
Na Figura 6.7 apresentam-se as formas de onda em condição de baixa potência ($0,85 A_{rms}$) para o teste análogo à simulação apresentada na seção 5.1.1, considerando a proposta de controle da seção 5.4. Os resultados em relação ao conteúdo harmônico dos testes são sumarizados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Valores obtidos da FFT do sinal de corrente injetada à rede elétrica.

I_h	Sem CH		Com CH	
	I_{rms} [mA]	I [%]	I_{rms} [mA]	I [%]
1	850	100	850	100
3	90	10,6	44	5,17
5	70	8,23	36	4,23
7	55	6,47	22	2,58

Na Figura 6.7a apresentam-se as formas de onda obtidas sem usar compensador de harmônicas, e portanto há uma presença significativa de componentes harmônicas na corrente medida. De acordo com a FFT deste sinal e as medidas dos cursores, há aproximadamente $90 mA_{rms}$ da terceira harmônica

Figura 6.7: Formas de onda experimentais utilizando diferentes CH. Ch1: Tensão do inversor (v_{Cf}) [150 V/div], Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Ch4: Corrente de referência (i_{rf}) [1 A/div], Ch3: Corrente no indutor L_o medida na saída do ACS712 (i_o) [1 A/div], Math: FFT da corrente i_o .

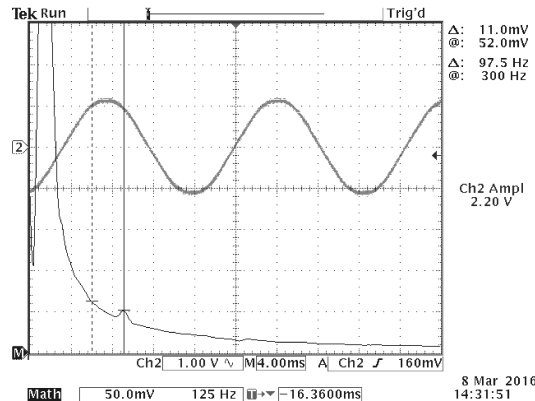


Fonte: O Autor.

(10,59%), 70 mA_{rms} da quinta harmônica (8,23%), e entorno de 55 mA_{rms} de sétima harmônica (6,47%). Nas formas de onda da Figura 6.7b foi habilitada a compensação da terceira harmônica, fato que provoca uma melhora moderada na forma de onda da corrente. Neste caso, constata-se, que o conteúdo da terceira harmônica diminui para 44 mA_{rms} aproximadamente (5,17%), o qual está no umbral do limite fixado pelas normas internacionais. Posteriormente, habilitou-se a compensação da quinta harmônica também, e foram obtidos os resultados apresentados na Figura 6.7c, nos quais percebe-se uma diferença significativa em relação ao primeiro teste, pois o conteúdo da quinta harmônica foi reduzido a um valor de 36 mA_{rms} (4,23%). Isto é devido à presença proeminente da quinta harmônica na tensão da rede, fato que pode ser verificado na Figura 6.8. Observa-se no espectro do sinal da corrente na Figura 6.7c, que praticamente só há presença da sétima harmônica. Assim, quando compensou-se a sétima harmônica, foram obtidas as formas de onda apresentadas na Figura 6.7d, onde pode se verificar uma significativa redução do conteúdo da sétima

harmônica para valores inferiores a 22 mA_{rms} (2,58%). Constata-se também que os sinais de corrente encontram-se perfeitamente em fase com a tensão da rede, conseguindo o objetivo de injetar potência ativa na rede elétrica. As componentes de alta frequência que são observadas nos sinais de corrente, adquiridos pelo sensor ACS712 5A, devem-se principalmente ao comportamento natural do mesmo. Isto, junto com a medição de baixos valores de corrente diminui a relação sinal/ruído; porém, mesmo em estas condições o sistema mostrou um bom desempenho. Com os resultados apresentados algumas verificações quantitativas podem ser feitas. Quando a quinta harmônica não é compensada, espera-se um fator ($|i_{o-h5}/v_{g-h5}| = 0,10928$). De acordo com a Figura 6.8 e 6.7b o valor experimental obtido foi de ($|i_{o-h5}/v_{g-h5}| = 0,00897$). De forma análoga, quando a quinta harmônica é compensada espera-se um fator ($|i_{o-h5}/v_{g-h5}| = 0,00076$), e o valor obtido experimentalmente foi ($|i_{o-h5}/v_{g-h5}| = 0,00282$).

Figura 6.8: Tensão da rede no PAC e FFT durante o teste da Figura 6.7. Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Math: FFT da tensão da rede v_g .

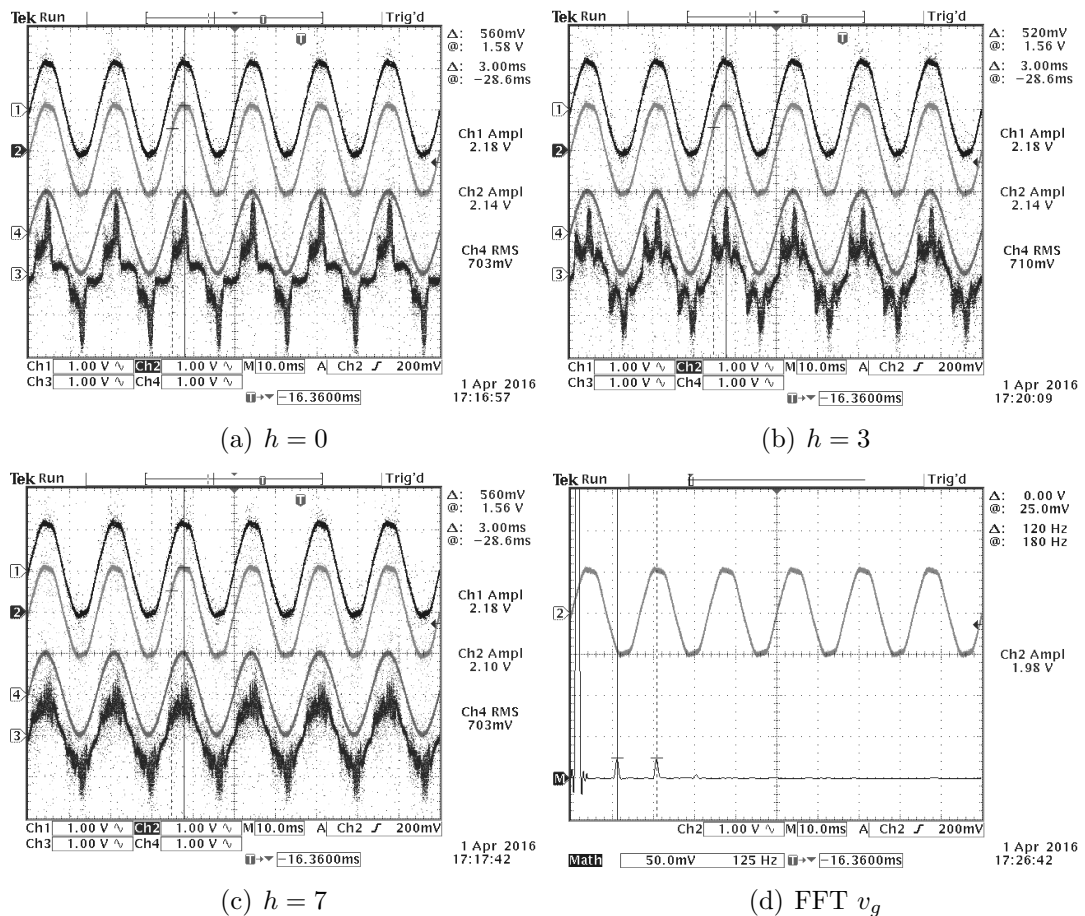


Fonte: O Autor.

Devido a que na bancada não trabalhou-se com uma fonte AC programável para emular a rede elétrica, então não foi possível controlar a frequência e as harmônicas de tensão no PAC de forma direta. Não obstante, uma forma de aumentar as componentes harmônicas de tensão no PAC é colocar uma carga não linear local no lugar da impedância Z_c na Figura 6.2. A carga não linear utilizada para este teste foi uma ponte retificadora com carga resistiva e capacitiva (RC). Desta forma conseguiu-se testar o sistema em uma condição de distorção harmônica mais severa com a finalidade de avaliar a capacidade de rejeição harmônica e o comportamento do controle alimentando cargas não lineares. Também a corrente de referência foi diminuída para $0,707 \text{ A}_{rms}$ para observar um caso mais severo. Nas Figuras 6.9a-6.9c são apresentadas as formas de onda obtidas para este teste utilizando diferentes CH, e na Figura 6.9d apresenta-se a forma de onda da tensão da rede e sua transformada rápida de *Fourier*, onde

pode-se constatar o aumento da distorção harmônica em relação ao teste anterior. A forma de onda da corrente injetada na Figura 6.9a (sem compensação de harmônicas) também revela a condição de severidade deste teste, desde o ponto de vista da distorção harmônica. Mesmo compensando a terceira harmônica, na Figura 6.9b percebe-se que neste teste aumentou a presença da quinta e a sétima harmônica no sistema devido a conexão da carga não linear. Como consequência a forma de onda da corrente de saída do filtro LCL+rc aparece com maior distorção do que o observado na Figura 6.7b. Finalmente a Figura 6.9c apresenta um melhor desempenho desde o ponto de vista da qualidade da energia, e observa-se que a corrente está em fase com a tensão da rede. Este resultado, também demonstra que em geral a compensação até a sétima harmônica é suficiente nos casos cujo o espectro harmônico na rede é similar ao produzido por um retificador, a qual é uma carga não linear típica nos sistemas elétricos.

Figura 6.9: Formas de onda experimentais utilizando diferentes CH e com carga local não linear. Ch1: Tensão do inversor (v_{Cf}) [150 V/div], Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Ch4: Corrente de referência (i_{rf}) [1 A/div], Ch3: Corrente no indutor L_o medida na saída do ACS712 (i_o) [1 A/div].



Fonte: O Autor.

6.2.2 Corrente de referência distorcida

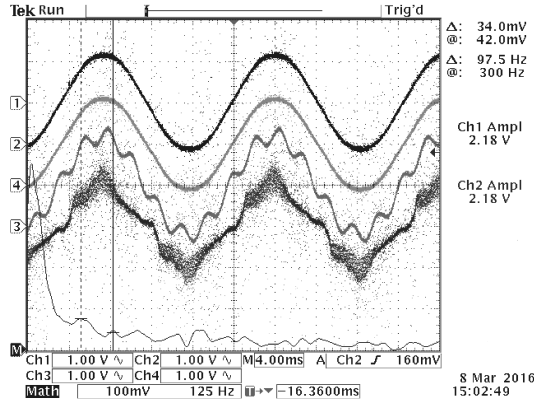
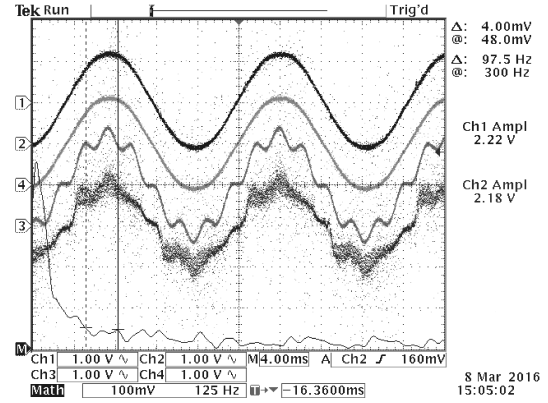
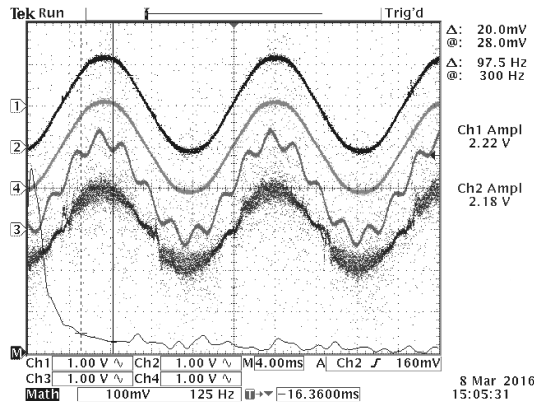
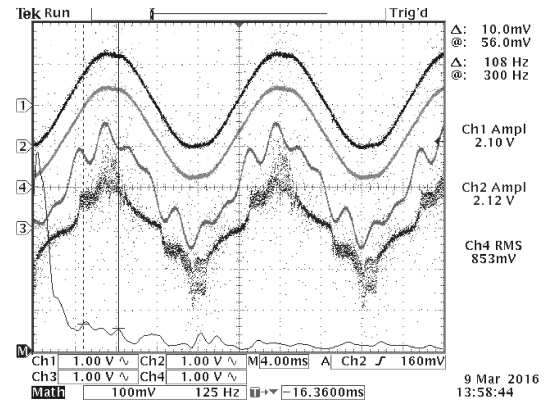
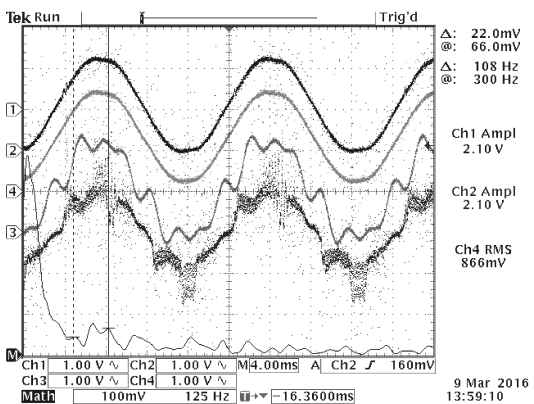
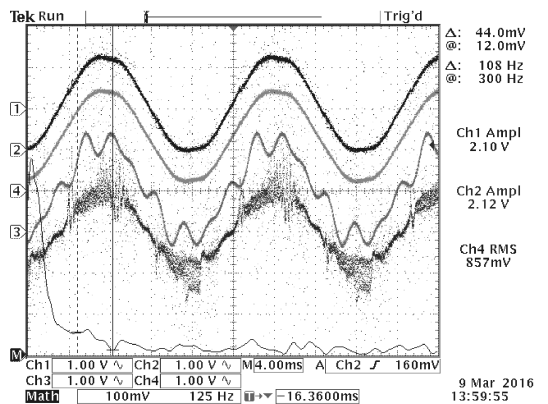
Além dos testes apresentados anteriormente, também foram realizados testes introduzindo de forma artificial, componentes harmônicas na corrente de referência, condição que simula o comportamento indesejado de um PLL operando em condições extremas de distorção harmônica. Assim, este teste é análogo à simulação apresentada na seção 5.1.2, considerando a proposta de controle da seção 5.4. Nas Figuras 6.10a-6.10c foi introduzido o 16.7 % da sétima harmônica no sinal de corrente de referência. O teste foi realizado em condições similares às do teste apresentado na seção 6.2.1. Comparando as formas de onda obtidas nas Figuras 6.10a-6.10c com as formas de onda correspondentes na Figura 6.7, evidencia-se que praticamente não há diferenças entre estas, mesmo com a corrente de referência distorcida. Demonstra-se que o controle proposto somente rastreia a componente fundamental da corrente de referência, oferecendo uma alta rejeição harmônica.

