UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Amilcar Flamarion Querubini
Gonçalves**

**Sistema de Geração Distribuída
Controlado em Tensão e Potência e
Utilizado de Forma Isolada ou
Conectada à Rede de Distribuição**

São Carlos
2015

**Amilcar Flamarion Querubini
Gonçalves**

**Sistema de Geração Distribuída
Controlado em Tensão e Potência e
Utilizado de Forma Isolada ou
Conectada à Rede de Distribuição**

Tese de doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2015

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

G635s Gonçalves, Amilcar Flamarion Querubini
Sistema de geração distribuída controlado em tensão
e potência e utilizado de forma isolada ou conectada à
rede de distribuição / Amilcar Flamarion Querubini
Gonçalves; orientador Ricardo Quadros Machado. São
Carlos, 2014.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2014.

1. Eletrônica de potência. 2. Geração distribuída.
3. Fontes alternativas. 4. Controle de potência. 5.
Controle de conversores CC-CA. 6. Compensação
harmônicas de tensão. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **AMILCAR FLAMARION QUERUBINI GONÇALVES.**

Título da tese: "Sistema de geração distribuída controlado em tensão e potência e utilizado de forma isolada ou conectada à rede de distribuição".

Data da defesa: 29/01/2015

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Ricardo Quadros Machado (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Ernesto Ruppert Filho**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Prof. Associado **Lourenço Matakas Júnior**
(Escola Politécnica/EP-USP)

Cegroudo

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Agradecimentos

À Deus por mais esta oportunidade na minha vida.

Aos meus pais pela confiança, amor e carinho durante minha jornada.

Aos meus irmãos pela amizade.

À Samirys pelo apoio, companhia e carinho durante o período do meu doutorado.

Ao Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado pela orientação e conselhos na minha vida profissional.

À Prof^a. Dr^a. Vilma Alves de Oliveira pelas contribuições durante meu doutorado.

Aos colegas do Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE) pela amizade e colaboração durante os anos de convivência na pós-graduação.

À Escola de Engenharia de São Carlos (EESC/USP) pela oportunidade e disponibilidade de sua instituição na realização deste trabalho.

Aos professores da EESC por todo o aprendizado na pós-graduação.

À todos os funcionários da EESC que de alguma forma colaboraram na execução deste trabalho.

Aos amigos de São Carlos, em especial aos amigos da República Gaiola pelos momentos de descontração e companhia.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pelo auxílio financeiro que possibilitou a realização esta pesquisa.

Resumo

Gonçalves, Amilcar Flamarion Querubini **Sistema de Geração Distribuída Controlado em Tensão e Potência e Utilizado de Forma Isolada ou Conectada à Rede de Distribuição.** 148 p. Tese de doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2015.

Esta tese apresenta uma estratégia de controle para gerenciar a potência entregue ou absorvida da rede, independente de características das cargas locais. Para atingir este objetivo é utilizado um inversor fonte de tensão (VSI) que funcionará semelhante a um sistema de geração distribuída (GD) ou como um filtro ativo. O VSI é controlado por meio de controladores clássicos em cascata, nos quais a malha interna é utilizado para estabilizar a corrente e a malha externa controla a tensão nos terminais de saída da GD. Para melhorar a resposta do VSI são colocados filtros ressonantes em paralelo ao controlador de tensão (P+RES). Além disso, as respostas dos filtros ressonantes são melhoradas através da utilização de um método adequado de discretização, no qual os coeficientes são alterados dinamicamente mediante a frequência de sincronismo produzido pelo algoritmo de sincronismo (PLL). O controle de potência apresenta duas estruturas de controle em malha fechada: uma para controlar a potência reativa através da rede pelo ajuste da amplitude da tensão da GD, e a outra para controlar a potência ativa, modificando o ângulo de defasagem entre as tensões da rede e as tensões GD. Por fim, um conjunto de simulações e resultados experimentais é apresentado para validar todas as propostas deste trabalho.

Palavras-chave: Eletrônica de potência. Conversores CC-CA. Geração Distribuída.

Abstract

Gonçalves, Amílcar Flamarion Querubini **Distributed Generation System Controlled in Voltage and Power Modes for Stand-alone or Grid-tie Operation.** 148 p. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2015.

This thesis presents a control strategy to manage the power delivered to or absorbed from the grid, independently of the local load characteristics. To achieve this goal, a voltage source inverter (VSI) will work as a distributed generation system (DG) or according to active filter. The VSI will be controlled by means of a double cascade classical controller, in which the inner loop is used to stabilize the VSI output current and the outer loop controls the DG terminal voltage. To improve the response of the VSI, resonant filters are placed in parallel. Additionally, resonant filter dynamic responses are enhanced through the use of a proper discretization method, in which the coefficients are changed dynamically by means of the synchronism frequency produced by the phase-locked loop (PLL) algorithm. This study also exhibits two closed-loop structures: one to control the reactive power through the grid by adjusting the DG voltage amplitude, and the other to control the active power by modifying the angle of displacement between the grid and the DG voltages. Both power control structures operate adequately in decoupled operation mode, so that one has a faster dynamic response than the other. To verify all statements proposed in this thesis, a set of simulations and experimental results are presented.

Keywords: Power electronics. DC-AC conversion. Distributed Generation.

Lista de ilustrações

Figura 1	Principais divisões dos sistemas conectados à rede.	33
Figura 2	Diagrama convencional do sistema de UPS.	34
Figura 3	Filtro ativo série.	35
Figura 4	Filtro ativo paralelo.	36
Figura 5	Diagrama unifilar básico de uma topologia UPQC.	37
Figura 6	Diagrama ilustrativo da classificação de UPQC.	38
Figura 7	Diagrama ilustrativo de um sistema de GD.	39
Figura 8	Diagrama de controle da proposta de Vasquez.	45
Figura 9	Diagramas de controle propostos por He, Li e Munir (2012).	47
Figura 10	Diagramas do controle propostos por He, Li e Blaabjerg (2014).	49
Figura 11	Diagrama do filtro ativo de potência controlado em corrente.	50
Figura 12	Diagrama geral do sistema e controle.	55
Figura 13	Diagrama de controle do PLL	56
Figura 14	Circuito monofásico que representa uma fase do circuito da GD.	57
Figura 15	Diagrama geral do controle do conversor CC-CA.	60
Figura 16	Diagramas de bode para diferentes relações de ganho da malha de controle do inversor.	62
Figura 17	Diagramas de bode para diferentes relações de ganho da malha de controle do inversor.	63
Figura 18	Diagrama geral do conversor CC-CC.	64
Figura 19	Diagrama geral do controle do conversor CC-CC.	66
Figura 20	Diagramas de bode para diferentes relações de ganho da malha de controle do conversor CC.	67
Figura 21	Diagrama de blocos mostrando o controlador P em paralelo com os filtros ressonantes.	69
Figura 22	Diferenças na tensão do conversor quando há ou não filtro dinâmico na presença de variação de frequência.	73

Figura 23	Detalhe comparando a tensão do conversor com e sem filtro dinâmico no sistema.	73
Figura 24	FFT do sinal de tensão do conversor para controle com filtros ressonantes dinâmicos.	74
Figura 25	FFT do sinal de tensão do conversor para controle com filtros ressonantes estáticos.	74
Figura 26	Algoritmo de conexão.	78
Figura 27	Superfícies de análise das variações paramétricas das equações (47) e (48).	83
Figura 28	Diagrama de blocos do controle das potências ativa e reativa.	84
Figura 29	Diagrama ilustrando a inserção do método <i>SFS</i> no controle da GD. . .	85
Figura 30	Superfícies de análise das variações paramétricas do método <i>SFS</i>	86
Figura 31	Diagrama geral do sistema simulado.	90
Figura 32	Carga não linear.	92
Figura 33	FFT dos sinais da simulação com carga não linear.	92
Figura 34	Acionamento da carga desequilibrada.	93
Figura 35	Acionamento do motor de indução trifásico.	95
Figura 36	Transferência de potência para a rede.	96
Figura 37	Transferência de potência para a rede.	97
Figura 38	FFT dos sinais da Figura 37.	97
Figura 39	Bancada experimental.	100
Figura 40	Acionamento de carga não linear. Horizontal: 20 ms/div. Vertical: corrente 2 A/div e tensões 50 V/div.	101
Figura 41	Motor de indução trifásico. Horizontal: 20 ms/div. Vertical: corrente 2 A/div e tensões 50 V/div.	102
Figura 42	Carga desequilibrada. Vertical: Correntes 1 A/div e tensões 30 V/div. Horizontal: 50 ms/div	103
Figura 43	Degrau de tensão na fonte CC. Vertical: corrente CC 2 A/div, corrente CA 1 A/div e tensões 50 V/div. Horizontal: 50 ms/div.	104
Figura 44	Inicialização do conversor CC-CC, conexão na rede, transferência de potência e desconexão. Horizontal: 5 s/div. Vertical: correntes 1 A/div e tensões 50 V/div.	105
Figura 45	Transferência de potência.	107
Figura 46	Variação de frequência. Vertical: frequência da rede 0,25 Hz/div; potência ativa 15 W/div e potência reativa 15 VAr. Horizontal: 500 ms/div.	108
Figura 47	Variação de frequência.	109

Figura 48	Harmônicos na rede. Vertical: traços superiores - tensão e corrente. Traços inferiores - tensão e corrente na rede. Tensões 30 V/div e correntes 5 A/div. Horizontal: 5 ms/div.	110
Figura 49	<i>Flicker</i> . Vertical: correntes 5 A/div e tensões 50 V/div. Horizontal: 2 s/div.	111
Figura 50	Detecção de ilhamento sem realimentação positiva. Horizontal: 1 s/div. Vertical: tensão do relé 5 V/div, corrente 0.2 A/div e tensões CA 50 V/div.	112
Figura 51	Detecção de ilhamento com realimentação positiva. Horizontal: 20 ms/div. Vertical: tensão do relé 5 V/div, corrente 0.2 A/div e tensões CA 50 V/div.	113
Figura 52	Dimensionamento do filtro LC	127
Figura 53	Tensões e corrente sobre L_s	129
Figura 54	Inversor trifásico Semikron.	132
Figura 55	Componentes para confecção do filtro LCL.	132
Figura 56	Fontes de corrente contínua.	132
Figura 57	Drive de acionamento do conversor.	133
Figura 58	Placa de condicionamento de corrente.	133
Figura 59	Placa de condicionamento de tensão.	134
Figura 60	Processador digital de sinais.	134

Lista de tabelas

Tabela 1	Parâmetros utilizados no projeto do <i>PLL</i>	56
Tabela 2	Parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente.	60
Tabela 3	Parâmetros utilizados no projeto do controlador de tensão.	61
Tabela 4	Parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente do <i>boost</i> . .	66
Tabela 5	Parâmetros utilizados no projeto do controlador de tensão do <i>boost</i> . . .	66
Tabela 6	Parâmetros dos controladores de potência ativa e reativa.	84
Tabela 7	Parâmetros do inversor e componentes utilizados.	90
Tabela 8	Parâmetros do motor trifásico.	94
Tabela 9	Parâmetros do motor utilizado para os ensaios da bancada.	101

Lista de siglas

A/D Analógico/Digital

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

DSP Processador Digital de Sinais - *Digital Signal Processor*

FAP Filtro Ativo de Paralelo

FFT Transformada Rápida de Fourier - *Fast Fourier Transform*

FAS Filtro Ativo Série

GD Geração Distribuída

HCM *Hybrid Voltage and Current Controller*

IIR *Infinite Impulse Response*

LC Filtro composto por Indutor e Capacitor

LCL Filtro composto por Indutor, Capacitor e Indutor

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PI Controlador Proporcional-Integral

P+RES Controlador Proporcional Mais Ressonante

PLL *Phase Locked Loop*

PRODIST Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

PWM Modulação por Largura de Pulso - *Pulse Width Modulation*

SDFT Transformada de Fourier Discreta Deslizante *Sliding Discrete Fourier Transform*

SFS *Sandia Frequency Shift*

SOGI Integrador Generalizado de Segunda Ordem - *Second Order Generalized Integrator*

THD Distorção Harmônica Total - *Total Harmonic Distortion*

UPQC Condicionador Unificado de Qualidade de Energia - *Unified power quality conditioner*

UPS Sistema Ininterrupto de Energia - *Uninterruptable Power System*

VSI Inversor Fonte de Tensão - *Voltage Source Inverter*

ZND Zona de Não Detecção

ZOH *Zero-Order Holder*

Lista de símbolos

$\alpha\beta$	Referência estática produzida pela transformação de Clarke
C	Capacitor
C_{conv}	Capacitância do filtro LC da GD
$\Delta\beta$	Variação de ângulo para correção de potência ativa
ΔV	Variação de tensão para correção de potência reativa
$\Delta\omega$	Ajuste da frequência angular do PLL
D	Tempo em que a chave encontra-se no estado de ligado
D'	Equivalente a $1 - D$
E	Ajuste de amplitude de controle de potência ativa no controle de <i>droop</i>
ϕ	Ângulo de fase do controle de potência ativa no controle de <i>droop</i>
G_v	Função de transferência da malha de tensão
G_i	Função de transferência da malha de corrente
G_{OL}	Função de transferência de malha aberta
G_p	Função de transferência da malha de potência ativa
G_{PI}	Função de transferência da malha do PI
G_q	Função de transferência da malha de potência reativa
H_i	Ganho do sensor da corrente i
H_{i_g}	Ganho do sensor da corrente i_g
H_v	Ganho do sensor da tensão v

H_{v_g}	Ganho do sensor da tensão v_g
h	Ordem harmônica do filtro ressonante
i	Corrente medida da GD
i_C	Corrente produzida pelo FAP
i_g	Corrente medida da rede
i_l	Corrente medida no indutor L
i_L	Corrente da carga
i_o	Corrente medida no indutor L_o
i_{ref}	Referência de corrente
i_S	Corrente da rede
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho integral
k_i	Ganho dos filtros ressonantes
k_R	Ganho dos controladores ressonantes
L	Indutor
L_{conv}	Indutância do filtro LC da GD
L_o	Indutância entre GD e rede
L_s	Indutância de acoplamento da rede
mf	Margem de fase
n_0	Número de períodos de T_0
P	Potência Ativa
PI_i	Controlador de proporcional-integral de corrente
P_v	Controlador de proporcional de tensão
P_P	Controlador de potência ativa
P_Q	Controlador de potência reativa
P_{ref}	Referência de potência ativa

Q_{ref}	Referência de potência reativa
Q	Potência Reativa
r_1	Perda resistiva no indutor L_{conv}
r_2	Perda resistiva no indutor L_s
$R_v + j\omega L_v$	Impedância virtual no controle de <i>droop</i>
r_D	Perda resistiva no diodo
r_L	Perda resistiva no indutor
r_{on}	Perda resistiva na chave IGBT
t_r	Tempo de resposta desejada para a frequência fundamental
T_0	Período da frequência fundamental
T_S	Período de amostragem
θ_{PLL}	Ângulo de sincronismo produzido pelo algoritmo do <i>PLL</i>
u	Vetor de entrada
$\tilde{u}$	Pequena perturbação
U	Valor médio
V_{cc}	Tensão do barramento CC
v_F	Tensão produzida pelo filtro ativo
v_g	Tensão medida da rede
v	Tensão medida da GD
v_{ref}	Referência de tensão
V	Valor <i>rms</i> de v
V_g	Valor <i>rms</i> de g
ξ	Fator de amortecimento
x	Vetor de estados
$\dot{x}$	Diferencial do vetor de estados
$\tilde{x}$	Pequena perturbação

X	Valor médio
x^*	Variável de referência, onde x representa uma variável qualquer
$\tilde{x}$	Pequena perturbação em um sinal (Valor CA), onde x representa uma variável qualquer
W_{PLL}	Valor médio de ω_{PLL}
ω_0	Frequência fundamental dos filtros ressonantes
ω_c	Frequência de corte do filtro
ω_{FCL}	Frequência de corte de malha fechada
ω_{PLL}	Frequência angular produzido pelo algoritmo do PLL
ω_n	Frequência natural
ω_r	Frequência angular de referência do PLL
Z_L	Impedância da carga por fase

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Fontes Alternativas de Interesse	29
1.2	Contribuição do Trabalho	31
1.3	Objetivos	31
1.4	Organização do Texto	31
2	Principais Categorias de Inversores de Potência Conectados à Rede	33
2.1	UPS - Sistema Ininterrupto de Energia	33
2.2	Filtros Ativos	34
2.2.1	Filtros ativos série	35
2.2.2	Filtros ativos paralelo	35
2.2.3	Condicionador Unificado de Qualidade de Energia - UPQC	36
2.3	Geração Distribuída	37
2.3.1	Modos de controle em GD	39
2.4	Considerações Finais	40
3	Revisão Bibliográfica	43
3.1	Principais Trabalhos Abordados	43
3.2	Considerações Finais	51
4	Análise e Controle da GD	53
4.1	Descrição do sistema	53
4.2	Algoritmo de Sincronismo - PLL	54
4.3	Controle do Conversor CA	56
4.3.1	Modelagem da planta da geração distribuída	57
4.3.2	Critério de projeto dos controladores	59
4.4	Controle do Barramento CC	61
4.5	Filtros Ressonantes	68

4.5.1	Discretização das equações dos filtros para uso no controle digital .	69
4.5.2	Determinação do ganho k_R dos filtros ressonantes	71
4.5.3	O problema da sintonia da frequência de corte dos filtros com a frequência da rede elétrica	71
4.6	Considerações Finais	75
5	Conexão com a Rede e Transferência de Potência	77
5.1	Algoritmo de Conexão	77
5.2	Controle de Potência	78
5.2.1	Análise do Fluxo de potência	80
5.3	Projeto dos Controladores de Potência	82
5.4	Identificação de Ilhamento	84
5.4.1	Método para Identificação de Ilhamento: <i>Sandia Frequency Shift</i> .	85
5.5	Considerações Finais	86
6	Simulações	89
6.1	Sistema Simulado	89
6.2	Ensaio com Carga Não Linear	91
6.3	Ensaio com Carga Desequilibrada	91
6.4	Ensaio com Motor de Indução Trifásico	93
6.5	Transferência de Potência para Rede	94
6.6	Comportamento da GD com Distorções Harmônicas de Tensão na Rede .	96
6.7	Considerações Finais	98
7	Resultados Experimentais	99
7.1	Modo Isolado	100
7.1.1	Carga não linear	100
7.1.2	Motor de indução trifásico	101
7.1.3	Carga desequilibrada	102
7.1.4	Variação de tensão na fonte CC	102
7.2	Modo Conectado	103
7.2.1	Transferência de potência	105
7.2.2	Variação de frequência na rede	106
7.2.3	Harmônicos na rede	110
7.2.4	Flutuação de tensão	110
7.3	Ilhamento	112
7.4	Considerações Finais	113
8	Conclusões e Continuidade do Trabalho	115
8.1	Conclusões	115
8.2	Sugestões Para Continuidade do Trabalho	116

8.3	Trabalhos Publicados	116
8.3.1	Trabalhos publicados em anais de eventos	117
8.3.2	Trabalhos publicados em periódicos	117
Referências		119
Apêndices		125
APÊNDICE A	Dimensionamento de L_{conv} e C_{conv}	127
APÊNDICE B	Cálculo do Valor de L_s para Máxima Transferência de Potência	129
APÊNDICE C	Descrição da Bancada	131
C.1	Dispositivos de Potência	131
C.2	Condicionamento de sinais	131
C.3	Processador Digital de sinais	133
Anexos		135
ANEXO A	Folha de Dados do Inversor	137
ANEXO B	Esquemático do Drive de Acionamento do Inversor	141
ANEXO C	Esquemático das Placas de Sensoriamento de Corrente e Tensão CC	143
ANEXO D	Esquemático das Placas de Sensoriamento de Tensões CA	147

Introdução

Pode-se dizer que a geração distribuída (GD) é a geração de energia elétrica próxima ou "junta" do consumidor e, como consequência, há a diminuição do uso de sistemas de transmissão em termos de menores perdas e custos. O uso da GD conectada à rede de distribuição traz vários benefícios ao fornecimento de energia elétrica tais como: a melhoria dos níveis de tensão, a redução das perdas de potência em projetos de cogeração, não agressão ao meio ambiente em plantas ecologicamente corretas, entre outros (EL-KHATTAM; SALAMA, 2004; POURESMAEIL; MONTESINOS-MIRACLE; GOMIS-BELLMUNT, 2012; MA; HUANG, 2011). Além disso alguns autores as consideram como a solução para a demanda crescente de energia elétrica (FARRET; SIMÕES, 2006).

Em vista dessa demanda por energia elétrica, os sistemas de GD são soluções interessantes por possuírem baixo impacto ambiental, visto que com seu uso há a redução na capacidade de produção de energia de usinas convencionais a base de carvão vegetal, gás natural, hidráulica e até mesmo nuclear, bem como, a possibilidade de instalações modulares, ou seja, sendo possível o incremento da potência instalada à medida que há um aumento da demanda por parte dos consumidores que são supridos através de sistemas de GD (KEYHANI; MARWALI; DAI, 2009).

Por outro lado, a crescente utilização de cargas não lineares, tais como os retificadores não controlados, os controladores de potência tiristorizados (*dimmers*), as lâmpadas a LED e lâmpadas compactas, podem degradar a qualidade de energia elétrica no sistema de distribuição de energia (HE et al., 2014). Neste sentido, algumas pesquisas propõem soluções como a utilização dos sistemas de GD ora como filtro ativo, ora como fonte, desta forma, ocorre a melhoria da qualidade de energia elétrica e injeção do excedente de potência na rede de distribuição (TANG; TSANG; CHAN, 2012; HE et al., 2014; ILLINDALA; VENKATARAMANAN, 2012; ROCABERT, 2012).

Neste contexto, a GD pode promover a cogeração (MARQUEZINI et al., 2008) e melhorar a eficiência global da rede elétrica (EL-KHATTAM; SALAMA, 2004). As vantagens técnicas mais importantes para a utilização desse tipo de geração estão relacionadas com a melhoria da qualidade de energia na rede de distribuição e redução de perdas, principalmente

em redes radiais (YANG; HUANG, 2010). Entretanto, caso a inserção dessas novas fontes não seja feita de forma adequada, podem surgir problemas relacionados ao planejamento (CATALIOTTI et al., 2008), controle e gerenciamento do sistema elétrico, uma vez que elas modificam a capacidade de curto-circuito da rede na qual são inseridas, causando mal funcionamento na coordenação de relés de proteção e diminuição da qualidade de energia (DUGAN; MCDERMOTT, 2002; CAMPOCCIA et al., 2003; CHAITUSANEY; YOKOYAMA, 2005).

A GD decorrente do uso de fontes alternativas está sendo incentivada pelo governo federal por meio de órgãos como a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e Ministério de Minas e Energia com a finalidade de promover soluções para os problemas de fornecimento de energia elétrica. Nesse contexto, o governo federal lançou incentivos através de leis e programas governamentais para o desenvolvimento e instalação de sistemas de GD que utilizam fontes alternativas de energia como energia primária (BRASIL. Decreto n. 2003, ; BRASIL. Decreto n. 5.025/2004, 2004).

Com a disseminação do uso de GD e sua conexão na rede, diversas normas e padrões internacionais foram criados e adotados para minimizar os impactos causados nos sistemas de distribuição (IEEE Std 1159-2009, 2009; IEEE Std 519-1992, 1993; ANEEL, 2012a). Como critérios de qualidade de energia estabelecidos pelos Procedimentos de Distribuição de Energia elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), a geração distribuída de energia deve fornecer tensões com baixas distorções harmônicas, amplitude e frequência de acordo com os valores da rede no ponto da conexão. Neste sentido, é necessário que a proteção da GD seja realizada através de sistemas anti-ilhamento com capacidade para desconectá-la da rede em caso de contingências (ROCABERT et al., 2011)

No Brasil, a partir de 17 de abril de 2012, a ANEEL lançou a resolução normativa nº 482 no Diário Oficial da União, que estabeleceu as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, ao sistema de compensação de energia elétrica e dá outras providências, ou seja, a partir deste momento o consumidor brasileiro ficou apto a gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes alternativas, além de poder injetar na rede o excedente de sua produção (ANEEL, 2012b).

