

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA



TESE DE DOUTORADO
VIRTUS IMPAVIDA
Controle e Operação de Conversores em
Microrredes

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE E OPERAÇÃO DE CONVERSORES EM
MICRORREDES

por

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Francisco A. S. Neves, D.Sc.
CO-ORIENTADOR: Marcelo C. Cavalcanti, D.Sc.

Recife, Agosto de 2011.

Catálogo na fonte
Rosineide Mesquita Gonçalves da Luz – CRB-4/1361 (BCTG/UFPE)

A994c Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza.
Controle e Operações de Conversores em Microrredes / Gustavo Medeiros de Souza Azevedo – Recife: O Autor, 2012.
xxii, 150f., il., figs., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Francisco A. S. Neves.
Co-Orientador: Prof. Dr. Marcelo C. Cavalcanti.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2012.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3. Geração Distribuída. 4. Inversores em Paralelo. 5. Controle por Inclinação. 6. Qualidade de Energia. I. Neves, Francisco A. S. (Orientador). II. Cavalcanti, Marcelo C. (Co-Orientador). III. Título.

621.3 CDD (22.ed) UFPE/BCTG-2012 / 112



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE DOUTORADO**

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO

TÍTULO

“CONTROLE E OPERAÇÃO DE CONVERSORES EM MICRORREDES”

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE /UFPE; GERALDO LEITE TORRES, DEE/UFPE; RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO, DEE/UFPE, DENIZAR CRUZ MARTINS, DEE/UFSC e LUÍS GUILHERME BARBOSA ROLIM, DEE/UFRJ sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO APROVADO.**

Recife, 12 de agosto de 2011.

RAFAEL DUEIRE LINS
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

DENIZAR CRUZ MARTINS
Membro Titular Externo

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Co-Orientador e Membro Titular Interno

LUÍS GUILHERME BARBOSA ROLIM
Membro Titular Externo

GERALDO LEITE TORRES
Membro Titular Interno

RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO
Membro Titular Interno

Dedico este trabalho
aos meus queridos pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço imensamente aos meus pais, Policarpo e Nilsa, pelo carinho, educação, apoio e confiança. Desde criança, quando comecei a apresentar meus primeiros interesses pelas ciências e eletricidade, eles, apesar dos sustos, sempre me apoiaram e incentivaram. Agradeço aos meus irmãos Eduardo e Priscila pela amizade e agradável convivência. Agradeço também em especial a Aída por seu amor, incentivo, ajuda e por encher minha vida de alegria.

Aos orientadores e professores Marcelo Cavalcanti e Francisco Neves pelos ensinamentos, ajuda e amizade. Ao amigo e novo professor Limongi. Ao professor Zaroni Lins e aos demais professores do DEE. Aos professores da Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Pedro Rodriguez e Iñaki Candela, pela receptividade e ajuda durante o doutorado sanduíche.

Ao amigo Fabrício pela agradável convivência, ajuda e discussões técnicas (muitas vezes regadas a um bom café). Aos amigos sempre presentes Alexandre, Limongi, Kleber e Helber pela ajuda e pelos momentos de descontração. E aos demais amigos do GEPAE e do galpão de elétrica, entre eles Alexandro, Anderson, Emerson, Maherbson, Pedro e Vitor.

A los amigos españoles, catalanes, mexicanos y de los demás lugares, Alvaro, Daniel, Gerardo, Kleber, Luciana, Marta, Ma Lin, Neus, Raul y Rocabert gracias por los buenos ratos que hemos pasado durante mi estancia en la UPC.

Ao CNPq e a CAPES pelo apoio financeiro. Agradeço, enfim, a todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho, mas que não pude citar nominalmente.

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO

Universidade Federal de Pernambuco

12 de Agosto de 2011

Resumo da Tese apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

CONTROLE E OPERAÇÃO DE CONVERSORES EM MICRORREDES

Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

Agosto/2011

Orientador: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Co-orientador: Marcelo C. Cavalcanti, D.Sc.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Microrredes, geração distribuída, inversores em paralelo, controle por inclinação, qualidade de energia

Número de páginas: 150

Microrrede é um agrupamento de unidades de geração distribuída e cargas que estão conectadas à rede elétrica em um único ponto através de uma chave. A microrrede pode operar conectada à rede elétrica, quando a mesma está disponível, ou isolada, quando a rede apresenta problemas. Este trabalho apresenta duas técnicas de paralelismo de conversores: controle por inclinação e configuração mestre-escravo. Com relação ao controle por inclinação é proposto um novo método para calcular as componentes de potência ativa e reativa com o objetivo de eliminar as oscilações de frequência dupla em regime permanente e acelerar o tempo de convergência do cálculo. Também é proposto um algoritmo para limitar a corrente de pico de saída do conversor quando o mesmo alimenta cargas não lineares com alto fator de crista. Com relação ao controle mestre-escravo é proposta uma nova estrutura onde um agente inteligente de conexão é responsável pelo controle da microrrede. Para geração das tensões de referência, quando a microrrede opera no modo de ilha, é proposto um oscilador que aproveita a

mesma estrutura do sistema de sincronização e detecção da tensão de sequência positiva que é usado quando operando no modo conectado. Estratégias de controle para os conversores controlados em corrente são propostas com o objetivo de limitar a corrente de saída do conversor e minimizar o desequilíbrio de tensão que pode haver devido às cargas monofásicas.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

CONTROL AND OPERATION OF CONVERTERS IN MICRO-GRIDS

Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

August/2011

Supervisor: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Co-supervisor: Marcelo C. Cavalcanti, D.Sc.

Area of Concentration: Energy processing

Keywords: Microgrids, distributed generation, parallel inverters, droop control, power quality

Number of pages: 150

Microgrid is a grouping of distributed generation units and loads that are connected to the electrical grid in a single point through a switch. The microgrid can operate connected to the electrical grid, when it is available, or isolated, when the grid has some problem. This work presents two techniques for converter parallelism: droop control and master-slave configuration. Regarding the droop control, it is proposed a new method to calculate the active and reactive power components aiming to eliminate the power oscillation at twice frequency in steady state and accelerate the settling time of the calculator. It is also proposed an algorithm to limit the current peak of the converter output when feeding non-linear loads with high crest factor value. Regarding the master-slave control, it is proposed a new configuration where an intelligent connection agent is responsible for the microgrid control. It is proposed an oscillator to generate the voltage references when the microgrid is operating in island mode. This oscillator uses the same structure of the synchronization system and the voltage positive-sequence

detector system, which are used when the microgrid is operating in connected mode. Control strategies for the current controlled converters are proposed aiming to limit the converter output current and mitigate the voltage imbalance that may occurs due to single-phase loads.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xiii
LISTA DE TABELAS	xix
LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS	xx
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Contribuições da Tese	7
1.2 Esboço da Tese	8
2 PARALELISMO DE CONVERSORES ATRAVÉS DO CONTROLE POR INCLINAÇÃO	9
2.1 Fundamentos Teóricos do Controle por Inclinação	10
2.2 Efeitos da Impedância da Rede sobre o Compartilhamento de Potência	16
2.3 Efeito da Resistência da Rede	21
2.4 Comportamento Dinâmico - Sistemas Monofásicos	25
2.5 Compartilhamento de Harmônicos	32
2.6 Conclusão	43
3 CONFIGURAÇÃO MESTRE-ESCRAVO	45
3.1 Arquitetura da Microrrede Baseada na Configuração Mestre-Escravo	48
3.2 Estratégia de Controle do Conversor Mestre	50
3.2.1 Modelagem do Inversor TLSC em Referencial Estacionário	50
3.2.2 Controle de Corrente	52

3.2.3	Controle de Tensão	54
3.3	Conversor Mestre Operando Conectado à Rede Elétrica	61
3.3.1	Controle Instantâneo de Potência Ativa e Reativa	61
3.3.2	Controle de Potência com Injeção de Corrente de Sequência Positiva	63
3.3.3	Sistema de Detecção da Tensão de Sequência Positiva	64
3.4	Conversor Mestre Operando no Modo de Ilhamento	73
3.5	Sistema de Detecção de Falta	78
3.5.1	Detecção da Amplitude das Componentes de Sequência da Tensão no PCC	80
3.5.2	Detecção da Frequência da Tensão no PCC	83
3.5.3	Comparadores	84
3.5.4	Avaliação do Comportamento do Detector de Falta	86
3.6	Resultados de Simulação de uma Microrrede Baseada na Configuração Mestre-Escravo	88
3.7	Conclusão	94
4	IMPLEMENTAÇÃO DO AGENTE INTELIGENTE DE CONEXÃO	96
4.1	Descrição do Protótipo	97
4.2	Resultados Experimentais do Controle de Potência	98
4.3	Resultados Experimentais do Controle de Tensão	101
4.4	Sistema de Sincronização e Oscilador	102
4.4.1	Resultados Experimentais do DSOGI-FLL Operando como Sistema de Sincronização	103
4.4.2	Resultados Experimentais do DSOGI-FLL Operando como Oscilador	106
4.5	Resultados Experimentais dos Transitórios de Desconexão e Conexão da Microrrede	110
4.6	Conclusão	115
5	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES CONTROLADOS EM CORRENTE	116
5.1	Operação de Sistemas Fotovoltaicos em Situações de Falhas na Rede Elétrica	117

5.1.1	Controle Clássico de Sistemas Fotovoltaicos	118
5.1.2	Controle Proposto	120
5.1.3	Implementação do Controle Proposto	121
5.1.4	Resultados de Simulação	122
5.1.5	Resultados Experimentais	124
5.2	Compensação do Desequilíbrio de Tensão	126
5.2.1	Compensação da Tensão de Sequência Negativa	127
5.2.2	Resultados de Simulação	130
5.2.3	Resultados Experimentais	133
5.3	Conclusão	137
6	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	138
6.1	Trabalhos Futuros	140
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	141

LISTA DE FIGURAS

1.1	Evolução das publicações sobre microrredes no IEEE.	2
1.2	Exemplo da estrutura de uma microrrede.	3
2.1	Fluxo de potência entre duas barras	10
2.2	Potência complexa	12
2.3	Característica de inclinação $P-\omega$ e $Q-V$	13
2.4	Dois inversores compartilhando uma carga	14
2.5	Operação em paralelo de dois inversores com mesma característica de inclinação ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $m_1 = m_2 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$ e $n_1 = n_2 = 0,05 V/VAr$)	14
2.6	Operação em paralelo de dois inversores com características de inclinação diferentes ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $m_1 = 0,5e^{-3} \text{ rad/sW}$, $m_2 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$, $n_1 = 0,025 V/VAr$ e $n_2 = 0,05 V/VAr$)	15
2.7	Comportamento do coeficiente de inclinação n_N em função da potência reativa e a característica $Q-V$	17
2.8	Operação em paralelo de dois inversores com impedâncias de conexão à carga diferentes ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $X_1 = 0,942\Omega$, $X_2 = X_1/2 = 0,471\Omega$ e $n_1 = n_2 = 0,05 V/VAr$)	17
2.9	Operação em paralelo de dois inversores com impedâncias de conexão à carga diferentes ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $X_1 = 0,942\Omega$, $X_2 = X_1/2 = 0,471\Omega$ e $n_1 = n_2 = 0,25 V/VAr$)	18
2.10	Compartilhamento de potência ativa entre dois inversores ($X_1 = 1,885\Omega$, $X_2 = X_1/8 = 0,236\Omega$, $m_1 = 1e^{-4} \text{ rad/sW}$ e $m_2 = 2e^{-4} \text{ rad/sW}$)	20
2.11	Comportamento dinâmico da potência ativa de um dos inversores, para diferentes valores de m , quando ocorre uma variação de carga	20
2.12	Locus da potência para uma rede com impedância puramente resistiva.	22

2.13	Efeito da fase da impedância da rede sobre o locus do fluxo de potência nos referenciais P - Q e P' - Q'	24
2.14	Diagrama em blocos das principais malhas de controle de um conversor com controle por inclinação.	25
2.15	Características dos filtros de segunda-ordem do tipo Bessel, Butterworth e Chebyshev.	29
2.16	Envoltória da potência instantânea de cada conversor durante o transitório de carga e seus respectivos limites nominais.	30
2.17	Resposta dinâmica dos CPM usando filtros Butterworth de segunda-ordem com $\omega_n = 0, 1\omega_s$ e usando o CPME	33
2.18	Dois inversores compartilhando uma carga não linear.	34
2.19	Circuito equivalente considerando apenas uma componente harmônica de ordem h	35
2.20	Diagrama de Bode da impedância de saída do inversor. (a) puramente indutivo, (b) filtro passa-altas com frequência de corte de 500Hz, (c) filtro passa-altas com frequência de corte de 120Hz.	36
2.21	Diagrama de Bode da impedância virtual com comportamento apenas resistivo.	37
2.22	Espectro harmônico da tensão de saída do inversor alimentando um retificador com fonte de corrente no lado CC.	38
2.23	Corrente de saída dos inversores 1 e 2 quando Z_o modifica-se do <i>caso a</i> para o <i>caso c</i>	39
2.24	Diagramas de Bode do filtro rejeita faixa para diferentes parâmetros.	40
2.25	Diagrama do controle da impedância virtual do inversor para as componentes harmônicas de corrente.	40
2.26	Corrente de saída dos inversores 1 e 2 para $r_h = 1m\Omega$	41
2.27	Resultados do algoritmo na minimização do pico de corrente.	42
3.1	Paralelismo de conversores usando a configuração mestre-escravo.	46
3.2	Exemplo da estrutura de uma microrrede usando a configuração mestre-escravo para o paralelismo dos conversores.	47
3.3	Exemplo da arquitetura de uma microrrede baseada na configuração mestre-escravo proposta.	48
3.4	Estrutura do conversor TLSC com o filtro de saída	51
3.5	Malha de controle de corrente do conversor VSI.	52

3.6	Resultados do controlador de corrente para o conversor conectado à rede elétrica.	53
3.7	Diagrama de Bode do controle de corrente em malha fechada, $I_i(s)/I_i^*(s)$	55
3.8	Malha de controle de tensão do conversor VSI.	55
3.9	Diagrama de Bode do controle de tensão em malha fechada.	57
3.10	Resultados do controlador de tensão para o conversor alimentando uma carga trifásica equilibrada.	58
3.11	Resultados do controlador de corrente para o conversor alimentando um conjunto de cargas trifásicas e monofásicas.	58
3.12	Resultados do controlador de tensão para o conversor alimentando um conjunto de cargas trifásicas e monofásicas.	59
3.13	Tensões e correntes de saída do conversor operando com controle de tensão e alimentando um conjunto de cargas trifásicas e monofásicas.	60
3.14	Comportamento da estratégia IARC com tensão equilibrada e com 20% de sequência negativa.	63
3.15	Comportamento da estratégia BPSC com tensão equilibrada e com 20% de sequência negativa.	65
3.16	Gerador de sinal em quadratura com o SOGI.	67
3.17	Diagrama de Bode das funções de transferência $D(s)$ e $\check{Q}(s)$	68
3.18	FLL para adaptação de frequência do SOGI.	69
3.19	Diagrama de Bode das funções de transferência do erro ε_v , $E(s)$, e da saída $\check{Q}(s)$	69
3.20	Diagrama do DSOGI-FLL para extração da componente de sequência positiva da tensão.	71
3.21	Resultados da detecção da componente de sequência positiva e frequência da rede com o DSOGI-FLL para variações de amplitude das tensões da rede.	72
3.22	Resultados da detecção da componente de sequência positiva e frequência da rede com o DSOGI-FLL para variações de frequência da rede.	73
3.23	Resultados do gerador de referência de tensão durante uma falta que resulta em uma redução da tensão de sequência positiva de 30% e $44\sqrt{2} V$ de sequência negativa.	76

3.24	Modificação no SOGI-QSG para incluir a compensação de amplitude do sinal de referência quando o mesmo opera como oscilador.	77
3.25	Modificação na FLL para incluir a compensação de frequência do sinal de referência quando o DSOGI-FLL opera como oscilador.	77
3.26	Resultados do gerador de referência de tensão com a FLL proposta, durante uma falta que resulta em uma redução da tensão de sequência positiva de 30% e $44\sqrt{2}V$ de sequência negativa.	78
3.27	Disposição do detector de falta no AIC.	79
3.28	Resposta da detecção da amplitude da componente de sequência positiva a um degrau unitário para $\omega_o = 2\pi 60$ e variando k_s	82
3.29	Acoplamento entre a detecção da componente de sequência positiva e negativa.	83
3.30	Tempo de detecção de um afundamento de tensão para diferentes níveis de afundamento.	84
3.31	Função característica dos comparadores.	85
3.32	Diagrama completo do DF proposto.	86
3.33	Resposta do DF para um degrau na tensão de sequência positiva e negativa.	88
3.34	Resposta do DF para um degrau de 1,5% na frequência das tensões do PCC.	89
3.35	Esquema do sistema usado na simulação para avaliação do comportamento do CM diante de um curto-circuito na rede elétrica principal.	90
3.36	Comportamento das tensões e correntes do sistema elétrico e do CM quando ocorre um curto bifásico na rede elétrica principal e a microrrede é desconectada.	90
3.37	Fluxos de potência ativa e reativa na microrrede.	91
3.38	Desempenho do sistema de sincronização e geração de referência (DSOGI-FLL).	92
3.39	Desempenho dos controladores de corrente (malha mais interna) e tensão do CM.	93
4.1	Diagrama em blocos do protótipo do AIC.	97
4.2	Fotos do protótipo do AIC.	98
4.3	Desempenho do controle de potência. Escalas: $500W/div$ e $500VAr/div$	99

4.4	Tensão da fase a da rede (v_a) e correntes da fase a de saída do conversor (i_{oa}), da carga (i_{La}) e da rede (i_{Sa}). Escala de tensão: $100V/div$, escala de corrente: $1A/div$	100
4.5	Controle de tensão durante uma variação de carga de $1500W$ para $750W$.101	
4.6	Controle de tensão durante uma variação de carga de $750W$ para $1500W$.102	
4.7	Discretização do DSOGI.	104
4.8	Detecção da componente de sequência positiva e frequência com o DSOGI-FLL. Escala das tensões: $100V/div$, escala da frequência: $0,5Hz/div$	105
4.9	Detecção da componente de sequência positiva e frequência durante um curto. Escala das tensões: $100V/div$, escala da frequência: $0,5Hz/div$	106
4.10	Detecção da componente de sequência positiva e frequência quando a tensão é restaurada ao seu valor nominal. Escala das tensões: $100V/div$, escala da frequência: $0,5Hz/div$	107
4.11	Transição do modo de operação de DSOG-FLL para oscilador com um tempo de detecção da falta rápido ($5ms$).	108
4.12	Transição do modo de operação de DSOG-FLL para oscilador com um tempo de detecção da falta lento ($25ms$).	108
4.13	Transição do modo de operação de DSOG-FLL para oscilador com um tempo de detecção da falta lento ($25ms$).	109
4.14	Tensões durante a transição entre o modo de operação como DSOGI-FLL e oscilador. Escala : $100V/div$	110
4.15	Transitório de desconexão da microrrede. Escala: $100V/div$	111
4.16	Transitório das correntes durante a desconexão da microrrede. Escala das tensões: $100V/div$. Escala das correntes: $1A/div$	112
4.17	Detalhes do início do processo de sincronização. Escala: $100V/div$	113
4.18	Sincronização das tensões da microrrede com a rede e reconexão. Escala: $100V/div$	113
4.19	Transitório das correntes durante a reconexão da microrrede. Escala das tensões: $100V/div$. Escala das correntes: $1A/div$	114
5.1	Diagrama do sistema fotovoltaico.	118
5.2	Resultados de simulação da estratégia de controle clássica para uma falta fase-neutro.	119
5.3	Diagrama do controlador proposto.	121

5.4	Modelo do sistema usado na simulação.	122
5.5	Resultados de simulação do sistema de controle proposto durante uma falta fase-neutro quando o inversor injetava potência nominal na rede. .	123
5.6	Resultados de simulação do sistema de controle proposto durante uma falta fase-neutro quando o inversor entrega baixa potência à rede. . . .	124
5.7	Resultados experimentais do controle proposto.	125
5.8	Resultados experimentais do controle proposto.	126
5.9	Esquema de uma microrrede com as linhas de alimentação representadas por impedâncias.	127
5.10	Modelo equivalente da microrrede da Figura 5.9 no ponto <i>A</i>	128
5.11	Diagrama fasorial das componentes de sequência negativa.	129
5.12	Diagrama do sistema de compensação de tensão de sequência negativa.	130
5.13	Modelo do sistema usado na simulação.	131
5.14	Componentes de sequência positiva e negativa da tensão no ponto de conexão do conversor (ponto <i>A</i> na Figura 5.13).	132
5.15	Resultados da compensação de tensão quando o conversor está entregando pouca potência.	132
5.16	Resultados da compensação de tensão quando o conversor está entregando $1.5kW$ de potência ativa.	133
5.17	Sistema usado na obtenção dos resultados experimentais.	134
5.18	Resultados experimentais da compensação de tensão.	135
5.19	Resultados experimentais da compensação de tensão com o compensador de sequência negativa habilitado.	136

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros usados na simulação do controlador de corrente (Figuras 3.4 e 3.5).	54
3.2	Parâmetros usados na simulação do controlador de tensão.	56
3.3	Parâmetros usados na simulação.	87
5.1	Parâmetros usados na simulação.	122
5.2	Parâmetros usados na simulação.	131
5.3	Parâmetros usados no experimento.	134
6.1	Resumo comparativo entre o controle por inclinação e a configuração mestre-escravo.	139

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

\check{q}	Operador de deslocamento de fase para obtenção do sinal em quadratura
Γ	Ganho integral normalizado da FLL
γ	Ganho integral da FLL
\hat{V}^+	Amplitude do vetor tensão de sequência positiva
\hat{V}^-	Amplitude do vetor tensão de sequência negativa
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência de referência
ω_c	Frequência de corte
ω_n	Frequência natural não amortecida
ω_o	Frequência de ressonância
ω_s	Frequência angular da componente fundamental
ϕ	Ângulo de fase entre corrente e tensão
S	Potência aparente complexa
ξ	Coefficiente de amortecimento
<i>AIC</i>	Agente Inteligente de Conexão
<i>BPSC</i>	Controle com sequência positiva balanceada - <i>Balanced Positive-Sequence Control</i>
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CE</i>	Conversor Escravo
<i>CFD</i>	Condição de falta detectada