Um teste em condições mais extremas de distorção harmônica é apresentado nas Figuras 6.10d-6.10f, no qual foi adicionado o 16.7 % da quinta harmônica. Para este caso foi observado que o desempenho do sistema começou a ser afetado por causa da distorção harmônica na corrente de referência. Conseguiu-se estabelecer que o sistema estava operando sob efeitos moderados de *aliasing* similares aos estudados em (GABE, 2008). Desta forma o *aliasing* e a distorção harmônica introduzida no sinal de referência, começam a gerar um sinal de erro que produz uma operação indesejada do controlador, especialmente nos picos da corrente onde em determinados casos ocorre saturação na modulação PWM. Neste trabalho foram usados filtros *anti-aliasing* de segunda ordem do tipo *Sallen-Key*, assim, espera-se que em trabalhos futuros, com a implementação de filtros *anti-aliasing* com maior capacidade de atenuação, melhore o comportamento observado nestes resultados.

6.3 Teste em estado transitório

Os testes em estado transitório têm como principal objetivo demonstrar que o sistema permanece estável depois de uma perturbação na corrente de referência. Avaliar o tempo de estabilização e o sobre-sinal também são outros dos objetivos deste teste, o qual permitirá ter uma noção sobre a velocidade da dinâmica do sistema. Na Figura 6.11 apresentam-se os resultados experimentais em estado transitório considerando diferentes CH, e na Tabela 6.2, os valores mais

Figura 6.10: Formas de onda experimentais utilizando diferentes CH e corrente de referência distorcida. Ch1: Tensão do inversor (v_{Cf}) [150 V/div], Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Ch4: Corrente de referência (i_{rf}) [1 A/div], Ch3: Corrente no indutor L_o medida na saída do ACS712 (i_o) [1 A/div], Math: FFT da corrente i_o .

(a) $h = 0, i_{rf-7}$ (b) $h = 3, i_{rf-7}$ (c) $h = 7, i_{rf-7}$ (d) $h = 0, i_{rf-5+7}$ (e) $h = 3, i_{rf-5+7}$ (f) $h = 7, i_{rf-5+7}$

representativos encontrados com este teste. Observa-se que tanto sem compensar harmônicas, como utilizando o CH com $h = 7$, o sistema não perdeu a estabilidade após um degrau na amplitude da corrente de referência de 100 %. Nos dois testes apresentados também constata-se que não houve sobre-sinal, fato que confere com as simulações apresentadas no capítulo 5 e demonstra um adequado amortecimento do sistema. Por outra parte, o tempo de estabilização teve uma diferença importante comparando os dois testes realizados. Quando não foi utilizada a compensação de harmônicas, o sistema mostrou-se mais rápido e o controle estabilizou-se após 48 *ms* em relação ao instante no qual ocorreu o degrau na amplitude da corrente de referência, enquanto que compensando até a sétima harmônica o sistema demorou aproximadamente 80 *ms*. Esta diferença nos tempos de estabilização não foi detectada nas simulações, porém a velocidade na resposta do sistema pode ser considerada adequada em ambos casos. Pode-se afirmar então que o comportamento transitório do sistema é satisfatório tanto desde o ponto de vista da estabilidade quanto do ponto de vista do sobre-sinal e o tempo de estabilização.

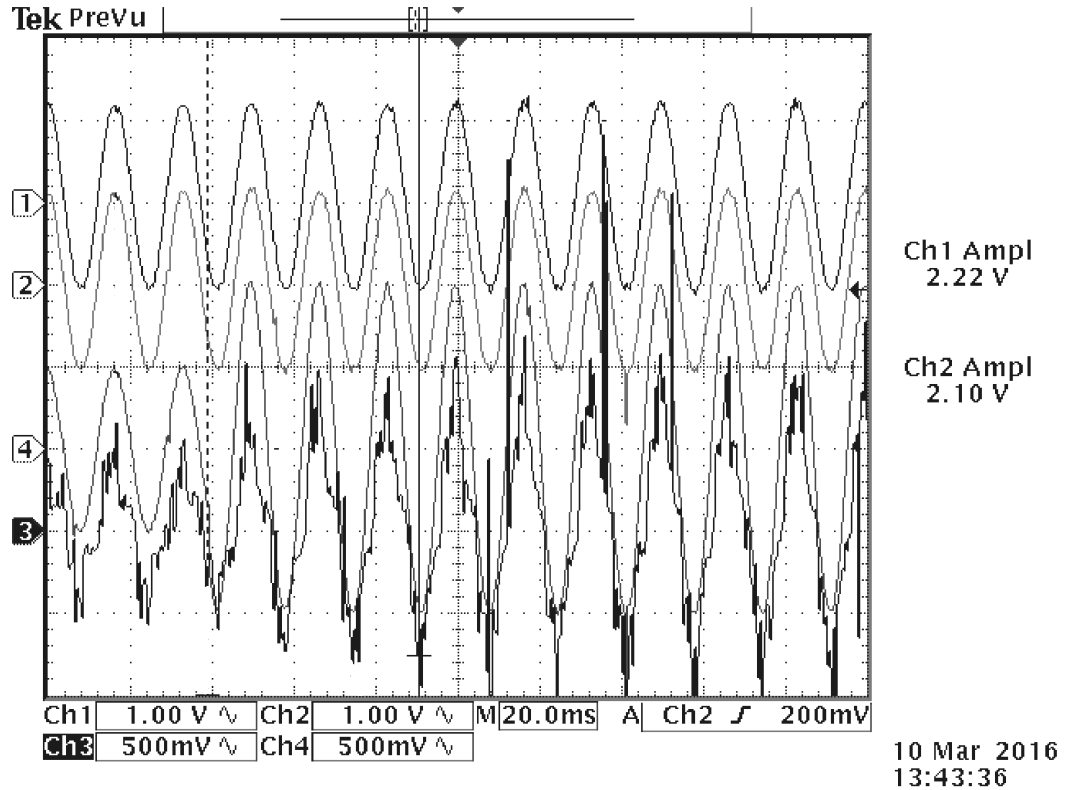
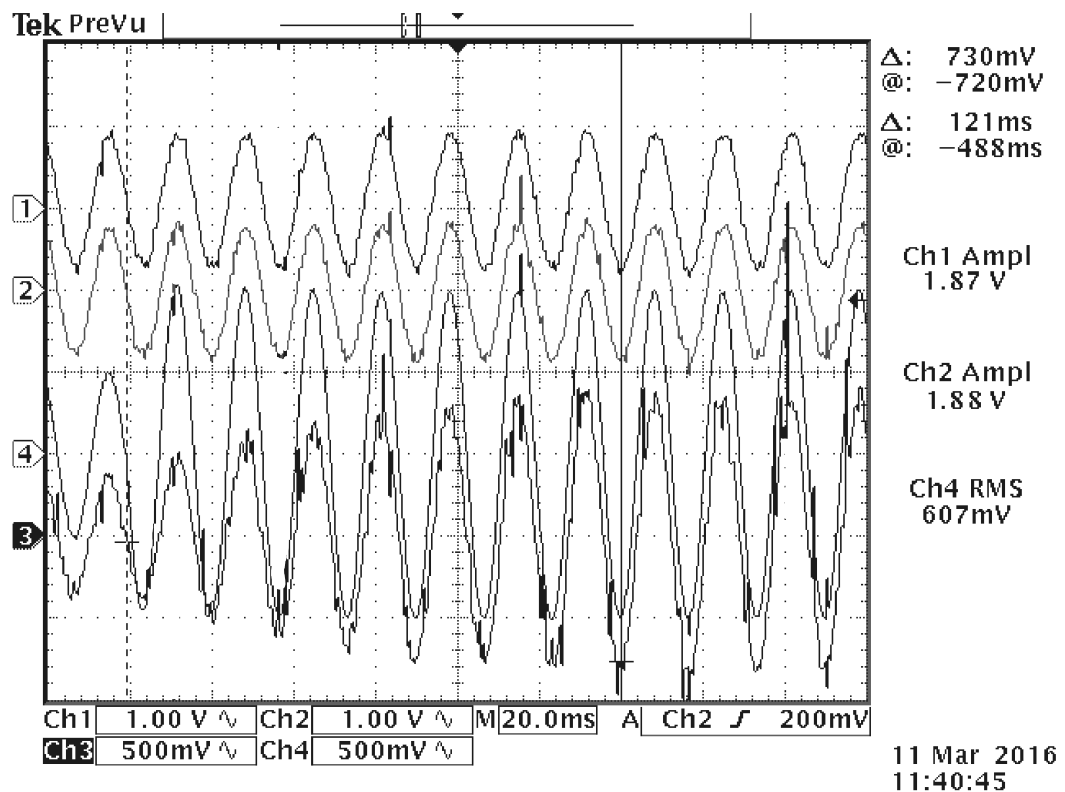
Tabela 6.2: Resultados obtidos no teste em estado transitório.

h	Degrau [%]	M_p [%]	t_{ss} [<i>ms</i>]
0	100	0	48
7	100	0	80

6.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo os resultados experimentais que validam as análises realizadas nos capítulos anteriores foram apresentados e discutidos. Nos testes de rejeição harmônica foi constatado que o controle proposto tem a capacidade de rastrear somente a componente fundamental da corrente de referência, assim como seu adequado comportamento alimentando cargas locais lineares e não lineares. Também foram realizados testes em estado transitório, que demonstraram que as margens de estabilidade projetadas são adequadas. O desempenho do sistema foi satisfatório e conforme ao esperado segundo as análises teóricas e simulações realizadas. O algoritmo de conexão à rede elétrica utilizado neste trabalho também foi apresentado. Este algoritmo, utiliza a mesma malha de controle em todas as etapas da conexão, e desta forma evita transitórios que possam colocar em risco os componentes do inversor.

Figura 6.11: Formas de onda experimentais em estado transitório utilizando diferentes CH. Ch1: Tensão do inversor (v_{Cf}) [150 V/div], Ch2: Tensão da rede (v_g) [150 V/div], Ch4: Corrente de referência (i_{rf}) [0,5 A/div], Ch3: Corrente no indutor L_o medida na saída do ACS712 (i_o) [0,5 A/div], Math: FFT da corrente i_o .

(a) $h = 0$ (b) $h = 7$

Fonte: O Autor.

7 Conclusões

Foi apresentada uma proposta de controle para inversores monofásicos conectados à rede elétrica que proporciona uma alta capacidade de rejeição harmônica em comparação com técnicas de controle prévias. Desta maneira o controle proposto evita que a presença de harmônicas de tensão no PAC, ou de componentes harmônicas na corrente de referência prejudiquem o conteúdo harmônico da energia elétrica fornecida à rede.

A proposta de controle também considerou a implementação adaptativa com a frequência do controle da fundamental, com a finalidade de garantir que a componente fundamental da corrente injetada à rede elétrica permaneça em fase com a tensão no PAC, mesmo quando houverem desvios da frequência nominal da rede. Isto permitiu conseguir um fator de potência mais próximo à unidade e assim maximizar a potência ativa fornecida à rede elétrica. Todo o anterior foi demonstrado teoricamente mediante análises no domínio da frequência, e verificado tanto através de simulações quanto a través de resultados experimentais.

O compensador de harmônicas aumenta a largura de banda do sistema, e deste modo prejudica a estabilidade do inversor. Neste trabalho conseguiu-se compensar até a sétima harmônica sem sacrificar a estabilidade do sistema. De acordo com o desempenho em estado transitório observado nos resultados experimentais, determinou-se que o CH pode afetar o tempo de estabilização do sistema, tornando-o mais lento. Também observou-se que o CH não afeta de forma significativa o amortecimento do sistema.

O sistema apresentou um desempenho satisfatório tanto alimentando cargas locais lineares, quanto cargas locais não lineares. As cargas não lineares locais, aumentaram significativamente a distorção harmônica da tensão no PAC, fato que permitiu testar o sistema em condições mais severas, sendo obtidos resultados satisfatórios.

De acordo com os resultados experimentais e de simulação apresentados, o modelo de pequeno sinal do inversor com filtro LCL amortecido deduzido, de-

monstrou ter uma boa capacidade de predição. Através de análises no domínio da frequência, o modelo permite analisar de forma teórica a estabilidade do sistema, a capacidade de rejeição harmônica e o erro em regime permanente. Identificou-se que para implementações discretas do controlador, o modelo ainda se apresenta como uma boa aproximação, porém é menos exato do que os modelos de pequeno sinal em tempo discreto apresentados na literatura.

Desde o ponto de vista da rejeição harmônica, tanto o modelo matemático como os resultados das simulações revelaram que a realimentação da corrente do lado da rede (i_o) é mais conveniente. Em relação à estabilidade, as análises do modelo em tempo contínuo apontavam que a realimentação da corrente do lado do inversor (i_i) era mais adequada pois proporcionava um margem de ganho superior. Porém, as análises em tempo discreto que incluem de certa forma o efeito da amostragem e da discretização do controle, mostraram que com um adequado projeto do controlador, similares margens de estabilidade podem ser obtidos para ambos casos.

Demonstrou-se que quando o controle ressonante não é adaptativo, os desvios da frequência nominal da rede elétrica afetam significativamente o desempenho do sistema, tanto no referente ao erro em regime permanente quanto o relacionado com a capacidade de rejeição harmônica. Quando o sistema opera em frequências inferiores à nominal, o fator de potência do inversor tende a ser capacitivo; caso contrário o fator de potência tenderá a ser indutivo. Esta desvantagem dos controladores ressonantes torna interessante a pesquisa em relação à implementações adaptativas destes controladores, especialmente em micro-redes, pois estas possuem pouca inércia e por tanto sua frequência fica mais susceptível frente a distúrbios na rede como a conexão/desconexão de carga e/ou geração.

A técnica utilizada para a conexão com a rede elétrica está baseada na imitação da sincronização de geradores síncronos à rede elétrica. Esta técnica possui a vantagem de utilizar a mesma malha de controle em todas as etapas da conexão, evitando transitórios que possam colocar em risco os componentes do inversor.

Em relação à estrutura de controle escolhida, esta não tem capacidade de rastrear harmônicas, e portanto não poderia ser utilizada em sistemas de geração SFV multifuncionais, os quais prestam suporte à rede elétrica funcionando simultaneamente como filtro ativo, constituindo sua principal limitante.

Outra limitante no presente trabalho foi o modelamento do equivalente da rede. Em estudos que envolvem fluxo harmônico em redes reais, o comportamento

do equivalente de rede é diferente para cada harmônica. Em outras palavras, o equivalente de rede possui uma resposta em frequência que pode produzir ressonâncias indesejadas e problemas na integração das energias renováveis na rede elétrica que não conseguem ser estudadas com o modelo apresentado.

7.1 Contribuições do trabalho

- Neste trabalho estudou-se e testou-se pela primeira vez a estrutura de controle alternativa considerando a realimentação da corrente do lado da rede (I_o) e técnicas de controle adaptativas.
- Pela primeira vez a técnica de implementação do controle adaptativo foi utilizada para blocos ressonantes com amortecimento.
- As pesquisas prévias não consideraram nenhum tipo de amortecimento utilizando a estrutura de controle alternativa. Neste trabalho foi considerado o amortecimento passivo com um ramo RC .
- Esta pesquisa aprofunda no estudo da influência dos desvios na frequência nominal da rede no desempenho do sistema, evidenciando-se a necessidade de explorar implementações adaptativas do controle ressonante.

7.2 Sugestões para trabalhos futuros

- Expandir o trabalho apresentado a sistemas trifásicos.
- Explorar estratégias para prestar suporte à rede na regulação da tensão e da frequência mediante a utilização de "*droop controllers*".
- Explorar mais alternativas de implementação de controle adaptativo com a frequência utilizando a estrutura alternativa de controle.
- Desenvolver técnicas de amortecimento ativo robustas, que não dependam da impedância equivalente da rede elétrica. As técnicas baseadas no conceito de impedância virtual parecem ser uma solução promissória neste sentido.
- Pesquisar sobre modelos de rede mais sofisticados e adequados para estudos que envolvam fluxo harmônico.
- Pesquisar acerca das técnicas de anti-ilhamento e *Ride Through*.