Em dezembro de 2008 a ANEEL aprovou a primeira versão do PRODIST cuja ideia é apresentar os documentos elaborados pela ANEEL que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica. Estes procedimentos estão sendo constantemente atualizados e são constituídos de nove módulos, sendo eles divididos em: 1 - introdução; 2 - planejamento da expansão do sistema de distribuição; 3 - acesso ao sistema de distribuição; 4 - procedimentos operativos do sistema de distribuição; 5 - sistemas de medição; 6 - informações requeridas e obrigações; 7 - cálculo de perdas na distribuição; 8 - qualidade da energia elétrica; 9 - ressarcimento de danos elétricos.

Cabe ressaltar que o módulo 3 é que determina os requisitos para que os sistemas de GD se conectem na rede e o módulo 8 estabelece os limites técnicos em termos de parâmetros de tensão e corrente para atenderem os requisitos de qualidade de energia.

Desta forma, em vista do cenário global e dos desafios para as pesquisas em GD com fontes alternativas, a presente tese visa desenvolver estudos e análises de um sistema de GD composta por um inversor trifásico conectado à rede de distribuição. A proposta que será apresentada nesta tese tem como objetivo controlar um inversor trifásico conectado à rede de distribuição, de forma que, as tensões produzidas por ele (o inversor) sejam senoidais e com baixas distorções harmônicas.

É necessário, também, que a GD gerencie as situações de contingência (ilhamento) e que o excedente de potência seja reinjetado na rede de distribuição em caso de superávit de produção de energia elétrica ou o déficit seja proveniente da rede de distribuição em caso da produção de energia das fontes alternativas for inferior ao que é demandado pela carga localmente instalada. Além disso, o sistema de GD deverá operar tanto conectado, quanto isolado da rede, atendendo a demanda da carga local.

1.1 Fontes Alternativas de Interesse

Não está no escopo deste trabalho discutir sobre o gerenciamento e controle das fontes alternativas. Entretanto, neste capítulo será dada uma visão geral a respeito da capacidade de associar fontes alternativas a armazenadores de energia em um sistema de GD cujo impacto ambiental é reduzido e que podem ser utilizados neste trabalho.

Dentre os dispositivos existentes, os painéis fotovoltaicos e as células de combustível são os que apresentam maior capacidade de energia (em Wh ou J), densidade de energia em termos de energia/volume e potência específica através da relação potência/peso, produzem energia elétrica na forma de corrente contínua (CC) e necessitam de uma interface eletrônica para serem conectados à rede de distribuição, são modulares e podem ser instaladas de forma distribuída.

Além dos requisitos acima mencionados, há outros fatores envolvidos na utilização desses dispositivos em sistemas de GD. Em painéis fotovoltaicos, o principal atenuante está relacionado com a capacidade de produzir energia elétrica que pode ser afetada por fatores climáticos e/ou obstáculos que impedem os raios solares atingirem as placas fotovoltaicas. Em relação às células a combustível, pode-se citar os fatores econômicos no caso do custo do combustível para produção de eletricidade.

Nesse sentido, a utilização dos dispositivos armazenadores capacita às fontes alternativas a complementarem a produção de energia tanto dinamicamente quanto em regime permanente, ou seja, os ultracapacitors podem ser associados às células a combustível, justamente, porque respondem a manobras de carga (em torno de ms) mais rápido do que as células a combustível, cujo tempo de resposta está na ordem de minutos. Por outro

lado, as baterias quando associadas a painéis fotovoltaicos podem suprir a demanda de energia elétrica solicitada pela carga durante os períodos do dia nos quais a incidência solar é baixa ($< 200 \text{ W/m}^2$) ou nula. É possível, ainda, a utilização de uma associação nas quais os painéis fotovoltaicos sejam integrados a ultracapacitores e células a combustível e baterias.

Em relação ao princípio de funcionamento desses dispositivos, as células a combustível são células eletroquímicas semelhantes às baterias convencionais de automóveis, com a diferença fundamental de que, nas baterias, os combustíveis oxidantes são fornecidos continuamente para que seja possível gerar energia elétrica. Nas células a combustível, o princípio básico é a reação eletroquímica do hidrogênio ou de outros gases combustíveis que podem gerar potências de centenas de kW. A utilização dessa solução se justifica devido ao fato da energia armazenada fora do horário de ponta possuir um custo menor do que no horário de ponta (FARRET; SIMÕES, 2006).

Os painéis fotovoltaicos, por sua vez, realizam a transformação da energia solar em eletricidade através de módulos fotovoltaicos constituídos por células. Tais células são dispositivos semicondutores que convertem a energia solar incidente em corrente contínua, com rendimento entre 3% e 25%. A eficiência, por sua vez, é dependente da intensidade do espectro de iluminação, da temperatura, do projeto e do material da célula (FARRET; SIMÕES, 2006).

As baterias são dispositivos eletroquímicos, constituídas por eletrodos (cátodo e ânodo) em um meio dielétrico, semelhantes às células de combustível ou capacitores. Existem diversos tipos diferentes de baterias que são relacionados aos materiais utilizados na sua composição (FARRET; SIMÕES, 2006) e podem estar associadas a sistemas de geração de energia através de fontes alternativas para garantir o suprimento de energia quando a fonte principal não é capaz de tal tarefa, uma vez que sistemas fotovoltaicos, por exemplo, não possuem geração ininterrupta de energia. Há, também, a possibilidade de serem utilizadas para armazenarem energia em grande volume quando o custo de produção é baixo e depois devolverem essa energia para à rede quando o custo de produção for alto (custo de produção no horário de ponta for muito maior do que o custo de produção no horário fora de ponta) (BASTOS, 2013).

Os ultracapacitores, conhecidos como supercapacitores ou capacitores eletroquímicos, são capacitores com alta capacidade de armazenamento de energia devido às características construtivas de seus dielétricos. Seu uso é muito explorado em GD ou fontes ininterruptas de energia porque respondem mais rapidamente (na ordem de ns) a transitórios de potência do que as baterias ou células de combustível (FARRET; SIMÕES, 2006).

1.2 Contribuição do Trabalho

Diversos autores têm contribuído com sistema de GD que buscam injetar potência na rede e compensar as correntes harmônicas drenada pela carga local. Entretanto, a maior parte dos trabalhos apresentam dispositivos com controle de corrente para compensação de distorções e/ou injeção de potência na rede. Além disso, estes sistemas quase sempre não operam em modo isolado, ou quando o fazem, existe a necessidade de uma alteração na estrutura de controle do modo corrente para o modo de tensão (sistema isolado para o sistema conectado à rede de distribuição) ou vice-versa.

Neste sentido, o presente trabalho visa contribuir com a literatura através da apresentação de metodologias de projeto para controlar/gerenciar um inversor trifásico que busca sintetizar tensões com baixas distorções harmônicas e transferir potência para rede. Desta forma, o sistema operará tanto como GD quando estiver injetando potência e/ou como filtro ativo quando estiver compensando distorções harmônicas.

O controle a ser apresentado possibilita o inversor trabalhar com diferentes tipos de cargas, tanto no modo conectado quanto isolado, em vista que o controle em modo de tensão não precisa ser alterado em caso da GD passar do modo isolado para conectado ou vice-versa. A compensação das distorções harmônicas é realizada através de filtros ressonantes adaptativos à frequência da rede (filtros estes que só foram apresentados na literatura em trabalhos com controladores de corrente). Por fim, a proposta desta tese, também, descreve a metodologia de projeto para controlar potência em malha fechada em controle de referencial estático $\alpha\beta$.

1.3 Objetivos

Os objetivos gerais deste trabalho consistem na análise e controle de um sistema de geração distribuída e com compensação de distorções harmônicas de tensão, inserido em redes de distribuição. Os objetivos específicos estão listados abaixo:

- ❑ Sintetizar tensões senoidais, equilibradas e de baixa distorção harmônica total nos terminais do inversor, mesmo quando houver cargas não lineares ou desequilibradas;
- ❑ Conectar a GD na rede de forma a não provocar distúrbios durante a conexão e transferir potência para a rede;
- ❑ Trabalhar com a GD tanto no modo ilhado quanto no modo conectado, com o auxílio de um algoritmo anti-ilhamento.

1.4 Organização do Texto

A organização do texto é feita da seguinte maneira:

- ❑ No Capítulo 3 são apresentados e discutidos alguns trabalhos que propõem aplicações semelhantes ao trabalho da tese.
- ❑ Nos Capítulos 4 e 5 são discutidas as metodologias e análise dos controladores empregados.
- ❑ No Capítulo 6 são ilustradas algumas simulações para estudo prévio da operação do sistema e validação das metodologias utilizadas.
- ❑ No Capítulo 7 são abordados os resultados nos quais o sistema de GD opera nas mais variadas situações. Deste modo, foi possível validar os algoritmos propostos ao longo do trabalho.
- ❑ No capítulo 8 são apresentadas as conclusões, nas quais são discutidas as principais contribuições do trabalho, resultados obtidos e algumas sugestões para continuidade do trabalho.

Principais Categorias de Inversores de Potência Conectados à Rede

Neste capítulo serão abordadas algumas das principais topologias de inversores conectados à rede de distribuição. As topologias discutidas foram divididas em três principais grupos: sistemas ininterruptos de energia, filtros ativos e sistemas de geração distribuída. A Figura 1 mostra as principais divisões das categorias de sistemas conectados à rede que, também, serão discutidas nesse capítulo e suas subdivisões.

Cabe ressaltar que tais topologias foram escolhidas por apresentarem características híbrida de operação, ou seja, funcionam tanto conectadas à rede de distribuição quanto de forma isolada e produzem tensões com níveis de distorções dentro dos limites estabelecidos por normas nacionais e internacionais de forma que a qualidade da energia elétrica produzida não seja deteriorada.

Figura 1 – Principais divisões dos sistemas conectados à rede.

2.1 UPS - Sistema Ininterrupto de Energia

As UPS (*Uninterruptable Power Systems*) são dispositivos responsáveis por fornecer energia a uma determinada carga intermitentemente.

Esses dispositivos funcionam, basicamente, da seguinte forma: quando a rede está ativa (sistema de distribuição não está sob contingência), a energia provida da rede alimenta a carga local enquanto a UPS funciona de forma *off-line* ou acumula energia em baterias ou ultracapacitores, por exemplo. Quando ocorre a interrupção da energia proveniente da rede de distribuição, a UPS utiliza a energia armazenada nos acumuladores de forma a manter a carga energizada (Figura 2).

Na Figura 2 é possível observar que durante os períodos nos quais a rede está ativa a carga local é suprida por ela, entretanto, quando há a intercorrência de algum tipo de evento que degrade a qualidade de energia elétrica produzida pela concessionária de energia, o sistema de gerenciamento e controle da UPS deverá ser capaz de detectá-lo e abrir o relé de *by-pass* para continuar suprindo a demanda de energia solicitada pela carga local.

Figura 2 – Diagrama convencional do sistema de UPS.

O conceito de UPS é antigo e já foi largamente explorado. Nesse contexto, pesquisas recentes buscam o uso de UPS em microrredes. Neste caso, a UPS absorve energia em horário de baixo custo de consumo e/ou demanda para, posteriormente, devolvê-la à rede de distribuição em horários de maior consumo e/ou demanda, cujo custo é mais elevado (as tarifas do horário de ponta alcançam custos superiores do que aqueles fora do horário de ponta) (ABUSARA; GUERRERO; SHARKH, 2014).

2.2 Filtros Ativos

Os filtros ativos são dispositivos com conversores de potência que possuem como característica primordial regular ou compensar tensões ou correntes, de forma a garantir componentes senoidais para a carga ou para a rede (LINDEKE, 2003). Existem algumas combinações de topologias e conexões destes filtros com a rede, sendo que as principais topologias são os filtros ativo série e paralelo.

2.2.1 Filtros ativos série

A Figura 3 representa a configuração básica de um Filtro Ativo Série (FAS), na qual, i_S é a corrente da rede, v_F a tensão produzida pelo filtro e i_L a corrente drenada pela carga e v_{cc} é a tensão terminal do barramento CC. O FAS é ligado a montante antes da carga e conectado em série com a rede através de um transformador de alta frequência (quanto mais eficiente o projeto deste dispositivo, melhor será a capacidade do transformador em operar sobre frequências elevadas de até 1 kHz), para eliminar as harmônicas de tensão, balancear e regular a tensão terminal na carga ou na linha.

O FAS é usado para reduzir as componentes de tensão com sequência negativa e regular a tensão em sistemas trifásicos, podendo ser utilizado para compensar harmônicos de tensão e para amortecer a propagação de distorções harmônicas causada por ressonâncias entre as impedâncias da linha e as impedâncias dos compensadores *shunt* passivos (KHADKIKAR et al., 2006).

Outro ponto importante que caracteriza este tipo de dispositivo é o fato de que os FAS compensam distorções e não linearidades, o que fazem necessitar apenas de um capacitor no seu barramento CC. Entretanto, isso não é uma regra e o uso de fontes alternativas diretamente conectadas no barramento CC ou através de conversores CC-CC também podem ser utilizadas, fazendo com que a capacidade de operação do FAS seja incrementada. Com isso, além de compensar distorções e desequilíbrios, o mesmo pode produzir energia elétrica para ser injetada na rede de distribuição ou alimentar a carga local.

Figura 3 – Filtro ativo série.

2.2.2 Filtros ativos paralelo

Os filtros ativos paralelo (FAP) são amplamente utilizados para eliminar as harmônicas de corrente, compensar potência reativa e as correntes desequilibradas. Sua instalação,

geralmente, é feita no final da linha, próximo à carga, de forma a compensar as distorções oriundas das mesmas (KHADEM; BASU; CONLON, 2011).

A Figura 4 apresenta o diagrama de um sistema elétrico com FAP. Na figura é mostrado o filtro ativo, composto pelo conversor, a rede elétrica e a carga não linear, podendo esse sistema ser monofásico ou trifásico. O barramento CC é representado pelo capacitor com tensão v_{cc} . Além disso, pode-se observar a representação das correntes da rede (i_s) e da carga (i_L) e a corrente i_C que circula pelo conversor.

A função principal do controle é sintetizar as correntes que através do barramento CC (geralmente um capacitor de grande porte) serão drenadas, injetadas na rede ou utilizadas para compensar as distorções produzidas pela carga (LINDEKE, 2003).

Figura 4 – Filtro ativo paralelo.

2.2.3 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia - UPQC

O UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) é a combinação de um filtro ativo série com um filtro ativo paralelo e interligados pelo elo CC. Dessa forma, as qualidades dos dois dispositivos são somadas para que ocorra tanto a compensação de tensão e corrente no PAC bem como, a garantia de tensões senoidais e equilibradas disponibilizadas às cargas que estão conectadas junto ao PAC (KHADKIKAR; CHANDRA, 2011).

Na Figura 5, é mostrado o diagrama unifilar simplificado do UPQC, no qual pode-se observar as partes que compõem o filtro série, filtro paralelo, rede de distribuição e carga não linear.

O UPQC é considerado um filtro ativo ideal que elimina harmônicos de tensão e corrente e é capaz de obter um fluxo de potência na rede livre de distorções para alimentar cargas sensíveis, como computadores, equipamentos médicos, etc. Ele pode equilibrar e regular a tensão terminal e eliminar correntes de sequência negativa. Suas principais desvantagens são o seu custo elevado e a complexidade do controle devido ao grande

número de componentes, tais como os semicondutores de potência, sensores de corrente e tensão e elementos passivos como indutores e capacitores.

Figura 5 – Diagrama unifilar básico de uma topologia UPQC.

Existem diversas variações e classificações de sistemas UPQC. A Figura 6 mostra uma comparação que foi adaptada do trabalho de Khadkikar (2012) entre as diversas topologias utilizadas. A divisão dos UPQC é dada em dois grupos principais: os baseados na estrutura física e os utilizados para compensação de afundamento de tensão.

Há também, a possibilidade de classificar os filtros ativos em função de suas estruturas físicas, ou seja, através do tipo de armazenadores. As topologias dentro da classe [A] de estrutura física são classificadas pelo tipo de armazenador de energia utilizado, o número de fases e a localização física dos inversores série e paralelo. Já as topologias na classe [B] são caracterizadas pela capacidade de compensar afundamentos de tensão, ou seja, tais dispositivos buscam a correção de um dos mais importantes problemas em qualidade de energia elétrica.

2.3 Geração Distribuída

A GD é a geração de energia próximo ao consumidor, ou seja, dentro do conceito de GD ainda existem classificações mais atuais como as microrredes e as redes inteligentes.

As redes inteligentes englobam um conceito de automatização, sensoriamento e comunicação de sistemas elétricos de potência, com o intuito de melhorar a sua confiabilidade e qualidade, além de fornecer dados mais precisos sobre a operação da rede. Já as microrredes quase sempre estão vinculadas a aplicações de GD e redes inteligentes.

Como mencionado anteriormente, as microrredes são conceitos mais recentes de sistemas de GD que possuem no mínimo uma fonte distribuída de energia e cargas associadas e podem formar ilhamento intencional em redes de distribuição, ou seja, manter parte

Figura 6 – Diagrama ilustrativo da classificação de UPQC.

Fonte: Adaptado de Khadikar (2012)

de uma região energizada enquanto o alimentador principal de potência está operando *off-line* (RODRIGUEZ et al., 2013; ROSLAN et al., 2011; ROCABERT, 2012). São utilizadas, largamente, quando integram as fontes alternativas de energia, sistemas distribuídos de armazenadores de energia e cargas ativas. Ainda, a eletrônica de potência e seus equipamentos são usados como interface entre esses dispositivos e as microrredes (TENTI; PAREDES; MATTAVELLI, 2011).

Dentre as topologias de inversores que trabalham em GD, podem-se destacar os inversores de redes monofásicas ou trifásicas. Estas topologias vão desde inversores em ponte-H, no caso de conexões monofásicas, até inversores *PWM* com seis semicondutores de potência que possuem capacidades de processamento de potência na ordem de 100 – 300 *kW* ou estruturas multiníveis com capacidades de processamento que giram em torno de 30 *MVA*, em caso de conexões trifásicas.

A Figura 7 ilustra o funcionamento básico de um sistema de GD no qual, observa-se que o fluxo de potência proveniente da GD (setas azuis) é injetado na rede em situações na quais a fonte CC produz uma quantidade de energia superior ao que é demandado pela carga ou para complementar a geração local quando a demanda da carga for superior àquela que é produzida pela GD. Na condição de ilhamento, toda a produção da GD deverá ser absorvida pela carga (setas verdes).

Cabe ressaltar que esta é uma simples representação de uma GD em que a fonte CC somente fornece energia, pois, há casos em que se considera absorver energia da rede em determinados horários, armazená-la (como no caso de baterias) e depois devolvê-la à rede ou carga. Neste sentido, os sistemas de GD se assemelham muito as UPSs, ainda vale ressaltar que é comum que sistemas de GD sejam controlados apenas no modo conectado, ou seja, cessam a operação em caso de contingência.

Figura 7 – Diagrama ilustrativo de um sistema de GD.

2.3.1 Modos de controle em GD

O modo como os sistemas de GD são controlados é decorrente da capacidade da GD operar de forma estável. Em uma situação conectada existem duas possibilidades, sendo que a primeira está associada a uma situação na qual a potência ou corrente são controladas. Nesse modo de operação, a rede dita à amplitude e frequência da tensão, enquanto

que a GD controla o fluxo de potência através da corrente que será injetada na rede de distribuição. Na segunda possibilidade, a tensão terminal do inversor é controlada fazendo com que, o fluxo de potência seja alterado através do ajuste da amplitude da tensão sintetizada pela GD (controle de potência reativa) ou por meio do ângulo de defasagem entre a tensão produzida pela GD e a tensão sintetizada pela rede de distribuição.

Além disso, sistemas de GD que operam em modo de controle nos quais a potência ou a corrente são ajustadas possuem baixa estabilidade quando são chaveados de uma condição conectada para uma condição ilhada. Desse modo, após a ocorrência do evento (contingência) seria necessário determinar a impedância da carga no controle de corrente, a fim de estabilizar os níveis de tensão na mesma.

Em sistema nos quais as tensões terminais da GD são controladas, há necessidade de verificar se estas tensões estão em fase, com mesma amplitude e frequência para que possam se conectar à rede de distribuição. Tais exigências servem para que não ocorram impactos no instante da conexão, pois, diferenças de potenciais, neste ponto de conexão, acarretam em fluxo de potência bidirecionais. Para controlar potência é necessário que o controle estabeleça variações mínimas nas tensões produzidas pela GD em relação ao que é sintetizado pela rede de distribuição de maneira que a diferença de fase e amplitude entre elas não produza um fluxo de potência da rede para o PAC ou vice-versa. Por fim, uma das principais vantagens do controle em tensão é que já sintetizam a tensão para a carga antes ou após a contingência.

Além dos controles de tensão e corrente para inversores que trabalham na GD, cabe mencionar os controlares híbridos. Tais controlares operam com os dois modos de controle, em que, basicamente, trabalham com controle de corrente quando conectados à rede de distribuição e alteram o modo de controle para tensão quando estão isolados.

Enfim, salienta-se que ambos controles (tensão ou corrente) possibilitam a compensação de distorções harmônicas das cargas, semelhante ao caso dos filtros ativos. Neste contexto, inclui-se a proposta desta tese: atender a demanda da carga local com tensões de baixas distorções harmônicas e injetar potência na rede.

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram abordadas as principais categorias de inversores conectados à rede, tais como: *UPSs*, filtros ativos e geradores distribuídos. As *UPSs* possuem grandes aplicações quando alimentam cargas intermitentemente, entretanto, não injetam energia para a rede. Os filtros ativos são largamente aplicados na qualidade de energia para tornar tensões impostas à carga ou as correntes que circulam pela rede senoidais ou com níveis de distorções dentro dos padrões estabelecidos por normas nacionais ou internacionais. Já as aplicações de GD possuem como princípio básico suprir a carga local e/ou rede de distribuição, entretanto, em algumas situações é preciso unir os conceitos de *UPS* e

FAP de forma a fornecer energia intermitente para a carga e filtrar distorções harmônicas, além de injetar potência excedente na rede de distribuição. No Capítulo 3 serão discutidos alguns trabalhos que estão no escopo desta tese.

Revisão Bibliográfica

Diversos trabalhos acadêmicos (artigos, normas técnicas e livros) foram utilizados para composição desta tese de doutorado e estão referenciados ao longo da mesma. Entretanto, neste capítulo buscou-se analisar os principais avanços na operação de conversores eletrônicos conectados em redes de distribuição e que estão no escopo desta tese de doutorado entre eles, é possível mencionar: Vasquez et al. (2013), He, Li e Munir (2012), He, Li e Blaabjerg (2014), Yepes et al. (2011) e Yuan et al. (2002).

Nesse contexto, o estado-da-arte da operação de conversores eletrônicos conectados a rede de distribuição e que está no escopo deste trabalho, visa o controle e o gerenciamento de um inversor trifásico quando a tensão terminal do mesmo é controlada e cargas lineares, não lineares, motores ou até mesmo, cargas desbalanceadas ou desequilibradas são utilizadas para avaliar o seu desempenho. Além disso, espera-se que o inversor opere tanto no modo ilhado quanto no modo conectado e, ainda, controle e/ou gerencie o fluxo de potência através da rede de distribuição de forma que os padrões de qualidade da energia elétrica injetada ou absorvida da rede fiquem dentro dos limites estabelecidos por normas nacionais e internacionais. Dessa forma, os trabalhos que serão mencionados a seguir foram escolhidos por possuírem semelhanças entre as estruturas de controle e gerenciamento empregados e o modo de funcionamento das mesmas.