CM	Conversor Mestre
CPM	Calculador de Potência Média
$CPME$	Calculador de Potência Média Equivalente
DF	Detector de Falta
$DSOGI$	Duplo SOGI - <i>Dual SOGI</i>
E	Amplitude da tensão do conversor
E_0	Amplitude da tensão de referência do conversor
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i>
GD	Geração Distribuída
i_i	Corrente instantânea no indutor do filtro de saída do conversor
i_L	Corrente instantânea de carga
i_o	Corrente instantânea de saída do conversor
$IARC$	Controle ativo e reativo instantâneo - <i>Instantaneous Active Reactive Control</i>
k_s	Fator de amortecimento do SOGI
k_{iI}	Ganho integral de corrente
k_{iV}	Ganho integral de tensão
k_{pI}	Ganho proporcional de corrente
k_{pV}	Ganho proporcional de tensão
k_{rI}	Ganho ressonante de corrente
k_{rV}	Ganho ressonante de tensão
LPF	Filtro passa-baixas - <i>Low Pass-Filter</i>
m	Coefficiente de inclinação da frequência
MCC	Medidor e Controlador de Carga
MR	Microrrede
n	Coefficiente de inclinação da tensão
n_N	Coefficiente de inclinação natural da tensão
P	Potência ativa
p	Potência ativa instantânea

PI	Proporcional-Integral
PIR	Proporcional-Integral-Ressonante
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PR	Proporcional-Ressonante
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse-Width-Modulation</i>
Q	Potência reativa
q	Potência reativa instantânea
$SOGI$	Integrador de segunda ordem generalizado - <i>Second Order Generalized Integrator</i>
$SOGI - QSG$	SOGI para geração de sinal em quadratura - <i>SOGI for Quadrature-signals generation</i>
$SPWM$	PWM senoidal - <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
$SRF-PLL$	PLL em referencial síncrono - <i>Synchronous Reference Frame - PLL</i>
t_s	Tempo de acomodação
THD	Distorção Harmônica Total - <i>Total Harmonic Distortion</i>
$TLSC$	Inversor de três braços com capacitor dividido - <i>Three-Leg Split-Capacitor</i>
v_o^*	Tensão instantânea de referência de saída do conversor
V_0	Tensão eficaz de referência do conversor
v_o	Tensão instantânea de saída do conversor
$v_{o\perp}$	Tensão em quadratura com v_o
VSI	Inversor fonte de tensão - <i>Voltage Source Inverter</i>

1

INTRODUÇÃO

Na maioria dos países a estrutura do sistema elétrico de potência está baseada em fontes geradoras centrais de grande porte, com a energia sendo transmitida em longas distâncias até os consumidores finais. Além disso a maioria dos países é altamente dependente de combustíveis fósseis, da energia nuclear ou de grandes centrais hidrelétricas. De acordo com estatísticas do governo americano, existe uma perspectiva de que nos próximos anos haverá um aumento do consumo mundial de energia da ordem de 50%, com a geração chegando a aproximadamente 33 trilhões de kWh in 2030.

A dependência de várias nações em relação aos combustíveis fósseis, a segurança no suprimento de energia e as preocupações ambientais estão modificando o cenário atual do sistema elétrico de potência. De fato, a energia é a base do desenvolvimento econômico e essas preocupações podem afetar significativamente o crescimento da economia. Portanto, existe uma preocupação mundial relacionada à redução na emissão de gases, melhoria na eficiência de energia e aumento do uso da energia renovável.

Atualmente o sistema elétrico de potência está mudando, com muitas unidades de geração distribuída (GD), tais como turbinas eólicas, geradores fotovoltaicos e células de combustível, sendo desenvolvidas e instaladas. Entretanto, as redes elétricas devem estar preparadas para a integração em larga escala destas unidades de GD. Neste novo modelo, as unidades de GD podem oferecer vantagens adicionais ao sistema, podendo

contribuir para a diminuição de investimentos na transmissão e distribuição, suporte nos serviços auxiliares da rede elétrica como compensação de reativo e regulação de tensão e, em alguns casos, na redução de perdas na distribuição [1].

Considerando este novo modelo com a integração de muitas unidades de GD nas redes de distribuição, várias questões técnicas precisam ser levadas em conta, como por exemplo o controle dos níveis de tensão, as condições de regime permanente, a avaliação das correntes de curto-circuito, esquemas de proteção, análise de estabilidade e a possibilidade de operação em ilha [1]. Neste sentido, um trabalho importante para o desenvolvimento de novas estruturas para o sistema elétrico foi apresentado em [2].

A partir da popularização dos sistemas de GD, recentemente surgiu um novo conceito chamado microrrede. O conceito de microrrede surgiu em abril de 2002 com a publicação de um relatório [3] promovido pela comissão de energia da Califórnia. Desde então, as pesquisas e publicação sobre esse tema têm crescido rapidamente. Um indicativo disso é a crescente taxa de publicações no IEEE relacionadas ao tema, conforme mostrado na Figura 1.1. Atualmente há uma grande quantidade de projetos piloto e experimentais em microrredes. E recentemente, com a adoção do padrão IEEE P1547.4 [4] em julho de 2011, é esperado uma mudança desses projetos piloto para projetos totalmente comerciais [5].

Microrrede é basicamente um agrupamento de unidades de GD e cargas que estão conectadas à rede elétrica principal em um único ponto (ponto de acoplamento comum - PCC - *Point of Common Coupling*) através de uma chave. Além disso, esse sistema

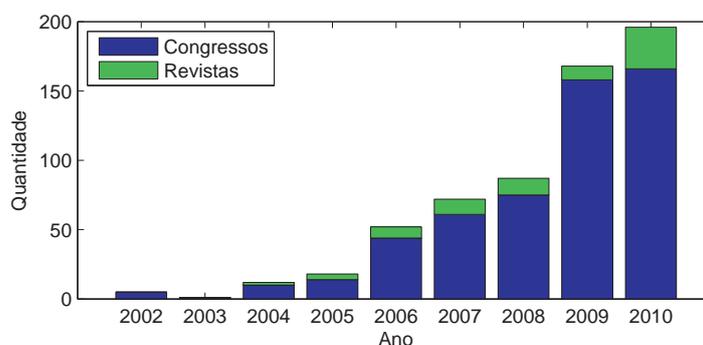


Figura 1.1: Evolução das publicações sobre microrredes no IEEE.

também dever ser capaz de operar de forma autônoma, ou seja, isolado da rede elétrica. Na Figura 1.2 é mostrado um exemplo de uma microrrede. Entre as unidades de GD, destacam-se atualmente turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, células de combustível, baterias, unidades de produção combinada de calor e electricidade (CHP- *Combined Heat and Power*), geradores diesel e microturbinas.

Quando a tensão ou a frequência da rede principal está fora de limites pré-determinados ou quando ocorre uma falta, o sistema de detecção da microrrede deve atuar rapidamente e isolá-la da rede. Para a operação correta do sistema, a estabilidade da microrrede é um assunto atual e importante. Enquanto em sistemas convencionais, esquemas de proteção consistem de fusíveis, religadores e relés, nos sistemas com GD, a coordenação da proteção dependerá do tamanho, tipo e localização da fonte de GD, pois o sistema não é mais do tipo radial. Outro assunto importante de pesquisa é a escolha de esquemas de controle flexíveis para permitir a injeção de potência estável necessária para o sistema.

Em uma microrrede, o inversor precisa desempenhar duas funções principais: o controle da potência na saída da GD e o controle na operação em ilha [6]. Em geral, a estratégia de controle aplicada ao inversor consiste de duas malhas em cascata [7]. Usualmente, existe uma malha interna de controle que regula a corrente injetada na rede e uma malha externa, que controla a tensão do barramento CC. A malha de corrente é responsável pelas tarefas associadas à qualidade de energia e proteção de corrente. Portanto, compensação harmônica e dinâmica são propriedades importantes

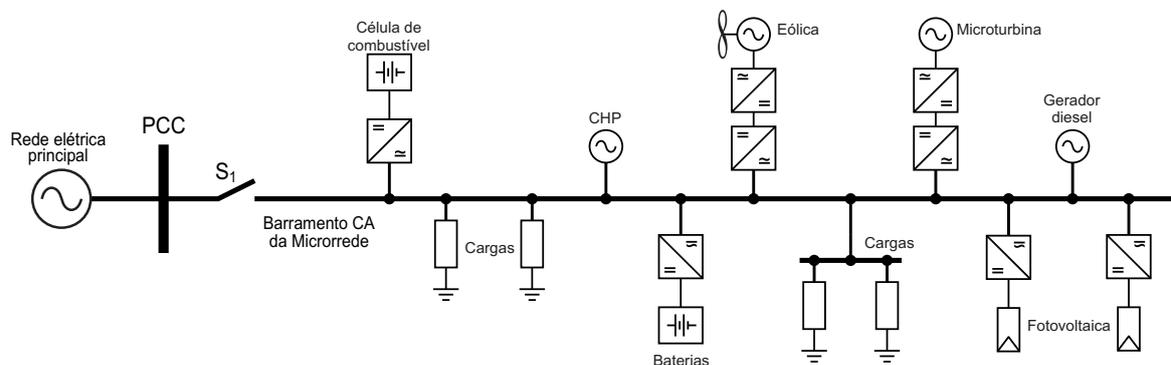


Figura 1.2: Exemplo da estrutura de uma microrrede.

do controlador de corrente. O controlador da tensão do barramento CC é projetado para balancear o fluxo de potência no sistema. Usualmente, o projeto deste controlador leva em conta a estabilidade do sistema, tendo dinâmica lenta. Em alguns trabalhos, o controlador é baseado em uma malha de tensão CC em cascata com uma malha interna de potência em vez de uma malha de corrente. Neste controlador, a corrente injetada na rede é indiretamente controlada.

Na literatura, podem ser encontrados basicamente quatro tipos de controladores de corrente em conversores conectados à rede [6]: proporcional-integral (PI) [8], proporcional-ressonante (PR) [9][10][11], histerese [7] e "dead-beat"[12]. Se controladores PI ou PR são empregados na malha de corrente, há necessidade de se usar a modulação por largura de pulso (Pulse-Width-Modulation - PWM) para criar as razões de trabalho das chaves do inversor. Se controladores histerese ou "dead-beat" são usados, as saídas dos controladores já indicam o posicionamento das chaves do inversor.

Os controladores podem ainda ser classificados quanto ao referencial em que são empregados: dq , $\alpha\beta$ e abc . No controle em referencial dq , os métodos usam a transformação ($abc-dq$) para converter as formas de onda de corrente e tensão em um referencial que gira em sincronismo com a tensão da rede [13]. No referencial dq , normalmente se emprega o controlador PI e, para melhorar o desempenho do sistema de controle, são usados termos de acoplamento cruzado e *feedforward* de tensão [14][8]. No controle em referencial $\alpha\beta$, os métodos usam a transformação ($abc-\alpha\beta$) para converter as formas de onda de corrente e tensão em um referencial estacionário com dois eixos em quadratura [15]. No referencial $\alpha\beta$, normalmente se emprega o controlador PR, que ganhou grande popularidade na última década em sistemas conectados à rede com controle de corrente [9][10][11].

Em relação a detecção da operação em ilha, a microrrede pode operar em três modos: conectada à rede principal, modo em ilha e na transição entre os dois modos. Antes da instalação, uma unidade de GD conectada à rede por um inversor deve passar por um teste padrão de operação em ilha (UL 1741 [16] ou IEEE 1547 [17]). A norma

UL 1741 requer que a unidade de GD pare de fornecer potência em no máximo dois segundos após a chave de conexão com a rede principal ser aberta. Tipicamente a situação de operação em ilha deve ser identificada entre 200 e 400 ms. Entretanto, este requisito pode ser atenuado por algumas concessionárias e tempos de detecção de até um segundo são permitidos [6].

Em geral, métodos de identificação de operação em ilha podem ser classificados em três tipos [6]: passivos, ativos e baseados em comunicação. Métodos passivos dependem dos parâmetros do sistema e do ajuste de faixas para os parâmetros medidos. Se existem poucas mudanças na potência solicitada à unidade de GD após a situação de ilha, torna-se difícil identificar o modo de operação, pois não ocorreram mudanças suficientes nos parâmetros medidos para detectar a condição de operação em ilha. Os métodos baseados em comunicação são dispositivos de telecomunicações que são projetados para desconectar a unidade de GD quando a ilha é formada. Os métodos ativos são usualmente integrados com o controle do inversor que conecta a unidade à rede elétrica e são projetados para criar instabilidade quando a situação de ilha ocorre. Isto pode ser feito adicionando realimentação positiva a um dos parâmetros controlados pelo inversor.

Entre as fontes de GD, os módulos (arranjo) fotovoltaicos conectados à rede elétrica estão ganhando maior visibilidade devido a muitos incentivos governamentais. O arranjo fotovoltaico é particularmente atrativo como uma fonte renovável para sistemas de GD devido ao tamanho relativamente pequeno, operação sem ruído, instalação simples e a possibilidade de colocá-lo junto ao consumidor. O desenvolvimento de sistemas conectados à rede demanda uma melhor avaliação de desempenho dos sistemas fotovoltaicos sob condições de falta, bem como da qualidade da energia gerada por eles. Por esta razão, a conexão à rede de conversores em sistemas de GD deve ser cuidadosamente projetada e controlada de modo a conseguir a operação desejada das unidades de geração sob circunstâncias genéricas [18].

Existem muitas topologias de conversores para sistemas fotovoltaicos: de dois estágios [19][20] ou de um estágio [20][21], podendo ter ou não transformador [22].

Entretanto, todas as topologias requerem um inversor para conectá-las à rede e vários requisitos devem ser obedecidos para realizar esta conexão de forma adequada. Um desses requisitos está relacionado à proteção de acordo com os níveis de tensão. A norma alemã DIN/VDE0126 [23], por exemplo, indica que sobre-tensões maiores que 15% e sub-tensões menores que 20% devem desconectar as unidades de DG da rede em no máximo 200 ms. Por outro lado, a desconexão destas unidades do sistema “ao primeiro sinal de problema” pode não ser a melhor escolha. Desconexões repetidas podem ter um impacto negativo sobre a vida útil dos componentes, bem como podem causar distúrbios adicionais à rede [24]. Portanto, a vida útil e o custo-efetivo do sistema podem ser melhorados se o inversor consegue manter a unidade conectada o máximo de tempo possível. Entretanto, nenhum dos inversores fotovoltaicos comerciais testados em [24] conseguiu fazer isto.

Quando estratégias de controle convencionais são usadas em conversores fotovoltaicos operando em situações de afundamento de tensão no sistema elétrico, podem acontecer injeções de correntes harmônicas na rede e sobre-correntes no conversor. Portanto, proteções são necessárias para evitar que o inversor fotovoltaico seja danificado. Muitos dos controladores usados na literatura são realizados no referencial estacionário usando controle de corrente PR que garante erro nulo em regime permanente [14]. A tensão no barramento CC é controlada usando a potência ativa entregue pelo sistema fotovoltaico. As correntes de referência são calculadas com base na tensão de sequência positiva de modo a resultar em tensões balanceadas mesmo na presença de tensões da rede desbalanceadas. A informação sobre a tensão de sequência positiva e a frequência da rede é normalmente obtida usando um *Phase-Locked Loop* (PLL), como por exemplo no sistema desenvolvido em [25], que é baseado em um integrador generalizado de segunda ordem para a geração de sinais em quadratura (Dual Second Order Generalized Integrator for Quadrature-Signals Generation - DSOGI-QSG).

1.1 Contribuições da Tese

Este trabalho tem o objetivo de estudar técnicas de controle de conversores para conectar unidades de GD à rede elétrica, bem como permitir a operação autônoma dessas unidades de forma que possam integrar uma microrrede. Como resultados desse estudo, o presente trabalho apresenta as seguintes contribuições:

- Um calculador de potência média para conversores monofásicos controlados pelo método de controle por inclinação. Esse calculador melhora a resposta dinâmica do compartilhamento de carga entre os conversores bem como a qualidade da tensão sintetizada pelos mesmos.
- Um limitador de corrente para conversores monofásicos operando em paralelo. Esse limitador melhora o compartilhamento de cargas não lineares e mitiga os picos de corrente quando alimentando cargas não lineares com alto fator de crista.
- Uma nova estrutura de microrrede baseada no controle *mestre-escravo* e gerenciada por um agente inteligente de conexão (AIC).
- Um oscilador senoidal em referencial estacionário $\alpha\beta$ usando a estrutura do DSOGI-FLL, possibilitando operar tanto como oscilador como sistema de sincronização. O modo oscilador é usado pelo AIC quando a microrrede opera de forma autônoma enquanto que o modo sistema de sincronização é usado quando conectado a rede elétrica principal.
- Detector de falta baseado nas características das tensões trifásicas no PCC.
- Uma técnica de controle para permitir a operação de inversores conectados à rede sob qualquer condição de desequilíbrio de tensão sem acarretar em sobrecorrentes. Em vez de usar uma saturação forçada nas correntes de referência, o controle calcula dinamicamente a potência ativa máxima que o inversor pode fornecer e usa esse valor como limite para a potência de referência.
- Um compensador de tensão de sequência negativa para mitigar os desequilíbrios

de tensão devido a cargas desbalanceadas ou mesmo desequilíbrios já presentes no PCC.

1.2 Esboço da Tese

O trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- Capítulo 2 - Nesse capítulo descreve-se a técnica de controle por inclinação aplicada aos conversores que compõem a microrrede de forma a permitir sua operação em paralelo e compartilhar adequadamente as demandas de potência das cargas. Temas como o efeito da impedância da rede sobre o compartilhamento de carga, o comportamento dinâmico do sistema e os harmônicos de tensão também são discutidos nesse capítulo.
- Capítulo 3 - Nesse capítulo é apresentado outro método para o paralelismo dos conversores usando a configuração *mestre-escravo* e uma nova estrutura de microrrede, baseada nessa configuração, é proposta. O projeto e controle do conversor mestre e do AIC, usados nessa nova estrutura, são abordados em detalhes. Nesse capítulo também é proposto um sistema de detecção de falta baseado nas características das tensões no PCC.
- Capítulo 4 - Nesse capítulo são apresentados os detalhes da implementação do AIC e da elaboração do protótipo, bem como os resultados experimentais obtidos.
- Capítulo 5 - Nesse capítulo são apresentadas algumas estratégias para o controle dos conversores escravos de forma a garantir sua proteção contra sobrecorrentes e melhorar a qualidade da tensão no ponto de acoplamento.
- Capítulo 6 - Nesse capítulo apresentam-se as conclusões gerais e propostas de trabalhos futuros.

2

PARALELISMO DE CONVERSORES ATRAVÉS DO CONTROLE POR INCLINAÇÃO

Uma Microrrede é formada por um conjunto de cargas, micro unidades geradoras e armazenadoras de energia, distribuídas dentro de uma área pré-definida, operando como um sistema único, que pode estar conectado ou não à rede elétrica principal. Tendo em vista este tipo de estrutura, observa-se a necessidade de conexão de várias fontes de tensão em paralelo, o que requer técnicas de controle bem elaboradas para evitar circulação de corrente entre as fontes e compartilhar adequadamente as demandas de carga. Essas fontes, em sua maioria, possuem conversores baseados em eletrônica de potência como elemento de interface entre a fonte de energia primária e a microrrede. Há vários métodos de controle para o paralelismo de conversores que podem ser sumarizados como [26]: (i) concentrado, (ii) mestre-escravo, (iii) de lógica distribuída (iv) e sem comunicação.

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de controle *wireless* para o paralelismo de conversores chamada controle por inclinação (*Droop Control*), a qual é a mais comumente usada e é baseada nos conhecimentos, já bem consolidados, empregados em sistemas de potência.

2.1 Fundamentos Teóricos do Controle por Inclinação

O sistema elétrico de potência, tal qual conhecemos atualmente, é constituído em sua grande maioria por máquinas girantes, sendo a máquina síncrona a mais usada. A inércia do rotor das máquinas girantes limita a variação de velocidade ou frequência. Além disso há uma relação natural entre a frequência de operação e a potência de saída da máquina, ou seja, para uma potência mecânica de entrada constante, a frequência de operação diminui quando a potência de saída aumenta. Outra característica interessante é que duas ou mais máquinas conectadas em paralelo tendem a manter o sincronismo devido à componente de torque sincronizante. A estabilidade do sistema depende da existência de componentes de torque sincronizante e torque de amortecimento suficientes. Por outro lado, a estabilidade de tensão depende do equilíbrio na demanda de potência reativa [27]. O método de controle por inclinação baseia-se no mesmo princípio de operação do sistema elétrico de potência descrito anteriormente. Os inversores são controlados de forma a apresentar características potência ativa-frequência ($P-\omega$) e potência reativa-tensão ($Q-V$) semelhantes às de uma máquina síncrona. Dessa forma é possível conectar vários inversores em paralelo de modo que eles compartilhem a demanda de carga.

Para entender a característica $P-\omega$ e $Q-V$ do sistema de potência considere o circuito da Figura 2.1. A fonte $V_1 \angle \theta^o$ representa a tensão de saída de uma máquina ou de um conversor que está conectado à barra 1. A impedância dos condutores que conectam a barra 1 à barra 2 é representada por Z .