- Novas técnicas de controle com uma dinâmica mais rápida que permitam eliminar o CH também é uma das necessidades atuais em sistemas de geração SFV. O controle CNF parece ser uma boa alternativa que precisa aprofundar os estudos para desenvolver melhores metodologias e critérios para sintonizar os parâmetros do controle.
- Este trabalho tem apresentado análises do efeito dos desvios da frequência nominal da rede, no desempenho do sistema em regime permanente. Sugere-se para trabalhos futuros, desenvolver modelos que permitam estudar o efeito destes desvios em estado transitório.

Anexo A – Limites de conteúdo harmônico permitido pela norma IEEE 1547

A norma "IEEE 1547: IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems" estabelece as especificações técnicas para ligar na rede elétrica sistemas de geração distribuída, proporcionando um conjunto de requisitos relacionados com o desempenho, a operação, a segurança e a interconexão destes sistemas que devem ser atendidos no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). As especificações da norma são aplicáveis a máquinas síncronas, de indução ou inversores.

Em relação à qualidade da energia a norma IEEE 1547 estabelece que a máxima injeção de componente contínua de corrente no PAC é de 0.5 % da corrente operando ao 100 % da potência nominal. A injeção de correntes harmônicas no PAC, também é limitada de acordo com as especificações da Tabela A.1.

Tabela A.1: Máximo conteúdo harmônico permitido pela norma IEEE 1547

Harmônicas	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	<i>THD</i>
Max (%)	4	2	1.5	0.6	0.3	5

Referências

- ABDELSALAM, A. K.; MASSOUD, A. M.; AHMED, S.; ENJETI, P. N. High-performance adaptive Perturb and Observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 4, p. 1010–1021, 2011.
- AHMED, J.; SALAM, Z. An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency. *Applied Energy*, Elsevier Ltd, v. 150, p. 97–108, 2015.
- ARAÚJO, R. D. *Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede*. 116 p. Tese (Mestrado) — Universidade Federal de Ceará, 2012.
- ASSIS, P. D.; JR, S.; VILLALVA, M. G.; Gomes B, P.; ANTÔNIO, H.; BRAGA, C.; GAZOLI, J. R.; RUPPERT, E.; FERREIRA, A. A. Comparative Analysis Of Current And Voltage-Controlled Photovoltaic Maximum Power Point Tracking. In: *11th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP*,. [S.l.: s.n.], 2011. p. 858 – 863.
- BARBI, I.; ILLA, C. H.; ALVES, R. L. *Projeto Físico de Indutores e Transformadores*. Florianópolis, 2002. 0–10 p.
- BELHAOUAS, N.; CHEIKH, M. S. A.; MALEK, A.; LARBES, C. Matlab-Simulink of photovoltaic system based on a two-diode model simulator with shaded solar cells. *Revue des Energies Renouvelables*, v. 16, n. 1, p. 65–73, 2013.
- BERES, R.; WANG, X.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M. Improved Passive-Damped LCL Filter to Enhance Stability. In: *23rd International Conference on Electricity Distribution*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 15–18.
- BERES, R.; WANG, X.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; BAK, C. Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–19, 2015.
- BHATTACHARJEE, S.; SAHARIA, B. J. A comparative study on converter topologies for maximum power point tracking application in photovoltaic generation. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, v. 6, n. 5, p. 1–21, 2014.
- BIDRAM, A.; DAVOUDI, A.; BALOG, R. S. Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays. *IEEE Journal of Photovoltaics*, v. 2, n. 4, p. 532–546, 2012.
- BLAABJERG, F.; IOV, F.; KEREEKES, T.; TEODORESCU, R. Trends in power electronics and control of renewable energy systems. *Proceedings of EPE-PEMC 2010 - 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2010.

- BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; CHEN, Z.; LISERRE, M. Power converters and control of renewable energy systems. In: *ICPE*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 1–20.
- 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, 2006.
- BLANCO, C.; REIGOSA, D.; BRIZ, F.; GUERRERO, J. M. Strategies for the Connection of Distributed Power Generation Units to Distorted Networks. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 5, p. 3378–3385, 2015.
- BLASKO, V. A Novel Method for Selective Harmonic Elimination in Power Electronic Equipment. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 1, p. 223–228, 2007.
- BOLLMAN, A. M. *An Experimental Study of Frequency Droop Control in a Low- Inertia Microgrid*. 60 p. Tese (Master) — University of Illinois at Urbana-Champaign, 2009.
- BRANDAO, D. I.; MARAFAO, F. P.; PAREDES, H. K. M.; COSTABEBER, A. Inverter control strategy for DG systems based on the Conservative power theory. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013*, p. 3283–3290, 2013.
- BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; SAMPAIO, L. P.; De Azevedo Melo, G.; CANESIN, C. A. Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 3, p. 1156–1167, 2013.
- BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; JUNIOR, L. G.; CANESIN, C. A. Contribuição ao estudo dos principais algoritmos de extração de máxima potência Dos Painéis Fotovoltaicos. *Eletrônica de Potência*, v. 17, n. 3, p. 592–600, 2012.
- CARANNANTE, G.; FRADDANNO, C.; PAGANO, M.; PIEGARI, L. Experimental Performance of MPPT Algorithm for Photovoltaic Sources Subject to Inhomogeneous Insolation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4374–4380, 2009.
- CASTANER, L.; SILVESTRE, S. *Modelling photovoltaic systems using PSpice*. Barcelona: John Wiley and Sons, Ltd, 2002. 358 p. ISBN 0470845279.
- CASTILLA, M.; MIRET, J.; CAMACHO, A.; MATAS, J.; VICUNA, L. G. Reduction of current harmonic distortion in three-phase grid-connected photovoltaic inverters via resonant current control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1464–1472, 2013.
- CASTILLA, M.; MIRET, J.; MATAS, J.; VICUNA, L. G.; GUERRERO, J. M. Linear current control scheme with series resonant harmonic compensator for single-phase grid-connected photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2724–2733, 2008.

- CASTILLA, M.; MIRET, J.; MATAS, J.; VICUÑA, L. G. de; GUERRERO, J. M. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4492–4501, 2009.
- CHAKRABORTY, S.; KROPOSKI, B.; KRAMER, W. *Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 2 : Modeling , Development , and Experimental Evaluation of Advanced Control Functions for Single-Phase Utility-Connected Inverter Advanced Power Electronic Interfaces for Distribute*. First. Golden: NREL, 2008. 62 p.
- CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 4106–4114, 2010.
- CHEN, B.; LEE, T.; PENG, K.; VENKATARAMANAN, V. Composite nonlinear feedback control for linear systems with input saturation: theory and an application. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 48, n. 3, p. 427–439, 2003. ISSN 0018-9286.
- CHEN, D.; ZHANG, J.; QIAN, Z. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 2, p. 814–823, 2013. ISSN 02780046.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006.
- CIOHOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Control of single-stage single-phase PV inverter. *EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal)*, Dresden, v. 16, n. 3, p. 20–26, 2006.
- COELHO, R. F. *Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento da Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos*. 198 p. Tese (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- CRISTOFARO, M.; FEMIA, N.; MIGLIARO, M.; PETRONE, G. Minimum computing adaptive MPPT control. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1384–1389.
- DAVOODNEZHAD, R.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. A Fully Digital Hysteresis Current Controller for Current Regulation of Grid Connected PV Inverters. In: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 24–27.
- DESTRO, R.; JUNIOR, L. M.; KOMATSU, W.; RAJAI, N.; AMA, N. Implementation aspects of adaptive window moving average filter applied to PLLs - Comparative study. In: *Congresso Brasileiro de Eletronica de potencia COBEP*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 730–736.
- DHAR, S.; DASH, P. K. A Finite Time Fast Terminal Sliding Mode I-V Control of Grid-Connected PV Array. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer US, v. 26, n. 3, p. 314–335, 2015.

DÍAZ-DORADO, E.; SUÁREZ-GARCÍA, A.; CARRILLO, C.; CIDRÁS, J. Influence of the shadows in photovoltaic systems with different configurations of bypass diodes. In: *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 134–139. ISBN 9781424449873.

DOLARA, A.; LAZAROIU, G. C.; LEVA, S.; MANZOLINI, G. Experimental investigation of partial shading scenarios on PV (photovoltaic) modules. *Energy*, Elsevier Ltd, v. 55, p. 466–475, jun 2013.

Enphase Energy. *TECHNICAL BRIEF NEC 2014-Enphase System Code Compliance*. [S.l.], 2015. 4 p. Disponível em: <http://enphase.com/global/files/Enphase_NEC_2014_Compliance.pdf>.

EREN, S. Composite nonlinear feedback control and stability analysis of a grid-connected voltage source inverter with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 11, p. 5059–5074, 2013.

EREN, S.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. A Novel Nonlinear Current Control Technique for a Grid-Connected DC / AC Inverter used in Renewable Energy Power Conditioning Systems. In: *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2014 IEEE 36th International*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8.

EREN, S.; PAHLEVANINEZHAD, M.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. An Adaptive Droop DC-Bus Voltage Controller for a Grid-Connected Voltage Source Inverter with LCL Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2014.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. Second ed. New York: Springer Science & Business Media, 2007.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 439–449, jun 2007.

FAN, Y. New GMPPT algorithm for PV arrays under partial shading conditions. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*. [S.l.]: Ieee, 2012. p. 1046–1051.

FEMIA, N.; GRANOZIO, D.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. Predictive & adaptive MPPT perturb and observe method. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 43, n. 3, p. 934–950, 2007.

FEMIA, N.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. Optimizing duty-cycle perturbation of P&O MPPT technique. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, v. 3, p. 1939–1944, 2004.

FEMIA, N.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. Optimizing sampling rate of P&O MPPT technique. In: *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 1945–1949.

FEMIA, N.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 4, p. 963–973, jul 2005.

- FEMIA, N.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. A technique for improving P&O MPPT performances of double-stage grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4473–4482, 2009.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D. *Digital Control Of Dynamic Systems*. Third. Menlo Park: Addison-wesley Longman Inc, 1998. 742 p. ISBN 0201527472.
- Fraunhofer Institute. *Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems-Photovoltaics report*. Freiburg, 2014. 42 p.
- GABE, I. J. *Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Elétrica através de Filtro LCL*. 131 p. Tese (Mestrado) — Universidade Federal De Santa Maria, 2008.
- GALAN, D.; STARZAK, L.; TORZEWICZ, T. Laboratory setup for investigation of MPPT algorithms of photovoltaic modules under non-uniform insolation. *Mixed Design of Integrated Circuits and Systems*”, p. 1–4, 2013.
- GOLESTAN, S.; FREIJEDO, F.; VIDAL, A.; YEPES, A.; GUERRERO, J.; DOVAL-GANDOY, J. An Efficient Implementation of Generalized Delayed Signal Cancellation PLL. *IEEE Transactions on Power Electronics*, n. 99, p. 1–10, 2015.
- GONZALEZ-ESPIN, F. *Técnicas de filtrado adaptativo aplicadas al rechazo selectivo de perturbaciones en inversores fotovoltaicos trifásicos*. 405 p. Tese (Doutorado) — Universidad Politécnica de Valencia, 2010.
- GONZALEZ-ESPIN, F.; GARCERA, G.; PATRAO, I.; FIGUERES, E. An Adaptive Control System for Three-Phase Photovoltaic Inverters Working in a Polluted and Variable Frequency Electric Grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 10, p. 4248–4261, 2012.
- GONZALEZ-ESPIN, F.; PATRAO, I.; FIGUERES, E.; GARCERA, G. An Adaptive Digital Control Technique for Improved Performance of Grid Connected Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 708–718, 2013.
- HART, D. W. *Introducción a la Electrónica de Potencia*. Madrid: Pearson Education, 2001. 472 p.
- HASSAINE, L.; OLIAS, E.; QUINTERO, J.; SALAS, V. Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 30, p. 796–807, 2014.
- HO, C. N. M.; CHEUNG, V. S. P.; CHUNG, H. S. H. Constant-frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 11, p. 2484–2495, 2009.
- HU, H.; HARB, S.; KUTKUT, N.; BATARSEH, I.; SHEN, Z. J. Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-A review. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3235–3240.

- HUA, C.; SHEN, C. Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system. *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, v. 1, p. 86–93 vol.1, 1998.
- HUANG, M.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C.; WU, W. Stability Analysis and Active Damping for LLCL filter Based Grid-Connected Inverters. In: *The 2014 International Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2610–2617.
- HUSSEIN, K.; MUTA, I.; HOSHINO, T.; OSAKADA, M. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 1, p. 59–64, 1995.
- IEEE. *IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*. [S.l.]: IEEE, 2009. 219 p. ISBN 978-0-7381-5865-5.
- ISHAQUE, K.; SALAM, Z. A comprehensive MATLAB Simulink PV system simulator with partial shading capability based on two-diode model. *Solar Energy*, Elsevier Ltd, v. 85, n. 9, p. 2217–2227, sep 2011.
- ISHAQUE, K.; SALAM, Z.; TAHERI, H. Modeling and simulation of photovoltaic (PV) system during partial shading based on a two-diode model. *Simulation Modelling Practice and Theory*, Elsevier B.V., v. 19, n. 7, p. 1613–1626, aug 2011.
- JI, Y.; JUNG, D.; KIM, J. A real maximum power point tracking method for mismatching compensation in PV array under partially shaded conditions. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 4, p. 1001–1009, apr 2011.
- JIANG, L. L.; MASKELL, D. L.; PATRA, J. C. A novel ant colony optimization-based maximum power point tracking for photovoltaic systems under partially shaded conditions. *Energy and Buildings*, Elsevier B.V., v. 58, p. 227–236, mar 2013.
- KADRI, R.; ANDREI, H.; GAUBERT, J. P.; IVANOVICI, T.; CHAMPENOIS, G.; ANDREI, P. Modeling of the photovoltaic cell circuit parameters for optimum connection model and real-time emulator with partial shadow conditions. *Energy*, Elsevier Ltd, v. 42, n. 1, p. 57–67, 2012.
- KARATEPE, E.; BOZTEPE, M.; COLAK, M. Development of a suitable model for characterizing photovoltaic arrays with shaded solar cells. *Solar Energy*, v. 81, n. 8, p. 977–992, aug 2007.
- KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1263–1270, 2004.
- KAWAMURA, H.; NAKA, K.; YONEKURA, N.; YAMANAKA, S.; KAWAMURA, H.; OHNO, H.; NAITO, K. Simulation of I-V characteristics of a PV module with shaded PV cells. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 75, n. 3-4, p. 613–621, 2003.

- KEREKES, T. *Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems*. 107 p. Tese (Doutorado) — Aalborg University, 2009.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. ISSN 00939994.
- KOURO, S.; LEON, J. I.; VINNIKOV, D.; FRAQUELO, L. G. Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, n. 1, p. 47–61, 2015.
- KRAMER, W.; CHAKRABORTY, S.; KROPOSKI, B.; THOMAS, H. *Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies*. First ed. Golden, 2008. 132 p. Disponível em: <<http://www.nrel.gov/docs/fy08osti/42672.pdf>>.
- KUO, Y. C.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 3, p. 594–601, 2001.
- LEPPAAHO, J.; NOUSIAINEN, L.; PUUKKO, J.; HUUSARI, J.; SUNTIO, T. Implementing current-fed converters by adding an input capacitor at the input of voltage-fed converter for interfacing solar generator. In: *14th International Power Electronics and Motion Control Conference*. Ohrid: [s.n.], 2010. p. 81–88.
- LI, W.; HE, X. Review of Nonisolated High-Step-Up DC / DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, 2011.
- 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, 2005.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 263–271, 2006.
- LIU, T.; HAO, X.; YANG, X.; ZHAO, M.; HUANG, Q.; HUANG, L. A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with LCL filter. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*. [S.l.: s.n.], 2012. v. 1, p. 335–339.
- LOPEZ, O.; FREIJEDO, F. D.; YEPES, A. G.; COMESANA, P. F.; MALVAR, J.; TEODORESCU, R.; Doval Gandoy, J. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 25, n. 1, p. 140–147, 2010.
- LUQUE, A.; HEGEDUS, S. *Handbook of photovoltaic science and engineering*. Second ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Ltd, 2011. 1166 p. ISBN 9780470721698.
- MA, L.; TANG, F.; ZHOU, F.; JIN, X.; TONG, Y. Leakage current analysis of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid Leakage. In: *2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*. Singapore: [s.n.], 2008. p. 285–289.