3.1 Principais Trabalhos Abordados

No trabalho apresentado por Vasquez et al. (2013) é utilizado um *VSI* (Inversor Fonte de Tensão, do inglês - *Voltage Source Inverter*) trifásico operando em paralelo com a rede. Para controlar a tensão são utilizados dois níveis de controle que trabalham em coordenadas estáticas $\alpha\beta$ (Figura 8).

O primeiro nível inclui o método do *droop* e a malha de impedância virtual, para controlar a injeção de potência ativa e reativa (Figura 8(a)), onde $G_i(s)$ é a função de transferência da malha de controle de corrente e $G_v(s)$ é a função de transferência da malha de controle de tensão. i_l é a corrente circulante através do indutor L e i_o a corrente

através do indutor L_o , v_C é a tensão medida sobre o capacitor C e P e Q são as potências ativa e reativa calculadas nas saídas dos conversores VSI_1 e VSI_2 . Nessa mesma figura, $G_p(s)$ é a função de transferência da malha de controle de potência ativa e $G_q(s)$ é a função de transferência da malha de controle de potência reativa, no qual, ϕ é o ajuste de fase do controle da potência ativa, E é o ajuste de amplitude do controle da potência reativa e $R_v + j\omega L_v$ representa a impedância virtual utilizada para melhorar a resposta dinâmica do controle *droop*.

Em relação ao controlador interno de tensão, os autores utilizam estruturas $P+RES$ (Controlador Proporcional mais Ressonante), entretanto, não é abordada a seletividades destes filtros e nem o uso dinâmico de cálculo de coeficientes.

O segundo nível restaura os desvios de frequência e amplitude produzidos pelo primeiro nível (Figura 8(b)), onde é apresentado o diagrama da microrrede com o controle de *droop* e o controle de sincronismo. Para o sincronismo da microrrede, é utilizada a malha $\alpha\beta - PLL$ cuja estabilidade garante que o sincronismo entre VSI_1 , VSI_2 e a rede de distribuição sejam alcançados. Nessa mesma ilustração, ω_{sync} corresponde a frequência de sincronismo entre VSI_1 , VSI_2 e a rede de distribuição.

A referência de sincronismo (ou referência da malha de tensão) é gerada a partir do cálculo da impedância virtual e da própria estrutura do controlador *droop*, o qual é responsável por ajustar tanto a fase quanto a amplitude das tensões de referência que são calculadas por intermédio de (1) e (2) ajustando a fase (ϕ) e a tensão (E).

$$\phi = \phi^* - G_P(s)(P - P^*) \quad (1)$$

$$E = E^* - G_Q(s)(Q - Q^*) \quad (2)$$

Em ambas as equações acima mencionadas, ϕ^* e E^* definem as referências de ângulo de sincronismo e de amplitude de tensão, respectivamente. P e Q representam as potências ativa e reativa que fluem através dos terminais dos VSI 's (VSI_1 e VSI_2), enquanto que P^* e Q^* são as referências de potência. Para que o ajuste seja efetivo em termos de resposta dinâmica (*overshoot* < 20%) e erro de regime permanente (< 5%) foram projetados os controladores $G_P(s)$ e $G_Q(s)$ por meio de (3) e (4).

$$G_P(s) = \frac{k_{pP}s + k_{iP}}{s} \quad (3)$$

$$G_Q(s) = k_{pQ} \quad (4)$$

Em (3) e (4), k_{pQ} e k_{iP} determinam os coeficientes de *droop* estáticos, enquanto que k_{pP} é o termo de *droop* transiente.

Assim, foi possível traçar as principais diferenças entre do trabalho Vasquez et al. (2013) e o que está sendo desenvolvido nessa tese de doutorado:

(a) Diagrama de blocos do controlador de *droop* e da impedância virtual de saída nas coordenadas $\alpha\beta$.

(b) Diagrama de blocos da malha de sincronização do controle de *droop* na microrede.

Figura 8 – Diagrama de controle da proposta de Vasquez.

Fonte: Vasquez et al. (2013)

- ❑ O *VSI* opera ilhado em uma microrede, ou seja, não atende a carga local de forma isolada;
- ❑ O algoritmo de sincronismo depende de uma malha de comunicação para sincronizar os demais sistemas de geração distribuída conectados à rede de distribuição;
- ❑ O controle de potência não mede a tensão da rede, porém, calcula-se a mesma com base na impedância virtual;
- ❑ A carga é conectada a um filtro *LCL*, isto é, o *VSI* não possui carga local, mas opera em conjunto com outras gerações para atender as cargas em uma microrede.

Em He, Li e Munir (2012), os autores abordam o uso de inversores controlados em tensão e que se conectam à um sistema de geração distribuída por meio de um inversor trifásico com filtro *LC*. No entanto, nem a malha de sincronismo, nem o controle de potência foram detalhados para que se possa realizar uma comparação entre a proposta desta tese de doutorado e o que é abordado em He, Li e Munir (2012) (Figura 9).

De forma geral, a estrutura de controle para sintetizar uma tensão com reduzido conteúdo harmônico, ou seja, com *THD* menor que 5% nos terminais de saída do filtro *LC* é feita através de um sistema de controle em cascata, no qual a malha externa faz uso de um controlador de tensão do tipo *P+RES* e a malha interna um ganho proporcional que ajusta a corrente através do indutor do filtro *LC* (Figura 9(a)). Entretanto, o modelo matemático do filtro ressonante apresentado possui zeros no semiplano direito, isto é, sobre o eixo real demonstrando que o mesmo possui fase não mínima.

A estratégia do controle proposta por He, Li e Munir (2012) é implementada como mostrado na Figura 9(a). Primeiramente, a *SDFT* (Transformada de Fourier Discreta Deslizante) faz a decomposição do sinal de tensão no PAC (V_{PCC}) em componente fundamental e componentes harmônicas. A componente fundamental da tensão é utilizada para a sincronização com a tensão da rede e cálculo de potências ativa e reativa que fluem pela própria rede de distribuição, enquanto que as componentes harmônicas são utilizadas para produzir as referências de tensões harmônicas do inversor. No esquema mostrado na Figura 9(a), o bloco de controle de potência ativa e reativa produz a referência de tensão fundamental da GD ($V_{DG_f}^*$), enquanto que o bloco de controle de harmônicas ativas gera a referência de tensões harmônicas ($V_{DG_h}^*$).

Já, a malha específica de controle de harmônicas, proposta no trabalho de He, Li e Munir (2012), é utilizada para a operação de controle ativo de harmônicas, através da seleção do modo de compensação ($K \sum_h G_h V_{PCC_H}$), rejeição ($-\sum V_{PCC_H}$) ou simplesmente sem controle de distorções harmônicas ativas (0). O algoritmo do controle de harmônicas ativas é mostrado na Figura 9(b), em que, K é o ajuste de ganho e G_h é um ganho relativo à harmônica.

(a) Diagrama da proposta de estratégia de controle tensão da GD.

(b) Algoritmo de controle de harmônicas ativas.

Figura 9 – Diagramas de controle propostos por He, Li e Munir (2012).

Fonte: He, Li e Munir (2012)

Em comparação ao trabalho desta tese de doutorado, He, Li e Munir (2012) propõem um algoritmo complexo de compensação de harmônicas, o que pode acarretar em um alto custo computacional, enquanto que na proposta da tese a compensação de harmônicas é realizada com filtros ressonantes adaptativos. Além disso, no trabalho citado os resultados não abordaram a operação da GD em modo isolado da rede.

Em (HE; LI; BLAABJERG, 2014), o trabalho é semelhante ao trabalho do mesmo autor discutido, anteriormente, em (HE; LI; MUNIR, 2012) e que propõe a utilização de um conjunto de controlador de tensão e corrente híbrido adaptativo (*Adaptive Hybrid Voltage and Current Controller* - HCM), nos quais se controlam a tensão sobre o capacitor do filtro *LCL* e a corrente harmônica na linha. Nesse método, a tensão do capacitor é regulada por uma malha na qual utiliza um regulador ressonante apenas para ajustar a tensão na frequência fundamental. Além disso, foram utilizados controladores ressonantes em cascata para manter a corrente na linha junto ao *setpoint*.

Na Figura 10(a) é mostrado o diagrama do método de controle adaptativo HCM. Tal como ilustrado, o sistema é composto por três malhas de controle (malha de controle de potência, malha de impedância virtual e malha de compensação harmônica). Na malha de controle de potência, um regulador proporcional-integral (PI) é aplicado para manter a resolução do controle de potência ativa quando ocorrer variações na frequência da rede. Para formar o controle HCM, é adotado um conjunto de controladores ressonantes adaptativos baseados no método SOGI (Integrador Generalizado de Segunda Ordem). Por fim, o método HCM proposto também oferece capacidade de compensação harmônica no PAC.

No mesmo artigo proposto por He, Li e Blaabjerg (2014), o sincronismo do sistema é obtido pelo controle de potência. Este, por sua vez, fornece a referência de frequência para o controle adaptativo e a referência de tensão para controle de potência ativa. O núcleo do trabalho está no controle adaptativo para compensação harmônica enquanto que, a referência de frequência oriunda do controle de potência é empregada, apenas, para calcular os coeficientes dos filtros ressonantes dos controladores de corrente (Figura 10(b)).

Dentre as principais diferenças entre o trabalho proposto por He, Li e Blaabjerg (2014) e esta tese de doutorado, pode-se mencionar:

- ❑ O trabalho de He, Li e Blaabjerg (2014) é baseado no controle de uma GD monofásica, conectada na rede através de um filtro *LCL*, com controle de potência através da técnica de *droop*;
- ❑ A compensação de harmônicos se dá sobre os controladores de corrente que utilizam filtros ressonantes;
- ❑ E o controle de potência que é baseado na variação da referência de tensão e, através deste, é que se consegue obter o sincronismo entre a GD e a rede de distribuição.

(a) Diagrama da frequência adaptativa do método de controle híbrido de tensão e corrente.

(b) Algoritmo HCM utilizando SOGI.

Figura 10 – Diagramas do controle propostos por He, Li e Blaabjerg (2014).

Fonte: He, Li e Blaabjerg (2014)

Em relação ao trabalho com filtros ressonantes adaptativos, Yepes et al. (2011) e Yuan et al. (2002) propõem a utilização de controladores ressonantes adaptativos em filtros ativos de potência. Tais trabalhos se baseiam na compensação de distorções harmônicas de corrente utilizando controladores $P+RES$ adaptativos. Entretanto, como mencionado, os trabalhos citados visam aplicações em controladores de corrente de filtros ativos e foram aplicados em topologias monofásicas, portanto, a proposta de aplicação é diferente daquela que é abordada nesta tese de doutorado, que visa a aplicação em controladores de tensão para sistemas de GD.

A Figura 11 mostra o diagrama de controle e a topologia do filtro ativo controlado em corrente apresentado no trabalho de Yepes et al. (2011). O bloco de detecção harmônica identifica as correntes harmônicas (i_{Lh}) da corrente da carga (i_L) por detecção e subtração de sua componente fundamental (i_{L1}). A referência de corrente i_{f1}^* , utilizada para estabilizar V_{cc} é obtida por meio de um controlador PI e do ângulo de sincronismo do PLL ($\hat{\theta}_1$). Finalmente, a referência de corrente total para o filtro ativo é calculada por $i_f^* = i_{Lh} + i_{f1}^*$. O PLL estima a frequência fundamental $\hat{\omega}_1$, para o cálculo dos coeficientes dos filtros ressonantes do controlador de corrente para compensação de harmônicas.

Figura 11 – Diagrama do filtro ativo de potência controlado em corrente.

Fonte: Yepes et al. (2011)

3.2 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas revisões bibliográficas de trabalhos publicados, cujo foco de aplicação se assemelham com o desta tese de doutorado. Em relação ao gerenciamento da GD, o modo de controle em tensão é o mais adequado para transições entre a operação conectada e a operação ilhada, uma vez que não necessita modificar a variável de controle. Desta forma, pode-se constatar que existem poucas referências que abordam o conceito de GD controlada em tensão, com compensação de harmônicas e operação em modo conectado e ilhado. Portanto, é de grande valia que sistemas de GD utilizem o mesmo módulo inversor para realizar as tarefas de compensação de harmônicas e geração de energia, uma vez que com apenas um módulo inversor é possível garantir a qualidade de energia para as cargas locais e rede de distribuição.

Análise e Controle da GD

No presente capítulo são discutidos os métodos de projeto utilizados nessa tese, bem como, as características do sistema de GD proposto. Nas subseções seguintes serão abordados a descrição do sistema, o algoritmo de sincronismo com a rede, os critérios de projeto do controle do conversor CC e CA e o projeto dos controladores ressonantes.

4.1 Descrição do sistema

O sistema proposto é constituído por um inversor trifásico com um filtro LC de saída onde são conectadas as cargas locais. Para que se possa fazer a conexão entre a GD e a rede de distribuição, é utilizado um indutor de acoplamento cuja função é "desacoplá-los" (GD e rede).

Para que o sistema proposto nesta tese de doutorado possa operar de forma híbrida (conectado ou isolado da rede de distribuição), o gerenciamento do inversor deve ser tal que as transições de um modo de operação para o outro sejam feitas de forma suave, isto é, em nenhuma hipótese os índices de qualidade de energia devem ser burlados. Dessa forma, espera-se, que os afundamentos sejam mínimos ($<10\%$ do nominal de tensão) e que a duração desses eventos não ultrapassem os limites de tempo pré-estabelecidos pelas normas de qualidade de energia elétrica.

Assim, o método de controle de tensão conforme foi planejado busca minimizar os pontos críticos de funcionamento de um sistema de GD, isto é, ele é baseado em dois controladores em modo cascata. A malha interna irá controlar a corrente de saída do inversor através de uma estrutura clássica de controle, utilizando um controlador do tipo PI . Por outro lado, a malha externa controlará a tensão sobre o capacitor do filtro LC do inversor e utilizará um controlador do tipo $P+RES$. Para o sincronismo entre a tensão produzida pelo sistema de GD e a tensão da rede de distribuição, é utilizado um algoritmo de sincronismo, o PLL (*Phase-Locked Loop*).

Esse algoritmo é responsável tanto pelo sincronismo conforme já mencionado no parágrafo anterior como também, por fornecer a frequência de sincronismo entre a GD e a

rede de distribuição. Tal frequência é utilizada para calcular, dinamicamente (a cada iteração do algoritmo de controle), os valores dos coeficientes dos controladores ressonantes utilizados para sintetizar uma tensão com mínimas distorções ($\text{THD} < 5\%$) no PAC.

Cabe ressaltar, que ao longo do trabalho, foi utilizada uma taxa de amostragem de 12 kHz . Tal valor foi escolhido em relação à frequência máxima de chaveamento do inversor (15 kHz) determinada pela operação das chaves semicondutoras do mesmo, como também, a necessidade de se ter um número múltiplo e inteiro de 60 Hz ($12 \text{ kHz}/60 \text{ Hz} = 200$ amostras/ciclo) para os cálculos do algoritmo implementado no processador.

Nesse contexto, utilizou-se o mesmo valor de frequência tanto para a frequência de chaveamento, quanto para a frequência de amostragem do conversor A/D (Analógico/Digital) do *DSP*. Desta forma, um novo índice de modulação é gerado a cada atualização do sistema de controle. Isso significa que o *DSP* entra na interrupção do A/D, processa os cálculos de controle e no final do programa executa o *PWM*.

Na Figura 12 é mostrada a estrutura geral do sistema de GD que será utilizada neste trabalho. Observa-se o conversor trifásico e o circuito de potência em linhas vermelhas e a malha de controle em linhas verdes. Na figura, L_{conv} é o indutor do filtro *LC*, L_s é a indutância de acoplamento entre a GD e a rede de distribuição, C_{conv} é o capacitor do filtro *LC*, i é a corrente através do indutor L_{conv} , i_g é a corrente que flui para a rede, v é a tensão medida sobre o capacitor do filtro de saída enquanto que, v_g é a tensão do ponto no qual a GD é conectada à rede de distribuição.

4.2 Algoritmo de Sincronismo - PLL

Para conectar a GD à rede de distribuição é essencial que ambos os sistemas estejam sincronizados e em fase, o que é feito através de um algoritmo de sincronismo. Uma descrição geral desse tipo de algoritmo é encontrada na Figura 13, onde ω_r é a referência de frequência angular fundamental (377 rad/s), $\Delta\omega$ é o valor de saída do PI_{PLL} e representa um ajuste que será somado ao valor de ω_r para produzir a frequência angular de sincronismo (ω_{PLL}) enquanto que, H_v representa o ganho do sensor de tensão (tensão medida na rede de distribuição).

A operação de sincronismo se dá da seguinte maneira: o *PLL* calcula a média do produto interno entre duas tensões unitárias, a tensão da rede (v_g) e a tensão de sincronismo ($v'_\perp$) (MARAFÃO; DECKMANN; POMILIO, 2005). Se em regime permanente a média do produto interno entre estas tensões for igual à zero, v_g e $v'_\perp$ são perpendiculares e estão sincronizadas (KAURA; BLASKO, 1996). Quando tal afirmação for satisfeita, a integral da frequência angular (ω_{PLL}) define o ângulo θ ($\theta = \omega t$) usado como argumento para produzir $v'_\perp$ (POZZEBON et al., 2013). Cabe ressaltar que o filtro passa-baixas utilizado no algoritmo do *PLL* é um filtro de média móvel.

No diagrama mostrado na Figura 13, o bloco de atraso pode ser desconsiderado na

Figura 12 – Diagrama geral do sistema e controle.

Figura 13 – Diagrama de controle do PLL.

função de transferência de malha fechada do PLL (5), uma vez que a frequência de amostragem utilizada é $12kHz$, logo, tem-se que $\frac{1}{T_s}$ se aproxima de zero na função de atraso.

Desta forma, comparando a equação característica de uma função de transferência do 2º grau com a equação característica da função de transferência de malha fechada do PLL (6), os ganhos do PI (7) e (8) podem ser ajustadas escolhendo-se os valores mais apropriados da frequência natural (ω_n) e do fator de amortecimento (ξ).

$$H_{CL} = \frac{PI_{PLL}}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (5)$$

$$s^2 + k_p s + k_i = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (6)$$

$$k_p = 2\xi\omega_n \quad (7)$$

$$k_i = \omega_n^2 \quad (8)$$

A Tabela 1 mostra os parâmetros utilizado no projeto do PLL nos quais buscou-se um reduzido *overshoot* e um tempo de acomodação que evitasse distúrbios e instabilidades quando o sistema de GD estiver conectado à rede de distribuição.

Tabela 1 – Parâmetros utilizados no projeto do PLL.

$\omega_n(rad/seg)$	ξ	k_p	k_i
18,85	0,707	26,65	355,32

4.3 Controle do Conversor CA

O conversor utilizado para conexão com a rede necessita de um controle de tensão adequado de forma que sejam sintetizadas tensões senoidais e com baixas distorções harmônicas em seus terminais. O controle de tensão utilizado nessa tese de doutorado é baseado

em uma malha de controle em cascata (controlador de corrente é interno à malha do controlador de tensão) na qual a malha interna regula a corrente sobre L_{conv} enquanto que, a malha externa produz tensões com baixas distorções harmônicas sobre C_{conv} conforme pode ser observado na Figura 12.

São utilizados dois controladores, um do tipo $P+RES$ para a tensão e outro do tipo PI para a malha de corrente. Como a ideia básica desse tipo de aplicação é produzir tensões com baixas distorções, independentemente, do tipo de carga conectada aos terminais da GD, o controlador de tensão $P+RES$ deverá ser capaz de reduzir a impedância do conversor em frequências específicas de forma que ele funcione como o caminho de menor impedância e com isso impeça, portanto, que a tensão terminal da GD seja afetada.

Nesse tipo de estrutura de controle em cascata, o controlador de tensão fornece a referência para o controle de corrente enquanto que, o controlador de corrente gera os índices de modulação para cada fase do modulador PWM . Outro fator importante a ser mencionado é que o uso da dupla malha de controle é decorrente da necessidade de se manter a corrente média sobre o indutor do filtro LC igual à zero. Com isso, evita-se a saturação do transformador utilizado para conectar a GD à rede de distribuição.

4.3.1 Modelagem da planta da geração distribuída

Baseado no circuito apresentado na Figura 12, pode-se resumi-lo através de um circuito unifilar, do qual é possível se obter as equações em espaço de estados para representar o modelo dinâmico do sistema de GD conectado à rede de distribuição. Na Figura 14, r_1 e r_2 representam as perdas, por fase, nos indutores L_{conv} e L_s , respectivamente. Z_L é a impedância da carga por fase, enquanto que v_{inv} é a tensão produzida pelo inversor, a montante do filtro LC , v é a tensão controlada sobre o capacitor C_{conv} enquanto que, v_g é a tensão da rede de distribuição. Nessa mesma figura, i , i_L e i_g são as correntes que circulam pelo indutor L , pela carga Z_L e pelo indutor de acoplamento com a rede de distribuição, respectivamente.

Figura 14 – Circuito monofásico que representa uma fase do circuito da GD.

Aplicando as Leis de Kirchhoff para tensões e correntes no circuito acima mostrado, obtêm-se as equações em espaço de estados conforme é possível observar-se em (9). Tais

equações serão importantes para a determinação do modelo da planta a ser controlada.

$$\begin{cases} L_{conv} \frac{di}{dt} = v_{inv} - v - r_1 i \\ L_S \frac{di_g}{dt} = v - v_g - r_2 i_g \\ C_{conv} \frac{dv}{dt} = i - i_g - i_L \\ i_L = \frac{v}{Z_L} \end{cases} \quad (9)$$

A partir de (9), encontra-se a equação diferencial no espaço de estados ($\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$, $\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}$). Na sequência, é possível o uso da análise de pequenos sinais para se obter o modelo planta a ser controlada em função de pequenas perturbações no sistema (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

O vetor de estado $\mathbf{x}$ é definido por $\mathbf{x} = [i, i_g, v]^T$, onde $\mathbf{X}$ representa a variável de estado em regime permanente e $\tilde{\mathbf{x}}$ é uma pequena perturbação entorno do ponto de operação. Dessa forma, é possível escrever $\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}$, ou seja, é possível escrever os vetores de estado, de transição entrada e saída, etc como uma combinação linear de seu valor em regime permanente mais as pequenas perturbações em torno do ponto quiescente de operação.

Para o vetor de entrada $\mathbf{u}$, utiliza-se uma decomposição semelhante, em que, $\mathbf{u} = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}$, com $\mathbf{u} = [v_{inv}, v_g]^T$ na qual, $\mathbf{U}$ representa as variáveis de entrada em regime permanente e $\tilde{\mathbf{u}}$ é uma pequena perturbação em torno do ponto de operação de cada fonte.