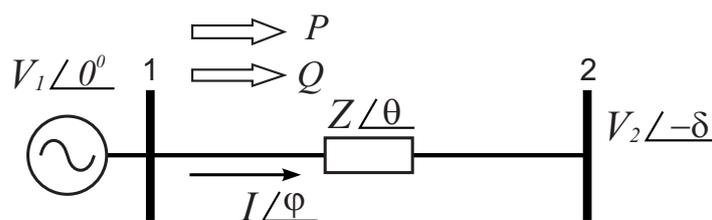


Figura 2.1: Fluxo de potência entre duas barras

A potência que flui entre as barras 1 e 2 é dada por

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S} = P + jQ = \mathbf{V}_1 \mathbf{I}^* &= \mathbf{V}_1 \left(\frac{\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2}{\mathbf{Z}} \right)^* \\
 &= V_1 \left(\frac{V_1 - V_2 e^{j\delta}}{Z e^{-j\theta}} \right) \\
 &= \frac{V_1^2}{Z} e^{j\theta} - \frac{V_1 V_2}{Z} e^{j(\theta+\delta)}. \tag{2.1}
 \end{aligned}$$

Conseqüentemente, as potências ativa e reativa que fluem por estas barras são

$$P = \frac{V_1^2}{Z} \cos \theta - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos(\theta + \delta) \tag{2.2}$$

$$Q = \frac{V_1^2}{Z} \sin \theta - \frac{V_1 V_2}{Z} \sin(\theta + \delta). \tag{2.3}$$

Considerando $X \gg R$, assim como ocorre nos sistemas de potência em média e alta tensão, pode-se assumir que a impedância \mathbf{Z} possui apenas reatância indutiva, ou seja, $\mathbf{Z} = X \angle 90^\circ$ o que resulta em

$$P = \frac{V_1 V_2}{X} \sin \delta \tag{2.4}$$

$$Q = \frac{V_1^2 - V_1 V_2 \cos \delta}{X}. \tag{2.5}$$

Observe que o locus da potência complexa, $\mathbf{S} = P + jQ$, é descrito por circunferências com centro em jV_1^2/X e raio $V_1 V_2/X$. A Figura 2.2(a) mostra o locus para três valores distintos da tensão V_2 ($V_2 > V_1$, $V_2 = V_1$ e $V_2 < V_1$). A origem do ângulo de carga, δ , está alinhada com o eixo imaginário e aumenta no sentido anti-horário. Os trechos em linha cheia dos círculos representam as regiões de estabilidade em que $-90^\circ < \delta < 90^\circ$. Os vetores representam três potências complexas para tensões e ângulos distintos.

Partindo do princípio que V_1 e X são constantes, a potência complexa depende simultaneamente da tensão V_2 e do ângulo δ , como mostra a Figura 2.2(b). Assumindo uma potência inicial \mathbf{S}_A , a potência varia para \mathbf{S}_B diminuindo δ de $\Delta\delta$ e mantendo V_2 constante. Nota-se uma grande diminuição de P enquanto Q diminui pouco. Quando a potência varia de \mathbf{S}_B para \mathbf{S}_C , mantendo o mesmo δ e diminuindo a tensão V_2 de ΔV , P diminui pouco e Q aumenta consideravelmente. Conclui-se que o fluxo de potência

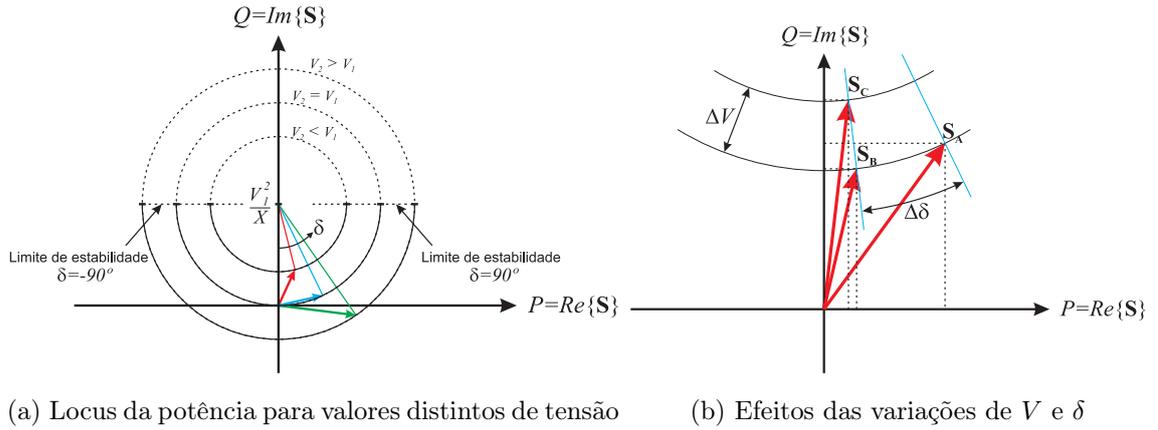


Figura 2.2: Potência complexa

ativa depende predominantemente do ângulo de potência δ enquanto que o fluxo de potência reativa é em sua maioria influenciado pela diferença de tensão ($V_1 - V_2$) entre as barras. Essa afirmação é válida para pequenos valores de δ , pois tem-se $\sin \delta \cong \delta$ e $\cos \delta \cong 1$ de forma que (2.4) e (2.5) podem ser aproximadas por

$$P \cong \frac{V_1 V_2}{X} \delta \quad (2.6)$$

$$Q \cong \frac{V_1}{X} (V_1 - V_2), \quad (2.7)$$

demonstrando a relação P - δ e Q - V . Na prática, o controle dinâmico da frequência é usado para impor o ângulo de potência e conseqüentemente o fluxo de potência ativa. Assim, tem-se uma relação entre potência ativa e frequência. Essas conclusões formam a base da conhecida regulação por inclinação de frequência e tensão através da potência ativa e reativa, respectivamente:

$$\omega = \omega_0 - mP \quad (2.8)$$

$$E = E_0 - nQ, \quad (2.9)$$

onde ω_0 e E_0 são a frequência e a amplitude da tensão de saída do conversor sem carga e m e n são os *coeficientes de inclinação* de frequência e amplitude, respectivamente. O fato de usar a frequência ω em vez do ângulo δ é devido ao fato de que, nas estratégias de controle de paralelismo de inversores, uma unidade não conhece a fase inicial de outra. Porém, a frequência inicial sem carga pode ser facilmente fixada como ω_0 [28].

Observa-se que é comum usar a amplitude das tensões na implementação experimental da característica de inclinação de tensão (2.9). Portanto, quando operando em regime permanente senoidal, a tensão eficaz de saída do conversor é $V = \sqrt{2}E$ e a tensão eficaz sem carga é $V_0 = \sqrt{2}E_0$. Conseqüentemente, (2.9) pode ser reescrita da forma

$$V = V_0 - \sqrt{2}nQ. \quad (2.10)$$

As características de inclinação de um conversor com método de controle por inclinação são mostradas na Figura 2.3. Essas curvas representam os pontos de operação de regime permanente do conversor. A característica de inclinação da Figura 2.3(a) corresponde a um caso genérico em que o conversor pode operar como inversor ou retificador. Uma aplicação comum para isso seria em sistema de armazenamento de energia com baterias ou super-capacitores. Para aplicações tais como eólica, fotovoltaica, micro-turbinas, entre outras, a característica $P-\omega$ só é definida para valores positivos de P . Entretanto, para qualquer aplicação, o conversor pode operar fornecendo ou absorvendo potência reativa.

Na Figura 2.4 é mostrado um exemplo em que dois inversores são utilizados para suprir uma carga. Inicialmente é considerado um sistema monofásico, pois, do ponto de vista de regime permanente, os resultados são semelhantes ao caso trifásico. As particularidades do caso trifásico são discutidas em momento oportuno. Para garantir a máxima eficiência desse sistema, não pode haver circulação de potência entre os inversores, ou seja, a demanda de carga deve ser apropriadamente compartilhada entre

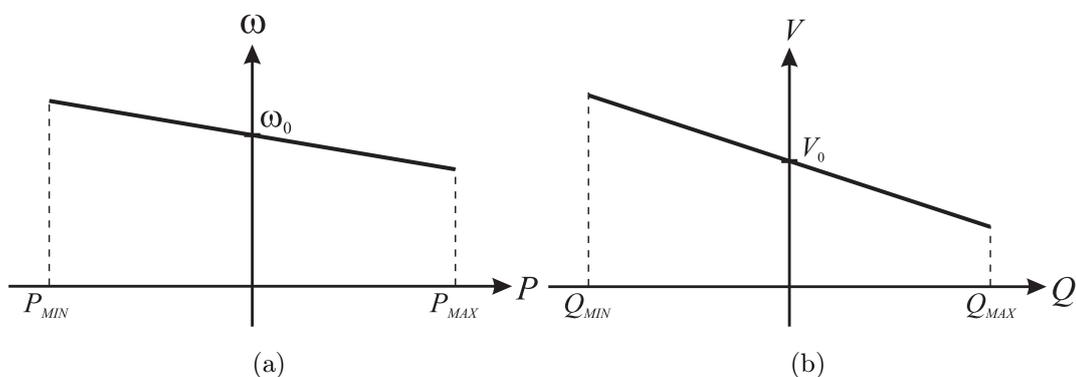


Figura 2.3: Característica de inclinação $P-\omega$ e $Q-V$

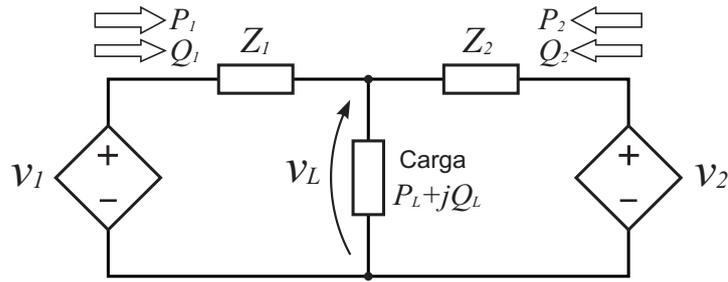


Figura 2.4: Dois inversores compartilhando uma carga

as duas fontes (inversores). Para conseguir esse objetivo cada fonte é controlada com o método por inclinação. As tensões das fontes são dadas por:

$$v_1 = E_1 \cos(\omega_1 t) \quad (2.11)$$

$$v_2 = E_2 \cos(\omega_2 t), \quad (2.12)$$

onde as frequências ω_1 , ω_2 e as amplitudes E_1 , E_2 são obtidas por (2.8) e (2.9), respectivamente. Suponha que as duas fontes são controladas de forma a ter a mesma característica de inclinação e que as impedâncias que as conectam à carga são idênticas ($\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_2 = jX$). Os fluxos de potência entre as fontes e a carga para duas condições de carga são mostrados na Figura 2.5(a). Observa-se que as potências ativa e reativa são divididas igualmente entre os inversores 1 e 2. Quando ocorre o aumento na potência ativa de carga, as frequências dos inversores diminuem igualmente até atingir a nova

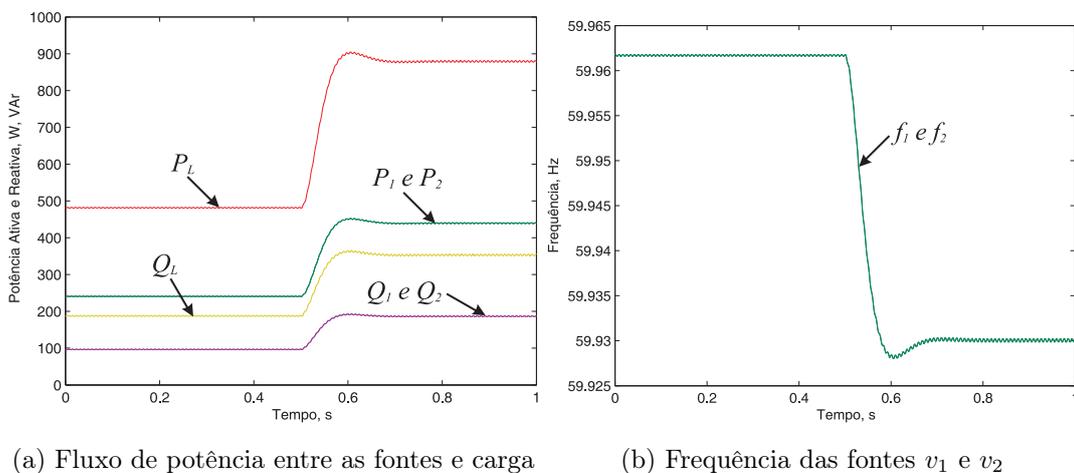


Figura 2.5: Operação em paralelo de dois inversores com mesma característica de inclinação ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $m_1 = m_2 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$ e $n_1 = n_2 = 0,05 \text{ V/VAr}$)

condição de equilíbrio, conforme mostrado na Figura 2.5(b).

Quando os inversores possuem potências nominais diferentes, os coeficientes de inclinação devem ser escolhidos de forma a garantir um compartilhamento proporcional à potência nominal de cada inversor. Dessa forma, os coeficientes devem apresentar a seguinte relação [29][30]:

$$m_1 S_1 = m_2 S_2 = m_3 S_3 = \dots = m_n S_n \quad (2.13)$$

$$n_1 S_1 = n_2 S_2 = n_3 S_3 = \dots = n_n S_n, \quad (2.14)$$

onde S_1, S_2, \dots, S_n são as potências aparentes de cada inversor. Supondo que, no sistema da Figura 2.4, o inversor 1 tem o dobro da potência do inversor 2 ($S_1 = 2S_2$), então, de acordo com (2.13) e (2.14), tem-se $m_2 = 2m_1$ e $n_2 = 2n_1$. Na Figura 2.6(a) são mostrados os fluxos de potência para esse caso. O inversor 1 fornece o dobro de potência ativa e reativa já que sua capacidade nominal é o dobro da do inversor 2. O comportamento dinâmico da frequência quando ocorre o aumento de carga é mostrado na Figura 2.6(b).

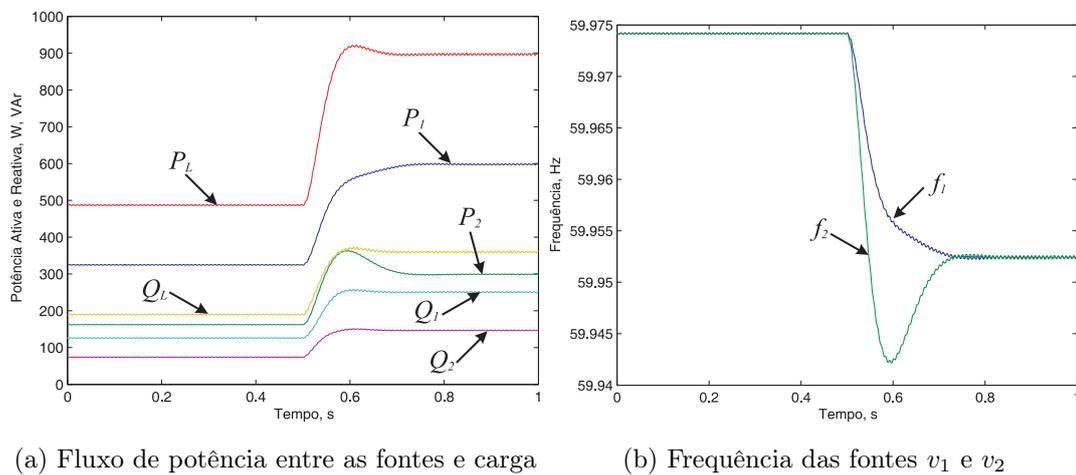


Figura 2.6: Operação em paralelo de dois inversores com características de inclinação diferentes ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $m_1 = 0,5e^{-3} \text{ rad/sW}$, $m_2 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$, $n_1 = 0,025 \text{ V/VAr}$ e $n_2 = 0,05 \text{ V/VAr}$)

2.2 Efeitos da Impedância da Rede sobre o Compartilhamento de Potência

A precisão do compartilhamento de carga é fortemente afetada pela assimetria das impedâncias de conexão à carga [29][31][32]. Tais assimetrias são inevitáveis visto que fisicamente os inversores encontram-se a distâncias diferentes da carga. Ainda tomando como exemplo o sistema da Figura 2.4, a equação (2.7) pode ser reescrita da forma

$$\begin{aligned} V_L &\cong V_1 - \frac{X}{V_1}Q \\ &\cong V_1 - n_N Q. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Comparando (2.15) com (2.10), observa-se que o termo $n_N = X/V_1$, devido à reatância X , é responsável por gerar um efeito de inclinação natural, cujo coeficiente de inclinação é n_N . Então o sistema inversor + impedância de conexão à carga possui duas inclinações: uma intencional devido ao controle do inversor e outra devida à impedância dos cabos. A característica de inclinação resultante pode ser obtida por (2.10) e (2.15) resultando em

$$\begin{aligned} V_L &= V_0 - \left(\sqrt{2}n + \frac{X}{V_0 - \sqrt{2}nQ} \right) Q \\ &= V_0 - \left(\sqrt{2}n + n_N \right) Q. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Apesar da presença de Q no denominador da equação de n_N , este último possui um comportamento aproximadamente linear e crescente com o aumento de Q pelo fato de $V_0 \gg \sqrt{2}nQ$. Na Figura 2.7(a) é mostrado o comportamento de n_N em função da potência reativa considerando uma indutância da rede de $1mH$ e na Figura 2.7(b) é mostrada a curva $Q-V$ sem considerar a impedância (característica de inclinação da tensão na saída do inversor) e considerando a impedância (característica de inclinação da tensão na carga). Note que esse efeito faz com que o inversor que está mais próximo da carga, e conseqüentemente tem menor reatância, tenha menor coeficiente de inclinação equivalente (considerando que $n_1 = n_2$) e portanto contribua mais com a demanda de potência reativa. Esse efeito é indesejado porque a distribuição de potência entre os inversores passa a depender da distância entre inversor e carga em

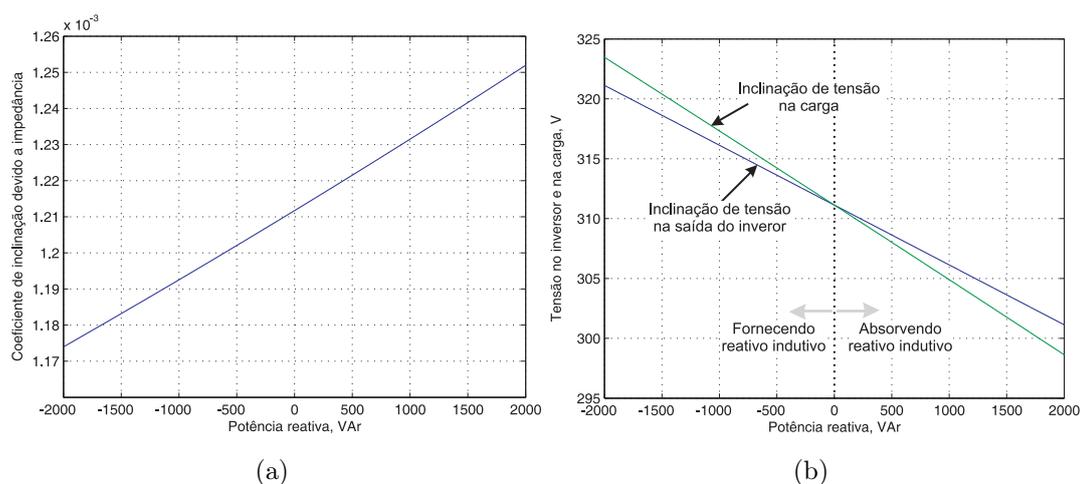


Figura 2.7: Comportamento do coeficiente de inclinação n_N em função da potência reativa e a característica Q - V .

vez de depender de sua potência nominal.

Na Figura 2.8(a) é mostrada a distribuição de potência reativa para uma condição em que $X_2 = X_1/2$. No intervalo de 0 a 0,5s o controle por inclinação está desabilitado e as fontes são controladas de forma a apresentarem amplitudes constantes e iguais a $120\sqrt{2}$ V. Consequentemente a distribuição de potência reativa se dá pelo coeficiente de inclinação natural. Como $X_1 = 2X_2$, resulta que $n_{N1} \cong 2 n_{N2}$ e portanto o inversor 2

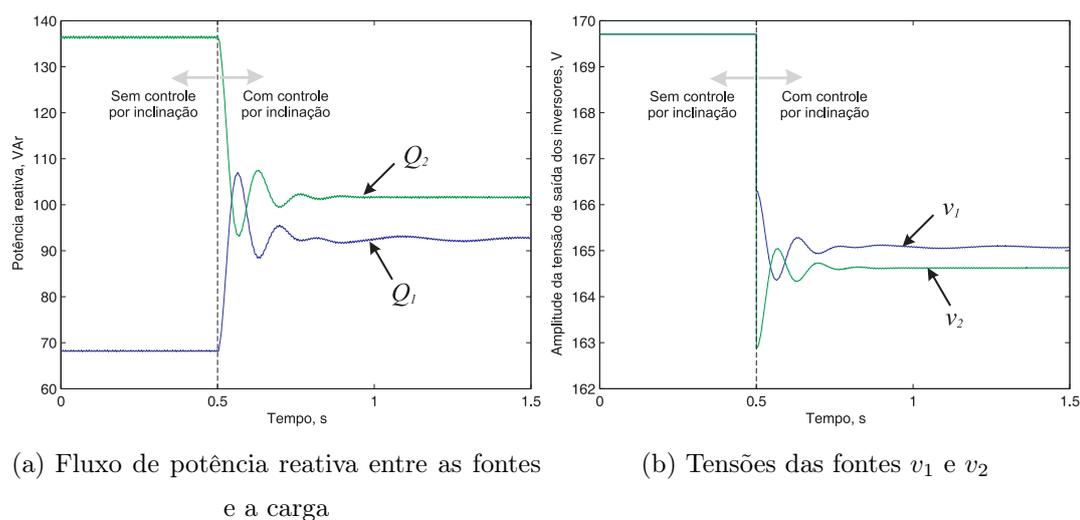


Figura 2.8: Operação em paralelo de dois inversores com impedâncias de conexão à carga diferentes ($E_0 = 120\sqrt{2}$ V, $X_1 = 0,942\Omega$, $X_2 = X_1/2 = 0,471\Omega$ e $n_1 = n_2 = 0,05$ V/VAr)

contribui com cerca de 2/3 da potência reativa da carga enquanto que o 1 contribui com 1/3. Após 0,5s o controle por inclinação é habilitado. Adotou-se o mesmo coeficiente de inclinação para os dois inversores ($n_1 = n_2 = 0,05 V/VAr$), porém observa-se que a potência reativa do inversor 2 continua maior. Isso ocorre porque o coeficiente de inclinação equivalente do inversor 1 ($n_1 + n_{N1}$) continua maior que o do inversor 2 devido ao efeito da impedância de conexão.