- MÄKI, A.; VALKEALAHTI, S.; SUNTIO, T. Dynamic terminal characteristics of a photovoltaic generator. *Proceedings of EPE-PEMC 2010 - 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, n. 1, p. 76–80, 2010.
- MALESANI, L. Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 3, p. 613–620, 1999.
- MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 5, p. 1194–1202, 1997.
- MASTROMAURO, R.; LISERRE, M.; DELLAQUILA, A. Study of the effects of non-linear inductance on the performance of resonant and repetitive controllers. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1498–1503.
- MASTROMAURO, R.; LISERRE, M.; KEREEKES, T.; DELL’AQUILA, A. A Single-Phase Voltage-Controlled Grid-Connected Photovoltaic System With Power Quality Conditioner Functionality. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4436–4444, 2009.
- MATHE, B. Y. L.; SERA, D.; SPATARU, S. V.; KOPACZ, C.; BLAABJERG, F. Firefighter Safety for PV Systems. *IEEE Industry Applications Magazine*, p. 1–10, 2015.
- MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 206–212, 2005.
- MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F. P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1018–1024, 2004.
- MESSENGER, R.; VENTRE, J. *Photovoltaic systems engineering*. Second ed. [S.l.]: CRC Press, 2005. ISBN 0849317932.
- MIDDLETON, R.; GOODWIN, G. Improved finite word length characteristics in digital control using delta operators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 31, n. 11, p. 1015–1021, 1986.
- MONFARED, M.; GOLESTAN, S. Control strategies for single-phase grid integration of small-scale renewable energy sources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 16, n. 7, p. 4982–4993, 2012.
- MORALES, D. S. *Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications*. 82 p. Tese (Doutorado) — Aalto University, 2010.
- MURTAZA, A.; CHIABERGE, M. *Robust Techniques for the Optimal Operation of Photovoltaic Systems*. 84 p. Tese (Doutorado) — Politecnico di Torino, 2015.
- NASCIMENTO, P. S.; OLIVEIRA, L. R.; dos Santos B, T.; VILLALVA, M. G.; RUPPERT, E. Modelagem e Controle Digital com Alocação Polinomial de Polos do Estágio CC de um Conversor Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica. In: *V Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*. Foz do Iguaçu: [s.n.], 2014. p. 1–6.

- NASCIMENTO, P. S.; SANTOS, T. A. dos; VILLALVA, M. G.; RUPPERT, E. Design methodology of P-res controllers with harmonic compensation for three-phase DC-AC grid-tie inverters with LCL output filter. In: *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2014 IEEE 15th Workshop on*. Santander: [s.n.], 2014. p. 1–8.
- NAZIR, R.; ZHOU, K.; WATSON, N. R.; WOOD, A. Frequency adaptive repetitive control of grid-connected inverters. *2014 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, n. November, p. 584–588, 2014.
- NEUMAN, C. P. Properties of the delta operator model of dynamic physical systems. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, v. 23, n. 1, p. 296–301, 1993.
- NEWMAN, M. J. *Design and Control of a Universal Custom Power Conditioner*. 217 p. Tese (Doutorado) — Monash University, 2003.
- NEWMAN, M. J.; HOLMES, D. G. Delta operator digital filters for high performance inverter applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1 II, p. 447–454, 2003.
- OLIVEIRA, L. R.; NASCIMENTO, P. S.; dos Santos Barros, T. A.; VILLALVA, M. G.; RUPPERT, E. Input Voltage Regulation of an Isolated Full-Bridge Boost Converter Fed by a Photovoltaic Device With The State-Space Feedback Control Method. In: *12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. Gramado: [s.n.], 2013. p. 595–600. ISBN 9781479902729.
- OLIVEIRA, L. R.; VILLALVA, M. G.; RUPPERT, E. *Desenvolvimento de um microinversor monofásico para sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica de baixa tensão*. 200 p. Tese (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2013.
- ÖZKAN, Z.; HAVA, A. M. Classification of Grid Connected Transformerless PV Inverters with a Focus on the Leakage Current Characteristics and Extension of Topology Families. *Journal of Power Electronics*, v. 15, n. 1, p. 256–267, 2015.
- PÁDUA, M. S.; DECKMANN, S. M.; SPERANDIO, G. S.; MARAFÃO, F. P.; COLÓN, D. Comparative analysis of synchronization algorithms based on PLL, RDFT and Kalman Filter. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, n. 1, p. 964–970, 2007.
- PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of active damping control for LCL filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 1, p. 424–432, 2014.
- PARLAK, K. S. FPGA based new MPPT (maximum power point tracking) method for PV (photovoltaic) array system operating partially shaded conditions. *Energy*, Elsevier Ltd, v. 68, p. 399–410, apr 2014.
- PATEL, H.; AGARWAL, V. MATLAB-Based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 1, p. 302–310, 2008.

- PATEL, M. R. *Wind and Solar Power Systems*. Second. New York: Taylor & Francis, 2006. 473 p. ISBN 0-8493-1570-0.
- PATRAO, I.; FIGUERES, E.; GONZÁLEZ-ESPÍN, F.; GARCERÁ, G. Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 15, n. 7, p. 3423–3431, sep 2011.
- PENA-ALZOLA, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; SEBASTIÁN, R.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, 2013.
- PENA-ALZOLA, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; ORDONEZ, M.; YANG, Y. LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 4, p. 2192–2203, 2014.
- REZA, A.; Hassan Moradi, M.; JAMASB, S. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 19, p. 433–443, mar 2013. ISSN 13640321.
- RODRÍGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J. I.; BURGOS, R. P.; BOROYEVICH, D. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, 2007.
- SACCOMANDO, G.; SVENSSON, J. Transient Operation of Grid-connected Voltage Source Converter Under Unbalanced Voltage Conditions. In: *Proc. IAS, Chicago*. Chicago: [s.n.], 2001. p. 2419–2424.
- SAFARI, A.; MEKHILEF, S. Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1154–1161, apr 2011.
- SALAM, Z. A Simple Circuit to Improve the Power Yield of PV Array During Partial Shading. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, p. 1622–1626, 2012.
- SALAS, V.; OLÍAS, E.; BARRADO, A.; LÁZARO, A. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 90, n. 11, p. 1555–1578, jul 2006.
- SERA, D. *Real-time Modelling , Diagnostics and Optimised MPPT for Residential PV systems*. 189 p. Tese (Doutorado) — Aalborg university, 2009.
- SERA, D.; KERÉKES, T.; LUNGEANU, M.; NAKHOST, P.; TEODORESCU, R.; ANDERSEN, G. K.; LISERRE, M. Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator. In: *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2005, p. 2517–2522.
- SERA, D.; MATHE, L.; KERÉKES, T.; SPATARU, S. V.; MEMBER, S.; TEODORESCU, R. On the Perturb-and-Observe and Incremental Conductance MPPT Methods for PV Systems. *Photovoltaics, IEEE Journal of*, v. 3, n. 3, p. 1070–1078, 2013.

- SHEN, G.; ZHU, X.; ZHANG, J.; XU, D. A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, 2010. ISSN 02780046.
- SHER, H.; ADDOWEESH, K. Micro-inverters - Promising solutions in solar photovoltaics. *Energy for Sustainable Development*, International Energy Initiative, v. 16, n. 4, p. 389–400, 2012.
- SILVA, S. A. O.; TOMIZAKI, E.; NOVOCHADLO, R.; Alves Coelho, E. A. PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. Paris: [s.n.], 2006. p. 2636–2641.
- SMA. *Potential Induced Degradation (PID)*. [S.l.], 2011. 1–4 p.
- SUUL, J. A.; ARCO, S. D.; RODRÍGUEZ, P.; MOLINAS, M. Impedance-compensated grid synchronization for extending the stability range of weak grids with voltage source converters. *IET Generation, Transmission & Distribution*, p. 1–12, 2015.
- TAMIZHMANI, G.; JI, L.; TANG, Y.; PETACCI, L.; OSTERWALD, C. Photovoltaic Module Thermal / Wind Performance : Long -Term Monitoring and Model Development For Energy Rating. In: *NCPV and Solar Program Review Meeting*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 936–939.
- TANG, Y.; LOH, P. C.; WANG, P.; CHOO, F. H.; GAO, F. Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1433–1443, 2012.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 580–586.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Proportional-resonant controllers. A new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters. In: *The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*. Brasov: [s.n.], 2004. p. 9–14.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping. *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, v. 3, p. 1552–1557, 2003.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 153, n. 5, p. 750–762.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Londres: JohnWiley and Sons, Ltd., 2011. 407 p. ISBN 9780470057513.

- The German Energy Society. *Planning and Installing photovoltaic systems*. Second ed. Berlin: Earthscan, 2008. 384 p. ISBN 9781844074426.
- TIMBUS, A.; LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P.; BLAABJERG, F. Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 3, p. 654–664, 2009.
- TREJOS, a.; GOEZ, M.; RAMOS-PAJA, C. a.; ARANGO, E. Digital controllers design analysis for DC-DC converters in PV applications. In: *2013 4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. Rogers: Ieee, 2013. p. 1–6. ISBN 978-1-4799-0692-5.
- 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, 2003.
- VIDAL, A. *Transient Response Analysis And Design Of Current-Controlled Grid-Tied Converters*. 198 p. Tese (Doutorado) — University of Vigo, 2015.
- VIINAMÄKI, J. *Design and Implementation of a Boost-Power-Stage Converter for Photovoltaic Application*. 51 p. Tese (Master Thesis) — Tampere University of Technology, 2013. Disponível em: <<https://dspace.cc.tut.fi/dpub/handle/123456789/21605>>.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; RUPPERT, E. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. *2009 Brazilian Power Electronics Conference, IEEE*, p. 1244–1254, 2009.
- VILLALVA, M. G.; RUPPERT, E. Buck converter with variable input voltage for photovoltaic applications. In: *9th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2007.
- VILLALVA, M. G.; RUPPERT, E. Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, v. 19, n. 4, p. 463–474, 2008.
- WENHAM, S. R.; GREEN, M. A.; WATT, M. E.; CORKISH, R. *Applied photovoltaics*. Second ed. [S.l.]: TJ International Ltd, 2007. 323 p. ISBN 9781844074013.
- WU, W.; HE, Y.; TANG, T.; MEMBER, S.; BLAABJERG, F. A New Design Method for the Passive Damped LCL- and LLCL-Filter Based Single-Phase Grid-tied Inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 10, p. 4339–4350, 2011.
- WU, W.; HUANG, M.; BLAABJERG, F. Efficiency comparison between the LLCL and LCL-filters based single-phase grid-tied inverters. *Archives of Electrical Engineering*, v. 63, n. 1, p. 63–79, 2014.
- XIAO, W.; DUNFORD, W. G.; PALMER, P. R.; CAPEL, A. Regulation of photovoltaic voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, p. 1365–1374, 2007.
- YANG, Y. *Advanced Control Strategies to Enable a More Wide-Scale Adoption of Single-Phase Photovoltaic Systems*. Tese (Doutorado), 2014.

- YANG, Y.; BLAABJERG, F. Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*, Denmark, p. 11, 2015.
- YANG, Y.; ENJETI, P.; BLAABJERG, F.; WANG, H. Suggested Grid Code Modifications to Ensure Wide-Scale Adoption of Photovoltaic Energy in Distributed Power Generation Systems. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2013 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–8.
- YANG, Y.; WANG, H.; BLAABJERG, F. Reactive power injection strategies for single-phase photovoltaic systems considering grid requirements. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. v. 50, n. 6, p. 371–378.
- YANG, Y.; ZHOU, K.; BLAABJERG, F. Frequency Adaptability of Harmonics Controllers for Grid-Interfaced Converters. *International Journal of Control*, p. 1–12, 2015.
- YANG, Y.; ZHOU, K.; BLAABJERG, F. Enhancing the Frequency Adaptability of Periodic Current Controllers with a Fixed Sampling Rate for Grid-Connected Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1, 2016.
- YAZDANI, A.; DASH, P. P. A control methodology and characterization of dynamics for a photovoltaic (PV) system interfaced with a distribution network. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 3, p. 1538–1551, 2009.
- YEPES, A. G.; FREIJEDO, F. D.; DOVAL-GANDOY, J.; LÓPEZ, Ó.; MALVAR, J.; FERNANDEZ-COMESAÑA, P. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010.
- YEPES, A. G.; FREIJEDO, F. D.; LÓPEZ, Ó.; DOVAL-GANDOY, J. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 2, p. 563–576, 2011.
- YEPES, A. G.; FREIJEDO, F. D.; LÓPEZ, Ó. Ì.; DOVAL-GANDOY, J. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, 2011.
- YEPES, A. G.; VIDAL, A.; LOPEZ, O.; DOVAL-GANDOY, J. Evaluation of techniques for cross-coupling decoupling between orthogonal axes in double synchronous reference frame current control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 7, p. 3527–3531, 2014.
- YUAN, X.; MERK, W.; STEMMLER, H.; ALLMELING, J. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.
- ZANCHETTA, P.; SHARKH, S.; ABUSARA, M. Adaptive repetitive control with feedforward scheme for grid-connected inverters. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 8, p. 1403–1410, 2015.

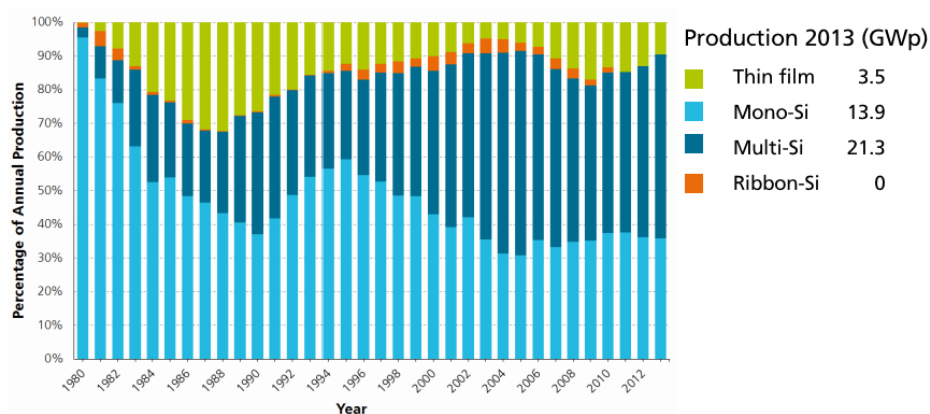
- ZHANG, C.; DRAGICEVIC, T.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Resonance damping techniques for grid-connected voltage source converters with LCL filters - A review. In: *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 169–176.
- ZHANG, X.; SPENCER, J. W.; GUERRERO, J. M. Small-signal modeling of digitally controlled grid-connected inverters with LCL filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3752–3765, 2013. ISSN 02780046.
- ZHENG, H.; LI, S.; CHALLOO, R.; PROANO, J. Shading and bypass diode impacts to energy extraction of PV arrays under different converter configurations. *Renewable Energy*, Elsevier Ltd, v. 68, p. 58–66, aug 2014.
- ZHOU, S.; LIU, J.; ZHOU, L.; SHE, H. Cross-coupling and Decoupling Techniques in the Current Control of Grid-connected Voltage Source Converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2821–2827.
- ZHOU, X.; SONG, D.; MA, Y.; CHENG, D. Grid-connected control and simulation of single-phase two-level photovoltaic power generation system based on Repetitive control. In: *2010 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, ICMTMA 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. v. 2, p. 366–369.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 601–610, 2001.
- ZOU, C.; LIU, B.; DUAN, S.; LI, R. Influence of Delay on System Stability and Delay Optimization of Grid-Connected Inverters with LCL Filter. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 3203, n. c, p. 1–1, 2014.