As funções de transferência que serão utilizadas para o controle do sistema de GD são encontradas ao separar do regime permanente das perturbações a partir do modelo de pequenos sinais. De posse desse conjunto de equações, basta aplicar a transformada de Laplace e o modelo no domínio da frequência é encontrado. Em (10), a variável v está em função de $f(i, v_g)$, enquanto em (11) i está em função de $f(v_{inv}, v_g)$. Além disso, em (10) e (11), $G_v(s)$ e $G_i(s)$ são as funções de transferência usadas como planta para determinar os ganhos dos controladores CA de tensão e corrente.

$$\tilde{v}(s) = \frac{\overbrace{1}^{G_v(s)}}{sC_{conv} + \frac{1}{Z_L(s)} + \left(\frac{1}{sL_S + r_2}\right)} \tilde{i}(s) + \frac{\overbrace{1}^{G_{v_g}(s)}}{(sL_S + r_2) \left(sC_{conv} + \frac{1}{Z_L(s)}\right) + 1} \tilde{v}_g(s) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}(s) = & \frac{\overbrace{1}^{G_i(s)}}{sL_{conv} + r_1 + \frac{1}{(sC_{conv} + \frac{1}{Z_L(s)}) + \frac{1}{sL_S + r_2}}} \tilde{v}_{inv}(s) + \\ & \frac{\overbrace{1}^{G_{i_g}(s)}}{\frac{1}{(sL_S + r_2)(sL_{conv} + r_1)}} \frac{1}{(sC_{conv} + \frac{1}{Z_L(s)}) + \frac{1}{sL_{conv} + r_1} + \frac{1}{sL_S + r_2}} \tilde{v}_g(s) \end{aligned} \quad (11)$$

4.3.2 Critério de projeto dos controladores

De posse do modelo da planta é necessário estabelecer o critério de projeto dos controladores proporcional e integral para cada malha de controle de forma a se ter o melhor ajuste possível em termos de *overshoot* e tempo de resposta. Obviamente, no caso do controlador de potência ativa e reativa, conforme foi mencionado anteriormente, será apresentado apenas o cálculo para o ajuste do ganho proporcional uma vez que a malha a ser controlada não possui nenhum armazenador de energia. Cabe, ainda, ressaltar que os critérios de projeto apresentado nesta seção serão utilizados também para os ajustes dos controladores *PIs* do conversor CC-CC elevador de tensão.

Para tal tarefa foram seguidos os procedimentos clássicos de ajuste que são baseados no método da margem de fase e frequência de corte de malha fechada conforme é possível encontrar-se em (POZZEBON et al., 2013; BUSO; MATTAVELLI, 2006). Inicialmente, é determinado o ganho de malha aberta (G_{OL}) da malha requerida através do modelo da planta a ser controlada, por exemplo, tensão ou corrente. Assim, o regulador é dimensionado de acordo com a velocidade de malha fechada desejada (ω_{FCL}).

Depois de estabelecidos G_{OL} e os valores de projeto, o ganho proporcional é calculado por (12) para ambas as plantas (corrente ou tensão). De acordo com (13), calcula-se o ganho integral do controlador de corrente através do valor obtido para o ganho proporcional, frequência de corte de malha fechada (ω_{FCL_i}) e margem de fase (mf_i). É importante ter em mente, que a estrutura de controle em tensão utiliza controladores do tipo *P+RES*, por isso, não é necessário a definição do ganho integral para a mesma.

$$k_{p_{v,i}} \frac{G_{OL_{v,i}}}{\omega_{FCL_{v,i}}} = 1 \quad (12)$$

$$k_{i_i} = k_{p_i} \frac{\omega_{FCL_i}}{\tan(mf_i)} \quad (13)$$

Para definir as funções de transferência da planta é necessário que sejam feitas algumas simplificações na modelagem. Uma vez que o conversor será conectado à rede de distribuição, não é possível determinar um modelo apropriado da rede.

Considerando-se que a impedância é um fator relativo à carga elétrica do sistema e aos condutores, a mesma sofre constantes alterações devido à entrada e saída de cargas que são inseridas nos sistemas de distribuição, como descrito na subseção 4.3.1. Além disso, as redes de distribuição são modificadas de forma aleatória devido às expansões feitas por novas instalações consumidoras.

Uma vez que a malha de controle em cascata foi definida, torna-se possível, através de (10) e (11), de se estabelecer a estrutura completa da malha do sistema de controle (Figura 15).

A Figura 15 mostra o diagrama geral de controle, na qual $G_{i_g}(s)$, $G_{v_g}(s)$, $G_v(s)$ e $G_i(s)$ são calculadas através das equações (10) e (11). Além disso, observa-se que a malha

de corrente é interna à malha de tensão, portanto, primeiramente é necessário realizar o projeto da malha de corrente a fim de serem estabelecidos os ganhos desta malha para que, posteriormente, sejam dimensionados os parâmetros do sistema de controle de tensão.

Figura 15 – Diagrama geral do controle do conversor CC-CA.

Inicialmente, determina-se a função de transferência da planta de corrente, que nesse caso é dada por $G_i(s)$. Após ser determinado o modelo matemático da planta em estudo, determina-se o ganho de malha aberta, dado por (14). No passo seguinte, é encontrado o ganho proporcional definido por (12). Por fim, ao se ter em mãos o valor de k_p é possível calcular o valor do ganho integral por (13), cujos parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente são encontrados na Tabela 2.

$$G_{OLi} = \frac{V_{cc}}{2} H_i |G_i(s)| \quad (14)$$

Tabela 2 – Parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente.

$\omega_{FCL_i} (rad/seg)$	$m f_i (graus)$	$V_{CC} (V)$	$L_{conv} (mH)$	H_i	T_s
5026,55	70	300	2	0,1	$\frac{1}{12000}$

Uma vez definidos os ganhos do controlador de corrente, pode-se então dimensionar os valores que serão utilizados para o controlador de tensão. Observando-se a Figura 15, a malha de corrente é mais interna e, portanto, atua de forma mais rápida do que a malha de tensão. Desta forma, para selecionar a frequência de corte de malha fechada da tensão (ω_{FCL_v}) utiliza-se como artifício posicioná-la uma década abaixo da frequência de corte utilizada no projeto do controlador de corrente. Com isso, há um desacoplamento dos controladores, minimizando a influência entre eles.

Definido ω_{FCL_v} , a função de transferência da planta de tensão é dada por $G_v(s)$. Logo, o ganho de malha aberta é dado por (15).

É necessário, também, considerar-se o efeito da estrutura de controle de corrente em malha fechada ($G_{PI_i}(s)$). Nesse caso, pode-se utilizá-la como sendo um ganho ($\frac{1}{H_i}$), uma vez que o atraso do sistema na frequência de interesse pode ser desprezível (MACHADO et al., 2004). O ganho de malha aberta de tensão é dado por (15), em que $G_v(s)$ é a função de transferência da planta de tensão.

A última etapa do cálculo dos controladores é calcular o ganho k_p através da equação (12). Como forma de melhorar o desempenho do controle de tensão, uma série de controladores ressonantes serão colocados em paralelo, cujo cálculo e análise será apresentada e discutida na subseção 4.5.2, enquanto que a Tabela 3 mostra os valores utilizados no projeto do ganho proporcional P de tensão.

$$G_{OL_v} = |G_{PI_i}(s)G_v(s)| \frac{H_v}{H_i} \quad (15)$$

Tabela 3 – Parâmetros utilizados no projeto do controlador de tensão.

$\omega_{F_{CL_v}} rad/s$	$mf_v(graus)$	$C_{conv}(\mu F)$	H_v
628,32	70	10	0,00278

Nas Figuras 16 e 17 são mostradas as respostas em frequência para diferentes relações de ganho nas malhas de controle do inversor. Os gráficos foram traçados de acordo com as variáveis de entrada e saída e as perturbações do sistema mostrado no diagrama de blocos da Figura 15. A Figura 16(a) ilustra a relação de $\frac{\tilde{v}}{\tilde{v}_{ref}}$, na qual, pode-se observar a funcionalidade dos controladores ressonantes buscando 0 dB e 0° quando a perturbação $\tilde{v}_g$ é zerada.

A relação entre a perturbação da tensão da rede e a tensão produzida pelo inversor ($\frac{\tilde{v}}{\tilde{v}_g}$) é observada na Figura 16(b), na qual, possui magnitude de -50 dB fora das frequências de interesse e magnitude muito menor que -50 dB nas frequências de interesse, demonstrando que o sistema em análise é imune às perturbações. Já na Figura 17(a), observa-se a relação entre entrada e saída da malha de controle de corrente ($\frac{\tilde{i}}{\tilde{i}_{ref}}$) quando as perturbações nas tensões ($\tilde{v}$ e $\tilde{v}_g$) são desprezadas. Nesse quesito, espera-se que ao zerar a tensão de referência a corrente produzida torne-se muito pequena, ou seja, magnitude muito menor que -100 dB.

Por fim, a Figura 17(b) representa a análise de frequência da relação entre a corrente produzida pelo inversor e a perturbação da tensão da rede ($\frac{\tilde{i}}{\tilde{v}_g}$). Tal análise demonstra que o efeito da perturbação sobre a tensão da rede de distribuição é infinitesimal fazendo com que a mesma seja imune.

4.4 Controle do Barramento CC

Para se estabilizar a tensão CC do inversor foi utilizado um conversor CC-CC do tipo elevador de tensão (*boost*). O conversor utilizado tem como tarefa equalizar os níveis de tensão entre o, próprio elo CC do inversor e a fonte de energia alternativa, ou seja, não há um controle específico para o gerenciamento de fontes alternativas, uma vez que tal tarefa já deve ter sido realizada, isto é, a fonte CC deve possuir seu próprio sistema de controle e gerenciamento.

Figura 16 – Diagramas de bode para diferentes relações de ganho da malha de controle do inversor.

(a) $\frac{\tilde{i}}{\tilde{i}_{ref}}$ (b) $\frac{\tilde{i}}{\tilde{v}_g}$

Figura 17 – Diagramas de bode para diferentes relações de ganho da malha de controle do inversor.

A Figura 18 mostra o diagrama geral do conversor CC-CC. Em linhas vermelhas são representados os elementos físicos, os quais, L_b é o indutor do conversor, com r_b representando suas perdas, C_b sendo o capacitor e d_b o diodo. Em linhas verdes está ilustrado o diagrama de blocos do controle aplicado. A malha de controle é composta por uma malha de corrente interna a malha de tensão (como no caso do inversor CA), na qual, H_{i_cc} é o ganho do sensor de corrente CC, H_{v_cc} é o ganho do sensor de tensão CC e PI_{v_cc} e PI_{i_cc} são os controladores de tensão e corrente, respectivamente.

Figura 18 – Diagrama geral do conversor CC-CC.

A operação do *boost* se dá em dois estados, sendo um para a chave fechada e outro para a chave aberta, devido ao fato do conversor CC-CC operar no modo de condução contínua (tal modo de operação minimiza as ondulações de corrente que fluem pela fonte alternativa). A partir do circuito da Figura 18, podem-se extrair as equações em espaço de estado para cada um dos modos de operação do conversor. Considerando a chave na posição *ON*, é possível encontrar as equações conforme (16) por outro lado, quando a posição é alterada para a posição *OFF* o conjunto de equações modifica-se de acordo com (17).

$$\text{Chave fechada} \begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{e(t)}{L} - \frac{(r_{on}+r_L)}{L}i_L(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC}v_C(t) \end{cases} \quad (16)$$

$$\text{Chave aberta} \begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{e(t)}{L} - \frac{(r_L+r_D)}{L}i_L(t) - \frac{v_C(t)}{L} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}v_C(t) \end{cases} \quad (17)$$

De posse das equações (16) e (17), considerando-se d como sendo a percentagem do tempo em que a chave está fechada e $(1-d = d - D')$ como a percentagem do tempo que a chave está aberta, é possível ponderar ambas as equações e obter o modelo matemático do conversor *boost* no domínio do tempo.

Da mesma forma que no controle CA, no controle CC as variáveis em espaço de estado são composta por um valor de regime permanente e uma pequena perturbação entorno do ponto de operação.

A partir de (9), encontra-se a equação diferencial no espaço de estados ($\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$, $\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}$). Na sequencia, é possível o uso da análise de pequenos sinais para se obter o modelo planta a ser controlada em função de pequenas perturbações no sistema (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

O vetor de estado $\mathbf{x}$ é definido por $\mathbf{x} = [i, i_g, v]^T$, onde $\mathbf{x}$ representa a variável de estado em regime permanente e $\tilde{\mathbf{x}}$ é uma pequena perturbação entorno do ponto de operação. Dessa forma, é possível escrever $\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}$, ou seja, é possível escrever os vetores de estado, de transição entrada e saída, etc como uma combinação linear de seu valor em regime permanente mais as pequenas perturbações em torno do ponto quiescente de operação.

Para o vetor de entrada $\mathbf{u}$, utiliza-se uma decomposição semelhante, em que, $\mathbf{u} = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}$, com $\mathbf{u} = [v_{inv}, v_g]^T$ na qual, $\mathbf{U}$ representa as variáveis de entrada em regime permanente e $\tilde{\mathbf{u}}$ é uma pequena perturbação em torno do ponto de operação de cada fonte.

Aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (16) e (17) e fazendo as devidas considerações, encontra-se a equação (18) que representa a corrente no indutor em função da razão cíclica ($\tilde{d}(s)$), a tensão no capacitor ($\tilde{v}_c(s)$) e a variação na tensão de entrada ($\tilde{e}(s)$). Do mesmo modo, (19) representa a variação na tensão do capacitor ($\tilde{v}_c(s)$) em função da variação na corrente do indutor ($\tilde{i}_L(s)$) e da razão cíclica ($\tilde{d}(s)$).

$$\tilde{i}_L(s) = \frac{\overbrace{-\left(\frac{r_L+r_{on}}{L}\right)I_L + \left(\frac{r_L+r_D}{L}\right)I_L + \frac{V_C}{L}}^{G_1(s)}}{s + \left(\frac{r_L+r_{on}}{L}\right)D + \left(\frac{r_L+r_D}{L}\right)D'} \tilde{d}(s) - \frac{\overbrace{D}^{G_2(s)}}{L\left(s + \left(\frac{r_s+r_{on}}{L}\right)D + \left(\frac{r_L+r_D}{L}\right)D'\right)} \tilde{v}_c(s) + \frac{1}{L} \tilde{e}(s) \quad (18)$$

$$\tilde{v}_c(s) = \frac{\overbrace{D'}^{G_3(s)}}{\left(s - \frac{1}{RC}\right)C} \tilde{i}_L(s) - \frac{\overbrace{I_L}^{G_4(s)}}{\left(s - \frac{1}{RC}\right)C} \tilde{d}(s) \quad (19)$$

De posse das equações (18) e (19), após algumas simplificações e manipulações algébricas, encontram-se (20) e (21). Desta forma, constitui-se o diagrama de blocos do controle como mostrado na Figura 19.

$$\tilde{i}_L(s) = \frac{\overbrace{G_1(s)}^{G_5(s)}}{1 - \left(\frac{G_2(s)(G_3(s)G_1(s)-G_4(s))}{G_1(s)+G_4(s)G_2(s)}\right)} \tilde{d}(s) - \frac{\overbrace{G_2(s)G_4(s)}^{G_6(s)}}{L \left(1 - \left(\frac{G_2(s)(G_3(s)G_1(s)-G_4(s))}{G_1(s)+G_4(s)G_2(s)}\right)\right)} \tilde{e}(s) \quad (20)$$

$$\tilde{v}_c(s) = \frac{\overbrace{(G_3(s)G_1(s)-G_4(s))}^{G_7(s)}}{G_1(s)+G_2(s)G_4(s)} \tilde{i}_L(s) + \frac{G_4(s)}{L} \tilde{e}(s) \quad (21)$$

Por fim, o módulo das funções de transferências representadas por $|G_5(s)|$ e $|G_7(s)|$ são os ganhos de projeto dos controladores das malhas de corrente e tensão, respectivamente. Da mesma forma que na malha CA, para se calcular o PI de corrente, o ganho de malha aberta é dado por (22) e os parâmetros de projeto estão referenciados na Tabela 4.

$$G_{OL_i} = |G_5(s)| H_{i_cc} G_{PWM} \quad (22)$$

Já para a malha de tensão, o ganho de malha aberta é dado por (23) e os parâmetros de projeto se encontram na Tabela 5.

$$G_{OL_v} = \left| G_7(s) G_{PI_{i_{cc}}}(s) \right| \frac{H_{v_cc}}{H_{i_cc}} \quad (23)$$

Figura 19 – Diagrama geral do controle do conversor CC-CC.

Tabela 4 – Parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente do *boost*.

ω_{FCL} (rad/s)	mf (graus)	L (mH)	V_c (V)	E (V)	H_{v_cc}
455,1	60	5	300	100	0,04

Tabela 5 – Parâmetros utilizados no projeto do controlador de tensão do *boost*.

ω_{FCL} (rad/s)	mf (graus)	V_c (V)	$C(\mu F)$	P (kVA)	H_{i_cc}	$T_s(kHz)$
3,661	60	300	1360	1	0,002	12

A Figura 20 mostra as respostas em frequência para as relações entre a tensão de referência e a tensão de saída ($\frac{\tilde{v}_c}{v_{c_ref}}$) ou a tensão de entrada pela tensão de saída ($\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{e}}$). De acordo com a Figura 20(a), observa-se que a frequência de corte de malha fechada é de 0,6 Hz. Tal frequência de corte é baixa suficiente para garantir um desacoplamento entre as frequências das malhas de controle de potências, tensão CA e corrente CA, sendo que a dinâmica mais lenta é a que está relacionada com controladores de potência.

Já na Figura 20(b) é mostrado a relação entre uma perturbação na tensão de entrada em relação com a tensão de saída. Com isso é possível de se notar que para baixas frequências, em torno da frequência de corte da malha de tensão, não há influência na tensão de saída, ou seja, as perturbações na tensão de entrada têm elevado ganho nas regiões da ordem de 100 Hz à 100 kHz.

(a) $\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{v}_{c_{ref}}}$ (b) $\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{e}}$

Figura 20 – Diagramas de bode para diferentes relações de ganho da malha de controle do conversor CC.

4.5 Filtros Ressonantes

Os controladores PI possuem boa resposta dinâmica com sinais contínuos (reduzido *overshoot* $<20\%$, erro de regime permanente $<5\%$, etc) porém, não conseguem zerar, completamente, os erros de regime permanente quando trabalham com sinais oscilatórios, como no caso de referencial estático $\alpha\beta$. Além disso, a resposta em frequência do PI é semelhante à de um filtro passa-baixas, desta forma, os PI s não possuem adequada capacidade de compensação para frequências acima da frequência de corte nas quais os mesmos são projetados.

Uma alternativa para contornar esses problemas é o uso de controladores ressonantes em paralelo com o controlador P fazendo com que o controlador insira um acréscimo de ganho nas frequências nas quais o mesmo foi projetado. Nesse contexto, ao adicionar-se um controlador ressonante na frequência fundamental, o integrador do PI não é mais necessário, uma vez que a capacidade de integração está incorporada na estrutura de controle do controlador ($P+RES$).

Diversos autores que trabalham com conversores conectados à rede elétrica utilizam controladores do tipo proporcional (P) juntamente com filtros ressonantes paralelos (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; TEODORESCU et al., 2006; FREIJEDO et al., 2011).

Uma das vantagens em se utilizar os filtros ressonantes está relacionada com a capacidade de compensação de harmônicos, isto é, ao somar diversos filtros em paralelo, sintonizados nas frequências pré-estabelecidas, por exemplo, harmônicas de ordem ímpar, consegue-se reduzir, na tensão, as harmônicas produzidas da carga. Com isso, cada vez que houver sinais com a presença de harmônicas nas frequências selecionadas, o filtro incrementa no ganho do controlador reduzindo a impedância do conversor e aumentando a capacidade de transferência de corrente, exatamente, nessas frequências (MACHADO, 2005). A Figura 21 mostra a estrutura do controlador P em paralelo com os filtros ressonantes, onde e representa o erro de entrada e y a saída do controlador.

A equação do filtro ressonante no domínio da frequência (modo contínuo "s") é dada por (24), na qual k_{1k} representa o ganho da função que afetará a magnitude do sinal e deve ser sintonizado de forma a minimizar o erro de regime permanente, ω_0 é a frequência fundamental e h a ordem harmônica. Outra forma de escrever (24) é utilizando sua forma aproximada (25), na qual é possível visualizar a influência de ω_c , que representa a largura de banda do filtro (ZMOOD; HOLMES, 2003; GAZOLI, 2011). Entretanto, trabalhar com esta equação não garante a estabilidade da planta que está sendo controlada, uma vez que ela inclui zeros no semiplano direito do eixo imaginário, produzindo, portanto, um sistema de fase não mínima. Já a equação (26) mostra o controlador $P + RES$ com destaque para

Figura 21 – Diagrama de blocos mostrando o controlador P em paralelo com os filtros ressonantes.

a parcela proporcional e a parcela para a compensação harmônica, respectivamente.

$$RES_k(s) = k_{1_k} \frac{s}{s^2 + (h_k \omega_0)^2} \quad (24)$$

$$RES_k(s) = k_{1_k} \frac{(2\omega_c)s}{s^2 + (2\omega_c)s + (h_k \omega_0)^2} \quad (25)$$

$$G_{P+RES}(s) = k_p + \sum_{k=1,3,\dots}^n RES_k(s) \quad (26)$$

4.5.1 Discretização das equações dos filtros para uso no controle digital

As equações descritas no domínio da frequência (modo contínuo "s") necessitam ser discretizadas (z) e, então, escritas na forma de equações de diferenças para que se possa processá-las nos microprocessadores. Existem vários métodos de discretizações, tais como: Transformação Bilinear, *ZOH* (*Zero-Order Holder*), Invariância ao Impulso, entre outras.

Segundo o trabalho de Yepes, Member e Freijedo (2010), o resultado final do sistema discretizado deverá ser uma equação algébrica com boa resolução numérica para os valores dos coeficientes dos filtros possam compensar adequadamente o sinal harmônico, isto é, os métodos de discretização causam efeitos no desempenho dos filtros ressonante.

O método de discretização de invariância ao impulso para compensação de controladores em referencial estático foi abordado por Yuan et al. (apud SIMON et al., 1997). Mais recentemente, de acordo com Yepes et al. (2011), dentre os métodos de discretizações presentes, o método da invariância ao impulso se mostrou o mais adequado para o propósito deste trabalho, ou seja, alta seletividade e adaptação dinâmica dos filtros ressonantes. Além disso, este método mantém a estabilidade com $\omega \approx \omega_0$ (sendo ω_0 a frequência de ressonância), como também, permite uma maior margem de fase.

A discretização por invariância ao impulso é dada pela aplicação da transformada Z na resposta ao impulso da função de transferência $X(s)$, dado por (27).

$$X(z) = Z\{L^{-1}\{X(s)\}\} \quad (27)$$

Aplicando-se (27) em (24), obtém-se (28), na qual, ω_0 pode ser substituído por ω_{PLL} que é a frequência de sincronismo fornecida pelo algoritmo do PLL , k_R representa o ganho do filtro ressonante, T_s é a frequência de amostragem e h é a ordem harmônica.

$$R(z) = k_R T_s \frac{1 - z^{-1} \cos(h\omega_{PLL} T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(h\omega_{PLL} T_s) + z^{-2}} \quad (28)$$

Reescrevendo a equação (28) em uma equação de diferenças, z^{-k} pode ser substituído por $[n - k]$ (para $k = 1, 2, 3, \dots$) e fazendo-se as devidas simplificações e isolando-se o termo $y[n]$, deve-se obter uma equação de diferenças de um filtro do tipo IIR (*Infinite Impulse Response*) dado por (29), em que: a_1, a_2, b_0 e b_1 são os coeficientes do filtro ressonante.

$$y[n] = b_0 e[n] + b_1 e[n - 1] - a_1 y[n - 1] - a_2 y[n - 2] \quad (29)$$

Desta forma, os coeficientes da equação (29) são dados por (30), (31), (32) e (33). Entretanto, cabe ressaltar que somente os coeficientes envolvendo ω_{PLL} precisam ser calculados a cada iteração no algoritmo de controle.

$$b_0 = k_R T_s \quad (30)$$

$$b_1 = -k_R T_s \cos(h\omega_{PLL} T_s) \quad (31)$$

$$a_1 = -2 \cos(h\omega_{PLL} T_s) \quad (32)$$

$$a_2 = 1 \quad (33)$$

Em Yepes, Member e Freijedo (2010) é feita uma análise minuciosa sobre a influência dos métodos de discretização de filtros ressonantes e suas devidas aplicações. Dentre tais análises, a discretização por invariância ao impulso se mostra mais adequada para o propósito de aplicação em controladores com filtros dinâmicos. Desta forma, abaixo são citadas algumas justificativas que foram concluídas no trabalho de Yepes, Member e Freijedo (2010).