Analisando (2.16), observa-se que o efeito da impedância pode ser desprezado se os coeficientes de inclinação forem escolhidos de forma que $n_i \gg n_{Ni}$ para qualquer inversor i . Então, quanto maior o coeficiente de inclinação, melhor será a precisão do compartilhamento de potência reativa. Porém, a regulação de tensão fica muito prejudicada, conforme pode ser comprovado comparando as Figuras 2.8 e 2.9. No primeiro caso, onde $n_1 = n_2 = 0,05 V/VAr$, a tensão dos inversores cai em aproximadamente 3% enquanto que no segundo caso, onde o coeficiente de inclinação é 5 vezes maior, a queda de tensão chega a cerca de 12%.

A regulação de tensão, ou variação de tensão, na saída do inversor pode ser obtida diretamente de (2.10) resultando em

$$\Delta V \equiv V_0 - V = \sqrt{2}nQ, \quad (2.17)$$

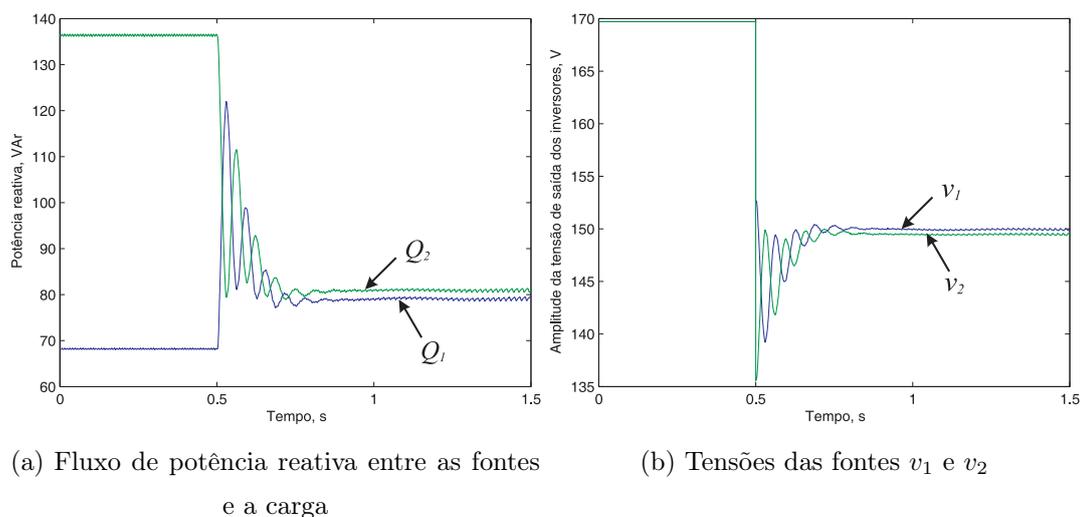


Figura 2.9: Operação em paralelo de dois inversores com impedâncias de conexão à carga diferentes ($E_0 = 120\sqrt{2} V$, $X_1 = 0,942\Omega$, $X_2 = X_1/2 = 0,471\Omega$ e $n_1 = n_2 = 0,25 V/VAr$)

de forma que o coeficiente de inclinação de amplitude máximo deve ser

$$n_{max} = \frac{\Delta V_{max}}{\sqrt{2}Q_{nominal}}, \quad (2.18)$$

onde ΔV_{max} é a máxima variação de tensão admissível na microrrede. Observe que a variação de tensão na carga pode ser ainda maior do que ΔV_{max} devido à queda de tensão sobre os cabos de conexão.

Demonstrou-se anteriormente que a assimetria das impedâncias da rede produz erros no compartilhamento de potência reativa devido à relação natural que há entre tensão e potência reativa, conforme (2.15). Porém, tal comportamento não ocorre com o compartilhamento de potência ativa devido ao fato da característica $P-\omega$ ser imposta exclusivamente pela estratégia de controle. Tomando como exemplo o circuito da Figura 2.4, se a frequência das fontes são diferentes, o ângulo de carga estará modificando-se e conseqüentemente os fluxos de potência ativa também. A condição de equilíbrio ocorrerá quando a frequência de todas as fontes forem iguais, pois, para este caso, tem-se todos os ângulos de carga constantes. A potência fornecida por cada fonte é definida unicamente pela sua característica de inclinação. O ângulo de carga de cada fonte será tal a satisfazer (2.2). No exemplo da Figura 2.10(a), o coeficiente de inclinação m_2 é duas vezes m_1 e a reatância X_1 é oito vezes maior que X_2 e, apesar dessa grande assimetria das impedâncias de conexão, a potência ativa é compartilhada adequadamente entre os inversores.

Observando a Figura 2.10(b), nota-se que quanto maior o coeficiente de inclinação, m , maior será a variação de frequência na microrrede. A variação de frequência pode ser obtida por (2.8), resultando em

$$\Delta f \equiv f_0 - f = \frac{mP}{2\pi}, \quad (2.19)$$

de forma que o coeficiente de inclinação de frequência máximo deve ser

$$m_{max} = 2\pi \frac{\Delta f_{max}}{P_{nominal}}. \quad (2.20)$$

onde Δf_{max} é a máxima variação de frequência admissível na microrrede. Para a correta determinação do m , além de levar em consideração o comportamento de regime

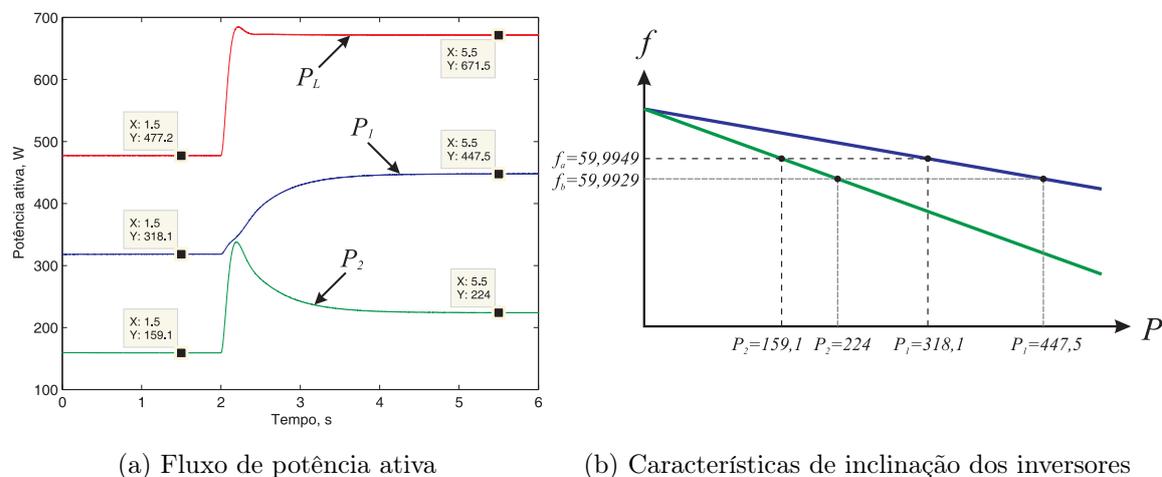


Figura 2.10: Compartilhamento de potência ativa entre dois inversores ($X_1 = 1,885\Omega$, $X_2 = X_1/8 = 0,236\Omega$, $m_1 = 1e^{-4} \text{ rad/sW}$ e $m_2 = 2e^{-4} \text{ rad/sW}$)

permanente, deve-se atentar para o comportamento dinâmico do sistema. Valores pequenos de m resultam em uma resposta dinâmica lenta às variações de potência ativa, enquanto que valores elevados podem levar a oscilações, como mostradas na Figura 2.11, e ou instabilidade.

A determinação do melhor valor para os coeficientes m e n é difícil devido às não

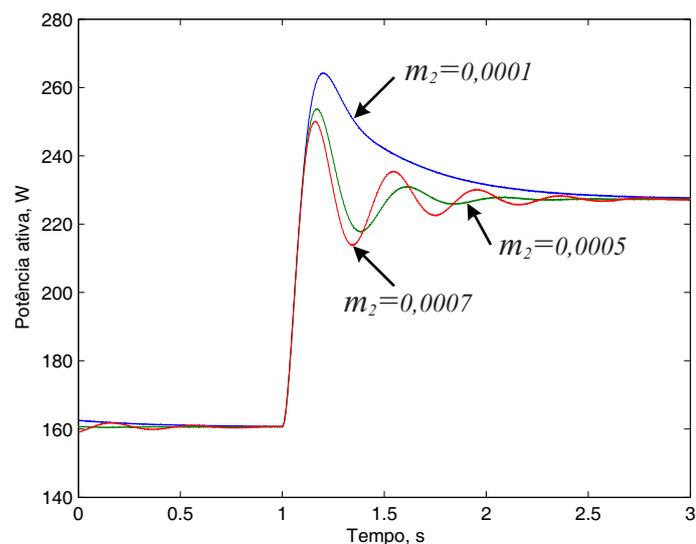


Figura 2.11: Comportamento dinâmico da potência ativa de um dos inversores, para diferentes valores de m , quando ocorre uma variação de carga

linearidades do sistema e ao número de variáveis envolvidas na análise. Parâmetros como impedâncias dos cabos de conexão, impedância equivalente dos conversores e a dinâmica do calculador das componentes de potência têm influência sobre a determinação dos coeficientes de inclinação. Em [27][33][34] são apresentados métodos para a escolha dos valores de m e n baseados em um modelo de pequenos sinais. Porém, tais métodos são complexos, mesmo para o exemplo de dois conversores mostrados nessas publicações. Neste trabalho os valores de m e n foram obtidos através de simulação buscando valores que resultassem um bom compartilhamento de carga sem provocar a instabilidade do sistema.

2.3 Efeito da Resistência da Rede

As análises feitas até o momento supõem a condição em que a reatância dos condutores de conexão à carga é muito maior que a resistência, de forma que esta última é desprezada. Tal fato é coerente em redes aéreas de média e alta tensão. No entanto, em sistemas de baixa tensão, o efeito resistivo aumenta e geralmente torna-se predominante. Supondo agora a situação inversa em que $R \gg X$, (2.2) e (2.3) podem ser reescritas da forma

$$P = \frac{V_1^2 - V_1 V_2 \cos \delta}{R}, \quad (2.21)$$

$$Q = -\frac{V_1 V_2}{R} \sin \delta. \quad (2.22)$$

Comparando estas equações com (2.4) e (2.5), observa-se que houve uma completa mudança: a potência ativa passou a depender predominantemente da diferença de tensão entre os nós e a potência reativa passou a depender do negativo do ângulo de carga. Neste caso, o locus da potência complexa está rotacionado de 90° , no sentido horário, em relação ao do caso em que a impedância da rede é puramente indutiva, conforme mostrado na Figura 2.12. Sob essa nova condição de operação, as estratégias de paralelismo de conversores discutidas anteriormente falham. Para um compartilhamento adequado de carga, as regras de inclinação para a frequência e a

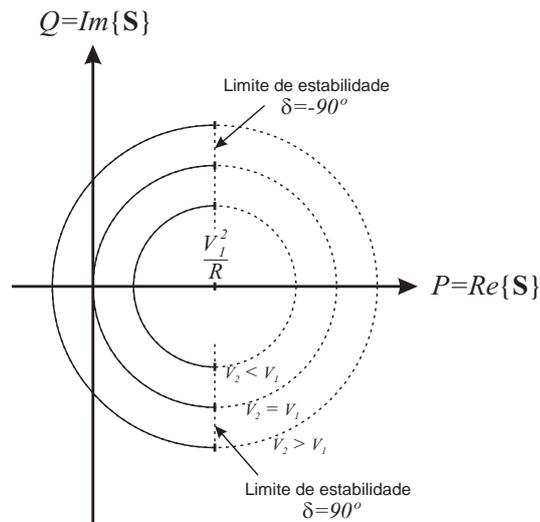


Figura 2.12: Locus da potência para uma rede com impedância puramente resistiva.

tensão devem ser modificadas para

$$\omega = \omega_0 + mQ \quad (2.23)$$

$$E = E_0 - nP. \quad (2.24)$$

Estas novas regras de inclinação levam a resultados semelhantes aos discutidos anteriormente, com a ressalva que os efeitos que antes ocorriam com a potência ativa passam a ocorrer com a reativa e vice-versa.

Outra possível situação que pode ocorrer em uma microrrede é a reatância dos cabos de conexão à carga ser da ordem de grandeza da resistência. Neste caso, nenhuma das regras de inclinação, (2.8) e (2.9) ou (2.23) e (2.24), conduz a bons resultados com relação ao compartilhamento de carga. Uma solução simples consiste em adicionar um indutor em série com a saída de cada inversor de forma a fixar a impedância de saída [32]. Se estes indutores forem selecionados de forma a atender os requisitos [35]:

$$\omega L_1 = \omega L_2 = \dots = \omega L_n \quad (2.25)$$

$$\omega L_1 \gg R_1, \quad \omega L_2 \gg R_2, \quad \dots, \quad \omega L_n \gg R_n, \quad (2.26)$$

garante-se característica indutiva para a saída de cada inversor além de reduzir os efeitos devido à assimetria dos cabos de conexão. No entanto, o indutor é um componente pesado e volumoso, que acarreta maior custo para o sistema, além de aumentar as

perdas do conversor. Uma forma de superar esses inconvenientes é emular uma impedância virtual na saída do inversor através de um laço de controle, conforme feito em [28][32][36]. Na seção 2.5 são apresentados detalhes de como emular um comportamento indutivo na saída do inversor.

Uma solução interessante para contornar a falha do método de inclinação quando a reatância é da ordem de grandeza da resistência é proposta em [36]. Neste trabalho os autores usaram uma transformação linear de rotação, $\mathbf{R}(\theta)$, sobre a potência complexa \mathbf{S} de forma que a resultante preserve sempre as relações $P-\omega$ e $Q-V$. Para compreender o funcionamento dessa técnica, são analisados os efeitos da impedância de conexão sobre o fluxo de potência, dado por (2.2) e (2.3) e reescritas de uma outra maneira:

$$P = \left(\frac{V_1^2}{Z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos \delta \right) \cos \theta + \left(\frac{V_1 V_2}{Z} \sin \delta \right) \sin \theta, \quad (2.27)$$

$$Q = \left(\frac{V_1^2}{Z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos \delta \right) \sin \theta - \left(\frac{V_1 V_2}{Z} \sin \delta \right) \cos \theta. \quad (2.28)$$

Definindo os termos

$$P' \equiv \frac{V_1 V_2}{Z} \sin \delta \quad \text{e} \quad (2.29)$$

$$Q' \equiv \frac{V_1^2}{Z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos \delta, \quad (2.30)$$

resulta em

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

$\mathbf{S}' = P' + jQ'$ representa um fluxo de potência abstrato que coincide com a potência \mathbf{S} (potência que realmente está fluindo no sistema) quando $\theta = 90^\circ$, ou seja, quando a rede é predominantemente indutiva. Porém, para $\theta \neq 90^\circ$ o locus de \mathbf{S}' , no referencial $P'-Q'$, estará rotacionado de θ graus em relação ao de \mathbf{S} no referencial $P-Q$, conforme mostrado na Figura 2.13. É importante ressaltar que no referencial formado pelos eixos $P'-Q'$, \mathbf{S}' é independente de θ e portanto seu locus estará sempre centrado na posição $(0, V_1^2/Z)$ do referencial $P'-Q'$, conforme mostrado na Figura 2.13(b). Isto implica que P' depende predominantemente de δ enquanto que Q' depende predominantemente da

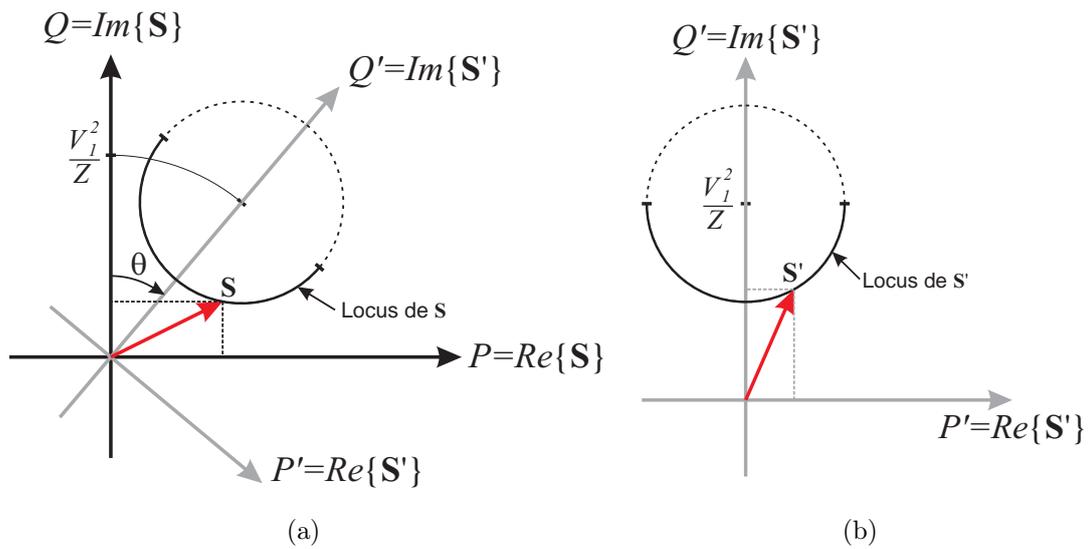


Figura 2.13: Efeito da fase da impedância da rede sobre o locus do fluxo de potência nos referenciais P - Q e P' - Q' .

diferença de tensão $V_1 - V_2$, independentemente de θ e conseqüentemente as relações $P'-\omega$ e $Q'-V$ são sempre satisfeitas.

Uma vez conhecidas as potências P e Q (através de medição), estas podem ser representadas em um novo referencial por P' e Q' através da transformação de rotação

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

ou

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X}{Z} & -\frac{R}{Z} \\ \frac{R}{Z} & \frac{X}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

As novas definições de P' e Q' são equivalentes às usadas como base para desenvolver as estratégias de controle por inclinação, de forma que as relações $P'-\omega$ e $Q'-V$ são sempre satisfeitas, independentemente da característica da rede. Note que para obter os valores de P' e Q' deve-se conhecer a relação X/R dos condutores de conexão à carga, já que $\theta = \arctan(X/R)$. Se a relação X/R não é conhecida, pode-se considerar X e R iguais de forma a ter um compromisso razoável entre funcionamento do método por inclinação e sua precisão [36].

2.4 Comportamento Dinâmico - Sistemas Monofásicos

Basicamente um conversor com controle por inclinação possui três malhas de controle, conforme ilustrado na Figura 2.14. A malha mais interna controla a corrente no indutor do filtro de saída do conversor. Em algumas aplicações essa malha não é usada, como por exemplo em [28] e [32]. A segunda malha controla a tensão sobre o capacitor do filtro, ou seja, a tensão de saída do conversor. Por último tem-se a malha de controle de potência, constituída por três sub-blocos: calculador de potência, característica de inclinação e geração da tensão de referência. As malhas mais internas, corrente e tensão, possuem dinâmicas bastante rápidas com faixa de passagem da ordem de kilohertz e centenas de Hertz, respectivamente. No entanto, a malha de potência é consideravelmente lenta. Isto ocorre devido ao fato da potência monofásica instantânea ser oscilante no tempo e, portanto é necessário usar filtros passa-baixas com frequência de corte de poucos Hertz para obter o valor médio da potência ativa e reativa. Dessa forma, a dinâmica das malhas mais internas pode ser desprezada e a dinâmica dos fluxos de potência na microrrede é governada basicamente pela malha de controle de potência dos conversores.

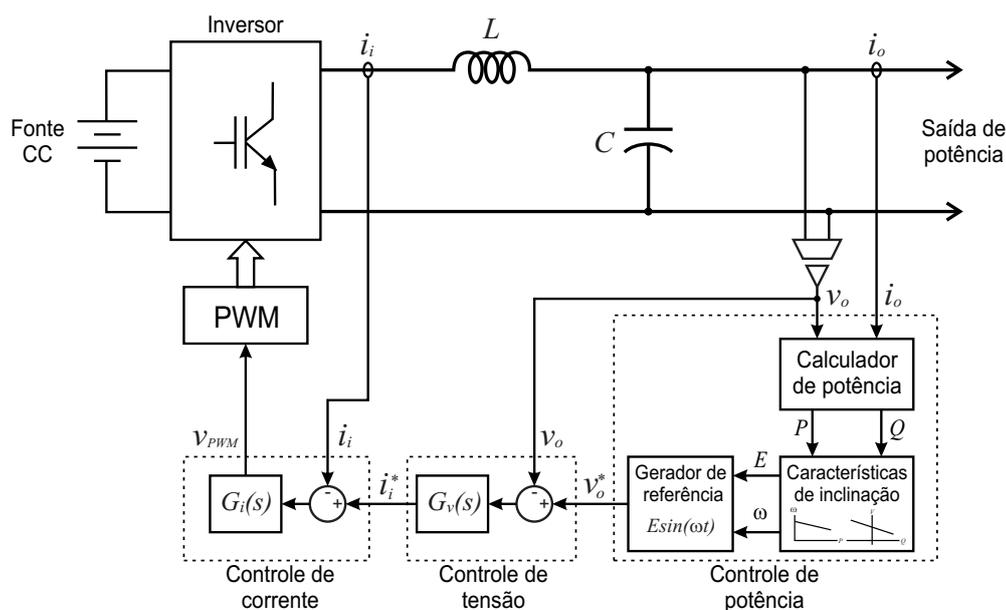


Figura 2.14: Diagrama em blocos das principais malhas de controle de um conversor com controle por inclinação.