Apêndice A – O Painel Fotovoltaico

O termo "fotovoltaico" se refere à conversão direta de luz em energia elétrica a través do uso de células solares, as quais são fabricadas com materiais semicondutores que aproveitam o efeito fotoelétrico para fazer essa transformação de energia (The German Energy Society, 2008).

Diferentes tecnologias de células fotovoltaicas tem sido desenvolvidas, porém as de silício cristalino (seja poli ou monocristalino) dominam o mercado até hoje de acordo com as informações da Figura A.1. Em Luque e Hegedus (2011) e Patel (2006), The German Energy Society (2008) há informação detalhada sobre as diferentes tecnologias e suas características

Figura A.1: Produção mundial anual das diferentes tecnologias de painéis fotovoltaicos.



Fonte: (Fraunhofer Institute, 2014)

As células fotovoltaicas (FV) normalmente não são usadas individualmente devido à baixa tensão que geram (600 mV aproximadamente para células de silício cristalino). Células FV com as mesmas características são agrupadas em arranjos serie/paralelo para formar módulos e agrupando estes consegue-se o painel FV, que comercialmente encontram-se painéis na faixa de 30 Wp - 300 Wp com tensões de saída entre 10 V e 45 V (WENHAM et al., 2007).

A.1 Modelo matemático e circuito equivalente

De acordo com a teoria dos semicondutores, a célula solar ideal seria aquela que cumpre com a equação do diodo Shockley conforme à Equação (A.1) (CASTANER; SILVESTRE, 2002; MESSENGER; VENTRE, 2005; VILLALVA; GAZOLI; RUPPERT, 2009).

$$I_{pv} = I_l - I_D = I_l - I_0 \left[\frac{qV_{pv}}{eakT} - 1 \right] \quad (\text{A.1})$$

onde I_l é a corrente devida à incidência de radiação solar, $q = 1.6 \times 10^{-19}$ coul é a carga do elétron, V_{pv} é a tensão no diodo e por tanto nos terminais do painel deste modelo, I_0 é a corrente de saturação do diodo, a é a constante de idealidade do diodo, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K corresponde à constante de Boltzman e T é a temperatura de operação da célula. O circuito equivalente para esta equação seria a parte indicada como "modelo ideal" apresentado na Figura A.2, sem as resistências parasitas em série e paralelo. Desta forma, I_l corresponde a uma fonte de corrente controlada por a irradiância solar, e I_D corresponde à corrente que passa pelo diodo. A equação (A.1) é útil para conhecer os limites das células solares fazer as seguintes análises.

Para conhecer a corrente de curto circuito (I_{sc}), deve-se fazer zero a tensão em A.1. Assim pode-se encontrar a equação (A.2)

$$I_{sc} = I_l. \quad (\text{A.2})$$

Para a expressão da tensão de circuito aberto (V_{oc}), deve-se fazer $I = 0$, e levando em conta que a corrente I_0 é muito pequena, encontra-se a equação (A.3).

$$V_{oc} = \frac{akT}{q} \ln \left(\frac{I_l + I_0}{I_0} \right) \approx \frac{akT}{q} \ln \left(\frac{I_l}{I_0} \right). \quad (\text{A.3})$$

De acordo com as equações (A.2) e (A.3), e sabendo que I_l é praticamente proporcional à irradiância solar, pode-se afirmar que a corrente da célula fotovoltaica ideal muda linearmente com a variação da irradiância, enquanto que a tensão de circuito aberto da célula solar ideal muda de forma logarítmica com as variações de irradiância.

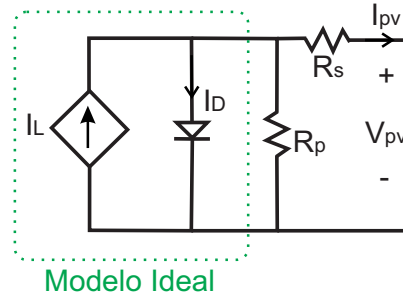
Uma melhor aproximação, é o modelo da célula solar apresentado na Figura A.2 que inclui as resistências parasitas (VILLALVA; GAZOLI; RUPPERT, 2009) cuja representação matemática correspondente à apresentada na equação (A.4).

$$I_{pv} = I_l - I_0 \left[e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_T a}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p}, \quad (\text{A.4})$$

onde V_T é um parâmetro conhecido como tensão térmica, e é calculado de acordo com a equação (A.5), na qual inclui-se o fator N_s que é o número de células associadas em série.

$$V_T = \frac{N_s K T}{q}. \quad (\text{A.5})$$

Figura A.2: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica. Modelo de um diodo.



Modelo Ideal

Fonte: O Autor.

A temperatura de operação das células na equação (A.4), pode ser estimada com a aproximação linear em (A.6)

$$T = T_{ambiente} + \frac{T_{NOCT} - 20}{800} G, \quad (\text{A.6})$$

onde T_{NOCT} é a temperatura nominal de operação (*Nominal Operation Cell Temperature*) fornecida pelo fabricante, a qual é definida como a temperatura da célula a temperatura ambiente de 20 °C, espectro de radiação solar AM=1.5 (*Air Mass*), Irradiância $G = 800 \text{ W/m}^2$ e velocidade do vento inferior a 1 m/s (MESSENGER; VENTRE, 2005). G é a irradiância em W/m^2 . Uma forma alternativa e mais exata de estimar a temperatura da célula considerando velocidade do vento e outras condições atmosféricas, é apresentado em Tamizhmani et al. (2003).

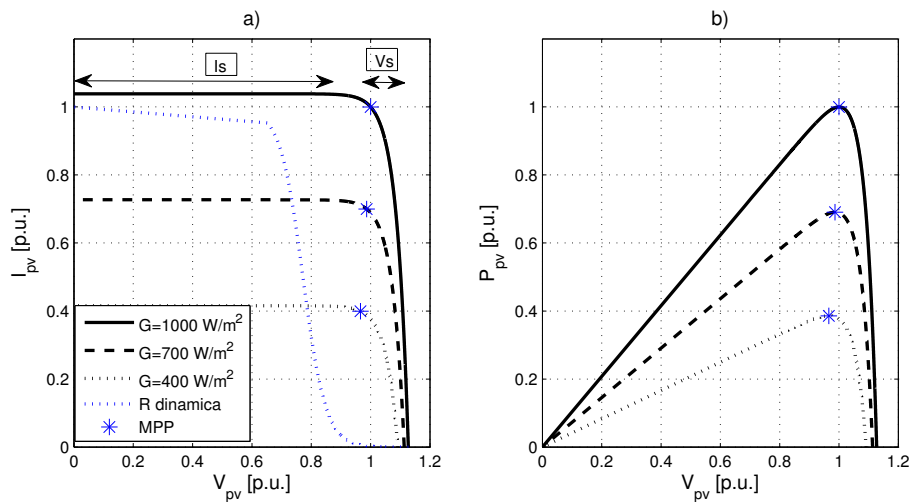
A corrente I_l devida à incidência da radiação solar, pode ser estimada de forma linear levando em conta os dados fornecidos pelo fabricante em STC (*Standard Test Conditions*, $T_{ambiente} = 25^\circ\text{C}$, $G = 1000 \text{ W/m}^2$ e espectro solar AM=1.5),

segundo a equação (A.7)

$$I_l = \frac{G}{G_{STC}} I_{sc@STC}. \quad (A.7)$$

Da equação (A.4) obtém-se a família de curvas I vs V apresentadas na Figura A.3a para diferentes valores de irradiância. Na Figura A.3b apresentam-se as famílias de curvas P vs V, na qual observa-se que existe um ponto no qual a potência é máxima conhecido como MPP (*Maximum Power Point*), o qual seria o ponto ideal de operação. Pode-se observar que cada curva tem três pontos característicos: $(0, I_{sc})$, (V_{mpp}, I_{mpp}) e $(V_{oc}, 0)$. Além disso, observam-se duas regiões de operação: entre o ponto de curto circuito e o MPP o painel funciona como uma fonte de corrente, e entre o MPP e o ponto de circuito aberto o painel funciona como uma fonte de tensão.

Figura A.3: Curvas características em p.u. de uma célula solar para diferentes Irradiâncias: a. Corrente Vs Tensão e resistência dinâmica, b. Potência Vs Tensão.



Fonte: O Autor.

Existe também o modelo de dois diodos, o qual está amplamente reportado na literatura e oferece resultados mais ajustados em relação aos painéis reais (ISHAQUE; SALAM, 2011; BELHAOUAS et al., 2013), porém o modelo de um diodo é suficiente para o escopo deste trabalho.

A.2 Relações importantes e modelo de pequeno sinal

A equação (A.4) é não linear, e por tanto é necessária uma linearização com o objetivo de aplicar a teoria de sistemas lineares nos capítulos posteriores. De-

finindo

$$V_{pv} = \bar{V}_{pv} + \tilde{V}_{pv}, \quad (\text{A.8})$$

$$I_{pv} = \bar{I}_{pv} + \tilde{I}_{pv}, \quad (\text{A.9})$$

onde \bar{V}_{pv} e \bar{I}_{pv} é o ponto da linearização e \tilde{V}_{pv} e \tilde{I}_{pv} são pequenas variações em torno desse ponto; aplica-se a decomposição em séries de Taylor segundo a equação (A.10).

$$I_{pv} - I_{pv}|_{\bar{I}_{pv}, \bar{V}_{pv}} = \tilde{I}_{pv} = \left. \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \right|_{\bar{I}_{pv}, \bar{V}_{pv}} \tilde{V}_{pv}. \quad (\text{A.10})$$

De acordo com a equação (A.10), deriva-se em relação a V_{pv} a equação (A.4) e obtém-se (A.11) (FEMIA et al., 2004b).

$$\frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = - \left[R_s + \frac{R_p V_{Ta}}{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{I_o R_p e} + V_{Ta}} \right]^{-1} = - \frac{1}{r_{pv}}, \quad (\text{A.11})$$

onde r_{pv} é a resistência dinâmica do painel (Ver Figura A.3a) (MÄKI; VALKEALAHTI; SUNTIO, 2010).

Da Figura A.3b sabe-se que no ponto de máxima potência a derivada da potência em relação à tensão é zero. Matematicamente:

$$\left. \frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} \right|_{MPP} = \left. \frac{\partial (V_{pv} I_{pv})}{\partial V_{pv}} \right|_{MPP} = I_{pv} + V_{pv} \left. \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \right|_{MPP} = 0 \quad (\text{A.12})$$

Definindo $R_{mpp} = V_{mpp}/I_{mpp}$, a equação (A.12) pode-se rescrever como em (A.13)

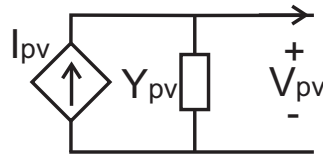
$$\left. \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \right|_{MPP} = - \frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} = - \frac{1}{R_{mpp}}. \quad (\text{A.13})$$

O resultado na equação (A.13) indica que a resistência dinâmica de (A.11) no ponto de máxima potência equivale à relação V_{mpp}/I_{mpp} . O ponto ideal de operação é (I_{mpp}, V_{mpp}) já que neste consegue-se aproveitar toda a energia dis-

ponível e por tanto o modelo deve-se linearizar em torno ao MPP. Substituindo (A.13) em (A.10), obtém-se (A.14) que pode ser representada de forma circuital pelo modelo da Figura A.4 (VILLALVA; RUPPERT, 2008) (VIINAMÄKI, 2013).

$$I_{pv} - I_{pv}|_{\tilde{I}_{pv}, \tilde{V}_{pv}} = \tilde{I}_{pv} = -\frac{1}{R_{mpp}} \tilde{V}_{pv} = -Y_{pv} \tilde{V}_{pv}. \quad (\text{A.14})$$

Figura A.4: Modelo de pequeno sinal do painel fotovoltaico



Fonte: O Autor.

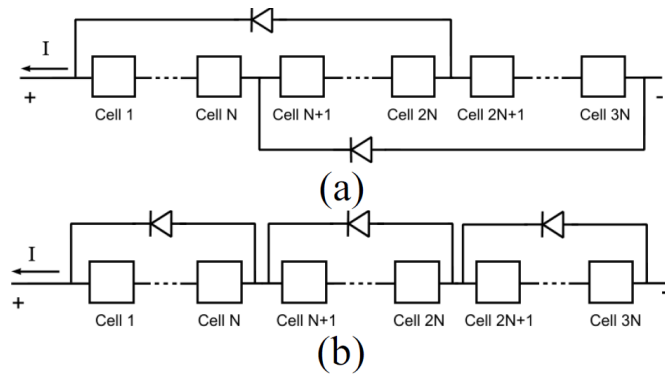
A.3 Efeito da irradiância não homogênea: Sombras

Os painéis fotovoltaicos têm integrados diodos de *Bypass* (em paralelo com certa quantidade de módulos) e diodos de bloqueio (em série). Ambos diodos têm uma função de proteção (WENHAM et al., 2007; DÍAZ-DORADO et al., 2010). Quando há vários módulos ligados em série a corrente de todos eles deve ser a mesma. Se algum deles receber menos irradiância do que os outros módulos, o módulo com menor irradiância impõe um limite de corrente. Se o painel for forçado a operar na corrente maior (proporcionada pelos módulos de maior irradiância), aparecerá uma tensão negativa nos terminais do módulo com menor irradiância, a qual pode danificá-lo. Para limitar essa tensão negativa a valores razoáveis, colocam-se diodos de *bypass* nos painéis FV nas configurações apresentadas na Figura A.5.

A presença dos diodos de *Bypass* e de condições de irradiância não homogênea modificam as características do painel estudadas na seção A.1. O efeito principal é que aparecem vários Pontos Locais de Máxima Potência (LMPP) e um único Ponto Global de Máxima Potência (GMPP) como pode-se conferir na Figura A.6d, na qual há desenhada uma curva composta pela agrupação de dois módulos em série sobre os quais incide uma irradiância diferente.