- Os métodos de Euler (*forward and backward*) não são adequados para discretizações de controladores ressonantes, uma vez que eles não mapeiam os polos sobre o círculo unitário, ou seja, não proporcionam ganhos infinitos;

- Implementações utilizando os métodos por ZOH, Invariância ao impulso, FOH, Tustin com prewarping e ZPM fornecem uma localização precisa dos picos de ressonância, mesmo para altas frequências de ressonância e baixas taxas de amostragem. Em consequência, são mais adequados para zerar o erro de regime permanente quando utilizados em sistemas com frequências adaptativas, ou seja, é imprescindível o cálculo *on-line* de funções trigonométricas, o que pode exigir muito recurso computacional do microprocessador utilizado;
- Com relação aos controladores *P+RES*, os métodos que fornecem uma implementação eficaz em tempo discreto para a compensação de atraso são *FOH*, *Tustin com prewarping*, e invariância ao impulso para cada termo ressonante. Já as outras técnicas podem facilmente conduzir o sistema de controle à instabilidade, devido à grande diferença que elas produzem na resposta em frequência próxima da frequência de ressonância.

4.5.2 Determinação do ganho k_R dos filtros ressonantes

De acordo com a obra de Buso e Mattavelli (2006), o ganho dos controladores ressonantes pode ser definido por (34), em que $t_r = n_0 T_0$ é o tempo de resposta desejado para a frequência fundamental (sendo um valor entre 10 % e 90 % da resposta ao degrau), na qual, T_0 representa o período da frequência fundamental e n_0 é o número de períodos de T_0 .

$$k_R = 4,4 \frac{k_p}{t_r} \quad (34)$$

Tendo-se em conta que foi encontrado o valor de $k_p = 0,2519$ para o ganho do controlador de tensão e adotando-se um tempo de resposta $t_r = 0,0025$ s, tem-se $k_R = 443,34$.

4.5.3 O problema da sintonia da frequência de corte dos filtros com a frequência da rede elétrica

Nas redes elétricas é esperado que a frequência nominal seja fixa e contínua ao longo do tempo, porém, são aceitáveis pequenas variações de frequência dentro dos limites estabelecidos por normas. Entretanto, tais variações, mesmo que pequenas, podem prejudicar os sistemas de GD com controladores ressonantes utilizados na compensação de distorções harmônicas.

Quando os filtros ressonantes são projetados para a compensação de harmônicas, inicialmente, determina-se em quais destas frequências serão realizadas as compensações (frequências múltiplas da fundamental) estabelecendo, dessa forma, a frequência de ressonância para a operação de cada filtro.

Geralmente o cálculo dos coeficientes dos filtros digitais é realizado de forma *off-line*, isto é, os mesmos são calculados antes do processamento do algoritmo de controle. Com isso, ganha-se em custo computacional, pois, otimiza-se o cálculo desses coeficientes, uma vez que não é necessário o cálculo à cada iteração. Entretanto, a implementação com cálculo *off-line* prejudica o uso de filtros ressonantes com reduzida largura de banda (alta seletividade) para controladores de dispositivos conectados à rede e sujeitos às variações na frequência fundamental. A variação da frequência da rede, nesta situação, acarreta na compensação de frequências não múltiplas da fundamental e como consequência o aumento da distorção harmônica total.

Por exemplo, ao se projetar um filtro para atuar a terceira harmônica de uma rede em 60 Hz, tem-se que a frequência para terceira harmônica é igual a $h_3\omega_0 = 3 \cdot 60 = 180$ Hz. Se a frequência da rede for modificada para 59,5 Hz, a terceira harmônica é reduzida para 178,5 Hz o que pode ocasionar, no caso do filtro ressonante ao ser projetado com alta seletividade (reduzida largura de banda), a não compensação da terceira harmônica. Além disso, o filtro irá inserir na malha de controle frequências indesejadas, tais como inter-harmônicas com valores em torno das frequências utilizadas no projeto dos filtros.

Portanto, uma solução para o problema é utilizar o cálculo dinâmico dos coeficientes dos filtros, fornecendo para as equações dos filtros o valor instantâneo da frequência da rede. Nesse caso, o algoritmo do *PLL* determina o valor da frequência da rede e assim, é possível calcular o valor de ω_0 para cada passo de integração (amostragem) (FREIJEDO et al., 2011).

A Figura 22 mostra a comparação entre a tensão do conversor com e sem filtro ressonante adaptável dinamicamente. Observar-se que após a variação de frequência em 0,7 s o filtro dinâmico adapta-se e consegue manter baixos níveis de distorção harmônica total (<5%). Já no caso do filtro estático, ocorre a distorção do sinal e nesse caso, o filtro deforma a onda. Na Figura 23 é possível comparar os dois casos em níveis elevado de detalhamento, mostrando a tensão do conversor quando o sistema já está em regime permanente e trabalhando numa frequência abaixo da nominal (59,5 Hz).

Para comparar o efeito dos filtros utilizados, as Figuras 24 e 25 são apresentadas as análises da *FFT* do sinal da tensão do conversor para os dois casos anteriores. Através da análise do espectro de frequência é possível determinar as componentes harmônicas presentes nas duas situações.

Na Figura 24 nota-se que não há componentes para as frequências harmônicas compensadas no controle, isto é, as harmônicas ímpares até a décima-nona ordem. Deste modo, conseguiu-se um sinal senoidal com $THD = 3,55\%$. Já na situação da Figura 25 pode-se observar que o fato da frequência ter se deslocado em relação à frequência de projeto dos filtros fez com que o controlador perdesse a capacidade de compensação. Com isso, observou-se o aparecimento das frequências harmônicas ímpares e uma THD de aproximadamente 40%.

Figura 22 – Diferenças na tensão do conversor quando há ou não filtro dinâmico na presença de variação de frequência.

Figura 23 – Detalhe comparando a tensão do conversor com e sem filtro dinâmico no sistema.

Figura 24 – FFT do sinal de tensão do conversor para controle com filtros ressonantes dinâmicos.

Figura 25 – FFT do sinal de tensão do conversor para controle com filtros ressonantes estáticos.

4.6 Considerações Finais

Nesse capítulo foram abordados os métodos utilizados para projetar os controladores do conversor CC-CC e CC-CA. Para o controle do conversor CA é utilizado um regulador do tipo *PI* na corrente e um controlador *P+RES* na tensão, além disso, o emprego de controladores ressonantes em paralelo com o controlador de tensão, para minimizar o erro de regime permanente e também, compensar as distorções harmônicas da tensão produzidas pela carga local. O critério de projeto desses filtros digitais mostrou o método de discretização dos mesmos, além de uma análise sobre a importância dos mesmos quando utilizados de forma adaptativa.

Conexão com a Rede e Transferência de Potência

Neste capítulo é abordado o método de controle de potência, bem como, a descrição do algoritmo de conexão com a rede de distribuição e o método de identificação de ilhamento utilizado. Para a conexão entre GD e a rede de distribuição, é necessário que as tensões da GD estejam compatíveis com as tensões da rede (mesma amplitude, frequência e fase). Desta forma, necessita-se a utilização de um algoritmo que gerencie todos estes parâmetros e acione o relé de conexão. Após o relé ser acionado é iniciado o algoritmo de controle de potência, o qual ajusta as tensões produzidas pela GD para controlar o fluxo de potência entre a GD e a rede de distribuição.

5.1 Algoritmo de Conexão

A Figura 26 mostra o algoritmo de conexão utilizado, como forma de se obter uma conexão segura entre a GD e a rede de distribuição. Para tal tipo de manobra, as tensões da GD e da rede de distribuição devem estar sincronizadas (em fase) e possuírem a mesma amplitude (AGUIAR, 2013).

Em geral a aplicação do algoritmo é simples. Inicialmente, é computado o valor *rms* da tensão da rede, seguido, também, pelo cálculo do valor *rms* da tensão da GD. Na sequência, a frequência de sincronismo é obtida através do algoritmo do *PLL*, cuja média é calculada de acordo com (35). Caso todas estas variáveis produzam valores (W_{PLL} , V_g e V) dentro dos limites estabelecidos por normas nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica e o relé de conexão estiver desligado, então um contador é incrementado.

Quando o contador alcança um valor específico (t_{max}), o relé de interconexão é acionado conectando a GD na rede de distribuição. Caso o contador não atinja este valor, então as condições de teste estão fora dos limites ou o relé está já encontra-se fechado. Por fim, o algoritmo retorna e inicia, novamente, para uma nova avaliação das condições

de operação do sistema como um todo (GD e rede de distribuição).

$$W_{PLL} = \sum_{k=1}^m \frac{\omega_{PLL}(k)}{m} \quad (35)$$

Figura 26 – Algoritmo de conexão.

5.2 Controle de Potência

O método de gerenciamento de potência é usado para evitar que o controle da GD seja suscetível a variações paramétricas da rede quando a amplitude da tensão da GD e o ângulo de defasagem entre as tensões da GD e da rede são aplicados para ajustar o fluxo de potência ativa e reativa, respectivamente, através da rede em malha aberta. O ajuste da amplitude da tensão de referência é dado por (36), enquanto que (37) mostra a equação do ângulo de defasagem entre as tensões da GD e rede que é adicionado à referência de tensão gerada no controle.

Em (36) e (37), $V_g = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v_g)^2 dt}$ e $V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v)^2 dt}$ são as tensões *rms* da rede de distribuição, enquanto que $Q_{g,1\phi}$ e $P_{g,1\phi}$ são as potências médias reativa e ativa por fase que fluem através da rede de distribuição, respectivamente. Em (36) $\sqrt{2}$ é o ganho para transformar o valor *rms* em pico, enquanto que o símbolo $|X_{L_S}(j\omega_{PLL})|$ indica o módulo da reatância da rede (38).

$$V_{amp} = \sqrt{2} \left(\frac{V_g^2 - |X_{L_S}(j\omega_{PLL})| Q_{g,1\phi}}{V_g \cos \beta} \right) \quad (36)$$

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{P_{g,1\phi} |X_{L_S}(j\omega_{PLL})|}{V_g V} \right) \quad (37)$$

$$X_{L_S}(j\omega_{PLL}) = j\omega_{PLL} L_S \quad (38)$$

Entretanto, para reduzir os efeitos paramétricos, as potências ativa e reativa devem ser controladas (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006; KIM; YU; CHOI, 2008) através de um sistema de controle em malha fechada. Para tal, é necessário calcular as potências ativa (p_g) e reativa (q_g) instantâneas por fase através da rede de distribuição e que são definidas de acordo com (39) e (40) (POZZEBON et al., 2013; WATANABE; AREDES, 1998).

Para minimizar os distúrbios de transferência de potência, somente a potência reativa média ($Q_{g,1\phi}$), definida como (41) ou (45) e a potência ativa média ($P_{g,1\phi}$), calculadas como (42) ou (46), serão controladas por fase.

$$p_g = \overbrace{v_{a_g} i_{a_g}}^{p_{a_g}} + \overbrace{v_{b_g} i_{b_g}}^{p_{b_g}} + \overbrace{v_{c_g} i_{c_g}}^{p_{c_g}} \quad (39)$$

$$q_g = \frac{\overbrace{(v_{a_g} - v_{b_g}) i_{c_g}}^{q_{a_g}}}{\sqrt{3}} + \frac{\overbrace{(v_{b_g} - v_{c_g}) i_{a_g}}^{q_{b_g}}}{\sqrt{3}} + \frac{\overbrace{(v_{c_g} - v_{a_g}) i_{b_g}}^{q_{c_g}}}{\sqrt{3}} \quad (40)$$

$$Q_{g,1\phi} = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{T} \int_0^T q_g dt \right) \quad (41)$$

$$P_{g,1\phi} = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{T} \int_0^T p_g dt \right) \quad (42)$$

Como o sistema de GD é controlado em referências estacionárias, somente 2 graus de liberdade são ajustados: um deles está relacionado com a correção ou ajuste da amplitude da tensão da GD (V_{amp}) em (43), onde V_r é o valor *rms* da tensão nominal da rede, ΔV é o termo de correção determinado pelo controle de potência reativa enquanto que, $\sqrt{2}$ é o ganho para transformar o valor *rms* em valor de pico. O segundo parâmetro está relacionado com o ajuste do ângulo de defasagem ($\Delta\beta$) que é calculado através do controle de potência ativa. Baseando-se nas normas nacionais e internacionais de qualidade de

energia elétrica (ANEEL, 2015), V_{amp} deve estar contido nos limites estabelecidos por norma, isto é, deve estar na faixa entre $0,9V_r \leq V_{amp} \leq 1,05V_r$

$$V_{amp} = \sqrt{2}(V_r + \Delta V) \quad (43)$$

Finamente, baseando-se nas definições anteriores, as referências de tensão para o controle da GD são definidas de acordo com (44), na qual $(\pi/2)$ é utilizado para ajuste de fase do PLL para manter a GD e a rede de distribuição sincronizadas, o ângulo θ é calculado pelo algoritmo do PLL e utilizado como argumento nas referências de tensão da GD.

$$\begin{cases} V_{a_{ref}} = V_{amp} \sin(\theta + \frac{\pi}{2} + \Delta\beta) \\ V_{b_{ref}} = V_{amp} \sin(\theta + \frac{\pi}{2} + \Delta\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{c_{ref}} = V_{amp} \sin(\theta + \frac{\pi}{2} + \Delta\beta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (44)$$

5.2.1 Análise do Fluxo de potência

A análise do fluxo de potência é utilizada para definir o modelo da planta do controle de potência ativa e reativa através da rede de distribuição. Para tal tarefa, é necessário se considerar que o controle de tensão seja capaz de produzir tensões livre de distorções harmônicas, independentemente das características da rede de distribuição ou da carga no PAC.

Considerando que estas características correspondem a equivalência entre os métodos utilizados para calcular o fluxo de potência através da rede de distribuição definidos pelas equações (41) e (45) ou (42) e (46). O modelo da planta é obtido calculando-se a derivada parcial da potência ativa e reativa médias por fase em (47) e (48) em relação ao ângulo de defasagem sobre β , tensões do sistema de GD e da rede de distribuição V , V_g e da frequência de sincronismo obtida do algoritmo PLL (ω_{PLL}).

$$Q_{g,1\phi} = \frac{V^2 - VV_g \cos(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \quad (45)$$

$$P_{g,1\phi} = \frac{VV_g}{\omega_{PLL} L_S} \sin(\beta) \quad (46)$$

$$\frac{\partial P_{g,1\phi}}{\partial \beta, \partial V, \partial V_g, \partial \omega_{PLL}} \begin{cases} \frac{\partial P_{g,1\phi}}{\partial \beta} = \frac{VV_g \cos(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \\ \frac{\partial P_{g,1\phi}}{\partial V} = \frac{V_g \sin(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \\ \frac{\partial P_{g,1\phi}}{\partial V_g} = \frac{V \sin(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \\ \frac{\partial P_{g,1\phi}}{\partial \omega_{PLL}} = -\frac{P_{g,1\phi}}{\omega_{PLL}} \end{cases} \quad (47)$$

$$\frac{\partial Q_{g,1\phi}}{\partial \beta, \partial V, \partial V_g, \partial \omega_{PLL}} \begin{cases} \frac{\partial Q_{g,1\phi}}{\partial \beta} = \frac{VV_g \sin(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \\ \frac{\partial Q_{g,1\phi}}{\partial V} = \frac{2V - V_g \cos(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \\ \frac{\partial Q_{g,1\phi}}{\partial V_g} = -\frac{V \cos(\beta)}{\omega_{PLL} L_S} \\ \frac{\partial Q_{g,1\phi}}{\partial \omega_{PLL}} = -\frac{Q_{g,1\phi}}{\omega_{PLL}} \end{cases} \quad (48)$$

A fim de manter estável a operação do sistema que está sob controle (conexão da GD na rede de distribuição), espera-se um pequeno ângulo β para transferir potência nominal da GD para a rede de distribuição com uma mínima alteração na amplitude da tensão, ou seja, é de interesse que ambas as estruturas de controle (ativa e reativa) estejam desacopladas.

Desta forma, utilizando-se de aproximações trigonométricas ($\cos(\beta) \simeq 1$ e $\sin(\beta) \simeq \beta$) e linearizando (47) e (48) em torno do ponto de operação, encontra-se (49) e (50). Em ambos os casos, os dois primeiros termos são utilizados para definir os modelos da potência ativa e reativa, se for aplicada uma normalização em V , V_g e $\omega_{PLL}L_s$.

Este procedimento resulta em $\frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta\beta} \simeq 1$ e $\frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta V} \simeq 0$, isto é, o impacto na potência ativa é causado, principalmente, por $\Delta\beta$. Da mesma forma, os mesmos procedimentos podem ser aplicados no controle da potência reativa, na qual o efeito será causado, efetivamente, por ΔV , uma vez que $\frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta\beta} \simeq 0$ e $\frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta V} \simeq 1$. Isso demonstra que $P_{g,1\phi}$ é mais sensível a $\Delta\beta$, enquanto que $Q_{g,1\phi}$ é mais dependente de ΔV .

$$\frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta\beta, \Delta V, \Delta V_g, \Delta\omega_{PLL}} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta\beta} = \frac{VV_g}{\omega_{PLL}L_s} \\ \frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta V} = \frac{V_g\beta}{\omega_{PLL}L_s} \\ \frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta V_g} = \frac{V\sin(\beta)}{\omega_{PLL}L_s} \\ \frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta\omega_{PLL}} = -\frac{P_{g,1\phi}}{\omega_{PLL}} \end{array} \right. \quad (49)$$

$$\frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta\beta, \Delta V, \Delta V_g, \Delta\omega_{PLL}} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta\beta} = \frac{VV_g\beta}{\omega_{PLL}L_s} \\ \frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta V} = \frac{2V-V_g}{\omega_{PLL}L_s} \\ \frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta V_g} = -\frac{V\cos(\beta)}{\omega_{PLL}L_s} \\ \frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta\omega_{PLL}} = -\frac{Q_{g,1\phi}}{\omega_{PLL}} \end{array} \right. \quad (50)$$

Por outro lado, se as derivadas parciais forem calculadas em relação a frequência de sincronismo e também for utilizada a linearização em torno do ponto de operação, então qualquer tipo de variação na frequência da rede de distribuição irá produzir variações com oposição de sinal na potência ativa ($\Delta P_{g,1\phi}$) e reativa ($\Delta Q_{g,1\phi}$). Isso significa que uma variação positiva na frequência, a GD irá absorver potência da rede de distribuição, ao passo que uma variação negativa irá injetar potência na rede de distribuição. Entretanto, o nível de potência ou pico máximo irá depender da impedância da rede, do ângulo de defasagem e da diferença instantânea entre as amplitudes das tensões da rede de distribuição e da GD.

Partindo-se das equações (47) e (48), obtém-se as superfícies mostrada na Figura 27, nas quais relacionam as derivadas de potências em função de variações paramétricas. Além disso, para se obter as referidas superfícies, todas as variáveis foram normalizadas (V , V_g , β , ω_{PLL} e X_{L_s}).

Das Figuras 27(a), 27(b), 27(c) e 27(d), fica visível que as variações de tensão estão mais relacionadas à $Q_{g,1\phi}$. Nas Figuras 27(e) e 27(f) é possível se visualizar que as variações de β são mais influentes em $P_{g,1\phi}$ do que $Q_{g,1\phi}$.

Já na Figura 27(g), ao se considerar que para transferir potência para rede é necessário que o ângulo β seja maior que zero, observa-se uma variação positiva de frequência produz um fluxo de potência negativo. Por fim, na Figura 27(h), ao se considerar que a tensão V deve ser maior que V_g para se injetar potência com fator unitário, percebe-se que uma variação positiva de frequência ($\omega > 1p.u.$) ocasionará um fluxo de potência negativo.

5.3 Projeto dos Controladores de Potência

Neste subitem são analisadas as estruturas de controle para a potência ativa e reativa (Figura 28). Tais estudos permitirão o uso de um elevado nível de resolução de forma que não se tenha efeitos decorrentes de variações paramétricas em (36) e (37), uma vez que elas são dependentes da reatância da rede de distribuição. Devido ao fato da planta para controle de potência ativa e reativa não possuir armazenadores de energia, apenas ganhos podem ser selecionados para ajustar a operação em malha fechada. Neste contexto, na Figura 28, $k_{p_{p,q}}$ são os ganhos proporcionais para as potências ativa ou reativa e $G_{OL_{p,q}}$ são os ganhos de malha aberta para as potências ativa ou reativa.

Os método aqui empregado para projetar os controladores de potência ($k_{p_{p,q}}$) é o mesmo método de projeto dos controladores utilizados para inversor no Capítulo 4.

Em (51) $G_{OL_{p,q}}$ é o ganho de malha aberta da planta de potência ativa (52) e reativa (53), e $\omega_{FCL_{p,q}}$ é a frequência angular de malha fechada para as potências ativa e reativa.

$$k_{p_{p,q}} \frac{G_{OL_{p,q}}}{\omega_{FCL_{p,q}}} = 1 \quad (51)$$

$$G_{OL_p} = \frac{\Delta P_{g,1\phi}}{\Delta \beta} = \frac{VV_g}{\omega_{PLL}L_S} \quad (52)$$

$$G_{OL_q} = \frac{\Delta Q_{g,1\phi}}{\Delta V} = \frac{2V - V_g}{\omega_{PLL}L_S} \quad (53)$$

O controle de transferência de potência (ativa e reativa) é acionado somente quando a GD está conectada na rede e desligado quando a GD está operando em modo isolado.

Finalmente, os ganhos do proporcional em (51) podem ser determinado através de uma grande constante de tempo, isto é, o controle de potência reativa deve ser mais rápido do que o controle de potência ativa, para que tenha um mínimo nível de desacoplamento o que evita interferências ou desestabilizações entre os controladores de potência ativa e reativa. Entretanto, ambos devem ser mais lentos do que os controladores de tensão, corrente ou PLL , respectivamente.

A Tabela 5.3 apresenta os parâmetros usados para o projeto dos controles de potência ativa e reativa.

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

(f)

(g)

(h)

Figura 27 – Superfícies de análise das variações paramétricas das equações (47) e (48).

Figura 28 – Diagrama de blocos do controle das potências ativa e reativa.

Tabela 6 – Parâmetros dos controladores de potência ativa e reativa.

ω_{FCL_p} (rad/s)	H_{v_g}	L_s (mH)	V_r (V)
43,99	$\frac{1}{360}$	5	63,50 (F-N)
ω_{FCL_q} (rad/s)	H_{i_g}	f_s (kHz)	C_{dc} (mF)
4,40	$\frac{1}{10}$	12	2

5.4 Identificação de Ilhamento

Entende-se por ilhamento a região do sistema elétrico de distribuição que sofre um desligamento do alimentador principal e através de geradores locais mantém alimentada essa região que foi isolada (KUNTE; GAO, 2008).

Diversas situações podem produzir ilhamento, dentre essas é possível citar as faltas ocorridas por falha no sistema ou curtos-circuitos ou o desligamento por parte da concessionária para realizar manutenção nas linhas. Assim, quando um ilhamento ou contingência ocorre é necessário que os sistemas de geração distribuída se desconectem da rede de distribuição.

Várias são as técnicas de identificação de ilhamento encontradas na literatura. Em suma elas podem ser classificadas em dois grupos: técnicas passivas e técnicas ativas. As técnicas ativas são caracterizadas por injetarem perturbações na rede de distribuição para que o ilhamento possa ser identificado por meio da resposta desse sinal. Já as técnicas passivas utilizam a medição de sinais de corrente, tensão ou frequência para monitorar a rede e dessa forma, determinar se a microrede está ou não sob contingência (MAHAT; BAK-JENSEN, 2008). Entretanto, ambas as metodologias produzem zonas de não detecção (ZND) que são maiores ou menores dependendo da técnica utilizada.