A dinâmica dos fluxos de potência ativa e reativa do conversor é definida pela resposta do filtro passa-baixas e pelo coeficiente de inclinação. Seu adequado ajuste é essencial para garantir a estabilidade da microrrede. Encontram-se na literatura alguns trabalhos relacionados ao estudo de estabilidade de conversores em paralelo, bem como métodos para acelerar o tempo de resposta da malha de controle de potência. Contudo, essa tarefa é bastante complexa, dado o número de variáveis envolvidas e a não linearidade da planta.

Além do efeito sobre a dinâmica e a estabilidade do sistema, o calculador de potência juntamente com os coeficientes de inclinação têm efeito sobre a qualidade da tensão de saída. Todos esses efeitos são discutidos a seguir.

Sejam a tensão e a corrente de saída do conversor dadas por

$$v_o = \sqrt{2}V \cos(\omega t) \quad (2.34)$$

$$i_o = \sqrt{2}I \cos(\omega t - \phi), \quad (2.35)$$

respectivamente, onde V e I são os valores eficazes da tensão e corrente de saída do conversor e ϕ é o ângulo entre corrente e tensão. A potência ativa instantânea entregue pelo conversor é

$$p = v_o i_o \quad (2.36)$$

$$p = \underbrace{VI \cos \phi}_P + \underbrace{VI \cos(2\omega t - \phi)}_{\tilde{p}}. \quad (2.37)$$

Para obter a potência reativa média é comum usar a média do produto entre a componente em quadratura da tensão v_o e a corrente i_o [29][33]. Neste trabalho, o produto entre a componente em quadratura da tensão e a corrente é definido como potência reativa instantânea, q , devido à semelhança com o caso trifásico (ver equação 3.13). Portanto, tem-se

$$q = v_{o_\perp} i_o \quad (2.38)$$

$$q = \underbrace{VI \sin \phi}_Q + \underbrace{VI \sin(2\omega t - \phi)}_{\tilde{q}} \quad (2.39)$$

onde v_{o_\perp} é uma tensão fictícia que está 90° adiantada da tensão real v_o . Por definição

a potência aparente é

$$s_{1\phi} = \sqrt{p^2 + q^2}, \quad (2.40)$$

que resulta em

$$s_{1\phi} = VI\sqrt{2 + 2\cos(2\omega t - 2\phi)}. \quad (2.41)$$

De (2.37) e (2.39), observa-se que a potência ativa e reativa possuem duas componentes: uma constante que corresponde ao valor médio e outra oscilante com frequência dupla. As componentes médias correspondem à definição clássica de potência para sistemas em regime permanente senoidal, ou seja,

$$P = VI \cos \phi \quad (2.42)$$

$$Q = VI \sin \phi. \quad (2.43)$$

e a potência aparente é

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = VI. \quad (2.44)$$

As malhas de controle de potência da microrrede atuam sobre as componentes médias, P e Q. Logo, faz-se necessário algum método para extrair tais componentes de potência. Esses métodos serão designados por Calculador de Potência Média (CPM). O CPM comumente adotado é composto por filtros passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte igual ou inferior a uma década abaixo da fundamental [27][28][33][34]. Essa frequência de corte deve ser muito baixa para atenuar as componentes oscilantes da potência, porém, isso resulta em uma resposta dinâmica lenta. A função de transferência de um filtro passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte ω_c é

$$F(s) = \frac{\omega_c}{\omega_c + s}. \quad (2.45)$$

Se escolhida uma frequência de corte uma década abaixo da fundamental, $\omega_c = 2\pi 6 \text{ rad}$, o tempo de acomodação (correspondente a quatro constantes de tempo) será

$$t_s = 4 \frac{1}{\omega_c} = 106,10 \text{ ms}, \quad (2.46)$$

ou seja, ocorrido um degrau de carga, a saída do filtro levará $106,1 \text{ ms}$, pouco mais de seis ciclos da fundamental, para indicar o novo valor da potência da carga. Em alguns

casos essa resposta lenta pode levar a um sobreaquecimento excessivo ou até mesmo a atuação da proteção de sobrecorrente durante um transitório de carga. A seguir será mostrado um exemplo em que esse fato ocorre.

A atenuação do filtro de primeira ordem para a componente de frequência dupla da potência pode ser obtida de (2.45), substituindo s por $j\omega$ e calculando o módulo de F , o que resulta em

$$|F(j\omega)| = \frac{\omega_c \sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}}{\omega_c^2 + \omega^2}. \quad (2.47)$$

Seja a frequência fundamental ω_s . A componente de frequência dupla será $\omega = 2\omega_s$ e estando o filtro sintonizado para $\omega_c = 0,1\omega_s$, (2.47) resulta

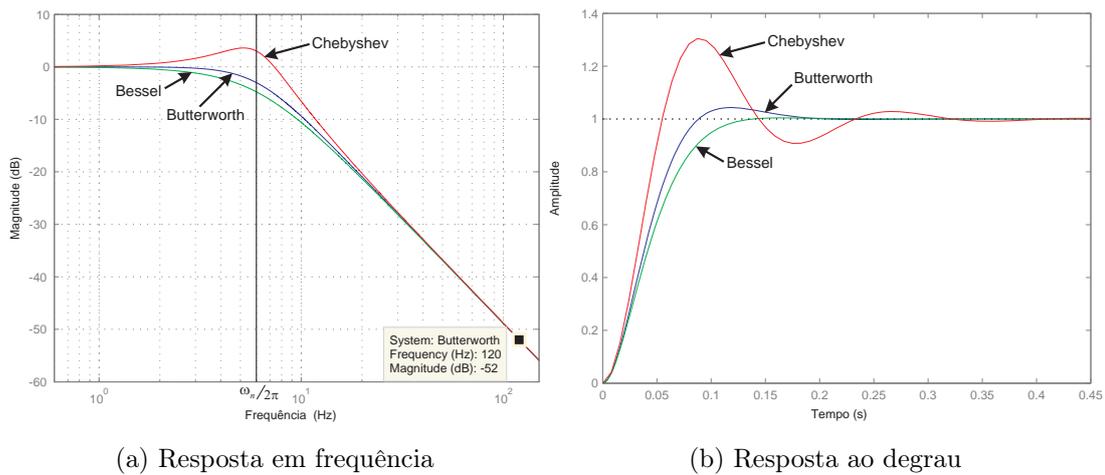
$$|F(j\omega)| = \frac{0,1\omega_s \sqrt{0,1^2\omega_s^2 + 2^2\omega_s^2}}{0,1^2\omega_s^2 + 2^2\omega_s^2} = 0,0499. \quad (2.48)$$

Note que, com $\omega_c = 0,1\omega_s$, o calculador de potência fornecerá, superposto aos valores de P e Q , uma oscilação com frequência $2\omega_s$ e amplitude de quase 5% da potência aparente da carga. Observa-se ainda que se a carga possui baixo fator de potência, a oscilação sobre Q pode ser da ordem de grandeza do seu próprio valor médio.

As oscilações presentes na estimação de P e Q propagam-se para a frequência e tensão de referência, multiplicadas pelos seus respectivos coeficientes de inclinação, como sugere (2.8) e (2.9), degradando a qualidade da tensão de saída do conversor e podendo ocasionar a instabilidade da microrrede. Uma melhora significativa, com relação a este aspecto, é obtida com o uso de um filtro de segunda ordem, cuja a função de transferência pode ser escrita da forma

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.49)$$

onde ω_n é a frequência natural não amortecida e ξ é o coeficiente de amortecimento. Uma vez definida ω_n , ξ pode ser otimizado de acordo com as características desejadas. Quando tem-se $\xi = \sqrt{3}/2$, a função de transferência (2.49) representa um filtro Bessel de 2^a-ordem; quando $\xi = 1/\sqrt{2}$, tem-se um filtro Butterworth de 2^a-ordem; e para $\xi < 1/\sqrt{2}$, tem-se um filtro Chebyshev de 2^a-ordem. Na Figura 2.15(a) é mostrada a resposta em frequência e na Figura 2.15(b) é mostrada a resposta ao degrau unitário para cada um desses tipos de filtro. Nesses exemplos, a frequência natural é $2\pi 6$



(a) Resposta em frequência

(b) Resposta ao degrau

Figura 2.15: Características dos filtros de segunda-ordem do tipo Bessel, Butterworth e Chebyshev.

(uma década abaixo da fundamental). Analisando a Figura 2.15(a), observa-se que ambos os filtros têm praticamente a mesma atenuação para a componente de frequência dupla (120Hz), porém, a análise da Figura 2.15(b) revela que o filtro Butterworth tem a melhor relação em termos de tempo de subida e valor máximo de ultrapassagem (*overshoot*).

O tempo de acomodação de um filtro de segunda-ordem, para $0 < \xi < 1$, é

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n}, \quad (2.50)$$

ou seja, $1/\xi$ vezes maior que o tempo de acomodação do filtro de primeira ordem. Para obter o mesmo tempo de acomodação de um filtro de primeira-ordem, a frequência natural deve ser ξ vezes menor. Portanto, considerando um filtro Butterworth com $\omega_n = 0,1\sqrt{2}\omega_s$ tem-se o mesmo tempo de acomodação obtido em (2.46). O ganho da função de transferência (2.49) para uma frequência qualquer, ω , é

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^4 + 2\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2(2\xi - 1) + 1}}, \quad (2.51)$$

logo, para $\omega_n = 0,1\sqrt{2}\omega_s$, a atenuação para a componente de frequência dupla é de 0.5%, 20dB abaixo da atenuação obtida com o filtro de primeira-ordem, como esperado.

Será analisado agora o efeito dessa dinâmica sobre uma microrrede hipotética. Para isso, considere dois conversores em paralelo, um com potência nominal de 1kVA e o

outro com $7kVA$, alimentando uma carga de $3kVA$, $FP = 0.8$, do tipo impedância constante. Supondo que a carga dobra de valor e admitindo um compartilhamento ideal de carga, o inversor 1 fornecerá $0,75kVA$ e o 2 fornecerá $5,25kVA$. Esses valores estão abaixo de sua potência nominal e aparentemente não representam problemas. Porém, durante o transitório de carga a potência do conversor menor pode ultrapassar seu valor nominal por um tempo excessivo, devido à dinâmica lenta da malha de controle de potência. Esse fato é ilustrado na Figura 2.16. Nesta figura são mostradas as envoltórias da potência instantânea de cada conversor em *por unidade*, pu , tomando como valor de base o pico de potência nominal $\hat{s}_{1\phi} = 2VI = 2S$ do conversor 1. Não é mostrada a potência ativa ou reativa média porque essas necessitam de filtros para serem determinadas, logo teria-se um erro de amplitude e fase. Portanto, as curvas na Figura 2.16 representam o valor máximo da potência p em meio período da fundamental, a qual é representada por \hat{p} .

O efeito descrito acima ocorre devido ao baixo tempo de resposta do calculador de potência, porém ainda que fosse possível aumentá-lo, isso tornaria a microrrede

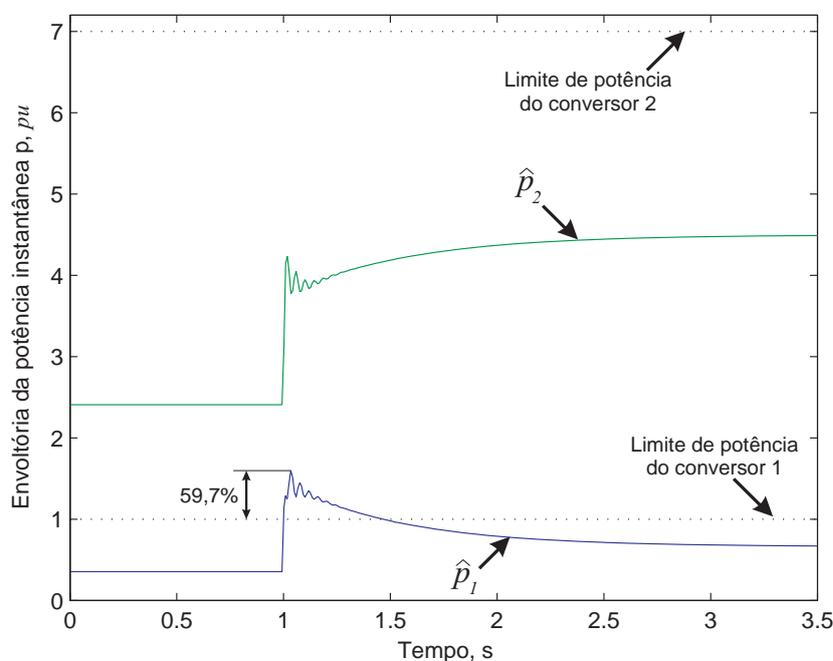


Figura 2.16: Envoltória da potência instantânea de cada conversor durante o transitório de carga e seus respectivos limites nominais.

mais instável. Para evitar a instabilidade de toda a microrrede é possível dotá-la de uma característica dos sistema de potência: os conversores de maior potência devem ter dinâmicas mais lentas, enquanto que os de pequena potência podem ter dinâmicas rápidas. Isso diminui a probabilidade de que distúrbios produzidos por grandes transitórios de carga provoquem oscilações e a perda de estabilidade do sistema. Contudo a dinâmica dos pequenos conversores não pode ser tão rápida quanto se deseje. Teoricamente, seria necessário um ciclo da fundamental para determinar os termos de potência média fornecidos pelo conversor. Então para evitar o problema de sobrecarga pode-se usar algum algoritmo de limitação de potência e ou aumentar a impedância de saída dos conversores. Observe que esse último é obtido naturalmente com o uso do controle por inclinação através da seleção adequada da impedância de saída.

Neste trabalho é proposto um CPM mais rápido que os atuais e que, em regime permanente, é capaz de eliminar completamente a oscilação de frequência dupla. O designaremos por CPM Equivalente (CPME). O CPME cria um novo conjunto de tensão e corrente que são ortogonais aos originais,

$$\begin{aligned} v_q &= v_{o\perp} \\ i_q &= i_{o\perp}, \end{aligned} \quad (2.52)$$

e passa a representar essas grandezas em um sistema bifásico ortogonal, onde a tensão é definida pelo vetor

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o \\ v_{o\perp} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

e a corrente pelo vetor

$$\vec{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_o \\ i_{o\perp} \end{bmatrix}. \quad (2.54)$$

Por fim, calculam-se os termos de potência através de

$$\bar{p} = \frac{1}{2} (\vec{v} \cdot \vec{i}) = \frac{1}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.55)$$

$$\bar{q} = \frac{1}{2} |-\vec{v} \times \vec{i}| = \frac{1}{2} (v_q i_d - v_d i_q). \quad (2.56)$$

Seja a tensão e a corrente dadas por (2.34) e (2.35), respectivamente, as componentes

de potência, segundo (2.55) e (2.56), resultam em

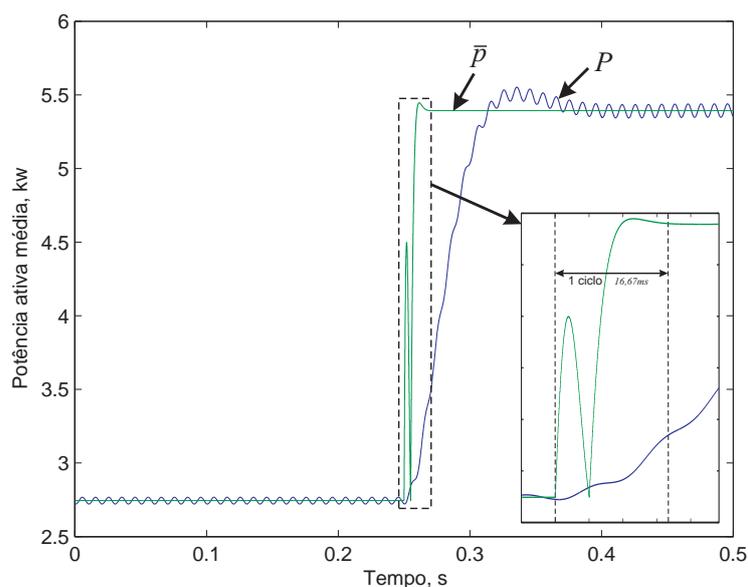
$$\bar{p} = VI \cos \phi = P \quad (2.57)$$

$$\bar{q} = VI \sin \phi = Q. \quad (2.58)$$

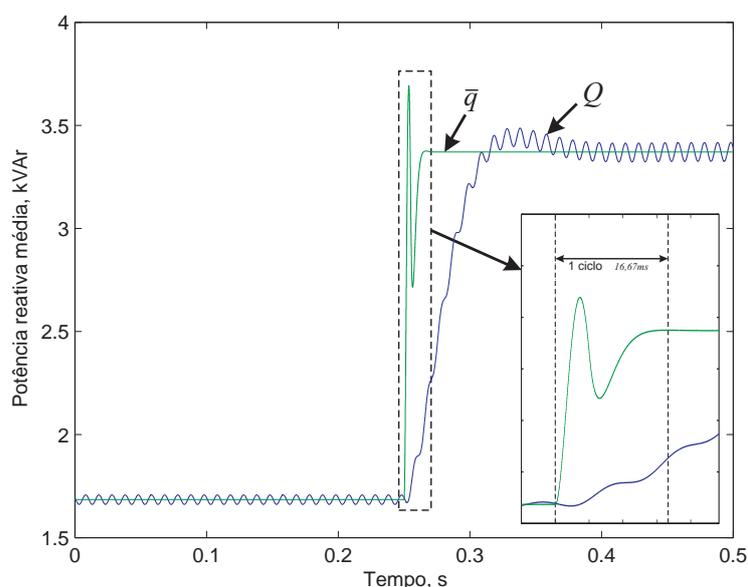
Note que essa definição resulta em componentes de potência que diferem da potência instantânea que realmente flui pelo sistema. Porém, em termos médios, elas são equivalentes. \bar{p} e \bar{q} são uma abstração das componentes de potência instantânea de um sistema bifásico que demanda a mesma potência média do sistema monofásico real. Na Figura 2.17 é mostrado o comportamento dos CPM, usando filtros Butterworth de segunda-ordem e usando o CPME, quando há um degrau de carga. Observe-se que o CPME tem uma resposta dinâmica mais rápida, convergindo para o valor médio de potência em apenas um ciclo da fundamental. Além disso, a resposta em regime permanente é constante, sem componentes de frequência dupla. No entanto, sua resposta transitória é não linear e oscilatória. Para minimizar os efeitos dessas oscilações deve-se utilizar um filtro de segunda ordem para os valores de \bar{p} e \bar{q} . Esse filtro pode ter uma faixa de passagem maior comparado ao CPM convencional porque não há componente de frequência dupla a ser atenuada. O uso desses filtros também tem outros benefícios: controle sobre o tempo de resposta da malha de controle de potência, permitindo adequá-lo em função da potência nominal do conversor; atenuação de possíveis oscilações devidas a erros de discretização do sistema de controle ou devido à presença de harmônicos na tensão ou corrente.

2.5 Compartilhamento de Harmônicos

Com o avanço da eletrônica de potência, houve uma grande proliferação de equipamentos baseados nessa tecnologia conectados à rede elétrica. Seja em pontos comerciais ou residências, encontram-se equipamentos como fontes chaveadas (presente em computadores, televisores, DVDs, etc), carregadores de bateria (para celular, laptops, etc), reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes e vários outros para aplicações de retificação e inversão. Esses equipamentos drenam correntes de alto



(a) Potência ativa média



(b) Potência reativa média

Figura 2.17: Resposta dinâmica dos CPM usando filtros Butterworth de segunda-ordem com $\omega_n = 0,1\omega_s$ e usando o CPME

conteúdo harmônico da rede. Em geral, o estágio de entrada de fontes chaveadas, carregadores, retificadores e inversores é uma ponte de diodos conectada diretamente à rede e isso resulta em harmônicos predominantes de 3^a , 5^a , 7^a , 9^a e 11^a ordem. Lâmpadas fluorescentes com reator eletromagnético possuem distorção harmônica total (THD) de corrente em torno de 15% enquanto que com reatores eletrônicos podem chegar a 144%, embora já existam modelos com THD entre 10 e 32% [37]. Os

equipamentos aqui citados constituem a maioria das cargas presentes na microrrede. Logo, faz-se necessário que as unidades geradoras que compõem a microrrede sejam capazes de suprir e compartilhar a demanda de corrente harmônica bem como garantir o THD de tensão da microrrede em níveis aceitáveis ($\text{THD} < 5\%$, tomando como base a mesma especificação aplicada à rede de distribuição de baixa tensão).

Os principais problemas que os harmônicos de corrente podem causar na microrrede quando operando em modo *autônomo* são: degradação da qualidade de tensão; mau funcionamento dos equipamentos mais sensíveis às distorções de tensão; aumento das perdas dos conversores; atuação da proteção de sobrecorrente dos conversores. Quando a microrrede opera conectada à rede elétrica esses efeitos tendem a diminuir.