O interesse dos pesquisadores sobre esta condição de operação tem aumentado, e há vários estudos reportados na literatura sobre o modelo utilizado para simular painéis FV em condições de irradiância não homogênea (KAWAMURA et

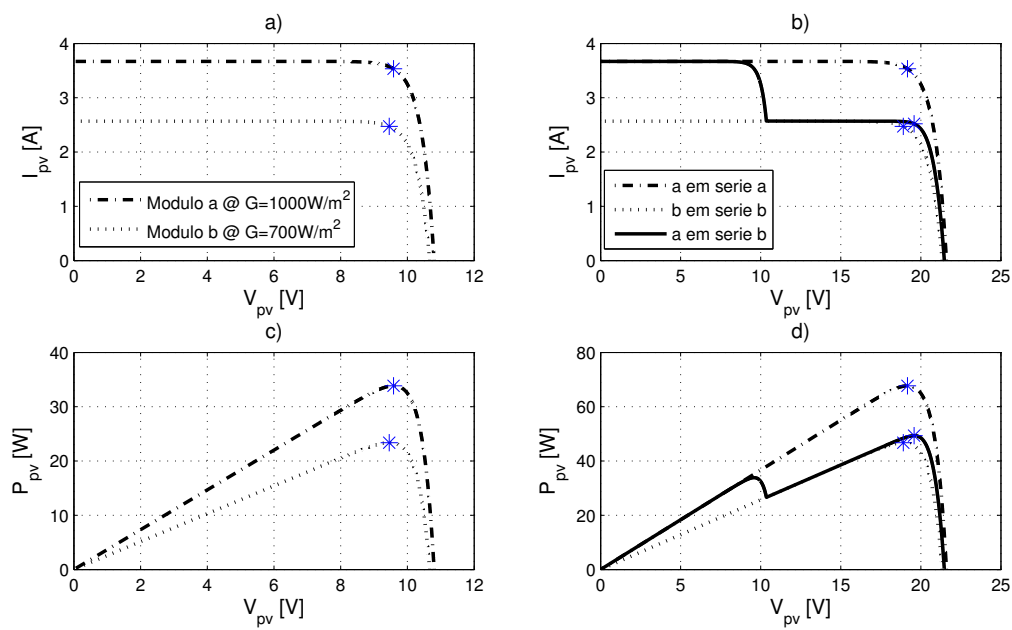
Figura A.5: Possíveis configurações de diodos *Bypass*: a. *Overlapped* b. *No-overlapped*.



Fonte: (DÍAZ-DORADO et al., 2010).

al., 2003; KARATEPE; BOZTEPE; COLAK, 2007; PATEL; AGARWAL, 2008; ISHAQUE; SALAM; TAHERI, 2011; KADRI et al., 2012; DOLARA et al., 2013; BELHAOUAS et al., 2013).

Figura A.6: Características do painel em condições de irradiância não homogênea: a. I vs V diferentes módulos b. I vs V de diferentes agrupações em série dos módulos c. P vs V diferentes módulos d. P vs V de diferentes agrupações em série dos módulos.



Fonte: O Autor.

Apêndice B – Conversor CC-CC e Controle MPPT

Embora o uso dos conversores CC em sistemas de geração FV não é o foco desta dissertação, apresentar alguns antecedentes e aspectos gerais destes, é importante para introduzir o controle MPPT, cuja tarefa é essencial em qualquer instalação FV.

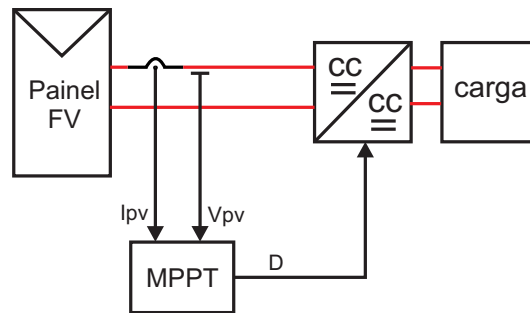
A principal função dos conversores CC-CC em sistemas de geração FV, é maximizar a potência extraída dos painéis forçando a operação destes ao MPP, o qual é possível basicamente através de um algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). O desempenho de diferentes topologias de conversores CC-CC para realizar esta tarefa tem sido analisado em Hua e Shen (1998), Coelho (2008), Bhattacharjee e Saharia (2014). Por outra parte, o algoritmo MPPT pode ser usado em malha aberta ou em malha fechada, dependendo da estratégia de controle utilizada. O objetivo deste apêndice é apresentar os principais algoritmos MPPT existentes na literatura, as estratégias de controle, e realizar uma análise das vantagens e desvantagens das diferentes alternativas. De acordo com o exposto, é importante fazer ênfase em que a funcionalidade do conversor CC-CC nas configurações de dois estágios para sistemas FV é diferente da funcionalidade tradicional destes, na qual o conversor controla a tensão da saída.

Inicialmente, são apresentadas as estratégias de controle e considera-se o algoritmo MPPT simplesmente como um bloco com capacidade de rastrear o MPP. Posteriormente são introduzidos os principais algoritmos MPPT e finalmente são realizadas algumas análises baseadas em resultados de simulação, que têm como objetivo identificar qual das estratégias é mais conveniente para o sistema de geração FV de interesse neste trabalho.

B.1 MPPT em malha aberta

A estratégia mais simples para realizar o controle MPPT é em malha aberta, a qual gera o valor da razão cíclica diretamente no algoritmo MPPT para posteriormente passar pelo modulador PWM. Na Figura B.1 se ilustra esta estratégia.

Figura B.1: Estratégia de controle MPPT em malha aberta.



Fonte: O Autor.

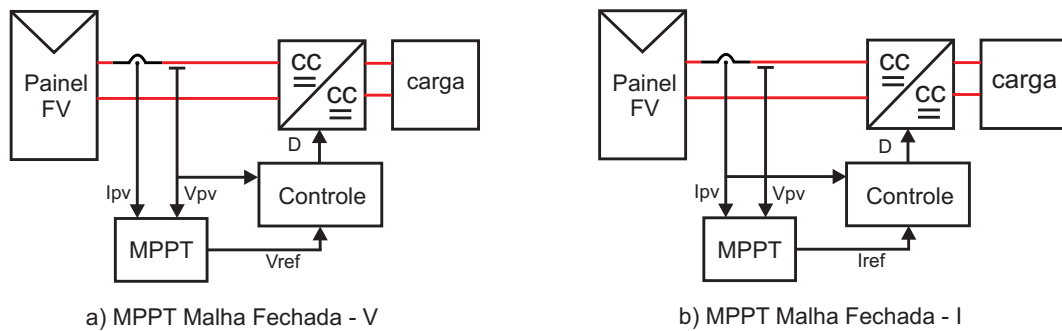
A principal vantagem desta estratégia é sua simplicidade tanto na implementação quanto no ajuste dos parâmetros do algoritmo MPPT. O modelo em malha aberta do conjunto painel - conversor, ou algumas simulações, são suficiente para ajustar estes parâmetros. Como ficará evidente, na seguinte subseção, a estratégia em malha fechada o projeto dos controladores deve ser avaliado em forma intensiva para diferentes condições de operação, já que o painel possui uma característica não linear dependente de condições atmosféricas imprevisíveis, fato que pode comprometer a estabilidade do sistema (SAFARI; MEKHILEF, 2011). Além disso, para ajustar os parâmetros do algoritmo MPPT, é necessário ter o modelo da planta em malha fechada, Por tanto o esforço no projeto e a implementação desta estratégia é maior.

Porém, as perturbações de tensão na entrada do conversor são significativas, fato que é a maior desvantagem desta estratégia. Ademais, as perturbações na tensão de saída afetam significativamente o comportamento do algoritmo MPPT (FEMIA et al., 2009). Utilizar um banco de baterias na saída do conversor para manter constante a tensão é uma estratégia usada nos sistemas ilhados para superar este problema, porém nos sistemas ligados na rede elétrica geralmente não são usados os bancos de baterias por causa do custo elevado. Outra desvantagem desta técnica, é o aumento das perdas por o estresse gerado nas chaves (VILLALVA; RUPPERT, 2008).

B.2 MPPT em malha Fechada

Na estratégia de controle MPPT em malha fechada, o bloco MPPT gera um sinal de referência que pode ser de corrente ou de tensão, e não a razão cíclica diretamente como no caso anterior. O sinal de referência passa por um controlador de corrente ou de tensão segundo o caso, o qual está encarregado de gerar a razão cíclica necessária para fazer zero o sinal de erro. Por tanto a tarefa do bloco MPPT neste caso, é achar a corrente correspondente ao MPP (I_{mpp}) ou a tensão correspondente ao mesmo ponto (V_{mpp}). Há duas estratégias em malha fechada: A regulação da tensão (VMPPT) ilustrado na Figura B.2a, e a regulação da corrente (IMPPT) ilustrado na Figura B.2b (ASSIS et al., 2011). Destaca-se que os reguladores neste caso, controlam a corrente ou a tensão da entrada do conversor CC-CC, e não da saída.

Figura B.2: Estratégias de controle MPPT em malha fechada: a. Regulação da Tensão (VMPPT) b. Regulação da Corrente (IMPPT).



Fonte: O Autor.

A regulação da corrente é a opção mais complexa e pode comprometer a estabilidade do sistema se não tomar os cuidados pertinentes. O anterior, devido a que uma pequena variação na referência de corrente pode levar a operação do painel desde o MPP até regiões perto da corrente de curto circuito, o que causaria uma queda de tensão e potência significativa como pode-se conferir na Figura B.4. Além disso, na Figura B.4b pode-se observar também que a tensão no MPP (V_{mpp}) é aproximadamente constante (Muda em forma logarítmica com variações de irradiância como foi estudado na seção A.1), enquanto que a corrente (I_{mpp}) muda significativamente com as condições atmosféricas. Isto significa que durante variações rápidas de irradiância se o controle da tensão for adotado, a operação do painel pode permanecer perto do MPP somente com a ação do regulador da tensão, enquanto que no caso do regulador da corrente precisa-se da ação tanto do bloco MPPT (para mudar a referência) como do regulador, o qual exige uma dinâmica de controle mais rápida (XIAO et al., 2007; ASSIS et al., 2011). A estratégia (IMPPT) foi usada em (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005) e o

(VMPPT) em (OLIVEIRA; VILLALVA; RUPPERT, 2013).

Embora a efetividade do controle MPPT não mude significativamente ao escolher o controle da corrente ou da tensão FV (ASSIS et al., 2011), conforme ao exposto anteriormente, o controle da tensão é menos sensível aos parâmetros do bloco MPP, ao modelo do painel, e às considerações feitas no projeto do controlador.

O método da realimentação da potência também foi uma técnica reportada na literatura, que consiste em que o controlador force a zero a derivada dP/dV (HUA; SHEN, 1998), porém na atualidade não é muito usado.

Em relação aos tipos de controladores e as metodologias usadas com este propósito, os controladores P+I clássico (HUA; SHEN, 1998; TREJOS et al., 2013) e P+I+D (VILLALVA; RUPPERT, 2007) tem sido reportados. Controladores por realimentação de estados (OLIVEIRA et al., 2013) e projeto do controlador por alocação polinomial de polos no tempo discreto (NASCIMENTO et al., 2014a). Estruturas de controle que consideram perturbações de tensão no barramento CC também tem sido reportadas (FEMIA et al., 2009).

É importante perceber que a funcionalidade do conversor CC-CC nas configurações de dois estágios para sistemas fotovoltaicos, é diferente da funcionalidade tradicional destes, na qual o conversor controla a tensão da saída (Tensão do *Link CC*, ver Figura 2.2). Neste caso, a tensão da saída é fixada pelo seguinte estágio de conversão o qual deve incluir uma malha externa de controle para esta variável. O anterior será estudado em detalhe no capítulo 3

B.3 Algoritmos MPPT

Os algoritmos MPPT estão classificados em métodos baseados no modelo (ou *offline methods*) e métodos baseados em medições (ou *online methods*). Os métodos baseados no modelo, normalmente usam relações típicas das células fotovoltaicas para estimar o ponto de máxima potência. Dentro desta categoria está o método da tensão de circuito aberto e da corrente de curto circuito, os quais expressam o ponto de máxima potência a partir de relações típicas deste com a tensão de circuito aberto ou a corrente de curto circuito segundo o caso (REZA; Hassan Moradi; JAMASB, 2013). Os algoritmos *online* não tem dependência dos modelos e por causa disso, são os algoritmos de interesse neste trabalho. Os dois algoritmos mais amplamente usados em sistemas fotovoltaicos são o algoritmo de Perturbação e Observação (PO) e o algoritmo de Condutância Incremental (IC)

(SALAS et al., 2006).

B.3.1 Algoritmo de Perturbação e Observação (PO)

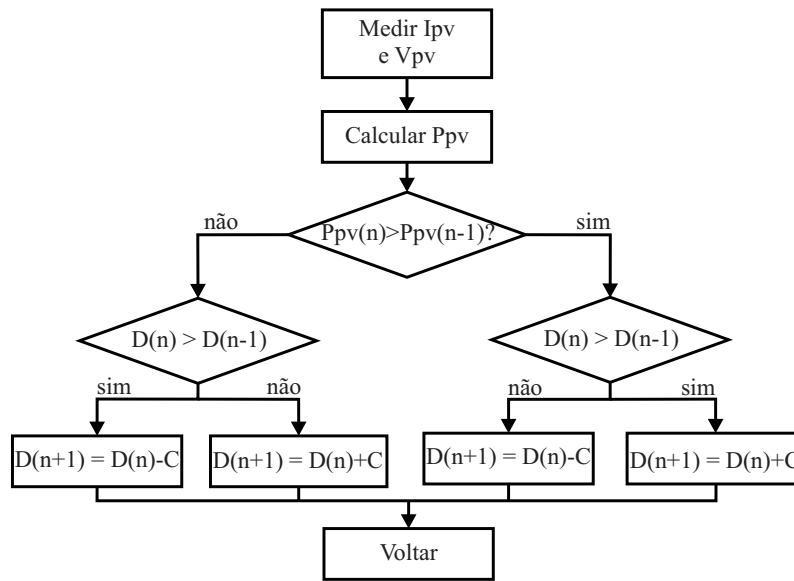
O algoritmo PO, consiste simplesmente em fazer uma perturbação após da qual observa-se se a potência extraída do painel aumentou ou diminuiu. Caso a potência aumentasse a próxima perturbação será no mesmo sentido; caso contrário a próxima perturbação será no sentido oposto. Na Figura B.3 apresenta-se o algoritmo de perturbação e observação convencional, aplicado a estruturas MPPT em malha aberta (Observa-se que a perturbação é aplicada à razão cíclica). A principal desvantagem deste algoritmo são as oscilações em regime permanente, já que o algoritmo nunca para de perturbar. Uma correta implementação do algoritmo PO, leva a uma oscilação de três níveis em regime permanente (FEMIA et al., 2005). Na figura B.3 se percebe que há dois parâmetros que devem ser ajustados: O tempo de amostragem e a amplitude da perturbação (C). De acordo com (FEMIA et al., 2004b) o tempo de amostragem em estruturas em malha aberta deve ser otimizado considerando a dinâmica do sistema (Painel FV + Conversor CC-CC) de tal forma que o tempo de amostragem seja maior ao tempo de estabilização do sistema em regime permanente (equação (B.1)). Em relação à amplitude da perturbação, esta deve ser ajustada para que a variação de potência devida à mudança da razão cíclica, seja maior à variação de potência devida à mudança de irradiância no intervalo de amostragem segundo a equação (B.2) (FEMIA et al., 2004a). Considerações adicionais em relação a perturbações introduzidas pela rede no conversor CC-CC e extensão dos anteriores conceitos às estratégias em malha fechada foram pesquisadas em Femia et al. (2009).

$$T_s > T_{ss}, \quad (\text{B.1})$$

$$|\Delta P_D| > |\Delta P_G|. \quad (\text{B.2})$$

Com o propósito de minimizar as oscilações em regime permanente, diferentes modificações ao algoritmo PO tem sido encontradas na literatura, as quais consistem basicamente em estratégias adaptativas que mudam a amplitude da perturbação segundo o ponto de operação (FEMIA et al., 2007; SERA, 2009; ABDEL SALAM et al., 2011; CRISTOFARO et al., 2014; AHMED; SALAM, 2015)

Figura B.3: Algoritmo de perturbação e observação (PO) para controle em malha aberta.