As ZNDs são as regiões de operação da GD na qual o sistema anti-ilhamento não consegue identificar uma contingência. Em geral as ZNDs são mencionadas quando a GD produz energia equivalente ao que é consumido pela carga fazendo com que, exista fluxo de energia nulo ou mínimo da GD para a rede de distribuição ou vice-versa.

Em geral as técnicas ativas são mais eficientes na determinação de ilhamento por possuírem ZNDs reduzidas, porém, a injeção de sinais na rede pode provocar interferências ou reduzir a qualidade de energia elétrica.

Enfim, as técnicas passivas ganham destaque pela facilidade de implementação e baixo custo, uma vez que as leituras de tensão, corrente ou frequência já são realizadas por sistemas de GD e, além disso, não injetam distúrbios na rede. Todavia, as técnicas

passivas possuem uma ZND maior quando comparada as técnicas ativas (ZEINELDIN; KIRTLEY, 2009). Desta forma, isso pode ser prejudicial ao sistema caso ele não consiga identificar um ilhamento e desconectar a GD da rede de distribuição.

5.4.1 Método para Identificação de Ilhamento: *Sandia Frequency Shift*

O controle da GD proposto neste trabalho é baseado na sintetização de tensão para compensação de distorções harmônicas no ponto de acoplamento comum. Neste sentido, o fato de fixar uma tensão senoidal nos terminais do inversor faz com as técnicas passivas tenham uma grande ZND devido à imposição desta tensão senoidal. Com isso, é grande o atraso na detecção de ilhamento quando o fluxo de potência é nulo ou muito próximo disso.

Por outro lado, as técnicas ativas, apesar de inserirem alguma perturbação no sistema, apresentam maior eficiência e rapidez na identificação do ilhamento. Segundo Bower e Ropp (2002), uma técnica para ser utilizada em inversores conectados à rede, com mínima ZND, é a *Sandia Frequency Shift* (SFS - Método Sandia de Deslocamento de Frequência). Esta é uma técnica ativa que consiste na realimentação positiva no controle do inversor, de forma a produzir uma variação de potência ativa quando há uma perturbação na frequência da rede. A Figura 29 mostra o diagrama de controle da GD com a inserção da SFS.

Figura 29 – Diagrama ilustrando a inserção do método *SFS* no controle da GD.

De acordo com (54), a diferença entre a frequência da rede (ω_{PLL}) e a frequência interna (ω_{ref}) gera um erro que é realimentado no controle. Este erro é intensificado pelo ganho K_{SFS} . O fator c_0 (fator de recortamento) é uma constante que pode ser adicionada para acelerar a detecção quando o erro do sistema for zero ou muito próximo desse valor.

$$\beta_{SFS} = c_0 + K_{SFS} * (\omega_{PLL} - \omega_{ref}) \quad (54)$$

Quando ocorre uma variação de frequência na rede, β_{SFS} adiciona uma variação no ângulo $\Delta\beta$ que é responsável pelo controle de potência ativa. No caso de uma contingência, essa variação se intensifica até o ponto dos parâmetros de frequência ou tensão

ultrapassarem os limites controlados pelo algoritmo de conexão e, então, ocorre a abertura do relé.

A Figura 30(a) mostra a superfície que relaciona a realimentação positiva de β_{SFS} em função da variação de frequência na rede ($\Delta\omega = \omega_{PLL} - \omega_{ref}$) e da variação de c_o , considerando-se um K_{SFS} fixo e unitário. Observa-se que mesmo para um valor de c_o próximo de zero, uma variação de frequência de 5% realimenta um deslocamento de cerca de 20 rad, o que significa que esta realimentação irá provocar uma variação de potência e, conseqüentemente, uma desconexão do sistema (caso os valores da proteção forem ultrapassados).

Por fim, a Figura 30(b) ilustra o comportamento de β_{SFS} em função da variação de K_{SFS} e do erro $\Delta\omega$. Em comparação ao valor de c_o , observa-se que a o ganho K_{SFS} é mais influente em β_{SFS} durante uma variação de frequência. Portanto, quanto maior for o ganho K_{SFS} , maior será a realimentação positiva e o sistema será mais sensível à variações de frequência.

(a) Gráfico de β_{SFS} em função do erro de frequência ($\Delta\omega$) e do fator c_o . (b) Gráfico de β_{SFS} em função do erro de frequência ($\Delta\omega$) e do ganho K_{SFS} .

Figura 30 – Superfícies de análise das variações paramétricas do método SFS.

5.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram abordados o algoritmo de conexão com a rede, controle de potência e identificação de ilhamento. O algoritmo de conexão é de suma importância para que sejam mínimos ou não existam distúrbios na rede no instante da conexão. Além disso, o algoritmo de conexão é responsável pelo acionamento do relé após a ocorrência de perturbações na GD devido a operação do algoritmo de ilhamento. Na análise do controle de potência foram realizados estudos do comportamento das variáveis (tensão e frequência) na GD e suas variações e as conseqüências em relação ao fluxo de potência através da rede de distribuição. Através desses estudos, foi possível determinar o modelo das plantas de

potências para projeto dos controladores. Por fim, na última seção foi abordado o método de ilhamento aplicado e suas características operacionais.

Simulações

Nesse capítulo são apresentadas algumas simulações computacionais da proposta desta tese de Doutorado como forma de avaliar o comportamento do conversor eletrônico frente a manobras de carga, conexão e desconexão da rede de distribuição bem como, durante eventos relacionados à qualidade de energia como: afundamentos, elevações e ilhamento. Dentre estas análises, o trabalho desenvolvido nessa tese de Doutorado busca observar a compensação de distorções harmônicas de tensão, independentemente, do tipo de carga conectada aos terminais da GD como também, o comportamento e o impacto da transferência de potência para a rede de distribuição.

6.1 Sistema Simulado

As simulações foram realizadas com o auxílio do *software PSIM* (versão 9.3) enquanto que, os valores dos componentes passivos utilizados nas simulações, tais como, capacitores, indutores como também, a frequência de chaveamento e ganho dos sensores, usados são os mesmos ou possuem valores próximos daqueles que serão utilizados no experimento prático de bancada.

Nesse contexto, o dimensionamento do sistema simulado considerou os dispositivos (capacitores e indutores) de acordo com a sua disponibilidade no laboratório bem como, os níveis de potência nos quais o sistema de GD deveria operar e máxima potência a ser processada (5 kW). A Tabela 7 mostra os parâmetros utilizados na simulação para os conversores e rede de distribuição.

A Figura 31 dá uma visão geral do esquemático utilizado para a simulação no *PSIM*, onde os componentes físicos estão representados em linhas vermelhas e em linhas verdes, os componentes para controle e gerenciamento do inversor.

Observa-se o conversor CC-CC, dado pela fonte CC, indutor L_b , capacitor C_b , diodo d_b , perda no indutor r_b e chave S_b . Já as chaves do inversor são dadas por S_1 , S_2 e S_3 , bem como, r_1 é a perda no indutor L_{conv} , C_{conv} é o capacitor do filtro LC , r_2 é a perda no indutor L_S , o bloco Controle é o componente do *PSIM* com controle escrito em C

juntamente com as variáveis de medições de corrente e tensão. Além disso, o bloco *PWM* representa a comparação de uma onda triangular na frequência de chaveamento com as referências senoidais geradas pelo controle.

As simulações foram divididas em cinco diferentes ensaios, ou seja, ensaio com carga não linear, ensaio com carga desequilibrada, ensaio com motor de indução trifásico, transferência de potência para a rede e comportamento da GD com distorções harmônicas de tensão na rede de distribuição.

Nos três primeiros ensaios é verificada a capacidade da GD suprir a demanda da carga e manter as tensões senoidais no PCC enquanto que, no ensaio de transferência de potência é verificado o desempenho do controle de potência em transferir potência com mínimo erro entre o que é realmente injetado e as referências definidas pelo usuário ou pelo algoritmo de gerenciamento. Por fim, o ensaio com distorções harmônicas de tensão na rede visa observar os efeitos de tais distorções sobre o sistema de GD.

Tabela 7 – Parâmetros do inversor e componentes utilizados.

Nº fases	3
Tensão nominal (F-N)	$127 V_{rms}$
Frequência da rede	$60 Hz$
Taxa de amostragem	$10,8 kHz$
L_{conv}	$1,5 mH$
C_{conv}	$40 \mu F$
L_s	$5 mH$
Tensão CC	$400 V$
C_{cc}	$2000 \mu F$

Figura 31 – Diagrama geral do sistema simulado.

6.2 Ensaio com Carga Não Linear

O impacto da carga não linear foi analisado por meio do uso de um retificador trifásico não controlado com carga RC de $40\ \Omega$ e $470\ \mu F$ e que consome $0,88\ \text{kVA}$.

A característica dessa carga é a alta distorção da corrente drenada pela carga, o que produz elevados níveis de distorções na tensão no PAC caso não haja um sistema de controle de alto desempenho como é descrito no Capítulo 4.

Na Figura 32 é mostrada a corrente da carga (i_L), a corrente da rede (i_g), a tensão da GD (v) e a tensão da rede (v_g). Observa-se que apesar das altas distorções harmônicas da corrente da carga local, a tensão produzida pela GD permanece senoidal, além de, não haver propagação dos efeitos causados pelas distorções harmônicas para a rede de distribuição. Além disso, a corrente injetada na rede não é influenciada pela corrente da carga uma vez que ambos os sistemas de controle (tensão no PCC e fluxo de potência) são independentes.

Na Figura 33 é apresentada a análise da FFT da tensão da GD e da corrente da carga. Nesta figura, é possível observar que a amplitude das componentes harmônicas de tensão no PAC são extremamente pequenas comparadas com a amplitude da frequência fundamental. Isso é devido à utilização de controladores ressonantes que corrigem as distorções na tensão. Entretanto, quando a mesma análise é realizada sobre a corrente de carga, a amplitude de algumas harmônicas atingem valores semelhantes ou iguais aos valores apresentados pela amplitude da corrente fundamental.

Para finalizar, as taxas de distorção harmônicas totais da tensão no PAC e da corrente de carga foram avaliadas. Desta forma, verificou-se que a GD é capaz de sintetizar uma THD de tensão de cerca de $2,56\%$ em comparação a um THD de 156% para corrente, ou seja, uma diferença de aproximadamente 61 vezes.

6.3 Ensaio com Carga Desequilibrada

Neste item será analisado o desempenho do sistema quando uma carga trifásica de $90\ \Omega$ é conectada entre as fases A e C no PAC. Cujo objetivo é testar a capacidade de compensação do sistema de GD devido à característica da carga que produz um fluxo de potência desequilibrado entre as fases do conversor eletrônico.

Para exemplificar o comportamento da mesma, a Figura 34 mostra as correntes da carga (i_L), as correntes injetadas na rede (i_g) e as tensões da GD. Neste caso, é possível notar que a GD mantém as tensões no PAC equilibradas, mesmo a carga estando ligada em duas das três fases do conversor. Devido ao método de controle desacoplado potência/tensão, observa-se que as correntes injetadas na rede estão equilibradas, uma vez que as tensões da GD e rede são senoidais e equilibradas.

Figura 32 – Carga não linear.

Figura 33 – FFT dos sinais da simulação com carga não linear.

Figura 34 – Acionamento da carga desequilibrada.

6.4 Ensaio com Motor de Indução Trifásico

Neste ensaio a simulação foi realizada com o uso de um motor de indução trifásico de 0,5 CV como carga. Para tal, considera-se que a potência do motor deve ser pequena o suficiente para que a corrente de acionamento do motor não ultrapasse tanto a capacidade de potência máxima da fonte CC quanto os valores máximos de correntes que podem ser lidos pelos sensores de corrente.

Para se conhecer o efeito causado pelo acionamento do motor indução e suas consequências, optou-se em acioná-lo com partida direta e sem carga no eixo. A Tabela 8 mostra os parâmetros do motor utilizados na simulação (MARRA, 1999).

As principais características desse tipo de carga está relacionada ao efeito indutivo e a alta corrente de partida do motor de indução. Além disso, o efeito indutivo pode causar a ressonância com o filtro *LCL* e oscilações no ponto de acoplamento comum, principalmente quando houver conexão com a rede, uma vez que há uma mudança de impedância vista pelo lado do conversor no momento da conexão da máquina de indução. No acionamento do motor, com o sistema isolado, toda a potência disponível para as cargas provém da GD e, por isso, há uma drástica redução da tensão nos terminais do conversor durante a partida.

Na Figura 35(a) o motor de indução é acionado com o sistema isolado da rede. Nesta figura são mostradas a tensão na GD (v), a corrente da carga (i_L) e a tensão CC (V_{cc})

Tabela 8 – Parâmetros do motor trifásico.

V_{nom} (Δ/Y)	220 V/338 V
Potência nominal (V)	$\frac{1}{2}$ cv
r_s	4,4 Ω
r'_r	5,02 Ω
r_m (perdas mec. e elet.)	582 Ω
M (ind. de mag. do ent.)	180 mH
L_{ls} (disp. no estator)	15,6 mH
L'_{lr} (disp. no rotor)	15,6 mH
J (inércia)	0,0006 kgm ²
P (nº de polos)	4
frequência nominal	60 Hz
nf (nº de fases)	3
n_r (rot. nom. em rpm)	1720 rpm

na qual, pode-se verificar que os transitórios provocados pelo acionamento de carga são refletidos sobre a tensão do barramento CC e, conseqüentemente, sobre a tensão terminal do conversor. Além disso, observa-se que com o sistema isolado da rede o afundamento da tensão no PAC não é maior que 40% do valor nominal e tem duração de no máximo 3 ciclos da frequência fundamental em 60 Hz.

Já na Figura 35(b) o motor é, novamente, acionado de forma direta, porém a GD está operando de forma conectada a rede de distribuição. Neste caso, o efeito é compartilhado entre a rede de distribuição e o conversor eletrônico, ou seja, no momento em que o motor é acionado a impedância no ponto de conexão é reduzida afetando a tensão sintetizada pela GD que faz com que haja um fluxo momentâneo de potência da rede de distribuição para a carga local suprimindo a magnetização da máquina de forma compartilhada. Ao analisar o afundamento de tensão no PAC, percebe-se que a tensão varia não mais do que 10% do valor nominal.

6.5 Transferência de Potência para Rede

Nessa seção são analisados os métodos de transferência de potência ativa e reativa de forma a se verificar a capacidade de injeção de potência na rede de distribuição. Tal situação somente é possível quando houver excedente de energia na GD, ou seja, quando a carga não estiver consumindo toda a energia produzida pela fonte alternativa.

Na Figura 36 são mostradas a potência ativa (P_g) e a potência reativa (Q_g) que fluem para a rede durante uma série de eventos. Inicialmente, a GD se conecta na rede em torno de 0,4 s, em 1,1 s se inicia a transferência de potência a qual dura até cerca de 3 s que é o momento no qual a potência ativa alcança o valor de *setpoint*.

O controle de potência utilizado é o mesmo descrito no Capítulo 5. Nesse caso, a potência ativa foi estipulada em 1650 W e a potência reativa para zero, ou seja, tensão e

(a) Acionamento do motor de indução trifásico com o sistema isolado da rede.

(b) Acionamento do motor de indução trifásico com o sistema conectado à rede.

Figura 35 – Acionamento do motor de indução trifásico.

corrente da rede em fase de forma que se possa obter fator de potência unitário ou próximo disso. Entretanto, observa-se que ao entrar em regime a potência reativa é diferente de zero. Pode-se atribuir este erro de regime permanente ao fato de que o inversor é controlado em tensão, porém não há como garantir que esta tensão seja, exatamente, igual à da rede de distribuição devido, por exemplo, a presença do *ripple* da tensão da GD.

Figura 36 – Transferência de potência para a rede.

6.6 Comportamento da GD com Distorções Harmônicas de Tensão na Rede

Nesta seção é realizada a conexão da GD na rede de distribuição quando a mesma possui distorções harmônicas na tensão (5% de componentes harmônicas de 3ª ordem e 5% de componentes harmônicas de 5ª ordem). Nos terminais da GD foi conectada uma carga local de 540 W composta por resistores de potência (característica linear).

A Figura 37 mostra as correntes na rede e na carga (i_g e i_L), a tensão na rede (v_g) e a tensão na GD (v), na qual, é possível se observar que a GD garante tensão senoidal no PAC, entretanto a corrente injetada na rede é dependente do perfil da tensão da rede. Já na Figura 38 é mostrada a análise da *FFT* das tensões e correntes. Nota-se que i_L e v têm *THD* de 2,238 %, enquanto que v_g e i_g possuem *THD* de 7,025 % e 29,924 %, respectivamente, portanto, o controle de compensação harmônica garante baixa *THD* de tensão (menor que 5%, de acordo com as normas de qualidade de energia elétrica) para a carga local.

No entanto vale ressaltar nesse tipo de teste que para reduzir a distorção da corrente na rede de distribuição seria necessário impor no PAC uma tensão com as mesmas ca-

Figura 37 – Transferência de potência para a rede.

Figura 38 – FFT dos sinais da Figura 37.

racterísticas da tensão da rede de distribuição e, com isso, a corrente que circularia pela rede apresentaria um $THD \ll 5\%$. Entretanto, tal solução não seria adequada para a carga local pois a THD no PAC ultrapassaria os 5% estipulados por normas nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica.

6.7 Considerações Finais

Neste capítulo foram abordados os resultados obtidos através de simulações computacionais, com o intuito de validar a teoria proposta ao longo deste trabalho. Desta forma, através das simulações é possível de se obter uma prévia análise do funcionamento da GD com operação isolada ou conectada na rede.

Os resultados mostraram o funcionamento do sistema quando ele opera com o acionamento de diferentes tipos de cargas (não linear, motor de indução e carga desbalanceada) ou com injeção de potência na rede. Através da operação com diferentes tipos de cargas foi possível observar que a compensação de harmônicos através dos controladores $P+RES$ mantém a tensão senoidal no PAC e com baixa THD . Além disso, o sistema é capaz de atender cargas locais desequilibradas e garantir baixas distorções harmônicas de tensão (menor que 5%) quando a rede de distribuição possui distorções harmônicas de tensão que superam os limites impostos por normas nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica.

Enfim, observa-se que o controle de potência é capaz de injetar corrente na rede, porém, é a tensão da rede que estabelece o nível de harmônicos na corrente injetada, ou seja, não há compensação de harmônicos para a corrente que vai fluir para a rede.

Resultados Experimentais

A proposta teórica apresentada nesta tese de Doutorado foi validada através de testes experimentais em um prótico construído no Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE) da USP/EESC.

O protótipo construído pode ser visto na Figura 39 onde é possível visualizar as placas de sensores de tensão e corrente, o microprocessador, o filtro $L_{conv}C_{conv}$, o inversor e o relé de conexão entre o sistema de GD e a rede de distribuição. Além disso, o algoritmo de controle descrito, neste trabalho, foi embarcado em um microprocessador da Texas Instruments TMS320F28335, de 150 MHz e ponto flutuante.

Os ensaios realizados analisam o funcionamento do inversor, ou seja, a capacidade do sistema de GD sintetizar tensões livre de distorções harmônicas tanto quanto a GD operar de forma conectada ou isolada da rede de distribuição. Para emular a rede de distribuição, optou-se em utilizar uma fonte de alimentação trifásica da Califórnia Instruments modelo-4500LX. O conversor eletrônico é um dispositivo comercial da Semikron, com 750 V de tensão máxima no barramento CC, 25 A de corrente máxima de saída e máxima frequência de comutação inferior a 15 kHz.

Nesse capítulo serão examinadas diferentes situações com o sistema de GD para avaliar a proposta desta tese de doutorado. Nos testes realizados, verificou-se a qualidade da tensão sintetizada no PAC (amplitude nominal e baixa distorção harmônica - menor do que 5%) através de ensaios com a GD isolada e conectada na rede de distribuição, além da análise de identificação de ilhamento. Com o sistema no modo isolado foram acionadas as cargas não linear, o motor de indução com partida direta e a carga desequilibrada, além de uma variação na tensão CC da fonte primária.

No modo conectado, analisou-se o desempenho do controle de transferência de potência, o efeito da variação de frequência na rede de distribuição, o efeito da injeção de potência em uma rede de distribuição com distorções harmônicas e, por fim, os efeitos que uma flutuação de tensão na rede provoca na GD. Já no último ensaio, verificou-se o efeito da aplicação do método de identificação de ilhamento.

Figura 39 – Bancada experimental.

7.1 Modo Isolado

Nesta seção é realizada uma análise do sistema no modo de operação isolado através do acionamento de diferentes tipos de cargas para avaliar o desempenho do sistema de GD. Os principais tipos de manobras de carga utilizados são: carga não linear, motor de indução trifásico e carga desbalanceada, bem como o uso de distúrbios na fonte de alimentação primário (fonte alternativa de energia) quando a mesma é submetida a um degrau de tensão.

7.1.1 Carga não linear

A Figura 40 mostra o acionamento de uma carga não linear, quando o sistema se encontra isolado da rede de distribuição. Este tipo de carga é composta por um retificador trifásico não controlado que alimenta um circuito RC de $270\ \Omega$ e $470\ \mu F$ e que consome cerca de 90 W.

Entre as características desta carga, além da não linearidade da corrente drenada, o principal efeito aqui salientado é a alta corrente de acionamento, decorrente da carga inicial do capacitor. Nesse teste, observou-se um transitório na tensão v_{cc} (controlada pelo conversor *boost*) e, conseqüentemente, na tensão v_a , o que produz um afundamento momentâneo de 50 % sobre v_a e está relacionado à corrente inicial de carga do capacitor. Além disso, é possível observar que o tempo transcorrido para a tensão v_a e v_{cc} atingirem o valor de regime permanente é de cerca três ciclos de rede, ou seja, o tempo necessário para atingir o regime permanente é 10 vezes do que o tempo de recuperação estabelecidos por normas nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica.

Com isso, confirma-se que a ação dos controladores em estabilizar as tensões (v_a e v_{cc})

dentro dos padrões de qualidade de energia (THD de tensão menor que 5%). Entretanto, cabe ressaltar que este sistema está isolado da rede e que as normas de qualidade de energia elétrica, tal como o PRODIST, são referenciadas para limites de tensão das redes de distribuição de energia elétrica.

Figura 40 – Acionamento de carga não linear. Horizontal: 20 ms/div. Vertical: corrente 2 A/div e tensões 50 V/div.

7.1.2 Motor de indução trifásico

No ensaio no qual é utilizado um motor de indução trifásico, o mesmo é acionado sem carga no eixo de forma a evitar picos de corrente superiores a máxima capacidade de corrente do inversor.

Os parâmetros do motor são mostrados na Tabela 9 enquanto que a Figura 41 ilustra o instante da conexão da carga dinâmica cuja principal característica, deste tipo de carga, é o efeito indutivo e a alta corrente de partida. O efeito indutivo pode ocasionar ressonância na tensão do sistema e a alta corrente de acionamento pode provocar afundamentos de tensão.

Tabela 9 – Parâmetros do motor utilizado para os ensaios da bancada.

Nº de fases	Tensão ΔY (V)	Corrente nominal ΔY (A)	RPM	CV	Frequência (Hz)
3	220/380	1,72/0,99	1105	$\frac{1}{3}$	60

Da mesma forma que a subseção 7.1.1, o transitório devido ao acionamento da carga é corrigido pelos controladores nas tensões do barramento CC e CA em cerca de três ciclos de rede (< 100 ms). Entretanto, a corrente de partida máxima atingida pela máquina

de indução é de cerca 4 A enquanto que o valor máximo do afundamento de tensão não ultrapassa valores superiores a 10%, tanto para a tensão v_a quanto para V_{cc} .

Figura 41 – Motor de indução trifásico. Horizontal: 20 ms/div. Vertical: corrente 2 A/div e tensões 50 V/div.