Na Figura 2.18 é mostrado um modelo simplificado de uma microrrede com dois inversores compartilhando uma carga não linear, representada pela fonte de corrente i_L . As impedâncias Z_{o1} e Z_{o2} representam a impedância equivalente de saída dos inversores 1 e 2, respectivamente. Os elementos L_1 , R_1 e L_2 , R_2 representam as indutâncias e resistências dos cabos de conexão da carga aos inversores 1 e 2, respectivamente. As tensões sintetizadas pelos inversores são representadas pelas fontes controladas, v_1 e v_2 . Supõe-se que a tensão e a frequência de v_1 e v_2 são iguais e que não há distorção de tensão. Se as impedâncias Z_{o1} e Z_{o2} forem iguais, bem como as indutâncias e as resistências dos cabos, a corrente de carga será igualmente distribuída entre os inversores (tanto a fundamental quanto as harmônicas). Porém, tal situação hipotética raramente ocorrerá e o mais comum é que as distâncias inversor-carga sejam diferentes e

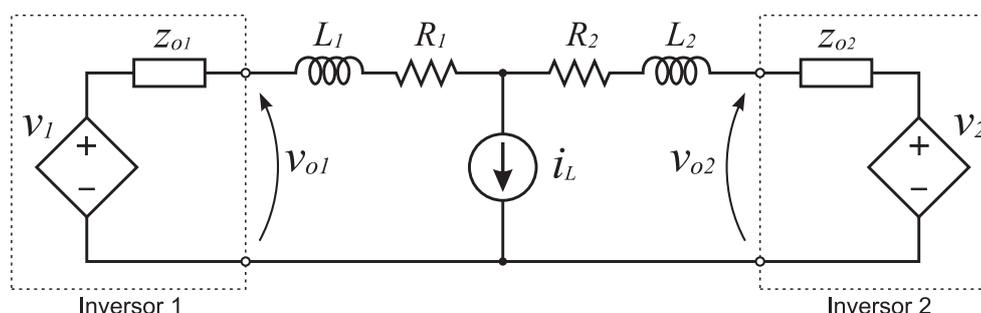


Figura 2.18: Dois inversores compartilhando uma carga não linear.

consequentemente as impedâncias dos cabos também. O inversor que está mais próximo da carga contribuirá com uma maior parcela da corrente. Uma solução equivalente à adotada para melhorar o compartilhamento de potência reativa pode ser aplicada nesse caso: fazer com que as impedâncias Z_{o1} e Z_{o2} sejam muito maiores que as dos cabos, de forma que o efeito dessas últimas possa ser desprezado. De fato, quando se incrementam as reatâncias de saída do inversor no intuito de melhorar o compartilhamento da potência reativa, obtém-se o benefício adicional do compartilhamento adequado dos harmônicos. Porém, essa solução acarreta alta distorção de tensão nas saídas dos inversores e consequentemente em toda a microrrede.

O circuito da Figura 2.18 é redesenhado na Figura 2.19 considerando uma frequência harmônica de ordem h específica. Como as fontes de tensão v_1 e v_2 só possuem componente fundamental, elas não aparecem nesse novo circuito. A componente harmônica de ordem h da tensão de saída do inversor será

$$V_{oi_h} = R_{oi} I_{Li_h} + h\omega L_{oi} I_{Li_h}, \quad (2.59)$$

onde o índice i representa o inversor e ω é a frequência fundamental. Observa-se que o último termo de (2.59) é dependente da frequência harmônica $h\omega$ e quanto maior for a ordem do harmônico contido na corrente de carga, maior será a distorção na tensão de saída do inversor.

Algumas soluções de controle para superar esses problemas são encontradas na literatura. Em [31] um controlador modifica a faixa de passagem do controle de tensão em função da potência de distorção. Porém, é usado um algoritmo muito

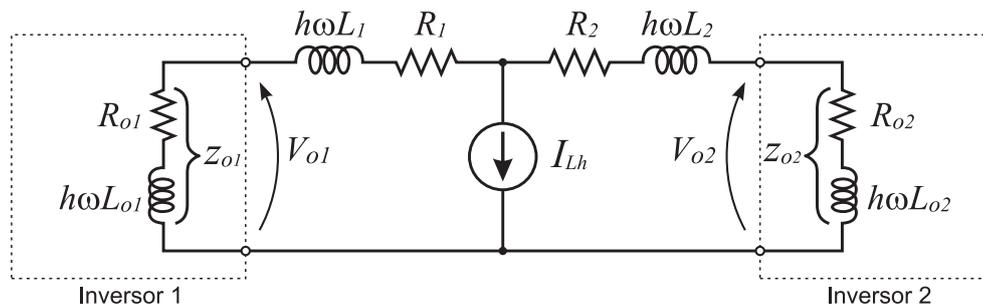


Figura 2.19: Circuito equivalente considerando apenas uma componente harmônica de ordem h .

complicado para calcular a corrente harmônica, e o compartilhamento é conseguido em detrimento da estabilidade do sistema. Para contornar este problema, em [32] é proposta a variação do comportamento da impedância de saída do inversor com a frequência, ou seja, na frequência fundamental, Z_{oi} tem comportamento indutivo para garantir o compartilhamento adequado da potência ativa e reativa segundo as regras do controle por inclinação, enquanto que para frequências acima da fundamental, Z_{oi} tem comportamento aproximadamente resistivo para garantir o compartilhamento adequado dos harmônicos, sem resultar em um THD de tensão elevado na saída do inversor. Uma impedância virtual com essa característica pode ser obtida com um filtro passa-altas e a função

$$v_{ref} = v_o^* - L_D \frac{\omega_c s}{s + \omega_c} i_o, \quad (2.60)$$

onde L_D é a indutância virtual e ω_c é a frequência de corte do filtro passa-altas. Na Figura 2.20 é mostrado o diagrama de Bode de Z_o considerando o caso puramente indutivo e o obtido por (2.60), para duas frequências de corte distintas, $\omega_c = 120 \cdot 2\pi$ e $\omega_c = 500 \cdot 2\pi$.

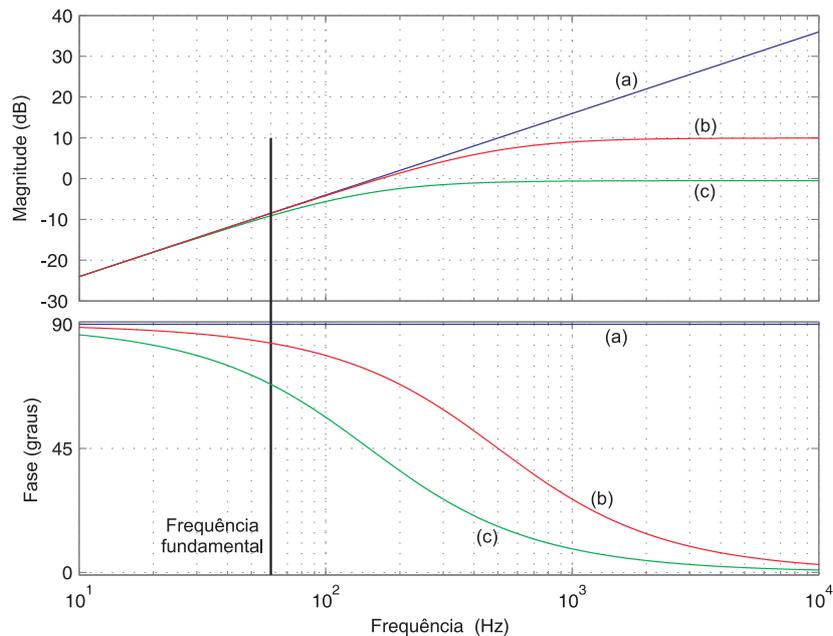


Figura 2.20: Diagrama de Bode da impedância de saída do inversor. (a) puramente indutivo, (b) filtro passa-altas com frequência de corte de 500Hz, (c) filtro passa-altas com frequência de corte de 120Hz.

Em [28] a impedância virtual é ajustada para ter comportamento resistivo para todas as frequências. Neste caso o método por inclinação deve usar as regras (2.23) e (2.24), já que a impedância de saída do inversor tem característica resistiva. A resistência para cada componente harmônica é ajustada independentemente através de

$$Z_o(h) = R_D - \sum_{h=3, \text{impar}}^{11} (R_h - R_D), \quad (2.61)$$

onde R_D é a impedância virtual de saída e R_h é o coeficiente para cada termo harmônico da corrente de saída. Na Figura 2.21 é mostrado o diagrama de Bode de Z_o para este caso. Observa-se que para as componentes $h = 3, 5, 7, 9$ e 11 a resistência virtual é menor e conseqüentemente a THD da tensão é menor. Ideia semelhante é proposta em [34] usando impedância virtual indutiva em vez de resistiva.

Para demonstrar o efeito de algumas dessas estratégias sobre o espectro harmônico da tensão de saída do inversor, é considerado o sistema da Figura 2.18 com apenas o inversor 1 alimentando a carga constituída de um retificador com uma fonte de corrente no lado CC. O gráfico de barras da Figura 2.22 mostra o conteúdo harmônico da tensão v_{o1} para três casos:

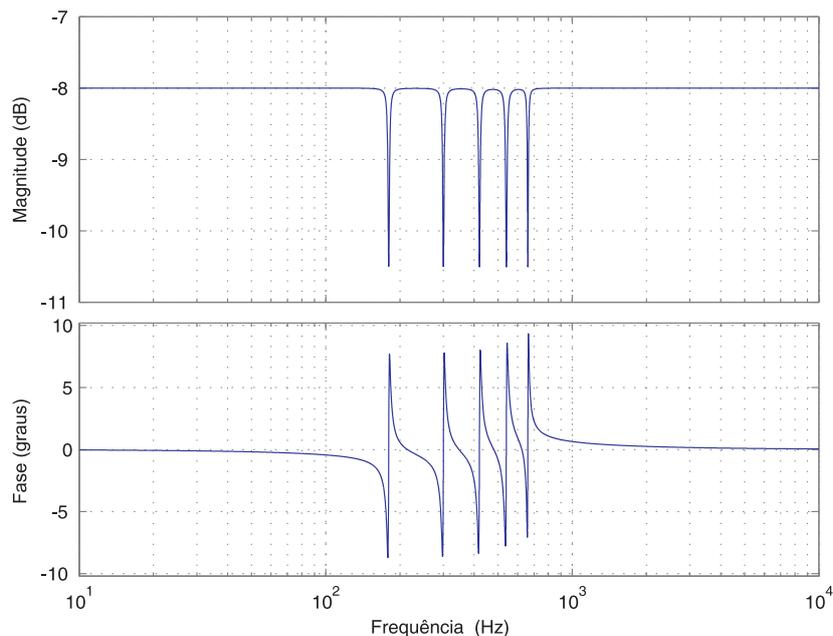


Figura 2.21: Diagrama de Bode da impedância virtual com comportamento apenas resistivo.

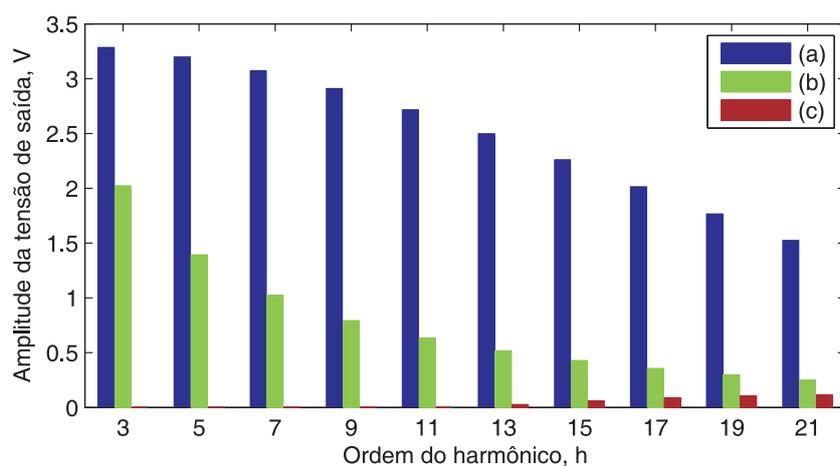


Figura 2.22: Espectro harmônico da tensão de saída do inversor alimentando um retificador com fonte de corrente no lado CC.

- a) Z_o puramente indutivo;
- b) Z_o indutivo para a fundamental e resistivo para frequências acima de 150Hz;
- c) Semelhante ao anterior com baixa impedância para os harmônicos 3,5,7,9 e 11.

Observa-se que o *caso b* melhora significativamente o conteúdo harmônico de v_o e o *caso c* consegue eliminar os harmônicos para os quais Z_o é sintonizado. Esses resultados demonstram a eficiência de alguns métodos em reduzir a distorção de tensão. Este benefício é importante para garantir o funcionamento adequado das cargas mais sensíveis. Porém, ao criar um caminho de baixa impedância para os harmônicos pelo inversor, tem-se um aumento da corrente que circula pelo mesmo, o que pode causar sobreaquecimento e atuação da proteção de sobrecorrente.

Considerando o sistema da Figura 2.18, com $R_2 = R_1/2$, $L_2 = L_1/2$ e a carga como sendo um retificador com capacitor no lado CC, é mostrada na Figura 2.23 a corrente fornecida por cada inversor. Durante os três primeiros ciclos a impedância virtual tem comportamento indutivo (*caso a*) e após isso, passa a ter comportamento conforme o *caso 3*. Apesar dos dois inversores passarem a apresentar baixa impedância para os harmônicos, a corrente do inversor 1 mantém-se praticamente inalterada enquanto que a do inversor 2 aumenta. Isso ocorre porque a impedância de conexão entre o inversor 2 e a carga é menor.

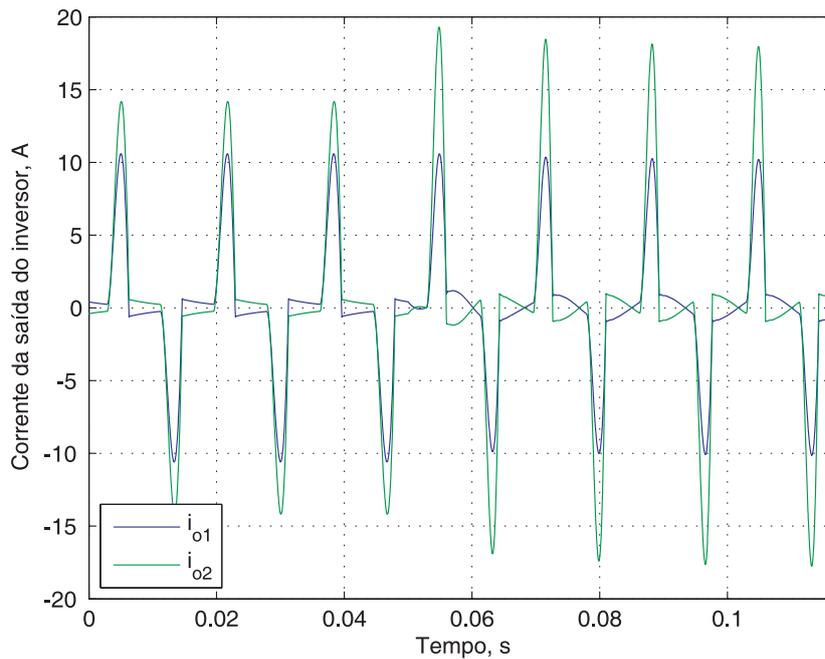


Figura 2.23: Corrente de saída dos inversores 1 e 2 quando Z_o modifica-se do *caso a* para o *caso c*.

Para evitar que o pico de corrente de saída do inversor atinja o limite nominal do mesmo, quando suprindo cargas não lineares, propõe-se variar a impedância virtual de saída para determinados harmônicos. Um algoritmo detecta o valor de pico da corrente e se este ultrapassar um valor predefinido, a impedância para os harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$ e 11 é incrementada de ΔR , caso contrário, será decrementada do mesmo valor. Para definir a impedância virtual do inversor para um determinada frequência, ω_h , é usado um filtro rejeita faixa com a seguinte função de transferência:

$$G_h(s) = 1 - \frac{2k_h(1 - r_h)s}{s^2 + 2k_h + \omega_h^2}, \quad (2.62)$$

onde k_h é o coeficiente de amortecimento e r_h é a resistência de $G_h(s)$ na frequência de ressonância, ω_h , que será chamada simplesmente de *resistência de ressonância*. Na Figura 2.24(a) é mostrado o diagrama de Bode da função (2.62) para diferentes coeficientes de amortecimento. Quanto menor for o valor do coeficiente de amortecimento mais seletivo será o filtro. Os efeitos da variação da resistência de ressonância são mostrados na Figura 2.24(b).

Na Figura 2.25 é mostrado o diagrama em blocos da estratégia de controle proposta para minimizar o pico de corrente de saída do conversor. A corrente de saída, i_o , passa

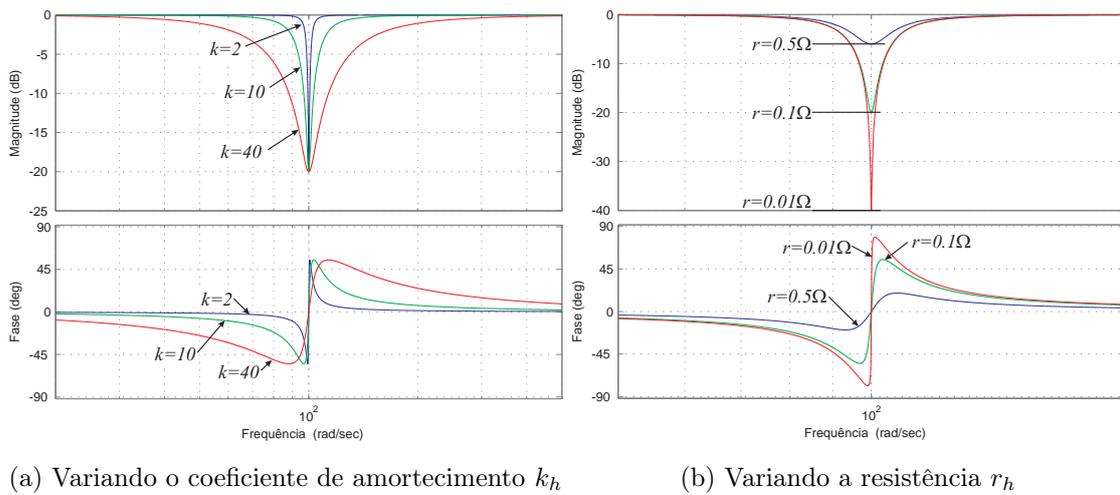


Figura 2.24: Diagramas de Bode do filtro rejeita faixa para diferentes parâmetros.

por um filtro passa-baixas e um conjunto de filtros rejeita-faixa conectados em cascata e sintonizados em harmônicos específicos. A função de transferência resultante desse conjunto de filtros corresponde à impedância virtual do inversor, desde que sejam desprezadas as dinâmicas das malhas mais internas de controle de tensão e corrente. Também é mostrada na figura uma forma simples de implementar o filtro rejeita-faixa de maneira a ter controle sobre a sua resistência na ressonância. A ideia desse algoritmo de controle é aumentar a resistência virtual do inversor para os harmônicos selecionados, quando a corrente atingir um limite predeterminado. Essa estratégia

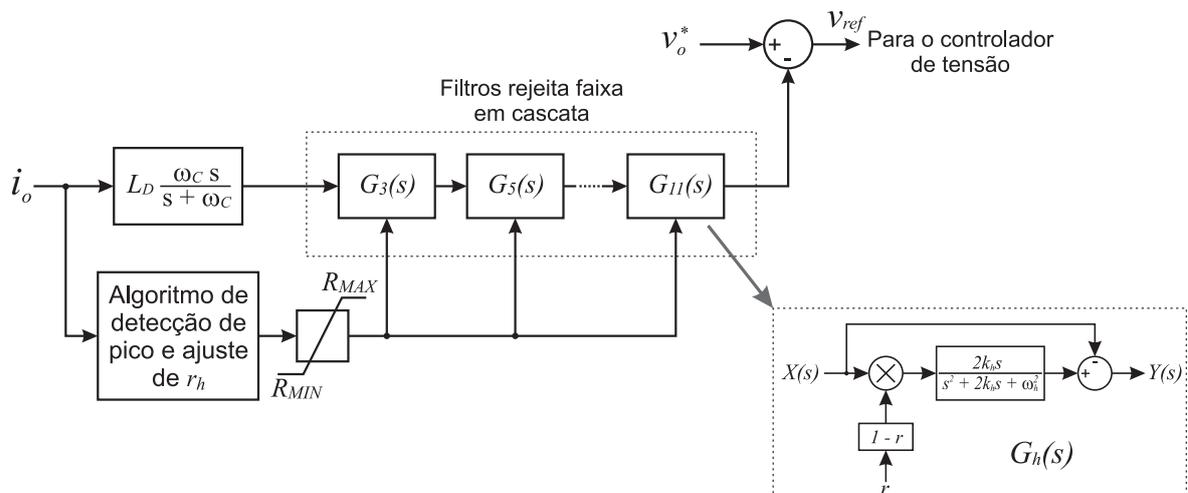


Figura 2.25: Diagrama do controle da impedância virtual do inversor para as componentes harmônicas de corrente.

de controle é implementada no sistema da Figura 2.18 para avaliar seu desempenho. Foram usados os mesmos parâmetros da simulação anterior, $R_2 = R_1/2$, $L_2 = L_1/2$ e uma carga composta por um retificador com capacitor no lado CC. Adotou-se como limite de corrente $15A$ e a variação da resistência de ressonância é $\Delta R = 1m\Omega$. O conjunto de filtros rejeita-faixa estão sintonizados para os harmônicos $h = 3, 5, 7, 9$ e 11. O algoritmo é executado e atualiza sua saída a cada $100\mu s$.

Inicialmente é mostrada na Figura 2.26 a corrente de cada inversor sem o uso do algoritmo e com as resistências de ressonância fixas em $r_h = 1m\Omega$ para $h = 3, 5, 7, 9$ e 11. Após $50ms$ a potência de carga dobra de valor e o pico de corrente do inversor 2 atinge $17,78 A$.