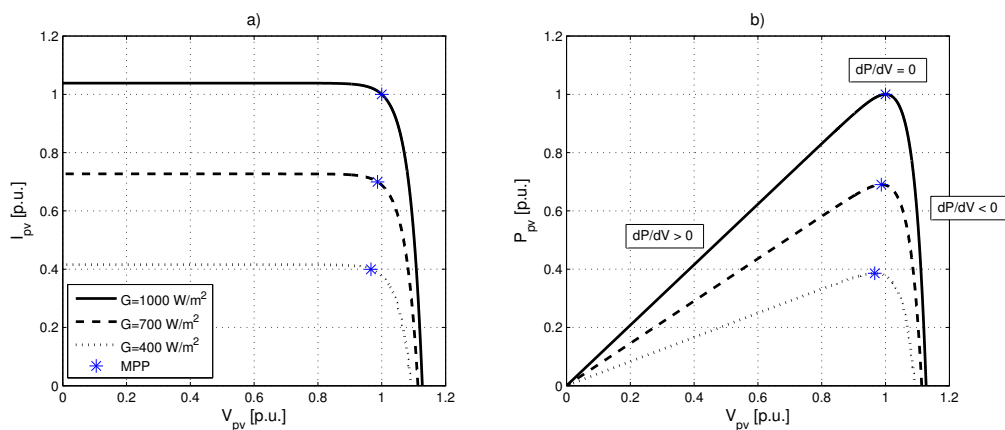


Fonte: O Autor.

B.3.2 Algoritmo de Condutância Incremental (IC)

Este algoritmo foi apresentado pela primeira vez por Hussein et al. (1995) e ganhou mais popularidade a partir do trabalho feito por Kuo, Liang e Chen (2001). O algoritmo IC está baseado no fato de que à esquerda do MPP a derivada da potência em relação à tensão é positiva, à direita do MPP a derivada é negativa, enquanto que no MPP a derivada é zero (Ver Figura B.4); o qual escreve-se matematicamente na equação (B.3).

Figura B.4: Curvas IV e PV para diferentes níveis de irradiação



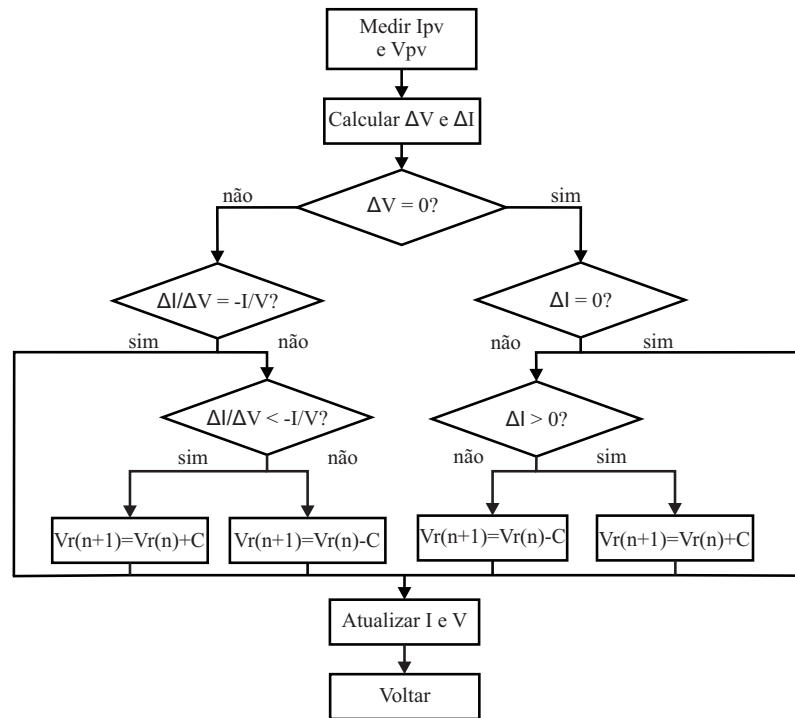
Fonte: O Autor.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} > 0 & \quad \text{Esquerda MPP} \\
\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = 0 & \quad \text{No MPP} \\
\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} < 0 & \quad \text{Direita MPP}
\end{aligned} \tag{B.3}$$

De acordo com o desenvolvido na equação (A.12) a derivada da potência em relação à tensão pode-se escrever como se indica em (B.4). Desta forma, o algoritmo IC aplicado a estruturas em malha fechada é apresentado na Figura B.5. Percebe-se que devido a infatibilidade computacional e prática de obter um valor igual a outro, ou subtrações entre valores iguais a zero, um terceiro parâmetro de tolerância deve ser ajustado neste algoritmo, o qual deve considerar a aritmética do processador (Ponto fixo ou ponto flutuante, número de bits, etc) e os erros da quantização do conversor análogo - digital.

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \approx I_{pv} + V \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \tag{B.4}$$

Figura B.5: Algoritmo de Condutância Incremental (IC) para controle em malha fechada



Fonte: O Autor.

Pode-se observar que os dois algoritmos apresentados anteriormente, partem da ideia que existe só um ponto de máxima potência. Porém, de acordo com o

apresentado na seção A.3, em condições de irradiância não homogênea podem aparecer múltiplos LMPP e um único GMPP, razão pela qual nestas condições os algoritmos apresentados anteriormente podem ficar presos em um LMPP que não necessariamente é o GMPP (CARANNANTE et al., 2009; BIDRAM; DAVOUDI; BALOG, 2012). Diferentes soluções têm sido propostas na literatura para enfrentar este problema, tais como algoritmos MPPT mais complexos (JI; JUNG; KIM, 2011; FAN, 2012; GALAN; STARZAK; TORZEWICZ, 2013; MURTAZA; CHIABERGE, 2015), o uso de algoritmos meta-heurísticos ou de inteligência artificial (JIANG; MASKELL; PATRA, 2013), trocar os diodos de *bypass* por circuitos que não percam totalmente a energia gerada pelas células sombreadas (SALAM, 2012) e incluso fazer uma amostragem periódica da curva P vs V do painel usando as medidas da carga de um capacitor (PARLAK, 2014).

B.4 Análises comparativas

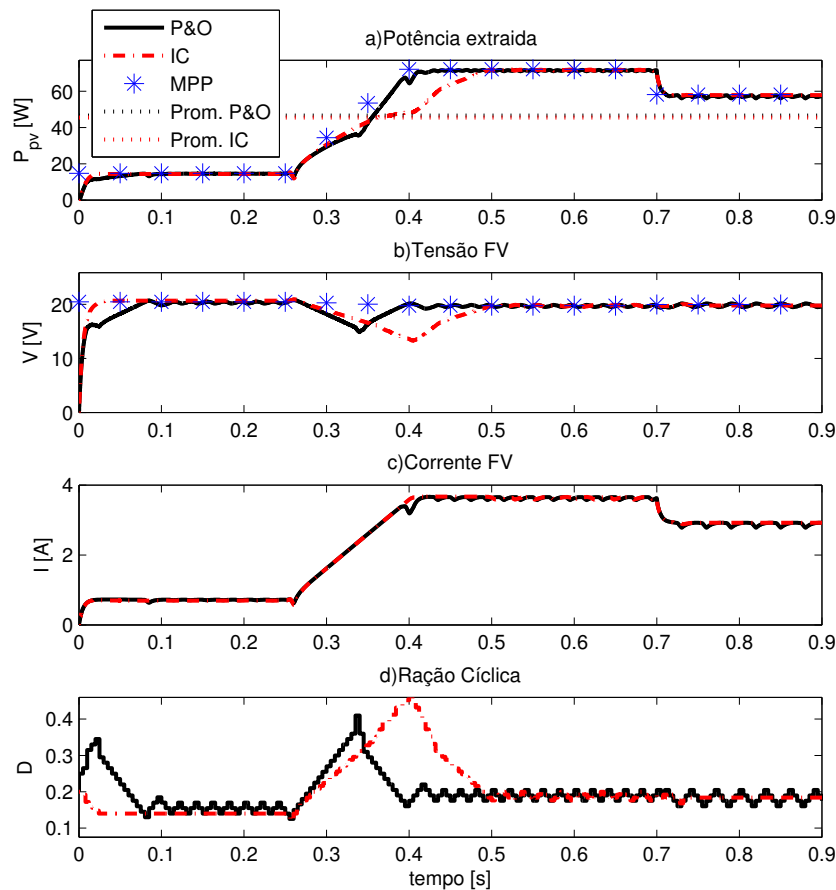
Análises comparativas entre os algoritmos MPPT e as diferentes estratégias podem ser encontradas na literatura. Comparações em relação à complexidade, velocidade da convergência ao MPP, variáveis que precisam ser medidas etc, foram apresentadas por ESRAM e CHAPMAN (2007). Em BRITO et al. (2012, 2013) diferentes Algoritmos MPPT são avaliados desde o ponto de vista de sua capacidade de extração de energia considerando perfis de irradiância de uma dia típico. Por outra parte, as duas estratégias de controle MPPT em malha fechada foram comparadas em ASSIS et al. (2011), concluindo-se que em relação à extração de energia não há diferenças significativas entre as duas estratégias (IMPPT e VMPPT).

Em SERA et al. (2013) são estabelecidas as condições nas quais os algoritmos de PO e IC rastreiam corretamente o MPP e as condições nas quais estes algoritmos erram durante variações nas condições atmosféricas. Estudos e modificações aos algoritmos PO e IC baseados em simulações foram propostos por MORALES (2010).

De acordo com os estudos anteriores, considerou-se pertinente analisar a partir de resultados de simulação, a conveniência das estratégias de controle MPPT em malha aberta e da regulação da tensão em malha fechada (VMPPT). A regulação da corrente (IMPPT) não foi considerada devido aos cuidados adicionais que devem ser levados em conta para sua implementação e que não há diferenças significativas com a estratégia VMPPT em relação à capacidade de extração de energia.

Na Figura B.6, observa-se as respostas simuladas de um controle MPPT em malha aberta comparando os dois algoritmos estudados, e aplicado num conversor Boost ligado a um barramento CC de tensão constante. Perturbações na irradiância solar foram simuladas com a finalidade de observar o desempenho dos dois algoritmos na tarefa de rastreamento do MPP, o qual pode ser avaliado com ajuda da Figura B.7 que apresenta o percorrido do ponto de operação do painel fotovoltaico nos Planos I vs V e P vs V, durante a rampa de irradiância que começa em $t = 0.25$ s. Observou-se que para as estratégias de controle em malha aberta, o tipo de perturbações mais exigentes são as rampas rápidas de irradiância.

Figura B.6: Comparação algoritmos PO e IC aplicados num conversor boost com barramento CC de tensão constante $V = 24$ V.

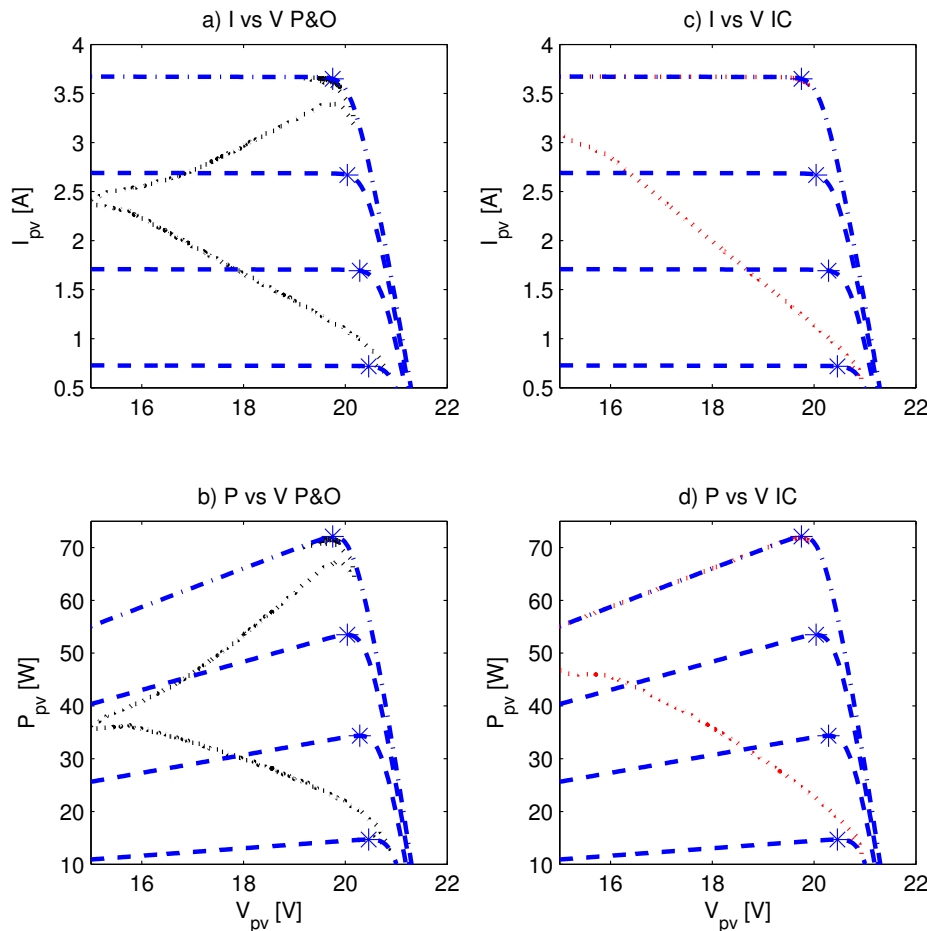


Fonte: O Autor.

Em relação ao algoritmo PO pode-se observar que há uma oscilação de regime permanente com três níveis na razão cíclica, enquanto que o algoritmo de condutância incremental produz uma resposta menos oscilatória. A quantidade de energia extraída pelos dois algoritmos é similar. Durante os transitórios devidos às mudanças atmosféricas se apreciam perturbações no sinal de tensão FV,

devido a que ambos algoritmos erram a direção de rastreamento do MPP, fato que pode ser conferido na Figura B.7. Isto acontece porque os algoritmos MPPT não tem a capacidade de diferenciar quando as mudanças nas variáveis medidas são devidas a perturbações atmosféricas ou devidas à ação de controle. Em regime permanente, observa-se que os dois algoritmos conseguem achar o MPP.

Figura B.7: Percorrido do ponto de operação do painel durante $t = 0.25$ s e $t = 0.4$ s: a. Plano I vs V PO b. Plano P vs V PO c. Plano I vs V IC d. Plano P vs V IC

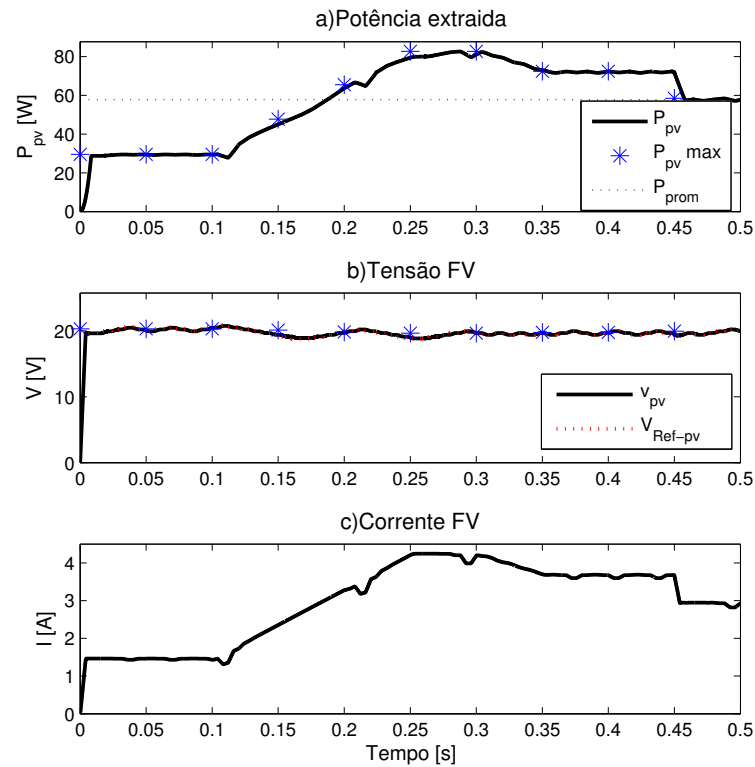


Fonte: O Autor.