7.1.3 Carga desequilibrada

Neste teste, uma carga trifásica, linear e equilibrada de 300 W foi, inicialmente, conectada aos terminais da GD. Em seguida, ocorreu a desconexão de uma das fases da carga do sistema de GD, tornando a alimentação que era trifásica em bifásica. Tal evento busca avaliar a capacidade da GD em operar de forma desequilibrada, bem como, os efeitos, da transição, causados quando a conexão trifásica é modificada para bifásica. A Figura 42 apresenta as tensões terminais da GD e as correntes em duas das fases da carga linear que está inserida nos terminais da GD.

No momento que uma das fases (b) da carga é desconectada, as tensões da fase a e b são submetidas a picos menores que 10% do valor nominal seguidos por uma rápida estabilização (regime permanente é atingido em 1 ciclo de rede ou menos) das tensões sintetizadas no PAC. Nesse contexto, é possível observar que este tipo de carga, desbalanceada, não produz desequilíbrio de tensão nos terminais da GD devido à rápida ação dos controladores ($P+RES$) e característica de amortecimento imposto pela mesma.

7.1.4 Variação de tensão na fonte CC

Neste teste o sistema se encontra isolado na rede e é aplicado um degrau de tensão CC na fonte primária, variando a mesma de 85 V para 110 V. O objetivo aqui é averiguar o

Figura 42 – Carga desequilibrada. Vertical: Correntes 1 A/div e tensões 30 V/div. Horizontal: 50 ms/div

comportamento do controlador e conversor CC-CC, o qual deve manter estável a operação da fonte alternativa, bem como, a tensão CC junto ao valor nominal.

A Figura 43 mostra os sinais da corrente CC da fonte primária, corrente na fase a da carga, tensão do conversor CC-CC e tensão da fase a da GD. Através do sinal de corrente i_{cc} é possível observar o instante do degrau de tensão, no qual a fonte primária muda a amplitude de 85 V para 110 V e, consequentemente, a corrente CC varia de aproximadamente 4 A para cerca de 3 A. Esta variação da tensão da fonte primária ocasiona uma elevação máxima no barramento CC de cerca de 20 V e duração de aproximadamente seis ciclos até atingir o valor de regime permanente. De acordo com as análises do conversor CC-CC mostradas no Capítulo 4, era esperado o controle do conversor CC regulasse a tensão v_{cc} quando ocorre uma variação de tensão na fonte primária.

Portanto, através da análise dos sinais da corrente da carga (i_{a_L}) e da tensão da GD (v_a) é possível de se observar que tal variação na fonte primária não ocasionou variações na GD. Isso era esperado, desde que o conversor CC-CC seja capaz de regular a tensão do barramento CC.

7.2 Modo Conectado

Nessa seção são feitas análises com o sistema de GD conectado na rede. As análises estão divididas em quatro casos: transferência de potência para a rede de distribuição, variação de frequência na tensão da rede de distribuição, injeção de corrente na rede que está com distorções harmônicas de tensão e injeção de corrente na rede que apresenta flutuação de tensão (*flicker*).

Figura 43 – Degrau de tensão na fonte CC. Vertical: corrente CC 2 A/div, corrente CA 1 A/div e tensões 50 V/div. Horizontal: 50 ms/div.

Para que a GD possa se conectar com a rede é necessário uma série de etapas relacionadas a inicialização do sistema. No Capítulo 5 foi apresentado o algoritmo de conexão com a rede, entretanto, antes do funcionamento deste algoritmo é importante que, tanto o conversor CC-CC, quanto o inversor CC-CA estejam operando com os valores nominais de tensão.

Portanto, a Figura 44 mostra as etapas de inicialização do sistema de GD e conexão com a rede, dando uma ideia ao leitor sobre como são inseridos os algoritmos de inicialização. Nessa mesma figura, tem-se, de cima para baixo, a corrente na fonte CC (i_{cc}), a corrente que é injetada na rede (i_{ag}), a tensão do barramento CC (v_{cc}) e a tensão produzida pelo inversor (v_a).

Na Figura 44, o ponto 1 mostra o instante em que ocorre a entrada da fonte CC (fonte CC da *Agilent* utilizada para estes casos), em 2 é inicializado o algoritmo do conversor CC-CC. A inicialização do conversor CC-CC ocorre em rampa, elevando a tensão do valor de 100 V até o valor nominal de 300 V (ponto 2 até o ponto 3), num intervalo de aproximadamente 3 s. No intervalo entre os pontos 3 e 4, aguarda-se cerca de 5 segundos para que haja garantia que a tensão CC está estável e se possa inicializar o algoritmo do inversor, como pode ser observado nas marcações sobre o sinal v_{cc} .

No instante 4 é inicializado o algoritmo do inversor. Neste instante observa-se que a tensão v_a apresenta uma variação de amplitude de cerca de 40 V devido a energização dos elementos passivos do inversor. Entretanto, o algoritmo de controle de tensão entra em regime permanente em aproximadamente 10 ciclos e mantém a tensão controlada no seu valor nominal. No ponto 5 a GD é conectada na rede através do algoritmo de conexão que foi descrito no capítulo anterior. Neste instante é possível de se observar que há uma

variação na corrente i_{a_g} de aproximadamente 500 mA durante 1 s, pois, neste instante o controle de potência não está atuando. Ao observar-se a corrente i_{cc} pode-se ver o instante em que a mesma é incrementada de zero até cerca de 2,5 A (ponto 6), ou seja, transferida em rampa com duração de 2 s. Entre os pontos 6 e 7 o sistema está operando conectado e transferindo potência para a rede, como pode ser visto na corrente i_{a_g} . Por fim, no ponto 7 ocorre a desconexão da rede e a GD permanece sem carga, como pode ser observado pelas correntes i_{cc} e i_{a_g} que tem seus valores zerados.

Figura 44 – Inicialização do conversor CC-CC, conexão na rede, transferência de potência e desconexão. Horizontal: 5 s/div. Vertical: correntes 1 A/div e tensões 50 V/div.

7.2.1 Transferência de potência

Para que ocorra a transferência de potência para a rede, todo o sistema é inicializado conforme descrito na subseção anterior. Nessa subseção será descrito de forma mais detalhada a operação do algoritmo de transferência e controle de potência.

A Figura 45(a) mostra as potências ativa e reativa que são entregues para a rede de distribuição. Nesta figura estão indicados três pontos (1, 2 e 3) que mostram os instantes nos quais ocorrem mudanças no algoritmo de conexão e transferência de potência.

No ponto 1 o sistema já executou o algoritmo de conexão (descrito no Capítulo 5) e então o relé de conexão é acionado, conectando a GD na rede de distribuição. Neste instante observa-se que há uma variação de aproximadamente 100 VAR na potência reativa. Tal variação ocorre por que entre os instantes 1 e 2 o algoritmo de controle de potência não foi inicializado e existe uma diferença instantânea entre as tensões da GD e da rede de distribuição.

No ponto 2 é inicializado o algoritmo de controle de potência e inicia-se a transferência de potência para a rede em rampa, ou seja, variando-se a injeção de corrente durante 2 s até atingir-se o valor de *set-point*, marcado no ponto 3. Em 3 o controle de potência atinge o valor de *set-point* (zero para a potência reativa e 420 W para a potência ativa) e posteriormente o sistema entra em regime permanente.

A Figura 45(b) mostra as tensões da rede (v_{a_g} e v_{b_g}) e as correntes que estão sendo injetadas na rede (i_{a_g} e i_{b_g}) durante o regime permanente. Observa-se que v_{a_g} está sincronizado com i_{a_g} , assim como v_{b_g} com i_{b_g} , desta forma, mostrando-se que a potência injetada possui fator de potência unitário.

Cabe ainda ressaltar que o controle de potência regula as potências trifásicas. Desse modo, devido às pequenas diferenças instantâneas entre as tensões da GD e da rede (cerca de 1 V a 3 V), conseqüentemente, também existe uma pequena diferença entre as correntes por fase da rede.

7.2.2 Variação de frequência na rede

O controle de potência ativa impõe uma variação na defasagem entre a tensão da GD e da rede, como já foi discutido anteriormente. Esta pequena defasagem é quem possibilita a corrente elétrica fluir entre GD e rede de distribuição, ou vice-versa. Nesse sentido, uma variação na frequência da tensão da rede também provocará uma defasagem instantânea entre as tensões (GD e rede) e, conseqüentemente, uma variação no fluxo de potência entre elas.

Para avaliar tal efeito e o desempenho dos controladores da GD, nesse ensaio, a rede é submetida a um degrau de frequência de 0,7 Hz. Isto permite analisar a capacidade da GD absorver instabilidades de potência durante um transitório e a capacidade dos filtros ressonantes produzirem tensões terminais com baixo nível de distorções harmônicas ($THD < 5\%$).

O ensaio aqui descrito é sub-dividido em duas partes. A primeira visa analisar o fluxo de potência entre GD e rede devido a variação de frequência do mesmo. A segunda parte visa analisar a compensação de distorções harmônicas de tensão quando uma carga não linear está conectada no PAC e ocorre uma variação de frequência na rede.

Para avaliar o fluxo de potência entre GD e rede durante uma variação de frequência na rede, o sistema de GD é conectado na rede e determina-se que o *set-point* de potência será zero tanto para a potência ativa, quanto para a reativa. Observando-se a Figura 46, quando ocorre o degrau de frequência de 60 Hz para 60,7 Hz (ponto 1 na curva superior) ocorre um transitório de potência da rede para a GD e vice-versa. Este teste demonstra que o efeito de um degrau positivo de frequência produz uma variação negativa de potência ativa ($\Delta P_{g,1\Phi}$) e reativa ($\Delta Q_{g,1\Phi}$), como mencionado no Capítulo 5. Entretanto, o pico de potência e o período de oscilação dependem das características instantâneas do sistema.

(a) Vertical: P_g 60 W/div e Q_g 60 VAr/div. Horizontal: 500 ms/div

(b) Vertical: Tensões 50 V/div e correntes 5 A/div. Horizontal: 10 ms/div.

Figura 45 – Transferência de potência.

Figura 46 – Variação de frequência. Vertical: frequência da rede 0,25 Hz/div; potência ativa 15 W/div e potência reativa 15 VAR. Horizontal: 500 ms/div.

Já na Figura 47 é mostrado o efeito da variação da frequência na rede quando uma carga não linear está conectada no PAC. Este ensaio também foi sub-dividido em dois casos. O primeiro é quando ocorre uma variação de frequência na rede e os controladores $P+RES$ possuem sintonia dinâmica dos filtros ressonantes. No segundo caso, os controladores $P+RES$ tiveram os coeficientes dos filtros fixados. Para esse caso a carga local é composta por um retificador trifásico não controlado, alimentando um circuito RC de $270\ \Omega$ e $470\ \mu F$.

Na Figura 47(a) são mostradas as tensões da rede (v_{ag}) e da GD (v_a), além da corrente da carga (i_{aL}). Nesse caso os controladores $P+RES$ são dinâmicos e, portanto, acompanham a variação de frequência da rede, alterando a frequência de corte dos filtros ressonantes. Dessa forma, observa-se que a tensão produzida pela GD apresenta THD menor do que 5%.

No outro caso, a Figura 47(b) mostra o ensaio em que os controladores $P+RES$ são estáticos, isto é, os filtros ressonantes não são calculados dinamicamente. Portanto, observa-se que a GD não é capaz de sintetizar tensões senoidais (v_a) para uma carga não linear, durante uma variação de frequência na rede de distribuição. Nesse caso a tensão v_a apresenta uma THD superior a 5% para a mesma carga utilizada anteriormente. Dessa forma, através desse ensaio é possível mostrar a importância do cálculo dinâmico dos filtros ressonantes utilizados nos controladores $P+RES$ desta tese.

(a) Vertical: tensões 30 V/div e corrente da carga 1 A/div. Horizontal: 5 ms/div.

(b) Vertical: tensões 30 V/div e corrente da carga 1 A/div. Horizontal: 5 ms/div

Figura 47 – Variação de frequência.

7.2.3 Harmônicos na rede

A proposta desta tese de doutorado controlar a GD de forma que ela produza tensões no PAC com baixas distorções harmônicas ($\text{THD} < 5\%$) mesmo na presença de cargas não lineares. Entretanto, os controles empregados não garantem correção de distorções harmônicas no lado da rede distribuição.

No ensaio aqui descrito, o inversor está suprindo uma carga local de aproximadamente 700 W e é conectado na rede de distribuição, injetando cerca de 600 W na mesma. Utilizando-se a fonte Califórnia como rede de distribuição, inseriu-se distorções harmônicas nas tensões da rede. Desta forma, produziu-se tensões na rede com 5% de harmônica de terceira ordem e 5% de harmônica de quinta ordem.

A Figura 48 mostra na parte superior a tensão (v_a) e corrente da GD (i_{aL}) e na parte inferior a tensão (v_{ag}) e corrente da rede (i_{ag}). Observa-se que o sistema está operando como GD ou filtro, isto é, está injetando potência na rede, bem como evitando que o fluxo de harmônicos de 5 % de 3ª e 5 % de 5ª harmônicas presentes na tensão da rede afetem a carga local.

Na Figura 48 é vista a tensão da GD e a corrente da carga livre de distorções harmônicas devido à ação dos controladores $P+RES$. Observa-se que o fluxo de harmônicos fluem da rede para o inversor e vice-versa.

Figura 48 – Harmônicos na rede. Vertical: traços superiores - tensão e corrente. Traços inferiores - tensão e corrente na rede. Tensões 30 V/div e correntes 5 A/div. Horizontal: 5 ms/div.

7.2.4 Flutuação de tensão

A flutuação de tensão é uma variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz da tensão (ANEEL, 2015). Quando esta oscilação ocorre onde alguns tipos de lâmpadas

ligadas, gera-se uma cintilação que é chamada de *flicker*. Neste ensaio a fonte Califórnia foi utilizada como rede de distribuição e foi programada para gerar uma flutuação de tensão na rede. O evento foi programado para oscilar com frequência de 2 Hz e uma variação de 10 % do valor eficaz da tensão da rede durante 6 s e ser interrompido por 3 s.

A Figura 49 mostra, de cima para baixo, o sinal da corrente do barramento CC (i_{cc}), a corrente injetada na rede (i_{ag}), a tensão da rede (v_{ag}) e a tensão da GD (v_a). Este ensaio ocorre da seguinte maneira: a fonte califórnia foi programada para gerar a flutuação de tensão, conforme os valores descritos anteriormente. O sistema é inicializado e então a fonte Califórnia é ligada na bancada (*Chave da rede*). Posteriormente, a GD se conecta na rede, como é mostrado na curva de i_{ag} (*Conexão*) e inicia-se a transferência de potência para a rede até o algoritmo atingir o valor nominal. Após determinado tempo, cerca de 6 s, a GD é desconectada.

Os resultados mostram que a tensão v_a permanece com a amplitude no valor nominal e sem oscilações durante o período em que ocorre a flutuação de tensão. Isso se deve ao fato da GD estar isolada da rede pelo indutor de acoplamento L_s e pelo efeito dos controladores estabilizarem a amplitude da tensão da GD.

Já em relação à corrente da rede (i_{ag}), observa-se que a mesma possui oscilações conforme a tensão v_{ag} varia. Tal situação já era esperada, uma vez que os algoritmos de controle não compensam as distorções harmônicas do lado da rede, portanto, a corrente da rede segue o perfil da tensão da rede.

Figura 49 – *Flicker*. Vertical: correntes 5 A/div e tensões 50 V/div. Horizontal: 2 s/div.

7.3 Ilhamento

No ensaio demonstrado nessa seção, procura-se demonstrar a aplicação de uma técnica de identificação de ilhamento, baseada na identificação através da variação de frequência da tensão no PAC, como foi apresentado na Seção 5.4.1. Os resultados aqui mostrados fazem a comparação dos efeitos causados na rede de distribuição decorrentes de um sistema sem detecção de ilhamento ou decorrentes de um sistema no qual um algoritmo para detecção é incorporado ao algoritmo de controle da GD.

A Figura 50 mostra o caso no qual não há realimentação na malha de controle, ou seja, não haverá intensificação da variação de frequência através do algoritmo de identificação de ilhamento. Observa-se que após a desconexão da rede (situação que representa o ilhamento), a GD não desliga o relé e o sistema permanece conectado. Este efeito é causado pelo baixo fluxo de potência entre GD e rede (zona de não detecção), fazendo com que a tensão da GD (v_a) seja "refletida" no lado da rede (v_{a_g}). Desta forma, os sensores de tensão da rede leem estes valores e realimentam o algoritmo de controle, evitando com isso, por exemplo, um desligamento.

Figura 50 – Detecção de ilhamento sem realimentação positiva. Horizontal: 1 s/div. Vertical: tensão do relé 5 V/div, corrente 0.2 A/div e tensões CA 50 V/div.

O caso no qual é realizada a realimentação positiva é mostrado na Figura 51. Quando ocorre uma variação de frequência na rede, caracterizando uma situação de ilhamento, a realimentação positiva causa uma instabilidade momentânea na GD que obriga o algoritmo de proteção a realizar a desconexão.

Nota-se que há uma corrente na rede (i_{a_g}) de aproximadamente 150 mA para ambos os casos aqui abordados. Esta corrente distorcida se dá ao fato de haver uma diferença instantânea entre as tensões da GD e aquela que é sintetizada pela rede de distribuição,

uma vez que no controle de tensão que sempre há diferenças entre ambas as tensões, sejam elas devido à ondulação da tensão da GD (devido a comutação dos semicondutores de potência) ou pelas possíveis distorções presentes na tensão da rede.

Figura 51 – Detecção de ilhamento com realimentação positiva. Horizontal: 20 ms/div. Vertical: tensão do relé 5 V/div, corrente 0.2 A/div e tensões CA 50 V/div.

7.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram mostrados resultados experimentais, a fim de validar as propostas deste trabalho. Verificou-se que o uso dos filtros ressonantes dinâmicos nos controladores do compensador de tensão eram essenciais para a produzir tensões com baixas distorções harmônicas. Além disso, foi mostrado o acionamento de diferentes tipos de cargas e, também, de eventos tanto na fonte primária quanto na rede de distribuição.

Enfim, além dos acionamentos de cargas, os resultados também mostram o desempenho do conversor CC, a capacidade de injeção de potência na rede e a proteção anti-ilhamento do sistema utilizada.

Conclusões e Continuidade do Trabalho

8.1 Conclusões

O presente trabalho apresentou uma metodologia diferente para o controle e gerenciamento do fluxo de potência entre GD e a rede de distribuição. Nesse contexto, o controle de potência ativa ajusta o ângulo de defasagem entre as tensões da GD e rede de distribuição, enquanto que o controle de potência reativa regula a amplitude da tensão produzida pela GD.

De acordo com o método apresentado, as tensões da GD são as variáveis de controle para os modos conectado ou isolado da rede, com isso, reduzem-se possíveis instabilidades durante o chaveamento de controle, como nos casos encontrados em conversores controlados em referências síncronas d-q. A fim de se melhorar a resposta dinâmica dos controladores de tensão foram inseridos controladores ressonantes com coeficientes ajustáveis de acordo com a frequência de sincronismo calculada pelo *PLL*. Estes controladores foram sintonizados nas frequências harmônicas ímpares e inseridos em paralelo ao controlador proporcional para mitigar tais distorções harmônicas produzida localmente por cargas não lineares.

O sistema foi testado sob as seguintes condições adversas, tais como: acionamento de um motor de indução, conexão de cargas não lineares ou eventos na rede de distribuição (flutuações ou harmônicas). No entanto é possível salientar, por exemplo, o acionamento direto do motor de indução, o qual é realizado sem qualquer tipo de carga em seu eixo ou método de partida suave. Este tipo de evento, geralmente, produz afundamentos de tensão devido à alta corrente de magnetização necessária para levar a máquina de uma condição de repouso para a condição de velocidade nominal.

Outro aspecto importante é o nível de variação de tensão quando uma carga desbalanceada é conectada na GD (a carga foi conectada entre os terminais A e B da GD). Neste caso, a GD continuou produzindo tensões equilibradas, dentro dos padrões estabelecidos por normas nacionais e internacionais de qualidade de energia elétrica, o que, neste caso, é esperado para sistemas de geração com alto indicadores de qualidade de energia, ou

seja, $THD < 5\%$, variação da tensão RMS de $0,95 < \text{valor nominal de tensão} < 1,1$.

Quando a rede de distribuição é submetida a uma variação positiva de frequência, um fluxo de potência é absorvido da rede para GD, enquanto uma variação negativa de potência irá injetar potência na rede. Em termos de valores máximos ou níveis de potência, ambos os eventos serão dependentes da impedância da rede, ângulo de defasagem e diferenças instantâneas entre as tensões da GD e da rede de distribuição.

No caso do ajuste dos coeficientes dos controladores ressonantes não serem corrigidos dinamicamente, a tensão terminal produzida pela GD apresentaria elevado nível de distorção em regime permanente o que resultaria em um THD que ultrapassaria os limites de qualidade de energia.

O controle de injeção de potência na rede é feito de forma lenta (rampa) para evitar problemas de estabilidade. Além disso, o método de controle utilizado neste trabalho mantém a transferência de potência para a rede, mesmo quando a carga local é alterada.

Enfim, observou-se que o método de gerenciamento da GD permite que o sistema injete potência e elimine as harmônicas da carga local (carga não linear) para a rede, ou da rede para a carga local.

8.2 Sugestões Para Continuidade do Trabalho

- ❑ Aplicação de outras técnicas de compensação na frequência fundamental. O uso de filtros ressonantes na frequência fundamental não são adequados na aplicação de cargas RLC em que a frequência de ressonância da carga é a mesma da GD.
- ❑ Desenvolvimento de um controle de potência por fase. O controle de potência aplicado no trabalho determina a potência trifásica que está sendo enviada para a rede, desta forma, para gerar as referências no controle é utilizado $\frac{1}{3}$ da potência trifásica por fase.
- ❑ Aplicar fontes alternativas reais no conversor CC-CC, com controles de gerenciamento de energia como, por exemplo, cálculo de máxima potência em painéis fotovoltaicos.
- ❑ Implementar a modulação vetorial para melhorar o ganho de tensão do barramento CC.

8.3 Trabalhos Publicados

Nesta seção estão listados todos os trabalhos de autoria ou co-autoria que foram publicados durante o período de desenvolvimento dessa tese de doutorado.

8.3.1 Trabalhos publicados em anais de eventos

- ❑ GONÇALVES, AMILCAR F. Q.; BASTOS, RENAN F. ; AGUIAR, CASSIUS R.; MACHADO, RICARDO Q. Three-phase VSI supplied by renewable energy sources and controlled in voltage and power modes for grid-tie operation. In: 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014, Galway. 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014. p. 1.
- ❑ FUZATO, G. H. F.; AGUIAR, C. R.; MACHADO, RICARDO Q.; GONÇALVES, A. F. Q.; BASTOS, R. F. . Emulador de células a combustível utilizando um conversor buck de múltiplas fases. In: XX Congresso Brasileiro de Automática, 2014, Belo Horizonte. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática, 2014.
- ❑ BASTOS, R. F.; AGUIAR, C. R.; NEVES, R. V. A.; GONÇALVES, A. F. Q.; MACHADO, R. Q. . Projeto e análise de um controlador inteligente fuzzy P+I aplicado no controle de conversor cc-cc bidirecional para carga e descarga de baterias de chumbo ácido. In: Simpósio Brasileiro de Automação inteligente, 2013, Fortaleza-CE. SBAI 2013, 2013.
- ❑ AGUIAR, CASSIUS R.; GONÇALVES, AMILCAR F. Q.; BASTOS, RENAN F.; POZZEBON, GIOVANI G.; MONTEIRO, JOSE R. B. A.; MACHADO, RICARDO Q. Reduction of positive feedback gain on Anti-islanding method based on frequency. In: IECON 2013 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, Vienna. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. p. 7795.