Na Figura 2.27(a) é mostrada a corrente de saída de cada inversor quando é usado o algoritmo de ajuste da resistência. Nos $50ms$ iniciais a carga solicita correntes que possuem picos de pouco mais de $5A$ para o inversor 1 e de $10A$ para o inversor 2. Como esses picos de corrente estão abaixo do limite dos inversores, a resistência de ressonância de ambos é mínima, $r_h = 1m\Omega$ (limite inferior da saturação - R_{MIN} , Figura 2.25). Em

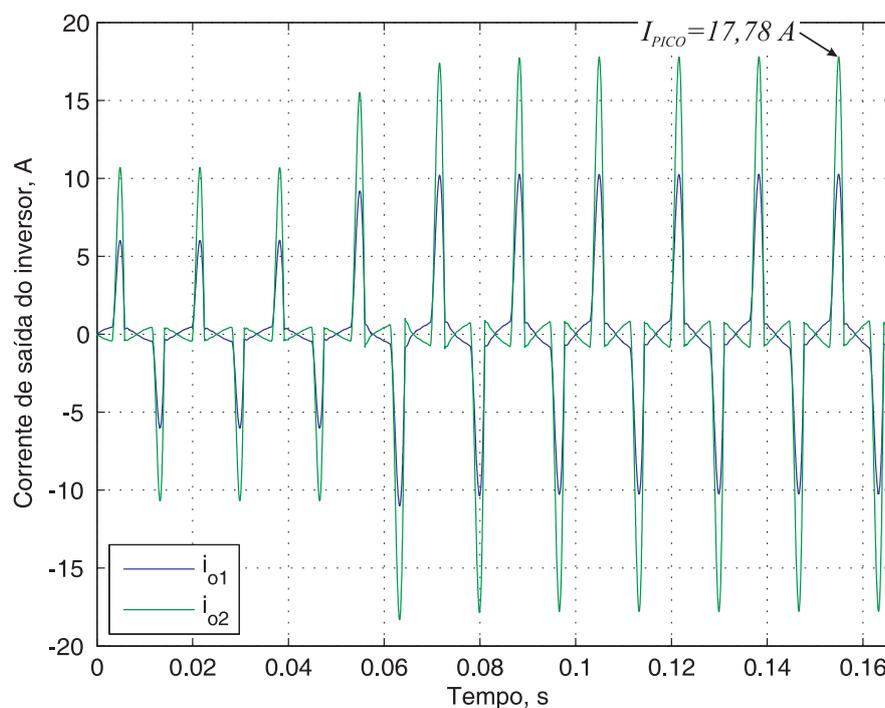
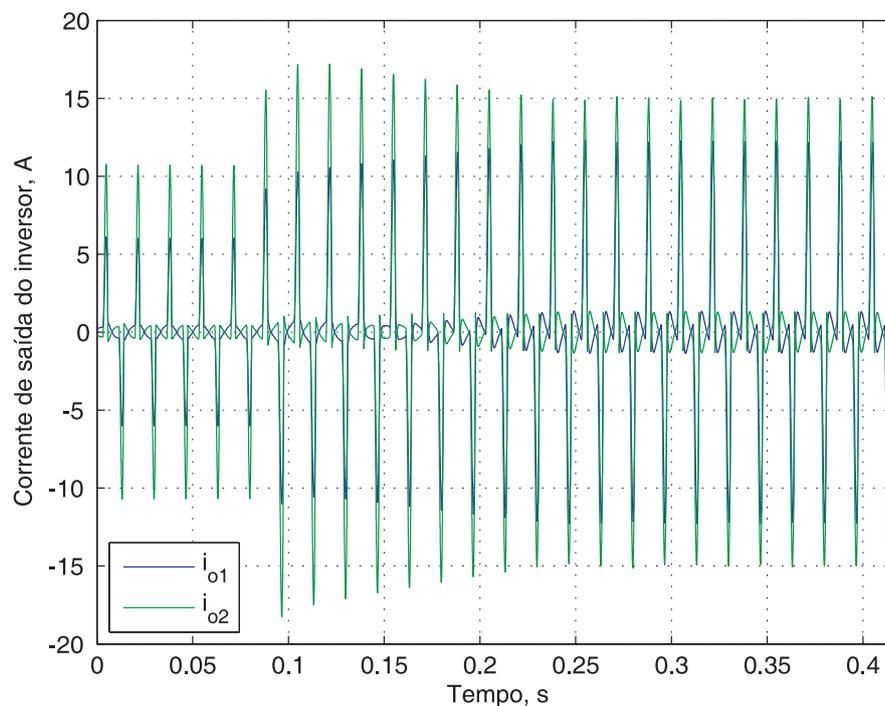
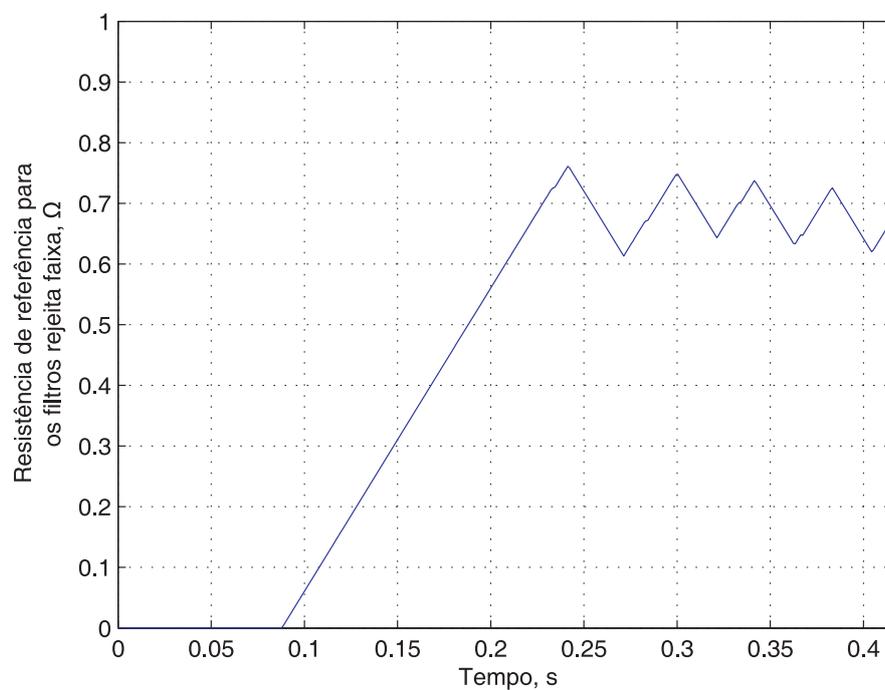


Figura 2.26: Corrente de saída dos inversores 1 e 2 para $r_h = 1m\Omega$.

50ms a carga dobra de valor e a corrente do inversor 1 continua abaixo dos 15A, enquanto que no inversor 2 chega a atingir 17,78A durante dois ciclos. Ao ultrapassar



(a) Corrente de saída dos inversores 1 e 2.



(b) Resistência de ressonância do inversor 2.

Figura 2.27: Resultados do algoritmo na minimização do pico de corrente.

o limite estabelecido de $15A$ o algoritmo passa a incrementar r_h do inversor 2 como mostrado na Figura 2.27(b). A medida que r_h aumenta, o pico de corrente diminui e após alguns ciclos estabiliza em torno do limite preestabelecido de $15A$. A eficácia da limitação de corrente é função da máxima resistência de ressonância adotada (limite superior da saturação - R_{MAX} , Figura 2.25). Nessa simulação é adotado $R_{MAX} = 1\Omega$. Com isto o limite do pico de corrente fica restrito a $14A$ ou, analisando de uma forma mais prática, se a potência de carga aumentar mais a resistência de ressonância irá saturar em 1Ω e a corrente ultrapassará os $15A$. Se isso vier a ocorrer a proteção de sobrecorrente deve atuar e desconectar o inversor da microrrede. Observe que a eficiência do limitador de corrente pode ser melhorada aumentando R_{MAX} . Porém, quanto maior a resistência, maior será a THD de tensão na saída do inversor, ou seja, há um compromisso entre a limitação do pico de corrente e a qualidade da tensão de saída do inversor quando suprindo cargas não lineares.

2.6 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos do controle por inclinação para paralelismo de conversores. Essa técnica de controle não necessita de comunicação entre os conversores e, portanto, eles podem operar de forma independente. As principais características do conversor com controle por inclinação são:

- O compartilhamento de potência é feito com base em informações de tensão e corrente medidas localmente na saída do conversor. Logo, não há necessidade de comunicação entre os conversores;
- A impedância da rede tem influência sobre o compartilhamento de potência. A fase dessa impedância influencia as relações entre $P-\omega$ e $Q-V$ podendo chegar ao ponto de invertê-las para redes com comportamento mais resistivo. O módulo da impedância da rede afeta principalmente o compartilhamento de potência reativa, pela inserção de um efeito de inclinação natural, e a regulação de tensão na carga;
- A tensão e a frequência da microrrede desviam-se de seus valores nominais em

função da demanda de potência ativa e reativa. Um compartilhamento de carga adequado exige coeficientes de inclinação elevados, o que resulta em maior variação de tensão e frequência. Portanto, há um compromisso entre compartilhamento de carga e regulação de tensão e frequência. Coeficientes de inclinação elevados podem levar a instabilidade da microrrede;

- As dinâmicas do controle da potência ativa e reativa são lentas, podendo ocasionar sobrecargas durante transitórios de carga.

Um novo método para calcular a potência ativa e reativa é proposto com o objetivo de eliminar as oscilações de frequência dupla de P e Q em regime permanente e acelerar o tempo de convergência destas componentes de potência. Também é proposto um algoritmo para limitar a corrente de pico de saída do conversor quando o mesmo alimenta cargas não lineares com alto fator de crista.

3

CONFIGURAÇÃO MESTRE-ESCRAVO

Em uma microrrede, um dos desafios de controle é garantir o compartilhamento adequado de carga sem que haja circulação de corrente entre os conversores, os quais estão conectados em paralelo para juntamente com as cargas formarem a microrrede. No capítulo anterior são citados alguns métodos de controle para o paralelismo de conversores e o método de controle por inclinação é amplamente discutido. A maior vantagem deste método é não precisar de comunicação entre os conversores [27][32][34][38][39]. Contudo, a nova tendência, com o surgimento das *redes inteligentes* (*Smart Grids*), é o uso de comunicação entre as unidades geradoras para definir seus pontos de operação (potências ativa e reativa fornecidas) e, em alguns casos, parâmetros de controle de cada unidade geradora. Esse sistema de comunicação provê o monitoramento e gerenciamento da microrrede, de forma a obter um despacho de carga mais eficiente e econômico. Além disso, esse sistema de comunicação é visto como a malha de controle mais externa da microrrede, estando no topo da hierarquia de controle, e pode ser usado para compensar os erros de frequência e amplitude de tensão, em regime permanente, inerentes do controle por inclinação. Vale salientar que como apenas parâmetros de referência e configuração são transmitidos, não há necessidade de sistemas de comunicação rápidos e complexos e soluções de baixo custo podem ser usadas de maneira satisfatória.

Na configuração mestre-escravo, um conversor é controlado em tensão enquanto que os demais são controlados em corrente. O Conversor Mestre (CM) é responsável por definir a tensão e a frequência no barramento de cargas e os Conversores Escravos (CE) seguem a referência de corrente imposta pelo *mestre*, conforme sugere a Figura 3.1 [29], [39]-[41]. Essa configuração bastante simples, proposta inicialmente por *Chen et al* em 1995 [40], possui bom compartilhamento de carga independentemente da impedância da rede e pode ser facilmente expandida. Porém, há uma série de desvantagens: são necessários cabos de comunicação entre os conversores para transmitir os sinais analógicos de comando, o que limita a distância entre os conversores, além de ser uma fonte de ruído ou falha; o sistema não é redundante, pois uma falha do CM resultaria na inoperância de todo o sistema; as cargas devem estar concentradas em um barramento único para que sua corrente possa ser medida. Essas desvantagens impossibilitam sua aplicação em microrrede. Porém, em publicações mais recentes, algumas modificações foram propostas para contornar essa limitação [42]-[44]. Basicamente essas modificações consistem em tornar os conversores controlados em corrente em sistemas independentes e, portanto, eliminar as linhas de comunicação dos sinais analógicos de referência de corrente. No entanto, para garantir o compartilhamento

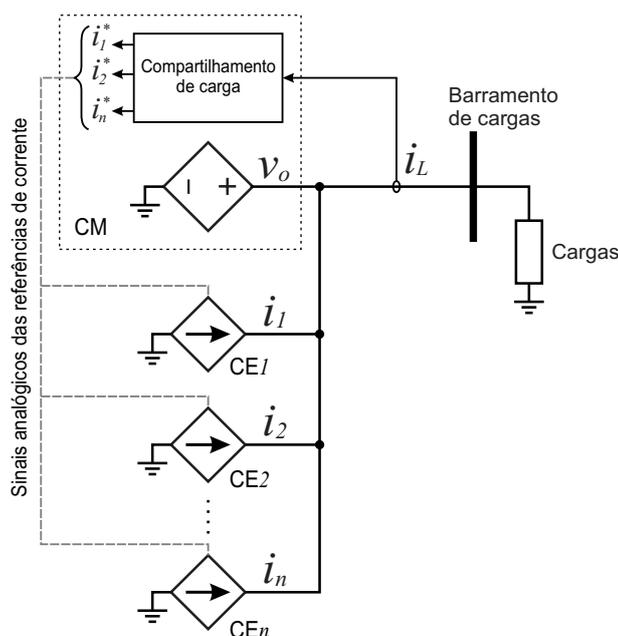


Figura 3.1: Paralelismo de conversores usando a configuração mestre-escravo.

de potência o CM deve fornecer as referências de potência para os CE através de uma nova linha de comunicação. A vantagem dessa estrutura reside no fato de que os novos sinais a serem enviados são referências de potência em regime permanente, logo podem ser enviados usando uma comunicação digital com baixa largura de banda através de protocolos de comunicação simples, robustos e de baixo custo. O diagrama esquemático mostrado na Figura 3.2 ilustra como essa nova estrutura pode ser aplicada em uma microrrede. Os Medidores e Controladores de Carga (MCC) enviam informações sobre a potência consumida pelas cargas para o controle da microrrede que distribuirá essa demanda de potência entre as fontes distribuídas dentro da microrrede e também entre a rede elétrica principal quando a mesma estiver disponível.

A configuração mestre-escravo apresenta melhor desempenho do ponto de vista de circulação de corrente entre conversores em paralelo. Além disso, essa configuração não apresenta os problemas de variação de frequência e tensão que existem no controle por inclinação. Outra vantagem é a possibilidade de integrar a esse sistema conversores que operam com controle por inclinação. Uma desvantagem é a dependência que a microrrede tem do CM, pois sua falha resultaria na inoperância de toda a microrrede. Porém, essa desvantagem pode ser superada através da configuração *multi-master* [43]-[46], onde mais de um conversor opera como *mestre* de forma a aumentar a confiabilidade da microrrede.

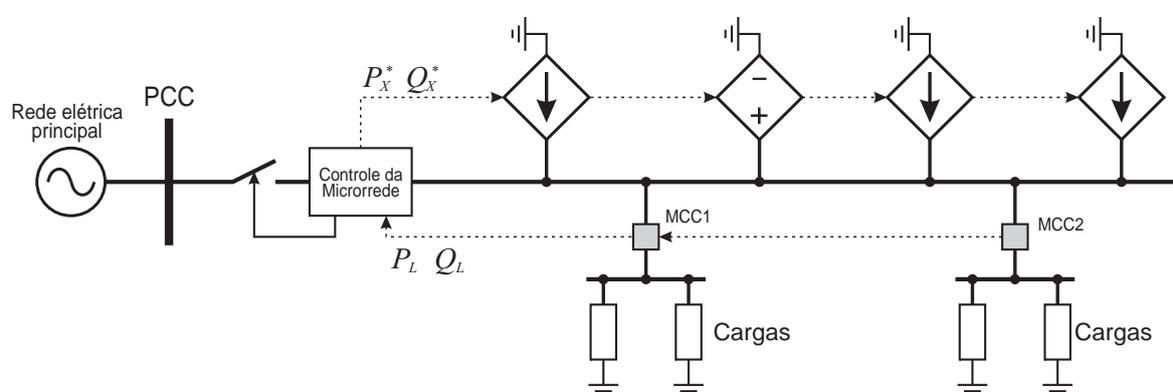


Figura 3.2: Exemplo da estrutura de uma microrrede usando a configuração mestre-escravo para o paralelismo dos conversores.

Neste capítulo é proposta uma configuração baseada na operação mestre-escravo composta por um Agente Inteligente de Conexão (AIC), onde opera o CM. Os CE são distribuídos ao longo da microrrede e são controlados em corrente. Essa configuração permite a inclusão de conversores com controle por inclinação que também serão *escravos*, pois seguirão as referências de potência definidas pelo AIC. O foco principal é dado à apresentação da estratégia de controle do CM que compõe o AIC, permitindo à microrrede operar tanto conectada à rede elétrica quanto isolada da mesma. As estratégias de controle dos CE são apresentadas no Capítulo 5.

3.1 Arquitetura da Microrrede Baseada na Configuração Mestre-Escravo

Um exemplo do diagrama esquemático da estrutura proposta para a microrrede é mostrado na Figura 3.3. Como pode ser observado na figura, o AIC é composto por um sistema de monitoramento e controle e por um inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) com um elemento de armazenamento de energia no lado CC (banco de baterias ou super capacitores por exemplo) e opcionalmente alguma fonte primária de energia. O sistema de monitoramento verifica a qualidade de tensão da rede elétrica principal e é responsável por desconectá-la da microrrede quando algum

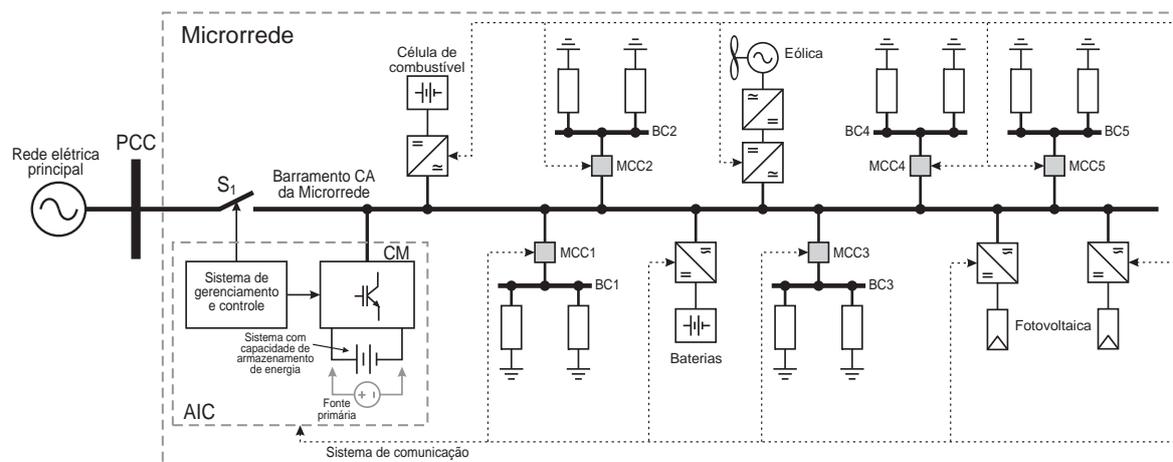


Figura 3.3: Exemplo da arquitetura de uma microrrede baseada na configuração mestre-escravo proposta.

parâmetro, geralmente tensão ou frequência, está fora dos limites pré estabelecidos ou quando é detectada alguma falta na rede principal. Esse sistema também é responsável pelo controle do VSI e por definir as referências de potência para os CE baseado nas informações de demanda de carga fornecidos pelos MCC.

Para que o CM cumpra suas funções adequadamente é necessário que o mesmo possua algumas características especiais. Durante um transitório de carga ou uma desconexão não planejada, o CM deve absorver todo o transitório de potência, pois a dinâmica dos demais conversores é relativamente lenta. Logo é necessário um sistema de armazenamento de energia para fornecer ou absorver potência durante esses transitórios. Esse fato também determina a potência nominal desse conversor, que deve ser grande o suficiente para garantir sua estabilidade frente aos transitórios. Contudo, vale salientar que esses transitórios são da ordem de poucas dezenas de milissegundos que é o tempo necessário para que os demais conversores compartilhem a nova condição de carga.

Outra característica importante do CM é a capacidade de suprir cargas desequilibradas. Em sistemas trifásicos de média e baixa potência é habitual a existência de cargas monofásicas entre fase e neutro. Nesse caso, é necessária a utilização de topologias de conversores que permitam suprir correntes de sequência zero. Portanto, a estrutura do CM deve ser a quatro fios. A solução mais simples nesse caso consiste de um inversor de três braços com capacitor dividido (TLSC - *Three-Leg Split-Capacitor*) [47][48]. Contudo, essa topologia apresenta algumas limitações, sendo aplicável apenas a sistemas de média e baixa potência, com correntes de sequência homopolar baixas. Quando o nível de corrente de sequência homopolar a ser injetado é elevado, as topologias “quatro braços em ponte completa” (FLFB - *Four-Leg Full-Bridge*) [49] e “ponte completa a quatro fios” (TBFW - *Three-Bridge Four-Wire*) [50] são mais adequadas.

3.2 Estratégia de Controle do Conversor Mestre

A forma como o CM é controlado depende do fato da microrrede estar ou não conectada à rede elétrica principal. Quando a rede está disponível, a tensão da microrrede é definida pela rede e nesse caso o CM é controlado de forma a injetar ou absorver potência (conforme as necessidades da fonte primária). Portanto, é mais conveniente que o CM opere como uma fonte de corrente controlada, assim como os CE. Já quando não se tem a rede elétrica disponível, o CM passa a ser responsável por impor a tensão da microrrede e neste caso deve ser controlado em tensão. A seguir é apresentado o modelo do VSI e como controlá-lo de forma a se comportar como uma fonte de tensão ou fonte de corrente.