Nas Figuras B.8 e B.9 apresentam-se os resultados de simulação de controle MPPT em malha fechada aplicando a estratégia de realimentação da tensão FV (VMPPT) no mesmo sistema testado anteriormente. Um controlador P+I foi usado para controlar a tensão FV.

Em relação as simulações com controle MPPT em malha aberta, observa-se que com esta estratégia o algoritmo consegue rastrear o MPP em menor tempo depois de variações atmosféricas. As perturbações na tensão FV são menores, e embora o algoritmo MPPT também erra no rastreamento do MPP durante os

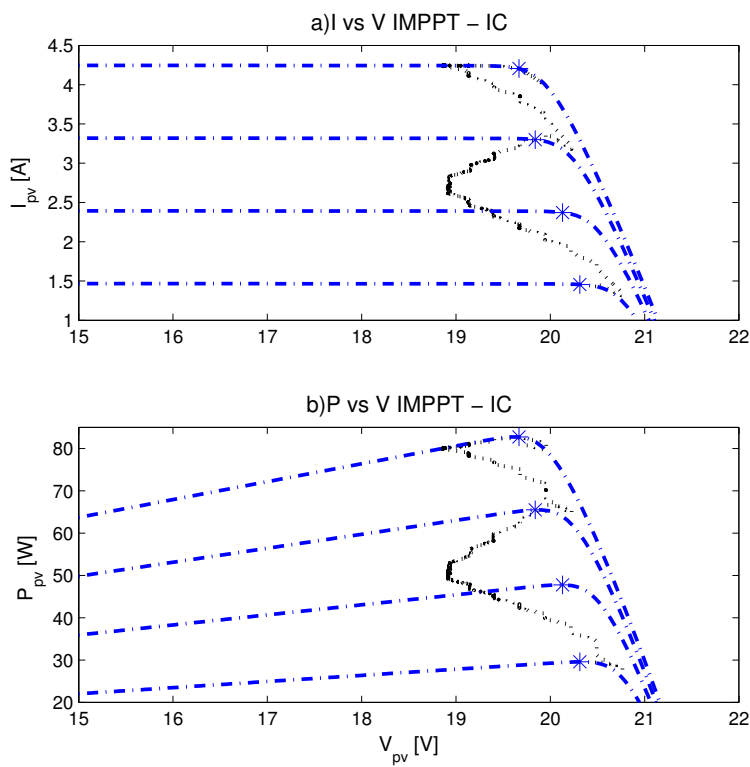
Figura B.8: Resultados de simulação da estratégia de controle VMPPT num conversor boost com barramento CC de tensão constante $V = 24\text{ V}$



Fonte: O Autor.

transitórios, o ponto de operação do painel fica mais perto do MPP como pode-se conferir comparando as figuras B.7 e B.9. O fato anterior obedece a que ao controlar a tensão e esta ser quase a mesma para diferentes irradiâncias, então o ponto de operação do painel tende a ficar perto do MPP. Outra vantagem desta estratégia de controle é que na realidade, o barramento CC sofre perturbações devido à injeção de potência alternada à rede por parte do inversor. Em sistemas monofásicos, essas perturbações possuem uma frequência igual ao dobro da frequência da rede elétrica (FEMIA et al., 2009; HU et al., 2010) e provocam a oscilação da tensão FV. Isto conseqüentemente causa perdas pela oscilação ao redor do MPP e por tanto é um efeito não desejado. Em malha aberta esta perturbação se refleti na tensão FV sem controle nenhum, enquanto que ao adicionar um controle de tensão, o controlador atenuará estes efeitos.

Figura B.9: Percorrido do ponto de operação do painel durante $t = 0.1$ s e $t = 0.3$ s aplicando estratégia VMPPT: a. Plano I vs V b. Plano P vs V.

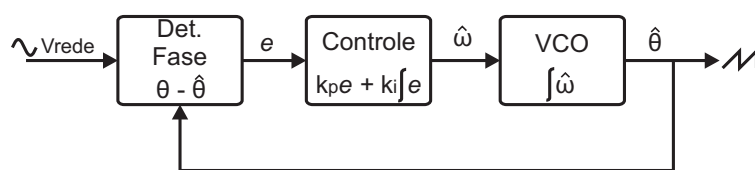


Fonte: O Autor.

Apêndice C – Métodos de sincronização com a rede

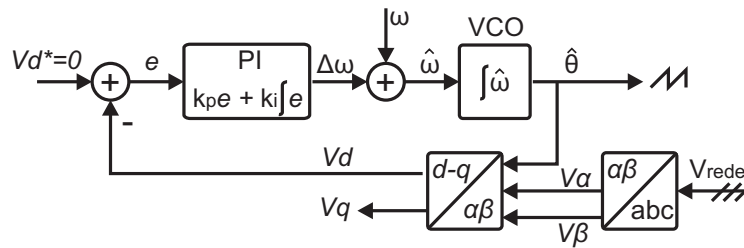
O desempenho do controlador de corrente em SER ligados à rede elétrica está altamente influenciado pelo desempenho do sistema que gera o sinal de sincronismo. As informações de fase, frequência, e amplitude da tensão da rede são críticas e precisa-se de algoritmos confiáveis e robustos que possam providenciar essas informações com a melhor exatidão a precisão possível, além de rapidez. Diversas estratégias de sincronização estão reportadas na literatura, algumas baseadas na detecção do cruzamento por zero ou em filtros para os sinais de tensão. Porém, na atualidade a técnica do *Phase Locked Loop* (PLL) é a mais empregada, devido a ser um sistema em malha fechada que monitora constantemente a tensão da rede. Um diagrama genérico de um PLL é apresentado na Figura C.1, o qual é composto por um bloco detector de fase, um controlador, que geralmente é um PI, e finalmente há um oscilador controlado por tensão ou VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) (YANG; WANG; BLAABJERG, 2014).

Figura C.1: Diagrama genérico de um PLL.



Fonte: O Autor.

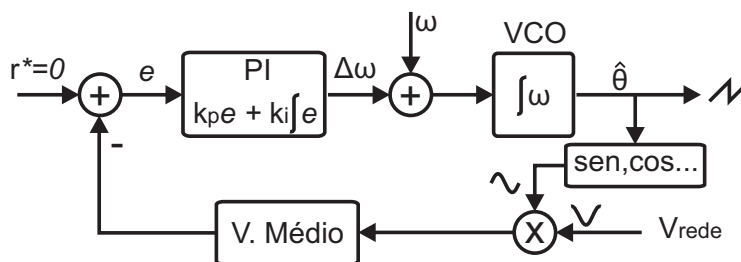
Uma implementação típica de um PLL trifásico é apresentada na Figura C.2, a qual usa a transformação $d-q$ e por tanto é conhecido como SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame-PLL*). O ângulo estimado pelo algoritmo alimenta o bloco da transformação $d-q$, e depois a tensão do eixo direto V_d é realimentada ao controlador PI que tenta mantê-la em zero. Com a finalidade de melhorar o desempenho do PLL em redes distorcidas e com tensões desbalanceadas, diferentes algoritmos e técnicas de filtragem tem sido apresentadas na literatura, para que o PLL opere somente com as componentes de sequência positiva.

Figura C.2: PLL trifásico usando a transformação $d-q$.

Fonte: O Autor.

Algumas técnicas de melhoramento do PLL da Figura 10 são o EPLL (Enhanced PLL) (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004), a utilização da teoria PQ (SILVA et al., 2006) as técnicas de desacople no sistema $d-q$ (RODRÍGUEZ et al., 2007), ou a aplicação do operador DSC (*Delayed Signal Cancellation*) segundo Golestan et al. (2015).

Na Figura C.3 ilustra-se uma alternativa ao SRF-PLL, a qual está baseada no fato de que o valor médio do produto de dois sinais ortogonais é zero. O método consiste em aplicar uma função trigonométrica ao ângulo estimado e multiplicar o sinal obtido pelo sinal da rede. O controlador PI atuará para que estes sinais sejam ortogonais e consequentemente valor médio do seu produto se aproxime a zero. Embora na Figura C.3, apresenta uma implementação monofásica, o conceito facilmente pode ser levado à implementação trifásica através da obtenção de sinais desfasados 120° e multiplicando-os pelos sinais correspondentes da rede. Posteriormente, o valor médio de cada um destes resultados é somado e realimentado (PÁDUA et al., 2007).

Figura C.3: PLL usando o valor médio do produto de dois sinais ortogonais.

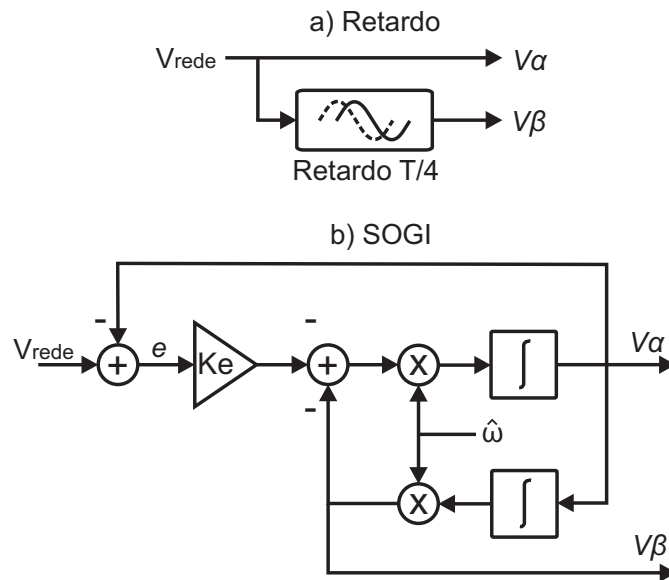
Fonte: O Autor.

Em relação aos sistemas monofásicos, usam-se as mesmas estruturas dos sistemas trifásicos, simplesmente deve ser adicionado um bloco gerador de sinais ortogonais e filtragem. A estratégia utilizada para realizar essas duas funções é a principal diferença entre os diferentes tipos de PLL na literatura.

Na Figura C.4a apresenta-se a forma mais simples de gerar os sinais orto-

gonais, a qual consiste em introduzir um retardo equivalente a um quarto do período do sinal de tensão da rede elétrica. Desta forma não há nenhuma função de filtragem o qual pode afetar o desempenho do PLL (BLAABJERG et al., 2006). Com o conceito de SOGI que foi aplicado no controle PR pode gerar dois sinais ortogonais, e um deles em fase com a rede. Na Figura C.4b, apresenta-se o diagrama de blocos do SOGI como gerador de sinais ortogonais. Esta implementação traz como benefício que as componentes diferentes da fundamental são filtradas, e por tanto as componentes harmônicas geram menos efeitos negativos sobre o desempenho do PLL (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; YANG; WANG; BLAABJERG, 2014).

Figura C.4: Alternativas de geração de sinais ortogonais. a. Implementando retardo. b Utilizando um gerador ortogonal de segunda ordem.

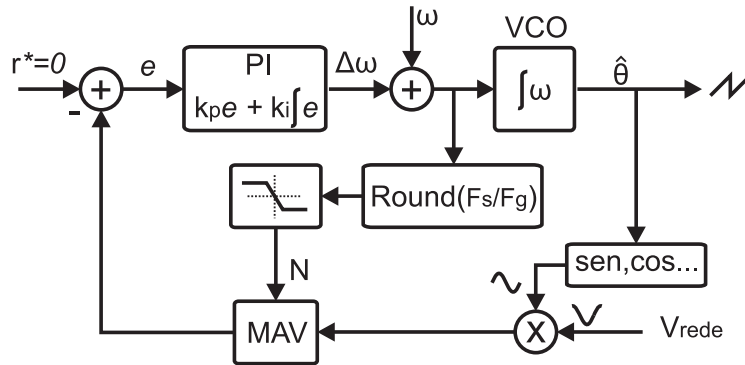


Fonte: O Autor.

C.1 PLL adaptativo baseado no Filtro MAV

Neste trabalho, foi utilizado um PLL monofásico baseado na estrutura da Figura C.3. O algoritmo de valor médio está baseado no filtro MAV (*Moving Average*) de janela variável conforme foi proposto por Destro et al. (2013), o qual consiste num filtro com a capacidade de se adaptar aos desvios da frequência nominal da rede, mediante a mudança das amostras que leva em consideração, conforme à Figura C.5. Esta implementação adaptativa com a frequência é útil, pois garante uma boa estimação da frequência da rede por parte do PLL, mesmo quando há desvios da frequência nominal desta, diminuindo a componente alterada do sinal da frequência estimada.

Figura C.5: PLL utilizando o filtro MAV para calcular o valor médio do produto dos sinais ortogonais.

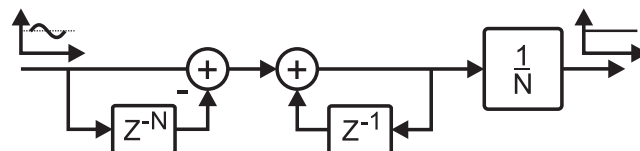


Fonte: O Autor.

Na Figura C.6 é apresentado o diagrama de blocos do filtro MAV, na qual pode-se observar sua simplicidade computacional pois são necessários dois retardos, duas somas e uma divisão. O valor de N é a relação entre a frequência de amostragem (f_s) e a frequência do sinal alternado que deve ser filtrado. Desta forma, para o caso da estrutura apresentada na Figura C.5, $N = f_s/(f_g)$, embora estritamente a frequência do sinal de entrada do filtro MAV é duas vezes a frequência da rede.

Uma forma eficiente de calcular o valor médio utilizando o filtro MAV, é implementar o retardo das N amostras da Figura C.6 através de um *buffer* circular de N posições. Para isto, se faz a leitura do valor atual o qual é utilizado para realizar a primeira soma junto com o valor atual do *buffer*. Após obter este resultado é possível atualizar o este valor do *buffer* com o valor lido e aumentar o ponteiro para a seguinte posição do *buffer*. Este ponteiro deve ser reinicializado cada vez que o valor da última posição do *buffer* é atualizado. Desta maneira evita-se a atualização de todas as posições do *buffer* durante cada processo de amostragem, fato pelo qual esta implementação é conhecida como *buffer* circular.

Figura C.6: Diagrama de blocos do filtro MAV.



Fonte: O Autor.

Para a implementação adaptativa deste algoritmo é preciso ter um *buffer* com número de posições variável. Uma das alternativas mais simples para conseguir o mesmo efeito, consiste em definir um *buffer* com uma quantidade fixa de posições (N_{max}), que será definida de acordo com a mínima frequência da rede na qual

deve operar o PLL, condição na qual a relação $N = f_s/(2f_g)$ é máxima. Posteriormente, de acordo com a frequência que o PLL estima ($\hat{\omega}_g$), a relação $w_s/(2\hat{\omega}_g)$ é calculada e arredonda-se este valor ao número inteiro mais próximo, conforme ilustra a Figura C.5. O valor obtido neste processo, corresponde com o N atual que será considerado pelo algoritmo MAV para fazer os cálculos do valor médio. Na Tabela C.1, apresentam-se os parâmetros utilizados no PLL implementado na prática.

Tabela C.1: Parâmetros do PLL implementado

Parâmetro	símbolo	Valor
Ganho proporcional	k_p	35, 35
Ganho integral	k_i	625
Faixa de desvios da frequência nominal considerada	Δv_g	$\pm 2 \text{ Hz}$
Frequência de amostragem	f_s	13,5 kHz
Posições máximas do buffer	N_{max}	232
Posições mínimas do buffer	N_{min}	218