8.3.2 Trabalhos publicados em periódicos

- ❑ GONÇALVES, A. F. Q.; AGUIAR, C. R.; BASTOS, R. F.; POZZEBON, G. G.; MACHADO, R. Q. Voltage and power control used to stabilise the distributed generation system for stand-alone or grid-connected operation. IET Power Electronics, p. 1, 2015.
- ❑ AGUIAR, C. R.; FUZATO, G. H. F.; BASTOS, R. F.; GONÇALVES, A. F. Q.; MACHADO, R. Q. Hybrid fuzzy anti-islanding for grid-connected and islanding operation in distributed generation systems. IET Power Electronics, 2015.
- ❑ MOÇAMBIQUE, NILTON E. M.; OTTOBONI, KLEBBER DE A.; FUZATO, GUILHERME H. F.; BASTOS, RENAN F.; GONÇALVES, AMILCAR F. Q.; POZZEBON, GIOVANI G.; DE AGUIAR, CASSIUS R.; MACHADO, RICARDO Q. Tracking Algorithms and Voltage Controllers Used to Obtain the Maximum Power Point of PV Arrays. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2015.

- ❑ AGUIAR, CASSIUS R.; MACHADO, RICARDO Q.; GONÇALVES, AMILCAR F.Q.; BASTOS, RENAN F.; REIS, GIANN B.; NEVES, RODOLPHO V.A. Frequency fuzzy anti-islanding for grid-connected and islanding operation in distributed generation systems. *IET Power Electronics*, v. 8, p. 1255-1262, 2015.
- ❑ BASTOS, R. F.; GONÇALVES, A. F. Q.; AGUIAR, C. R.; MACHADO, R. Q. An Intelligent Control System Used to Improve Energy Production From Alternative Sources With DC/DC Integration. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, p. 2486-2495, 2014.
- ❑ POZZEBON, G. G.; GONÇALVES, A. F. Q.; PENA, G. G.; MOCAMBIQUE, N. E. M.; MACHADO, R. Q. Operation of a Three-Phase Power Converter Connected to a Distribution System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. v. 60, p. 1810-1818, 2013.

Referências

- ABUSARA, M. A.; GUERRERO, J. M.; SHARKH, S. M. Line-Interactive UPS for Microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1292–1300, mar. 2014.
- AGUIAR, C. R. de. **Estudo e Análise de Algoritmos de Detecção de Ilhamento em Sistema de Geração Distribuída Conectados à Rede de Distribuição**. 125 p. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, 2013.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional-PRODIST**. [S.l.: s.n.], 2012. 72 p.
- _____. **Resolução normativa n. 482, de 17 de abril de 2012**. [S.l.: s.n.], 2012.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica**. [S.l.: s.n.], 2015. 76 p.
- BASTOS, R. F. **Sistema de Gerenciamento de Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-ácido) e para Busca do Ponto de Máxima potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistemas de Geração Distribuída**. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade de São Paulo (USP), 2013.
- BOWER, W.; ROPP, M. Evaluation of islanding detection methods for utility-interactive inverters in photovoltaic systems. **Sandia National Laboratories**, n. November, p. 60, 2002.
- BRASIL. Decreto n. 2003. **Regulamenta a produção de energia elétrica por produtores independentes e por autoprodutor, e dá outras providências**. [S.l.]: Brasil. 1–20 p.
- BRASIL. Decreto n. 5.025/2004. **Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica - PROINFA**. [S.l.: s.n.], 2004.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics - Synthesis Lectures on Power Electronics**. [S.l.]: Morgan and Claypool Publishers, 2006. 1–158 p.

- CAMPOCCIA, A. et al. Fault decoupling device: a new device to reduce the impact of distributed generation on electrical distribution systems. In: **2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings**, [S.l.]: IEEE, 2003. v. 4, p. 684–690.
- CATALIOTTI, A. et al. Applications of the Fault Decoupling Device to Improve the Operation of LV Distribution Networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 1, p. 328–337, jan. 2008.
- CHAITUSANEY, S.; YOKOYAMA, A. Impact of protection coordination on sizes of several distributed generation sources. In: **2005 International Power Engineering Conference**. [S.l.]: IEEE, 2005. p. 669–674 Vol. 2.
- DUGAN, R.; MCDERMOTT, T. Distributed generation. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 8, n. 2, p. 19–25, 2002.
- EL-KHATTAM, W.; SALAMA, M. Distributed generation technologies, definitions and benefits. **Electric Power Systems Research**, v. 71, n. 2, p. 119–128, out. 2004.
- FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. **Integration of alternative sources of energy**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2006. 504 p.
- FREIJEDO, F. et al. Frequency tracking of digital resonant filters for control of power converters connected to public distribution systems. **IET Power Electronics**, v. 4, n. 4, p. 454, 2011.
- GAZOLI, J. R. **Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. Tese (Dissertação de mestrado) — Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), 2011.
- HE, J.; LI, Y. W.; BLAABJERG, F. Flexible Microgrid Power Quality Enhancement Using Adaptive Hybrid Voltage and Current Controller. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 6, p. 2784–2794, jun. 2014.
- HE, J. et al. Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled, Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 642–653, fev. 2014.
- HE, J.; LI, Y. W.; MUNIR, M. S. A Flexible Harmonic Control Approach Through Voltage-Controlled DG?Grid Interfacing Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 444–455, jan. 2012.
- IEEE Std 1159-2009. **IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality**. [S.l.: s.n.], 2009.
- IEEE Std 519-1992. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System**. [S.l.: s.n.], 1993. ISBN 0-7381-0915-0.
- ILLINDALA, M.; VENKATARAMANAN, G. Frequency/Sequence Selective Filters for Power Quality Improvement in a Microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 2039–2047, dez. 2012.

- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In: **Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96**. [S.l.]: IEEE, 1996. v. 2, p. 703–708.
- KEYHANI, A.; MARWALI, M. N.; DAI, M. **Integration of Green and Renewable Energy in Electric Power Systems**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- KHADEM, S. K.; BASU, M.; CONLON, M. F. Integration of UPQC for Power Quality improvement in distributed generation network - a review. In: **2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 1–5. ISBN 978-1-4577-1421-4.
- KHADKIKAR, V. Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 5, p. 2284–2297, maio 2012. ISSN 0885-8993.
- KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. UPQC-S: A Novel Concept of Simultaneous Voltage Sag/Swell and Load Reactive Power Compensations Utilizing Series Inverter of UPQC. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 9, p. 2414–2425, set. 2011. ISSN 0885-8993.
- KHADKIKAR, V. et al. Conceptual Study of Unified Power Quality Conditioner (UPQC). In: **2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 1088–1093. ISBN 1-4244-0497-5.
- KIM, H.; YU, T.; CHOI, S. Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters in Distributed Generation Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1342–1347, maio 2008.
- KUNTE, R. S.; GAO, W. Comparison and review of islanding detection techniques for distributed energy resources. In: **2008 40th North American Power Symposium**. [S.l.]: IEEE, 2008. p. 1–8. ISBN 978-1-4244-4283-6.
- LINDEKE, D. **Projeto de Um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnica de Controle Analógico e Digital**. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), 2003.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 3, p. 836–841, maio 2006.
- MA, C.; HUANG, D. Comparative study of PI controller and fuzzy logic controller for three-phase grid-connected inverter. In: **2011 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 2067–2071.
- MACHADO, R. et al. Three-phase to single-phase direct connection for rural co-generation systems. In: **Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04**. [S.l.]: IEEE, 2004. v. 3, p. 1547–1553.

- MACHADO, R. Q. **Sistema de Geração Distribuída com Fontes CA e CC Conectados a Rede Monofásica e Controle Eletrônico da Qualidade da Energia Elétrica**. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), 2005.
- MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J. A. A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1628–1636, nov. 2006.
- MAHAT, P.; BAK-JENSEN, B. Review of islanding detection methods for distributed generation. In: **2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies**. [S.l.]: IEEE, 2008. p. 2743–2748. ISBN 978-7-900714-13-8.
- MARAFÃO, F. P.; DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo pll. **SOBRAEP Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência**, v. 10, p. 7–14, 2005.
- MARQUEZINI, D. et al. Interaction between proton exchange membrane fuel cells and power converters for AC integration. **IET Renewable Power Generation**, v. 2, n. 3, p. 151, 2008.
- MARRA, E. G. **Gerador de Indução Associado a Inversor PWM Operando com Frequência Constante**. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), 1999.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. [S.l.]: Wiley, 2002. 824 p.
- POURESMAEIL, E.; MONTESINOS-MIRACLE, D.; GOMIS-BELLMUNT, O. Control Scheme of Three-Level NPC Inverter for Integration of Renewable Energy Resources Into AC Grid. **IEEE Systems Journal**, v. 6, n. 2, p. 242–253, jun. 2012.
- POZZEBON, G. G. et al. Operation of a Three-Phase Power Converter Connected to a Distribution System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 1810–1818, maio 2013.
- ROCABERT, J. et al. Intelligent Connection Agent for Three-Phase Grid-Connected Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 10, p. 2993–3005, out. 2011.
- ROCABERT, J. e. Control of Power Converters in AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, nov. 2012.
- RODRIGUEZ, C. T. et al. Reconfigurable Control Scheme for a PV Microinverter Working in Both Grid-Connected and Island Modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1582–1595, abr. 2013.
- ROSLAN, A. M. et al. Improved Instantaneous Average Current-Sharing Control Scheme for Parallel-Connected Inverter Considering Line Impedance Impact in Microgrid Networks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 702–716, mar. 2011.

- SIMON, O. et al. Experimental setup of a shunt active filter using a super-conducting magnetic energy storage device. In: **European Conference on Power Electronics**. [S.l.: s.n.], 1997. p. 1447–1452.
- TANG, X.; TSANG, K. M.; CHAN, W. L. A Power Quality Compensator With DG Interface Capability Using Repetitive Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 2, p. 213–219, jun. 2012.
- TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MATTAVELLI, P. Conservative Power Theory, a Framework to Approach Control and Accountability Issues in Smart Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 664–673, mar. 2011.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, 2006.
- VASQUEZ, J. C. et al. Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1271–1280, abr. 2013.
- WATANABE, E. H.; AREDES, M. Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos FACTS. In: **XII Congresso Brasileiro de Automática**. Uberlândia, MG: Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática - Mini-Cursos, 1998. p. 81–122.
- YANG, W.-C.; HUANG, W.-T. A load transfer scheme of radial distribution feeders considering distributed generation. **2010 IEEE Conference on Cybernetics and Intelligent Systems**, Ieee, p. 243–248, jun. 2010.
- YEPES, A. G. et al. High-Performance Digital Resonant Controllers Implemented With Two Integrators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 563–576, fev. 2011.
- YEPES, A. G.; MEMBER, S.; FREIJEDO, F. D. Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010.
- YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.
- ZEINELDIN, H.; KIRTLEY, J. A Simple Technique for Islanding Detection With Negligible Nondetection Zone. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 2, p. 779–786, abr. 2009. ISSN 0885-8977.
- ZMOOD, D.; HOLMES, D. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 814–822, maio 2003. ISSN 0885-8993.

Apêndices

APÊNDICE **A**

Dimensionamento de L_{conv} e C_{conv}

Os valores do filtro LC foram estabelecidos de acordo com os valores dos elementos comerciais disponíveis no laboratório.

A Figura 52 representa o circuito monofásico do filtro de segunda ordem utilizado, onde, L_{conv} e C_{conv} são o indutor e capacitor do filtro, Z é a impedância da carga, V_{inv} é a tensão chaveada do inversor e V_o é a tensão de saída do filtro.

Figura 52 – Dimensionamento do filtro LC.

A frequência de chaveamento do circuito é de 12 kHz e a frequência nominal da rede é de 60 Hz. Deseja-se que o filtro passa-baixas atenuie as frequências de chaveamento, portanto, a frequência de corte do filtro deverá ser maior que 60 Hz e menor que 12 kHz.

De acordo com a Figura 52, a função de transferência do filtro ($\frac{V_o(s)}{V_{inv}(s)}$) é dada por (55).

$$\frac{V_o(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{\frac{1}{L_{conv}C_{conv}}}{s^2 + \frac{1}{ZC_{conv}}s + \frac{1}{L_{conv}C_{conv}}} \quad (55)$$

Comparando-se a equação (55) com a equação característica de um sistema do segundo grau, tem-se (56), em que ζ é o fator de amortecimento e ω_0 é a frequência de corte.

$$\frac{\frac{1}{L_{conv}C_{conv}}}{s^2 + \frac{1}{ZC_{conv}}s + \frac{1}{L_{conv}C_{conv}}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2} \quad (56)$$

Logo, desta comparação, pode-se extrair (57) e (58).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{conv}C_{conv}}} \quad (57)$$

$$\zeta = \frac{1}{2Z} \sqrt{\frac{L_{conv}}{C_{conv}}} \quad (58)$$

Para se encontrar o valor de Z , em (59) foi utilizado o valor da tensão e potência nominal do sistema por fase.

$$Z = \frac{V_o^2}{P_{fase}} = \frac{(63,6)^2}{1k/3} \quad (59)$$

Portanto, de acordo com (58), utilizando-se um fator de amortecimento $\zeta = 0,7$ e o valor do capacitor disponível de $10 \mu F$, encontra-se que o valor do indutor $L_{conv} \approx 2,89mH$. Entretanto, o valor mais próximo disponível no laboratório para o indutor é de 2 mH.

Enfim, recalculando-se a frequência de corte do filtro, de acordo com (57), tem-se que $\omega_c \approx 7kHz$, que é um valor aceitável para a filtragem do sinal de chaveamento.

Cálculo do Valor de L_s para Máxima Transferência de Potência

Para se obter a máxima transferência de potência é necessário saber o valor máximo de L_s , pois, o mesmo é um limitante da potência que irá ser injetada na rede.

De acordo com a Figura 53, (60) representa a tensão gerada pela GD e (61) é a tensão da rede, na qual, V e V_g são os valores *rms* das tensões, ωt é a frequência do sistema e ϕ é a diferença de fase entre as tensões da GD e da rede.

Figura 53 – Tensões e corrente sobre L_s .

$$v_g = V_g \text{sen}(\omega t) \quad (60)$$

$$v = V \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (61)$$

Tendo-se em conta a lei de malhas, obtém-se (62), em que $L_s \frac{di_g}{dt}$ é a tensão no indutor L_s .

$$L_s \frac{di_g}{dt} = V [\text{sen}(\omega t) \cos(\beta) + \text{sen}(\beta) \cos(\omega t)] - V_g \text{sen}(\omega t) \quad (62)$$

E considerando-se que $\cos(\beta) \approx 1$ e $\text{sen}(\beta) \approx 0$, tem-se:

$$L_s \frac{di_g}{dt} = (V - V_g) \text{sen}(\omega t) \quad (63)$$

Em (64) considera-se que $(V - V_g)$ é uma variação de tensão, representada por ΔV . Logo, separando-se os termos da derivada em (65) e integrando-se como (66). Após a integração, obtêm-se (67).

$$L_s \frac{di_g}{dt} = \Delta V \text{sen}(\omega t) \quad (64)$$

$$L_s di_g = \Delta V \text{sen}(\omega t) dt \quad (65)$$

$$\int L_s di_g = \int \Delta V \text{sen}(\omega t) dt \quad (66)$$

$$L_s i_g + i_g(0) = -\frac{\Delta V}{\omega} \cos(\omega t) \quad (67)$$

Considerando-se $i_g(0) = 0$ e L_s só pode ser um valor positivo, tem-se:

$$L_s = \left| -\frac{\Delta V}{\omega i_g} \cos(\omega t) \right| \quad (68)$$

Se i_g é a corrente que flui para a rede e conhecendo-se V_g , pode-se encontrar i_g através da potência nominal:

$$i_g = \frac{P}{V_g} \quad (69)$$

Enfim, se $\cos(\omega t) = 1$, substituindo-se os valores utilizados na bancada e considerando-se que a tensão máxima permitida por norma é igual a 10% do valor nominal, a indutância L_s para a máxima transferência de potência é:

$$L_s = \frac{0,1 \cdot 63,6}{377 \cdot \left(\frac{1000}{63,6}\right)^2} = 1,073 mH \quad (70)$$

Descrição da Bancada

Neste anexo são apresentados os principais dispositivos que compõem a bancada de ensaios. Os componentes foram divididos em dispositivos de potência (inversor, componentes passivos e fontes de alimentação), condicionamento de sinais (placas de sensores e condicionamento de sinais) e processador digital de sinais.

C.1 Dispositivos de Potência

O inversor utilizado é mostrado na Figura 54 e trata-se de um inversor trifásico da Semikron, modelo: SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12V12 (Anexo A). Na folha de dados do inversor é possível ver que ele é composto por 6 chaves, divididas em 3 braços, e mais uma chave extra. Essa chave extra foi utilizada para compor o conversor CC-CC (*Boost*).

Como filtro passivo são utilizados indutores de pó de ferro iguais ao mostrado na Figura 55(a) e capacitores Epcos ca como os da Figura 55(b).

Os módulos cc da *Agilent* (modelo E4360A) e a fonte *Magna Power* são utilizados como fonte primária (Figura 56).

A Figura 57 mostra a placa de *drive* de acionamento do inversor (interface entre condicionamento de sinais e *Processador Digital de Sinais* - Digital Signal Processor (*DSP*)) e o Anexo B mostra o esquemático desta placa. O *buffer* é composto por circuitos integrados do tipo CD4504 que adequam a tensão do *PWM* do *DSP* para o nível de 15 V utilizado no inversor. Nota-se que esta placa possui diferentes canais de configuração, os quais possibilitam utilizar 6 *PWMs* acionados independentemente ou 3 *PWMs* com uso da porta inversor. Além disso, o mesmo dispositivo é utilizado para enviar o sinal ao relé de conexão.

C.2 Condicionamento de sinais

Para condicionamento de sinais são utilizadas duas placas de tensão e duas placas de corrente, confeccionadas no LAFAP/USP, cada uma contendo quatro canais de medidas.

Figura 54 – Inversor trifásico Semikron.

(a) Indutor para altas frequências.

(b) Capacitores para tensão ca.

Figura 55 – Componentes para confecção do filtro LCL.

Figura 56 – Fontes de corrente contínua.

Figura 57 – Drive de acionamento do conversor.

O esquemático das placas de corrente é mostrado no Anexo C. Estas placas são compostas por 4 canais de corrente, sendo que os sensores utilizados são do tipo hall, modelo *LEM LA 55-P*.

As placas de tensão contém 4 canais independentes e possuem a possibilidade de conexão dos terras entre si. Foram utilizados opto-acopladores do tipo 7800 para realizar a isolamento entre os sinais medidos e o sinal condicionado para uso no *DSP*. No Anexo D é mostrado o diagrama esquemático do circuito eletrônico da placa confeccionada.

Figura 58 – Placa de condicionamento de corrente.

C.3 Processador Digital de sinais

O *DSP* utilizado para desenvolvimento desse trabalho é o Texas (*TMS320F28335*) com plataforma de desenvolvimento da *Spectrum Digital*, conforme a Figura 60. O programa é escrito no *software Conde Composer*, com suporte para a linguagem C. As principais características do DSP são:

- 150 MHz de velocidade de operação;

Figura 59 – Placa de condicionamento de tensão.

- ❑ Unidade em ponto flutuante de 32 bits;
- ❑ 16 canais de conversores analógico digital de 12 bits;
- ❑ 30 MHz de *clock* interno;
- ❑ 68k *bytes* de RAM;
- ❑ 512k *bytes* de memória *flash*;
- ❑ 256k *bytes* de memória SRAM;
- ❑ conexão de comunicação via USB.

Figura 60 – Processador digital de sinais.

Anexos

ANEXO **A**

Folha de Dados do Inversor

SEMITOP Stack 1)

Three-phase inverter

SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12 V12

SK 60 GB 128

SK 30 GAL 123

SK 95 D 12

P 35/325F

SKHI 20opA

Preliminary Data

Features

- Compact design
- Hall Effect Current Sensor
- Circuit for soft charge the capacitors
- IGBT Braking chopper
- Vce monitoring

Typical Applications

- AC Motor Control
- Elevator
- Industrial

1) Photo non- contractual

Circuit	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})	Types
B6CI	30	380 750 - -	SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12 V12

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms} max	No overload; 10 kHz	30	A
$T_{amb} = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$	150% overload, 60s every 10min (I_{ov}/I_N)	36/24	A
	200% overload, 10s every 10min (I_{ov}/I_N)	42/21	A
V_{ce} max		1200	V
f_{sw} max	Absolute maximum switching frequency	15	kHz
f_{sw} maxCsl	Advise maximum switching frequency	10	kHz
C	Type EPCOS B43303A0687	680/400	$\mu\text{F}/\text{V}$
C_{eqvl}	Equivalent capacitor bank	1700/800	$\mu\text{F}/\text{V}$
$T_{ds\%}$	Discharge time of the capacitor bank	-	s
V_{DC} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	750	V
Rectifier		380	V_{ac}
V_{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T_{vj}	Junction temperature for continous operation	-40...+125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	$^{\circ}\text{C}$
T_{amb}		-20...+55	$^{\circ}\text{C}$
V_{isol}	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	-	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m^3/h
Losses	B6CI, Converter at P_{max} , $T_{amb} = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$	432	W
	Efficiency	97	%
Current sensor	Hall-type LEM LA 55-P		
Thermal trip	normally closed	71	$^{\circ}\text{C}$
Others components	Relay Metaltex J1NAC3		
Options			
Tests	Functional Test Short Circuit Test Visual Inspection		
	-

B6U+E1CIF+B6CI

Electrical Data

Connectors						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1:1	TOP W	Top phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:2	ER W	Vce phase W error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:3	BOT W	Bot phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:4	GND	Ground		0		V
CN1:5	Vin(BRK)	Break input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:6	ER BRK	Vce Break error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:7	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:8	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:9	GND	Ground		0		V
CN1:10	GND	Ground		0		V
CN2:1	TOP U	Top phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:2	ER U	Vce phase U error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:3	BOT U	Bot phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:4	GND	Ground		0		V
CN2:5	TOP V	Top phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:6	ER V	Vce phase V error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:7	BOT V	Bot phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:8	GND	Ground		0		V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:10	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:11	GND	Ground		0		V
CN2:12	GND	Ground		0		V
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN3:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:3	GND	Ground		0		V
CN3:4	HALL U	Output Hall phase U				
CN3:5	HALL V	Output Hall phase V				
CN3:6		NC				
CN3:7	GND	Ground		0		V
CN3:8	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:9	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:10						
CN4:1	R	Input Phase R	176	220	253	V
CN4:2	S	Input Phase S	176	220	253	V
CN4:3	T	Input Phase T	176	220	253	V
CN4:4		NC				
CN4:5	Earth	Earth				
CN4:6		NC				
CN4:7	W	Output W Inverter Phase		220	253	V
CN4:8	U	Output U Inverter Phase		220	253	V
CN4:9	V	Output V Inverter Phase		220	253	V
CN4:10	-UD	DC Link Negative				
CN4:11	BR	Break Resistor Input				
CN4:12	+UD/BR	DC Link Positive Reference and Break Resistor Input				
K1:1		NC				
K1:2	CIS	Charge Input Signal / Positive FAN Power Supply	0	0/18	26,5	V
K1:3	GND	Ground / Reference FAN Power Supply		0		V
K1:4		NC				

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

ANEXO **B**

Esquemático do Drive de Acionamento do Inversor

ANEXO **C**

Esquemático das Placas de Sensoriamento de Corrente e Tensão CC

A	B	C	D	1	2	3	4	5	6
				1	2	3	4	5	6
A	B	C	D	Canal A Canal A SchDoe					
				Canal B Canal B SchDoe					
				Canal C Canal C SchDoe					
				Canal D Canal D SchDoe					
				Protecao Protecao SchDoe

ANEXO **D**

Esquemático das Placas de Sensoriamento de Tensões CA

Title		
Size	Number	Revision
A3		
Date: 13/11/2014		
File: C:\Users\condelmon\Documents\SGCHDOC		
Sheet of		
Drawn By:		