3.2.1 Modelagem do Inversor TLSC em Referencial Estacionário

Na Figura 3.4 é mostrado o esquema elétrico do conversor TLSC e o filtro LC de saída. Os capacitores C_1 e C_2 possuem mesma capacitância e, para facilitar a análise, considera-se que suas tensões são iguais. O ponto central, O , do banco de capacitores é conectado ao neutro do sistema, n . As chaves semicondutoras que constituem o conversor são controladas pela técnica de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) [51]. Segundo a teoria de controle não linear, a tensão de saída do inversor, $\vec{v}_i = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ (medida em relação ao ponto O), pode ser aproximada por seu valor médio dentro de um período de chaveamento, resultando em um modelo linear equivalente [52][53]. Usando essa aproximação, o vetor corrente de saída do inversor, $\vec{i}_i = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, é obtido pela equação diferencial

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_i = -\frac{R_1}{L_1} \vec{i}_i - \frac{1}{L_1} \vec{v}_o + \frac{1}{L_1} \vec{v}_i, \quad (3.1)$$

onde $\vec{v}_o = [v_{oa} \ v_{ob} \ v_{oc}]^T$ é o vetor tensão dos capacitores C_f , ou seja, a tensão de saída do filtro LC. Esta tensão é obtida por

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_o = \frac{1}{C_f} (\vec{i}_i - \vec{i}_o). \quad (3.2)$$

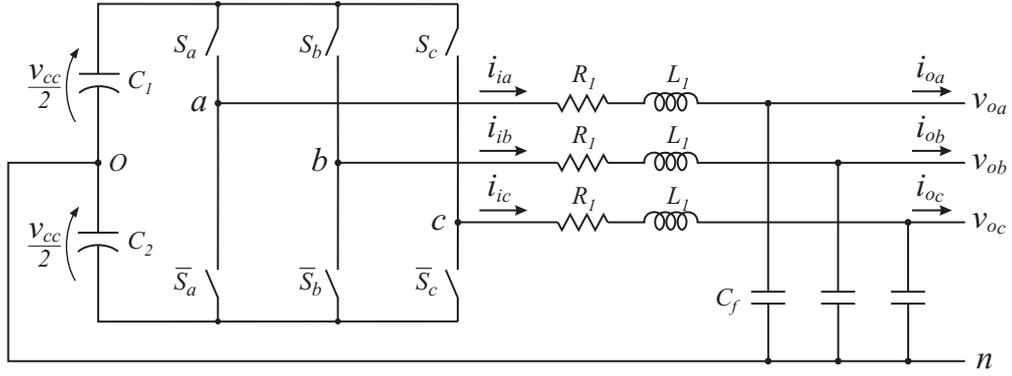


Figura 3.4: Estrutura do conversor TLSC com o filtro de saída

O sistema dinâmico descrito por (3.1) e (3.2) pode ser representado em um sistema de coordenadas ortogonais através da matriz de transformação de *Clarke*

$$[T_{\alpha\beta\gamma}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

resultando em

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}} = -\frac{R_l}{L_l} \vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}} - \frac{1}{L_l} \vec{v}_{o_{\alpha\beta\gamma}} + \frac{1}{L_l} \vec{v}_{i_{\alpha\beta\gamma}} \quad (3.4)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_{o_{\alpha\beta\gamma}} = \frac{1}{C_f} \left(\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}} - \vec{i}_{o_{\alpha\beta\gamma}} \right). \quad (3.5)$$

A equação (3.5) revela que a tensão de saída do conversor (tensão sobre os capacitores C_f) pode ser controlada através da corrente $\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$, sendo $\vec{i}_{o_{\alpha\beta\gamma}}$ considerada uma perturbação. Por outro lado, a corrente $\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$ pode ser imposta por $\vec{v}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$, conforme sugere (3.4), através do controle das chaves do inversor. Portanto, o controle da tensão de saída pode ser obtido por duas malhas de controle: uma malha mais interna de corrente e a mais externa de tensão.

Também é possível controlar a corrente de saída, $\vec{i}_{o_{\alpha\beta\gamma}}$, através do controle de $\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$ e conhecendo a corrente no ramo capacitivo. De forma semelhante ao caso anterior, a corrente $\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$ pode ser imposta por $\vec{v}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$ através do controle das chaves do inversor.

3.2.2 Controle de Corrente

Na Figura 3.5 é mostrado o diagrama da malha de controle de corrente e o modelo da planta a ser controlada, o qual é derivado de (3.4). Vale salientar que sendo as componentes α , β e γ desacopladas, a estrutura mostrada na Figura 3.5 é a mesma para cada uma dessas componentes. A tensão $\vec{v}_{o\alpha\beta\gamma}$ adicionada à saída do controlador é um *feedforward* para melhorar a resposta transitória do sistema. Essa tensão é obtida diretamente da medição de tensão dos capacitores C_f . Como a corrente a ser controlada no referencial $\alpha\beta\gamma$ é senoidal na frequência da rede, o controlador mais adequado é o PR [14][54], cuja função de transferência é dada por

$$G_I(s) = k_{pI} + k_{rI} \frac{s}{s^2 + \omega^2}, \quad (3.6)$$

onde k_{pI} e k_{rI} são os ganhos proporcional e ressonante, respectivamente e ω é a frequência de ressonância do controlador que deve coincidir com a frequência fundamental do sinal a ser controlado. O modelo e os sinais da planta a ser controlada são os mesmos para as componentes α e β , porém alguns parâmetros ou a referência de controle para a componente γ podem ser diferentes. Por exemplo, a referência de corrente homopolar (componente no eixo γ) é geralmente nula. Portanto, é adotado um controlador PR com os mesmos parâmetros de controle para os eixos $\alpha\beta$ e um controlador proporcional-integral-ressonante, PIR, para o eixo γ . A função de transferência deste controlador é dada por

$$G_{I_\gamma}(s) = k_{pI_\gamma} + k_{iI_\gamma} \frac{1}{s} + k_{rI_\gamma} \frac{s}{s^2 + \omega^2}, \quad (3.7)$$

onde k_{iI_γ} é o ganho integral.

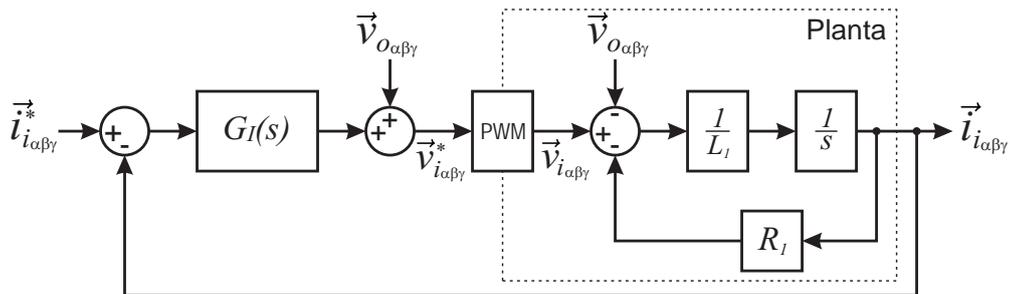


Figura 3.5: Malha de controle de corrente do conversor VSI.

O bom desempenho desse controlador de corrente pode ser comprovado através dos resultados de simulação mostrados na Figura 3.6, onde considera-se que o conversor está conectado a uma rede trifásica de 380V (o controle de tensão não é considerado nessa primeira simulação). Também é considerado, para essa e as demais simulações deste capítulo, que o lado CC do conversor é alimentado por duas fontes com tensão $V_{cc}/2$ e, portanto, as tensões sobre os capacitores $C1$ e $C2$ (Figura 3.4) são constantes. As referências de corrente são inicialmente nulas e após dois ciclos da fundamental ($\approx 33,3ms$) injeta-se uma componente de 10A em fase com a tensão da rede, nos dois ciclos seguintes é adicionada uma componente de 5A em quadratura com a tensão e nos dois ciclos finais também tem-se uma componente homopolar com amplitude de 2,5A. Nos três primeiros gráficos da Figura 3.6 são mostradas as referências de corrente e seus valores reais em referencial $\alpha\beta\gamma$, respectivamente. No último gráfico têm-se as correntes de saída do conversor em referencial abc . Neste gráfico, a ondulação (ripple) de corrente, devido ao chaveamento do conversor, é filtrada com o objetivo de mostrar apenas a componente fundamental da corrente injetada pelo conversor. Os parâmetros

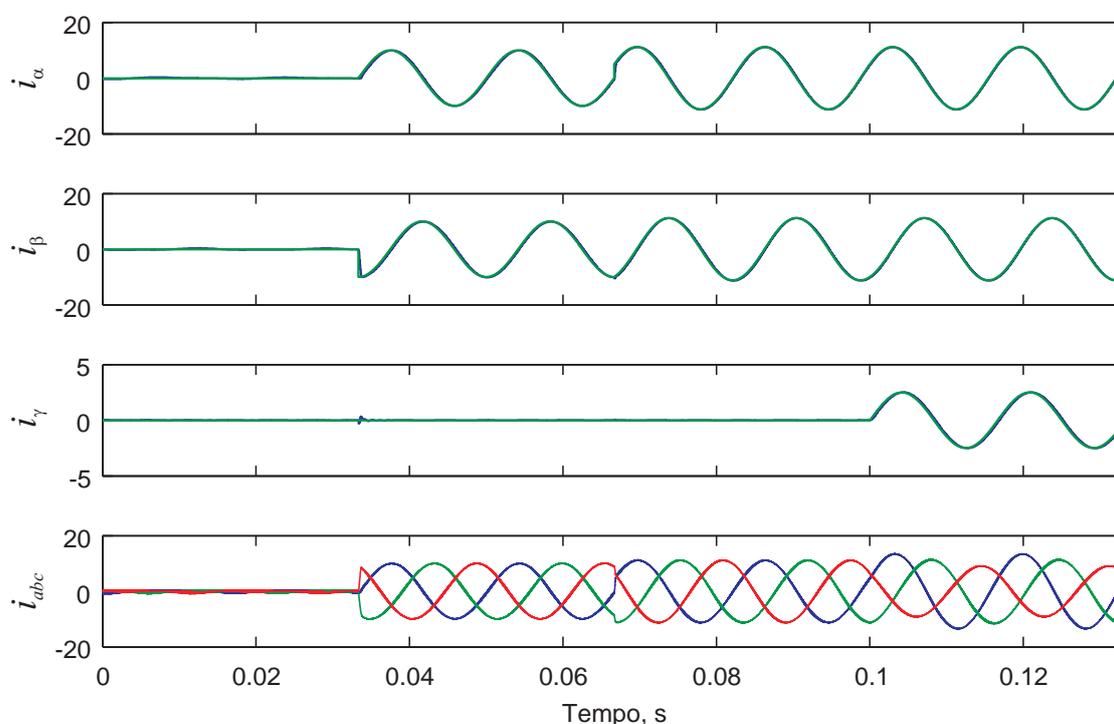


Figura 3.6: Resultados do controlador de corrente para o conversor conectado à rede elétrica.

usados nessa simulação são mostrados na Tabela 3.1.

Os resultados apresentados na Figura 3.6 também revelam a rapidez de convergência do controlador de corrente mediante os degraus aplicados às componentes de referência de corrente. De fato, a faixa de passagem desse controle estende-se a pouco mais de $1kHz$ como pode ser observado no diagrama de Bode do sistema em malha fechada mostrado na Figura 3.7.

3.2.3 Controle de Tensão

Quando o conversor da Figura 3.4 está operando isolado da rede elétrica, as tensões sobre os capacitores C_f são indefinidas e portanto o conversor deve ser controlado para impor essas tensões, as quais corresponderão à tensão da microrrede. Esse controle é feito por uma malha de tensão externa à malha de corrente e que atua sobre a corrente $\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$. Na Figura 3.8 é mostrado o diagrama da malha de controle de tensão e o modelo da planta a ser controlada, o qual é derivado de (3.5).

O VSI é naturalmente uma fonte de tensão controlada, porém a tensão após o filtro difere da tensão de referência do PWM devido, entre outros fatores, à queda de tensão

Tabela 3.1: Parâmetros usados na simulação do controlador de corrente (Figuras 3.4 e 3.5).

Parâmetro	Valor
Tensão fase-fase da rede elétrica, V_S	380V
Tensão do barramento CC, V_{cc}	650V
Resistência do filtro, R_1	0,1 Ω
Indutância do filtro, L_1	2,0 mH
Capacitância do filtro, C_f	15,0 μF
Frequência de amostragem, f_s	20 kHz
Frequência de chaveamento do VSI, f_{sw}	20 kHz
Ganho proporcional, k_{p_I}	15 Ω
Ganho ressonante, k_{r_I}	500
Ganho proporcional para a componente γ , $k_{p_{I_\gamma}}$	15 Ω
Ganho integral para a componente γ , $k_{i_{I_\gamma}}$	750 Ω/s
Ganho ressonante para a componente γ , $k_{r_{I_\gamma}}$	100

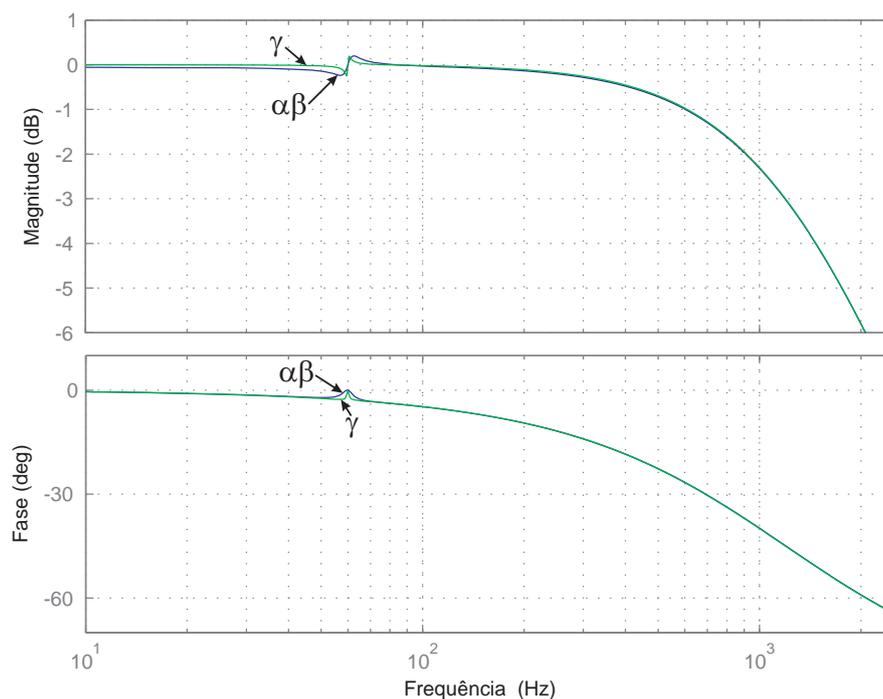


Figura 3.7: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha fechada, $I_i(s)/I_i^*(s)$.

nos indutores do filtro, à resistência das chaves semicondutoras e ao tempo morto das chaves. Por esse motivo, o *feedforward* de tensão dentro da malha de corrente deve ser modificado para as tensões de referência quando o conversor estiver operando com controle de tensão. Logo, a tensão de referência é diretamente imposta ao PWM e as malhas de controle serão responsáveis apenas por compensar os erros devido aos fatores citados anteriormente e com isso a dinâmica do controle é melhorada. Além disso, a malha mais interna de corrente também pode ser usada para limitar a corrente de saída, evitando sobrecargas. Observando a Figura 3.8, note que é usada uma chave para modificar o *feedforward* conforme o modo de operação do conversor: apenas controle de

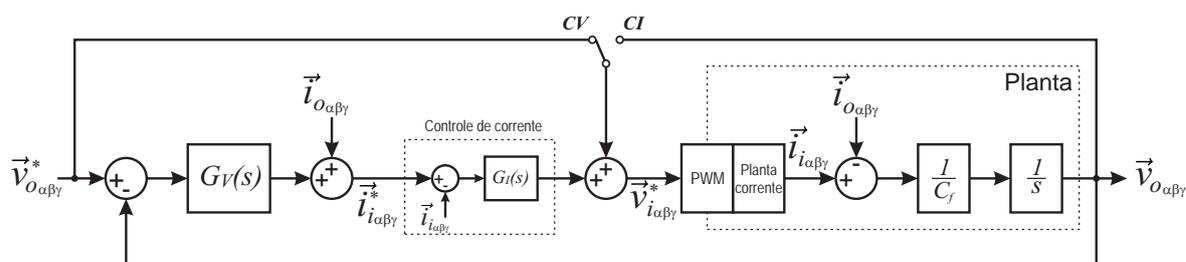


Figura 3.8: Malha de controle de tensão do conversor VSI.

corrente (chave na posição CI); controle de tensão e corrente (chave na posição CV).

Para facilitar o projeto do controlador dessa malha é comum desprezar a dinâmica do controlador de corrente, ou seja, considerar $G_I(s) = 1$. Note que tal consideração só é válida se a largura de banda do controle de tensão é muito menor do que a do controle de corrente. Isso também permite utilizar diretamente o *feedforward* para compensar a perturbação devida à corrente de saída, $\vec{i}_{o_{\alpha\beta\gamma}}$. Assim como no caso anterior, as grandezas a serem controladas são senoidais e portando um controlador PR em referencial estacionário é utilizado para as componentes $\alpha\beta$, logo tem-se

$$G_V(s) = k_{pV} + k_{rV} \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.8)$$

e para a componente γ é usado um PIR, cuja função de transferência é

$$G_{V\gamma}(s) = k_{pV\gamma} + k_{iV\gamma} \frac{1}{s} + k_{rV\gamma} \frac{s}{s^2 + \omega^2}. \quad (3.9)$$

Feita as considerações mencionadas anteriormente, a função de transferência em malha fechada para α e β é

$$\frac{V_{o_{\alpha\beta}}(s)}{V_{o_{\alpha\beta}}^*(s)} = \frac{k_{pV}s^2 + k_{rV}s + \omega^2 k_{pV}}{C_f s^3 + k_{pV}s^2 + (\omega^2 C_f + k_{rV})s + \omega^2 k_{pV}} \quad (3.10)$$

e para γ tem-se

$$\frac{V_{o\gamma}(s)}{V_{o\gamma}^*(s)} = \frac{k_{pV\gamma}s^3 + (k_{iV\gamma} + k_{rV\gamma})s^2 + k_{pV\gamma}\omega^2 s + k_{iV\gamma}\omega^2}{C_f s^4 + k_{pV\gamma}s^3 + (C_f \omega^2 + k_{iV\gamma} + k_{rV\gamma})s^2 + k_{pV\gamma}\omega^2 s + k_{iV\gamma}\omega^2}. \quad (3.11)$$

O diagrama de Bode para essas funções, considerando os parâmetros dados na Tabela 3.1 e na Tabela 3.2, é mostrado na Figura 3.9, onde observa-se que a faixa de passagem é de aproximadamente $250Hz$.

Tabela 3.2: Parâmetros usados na simulação do controlador de tensão.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional, k_{pV}	0,02 Ω
Ganho ressonante, k_{rV}	5
Ganho proporcional para a componente γ , $k_{pV\gamma}$	0,02 Ω
Ganho integral para a componente γ , $k_{iV\gamma}$	2,5 Ω/s
Ganho ressonante para a componente γ , $k_{rV\gamma}$,	1

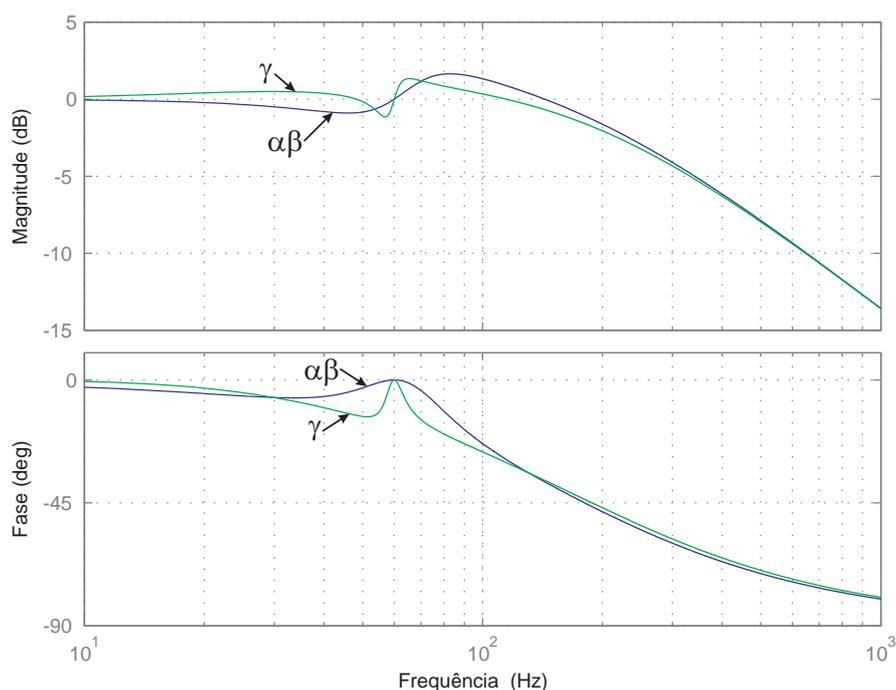


Figura 3.9: Diagrama de Bode do controle de tensão em malha fechada.

O desempenho do controle de tensão é mostrado na Figura 3.10. Nessa simulação a amplitude inicial da tensão de referência é $150\sqrt{2}V$ e após três ciclos muda para $190\sqrt{2}V$. Cinco ciclos depois é adicionada uma componente em quadratura com a tensão anterior e de amplitude $90\sqrt{2}V$ e passados mais cinco ciclos uma componente homopolar com $20\sqrt{2}V$ de amplitude é também adicionada. Nos três primeiros gráficos da Figura 3.10 são mostradas as referências de tensão e seus valores reais em referencial $\alpha\beta\gamma$, respectivamente. No último gráfico têm-se as tensões de saída do conversor em referencial abc . Nessa simulação o conversor alimenta uma carga trifásica equilibrada de impedância constante igual a $38,72 + j19,36\Omega$.

Em uma segunda simulação é considerado um caso mais realista, em que a tensão de saída do conversor é controlada para ter amplitude constante. Nesse caso, é considerada uma tensão com amplitude de $220\sqrt{2}V$ e com sequência homopolar nula. A carga inicial é trifásica e equilibrada com impedância constante igual a $38,72 + j19,36\Omega$ e drena uma potência de $3,0 + j1,5kVA$. Após três ciclos da fundamental a carga dobra de valor e após mais cinco ciclos é adicionada uma carga monofásica na fase b com potência de $1,0 + j0,5kVA$. Na Figura 3.11 são mostradas as correntes de referência e as correntes

reais em referencial $\alpha\beta\gamma$. Essa referência de corrente, $\vec{i}_{i_{\alpha\beta\gamma}}$, é ditada pela malha mais

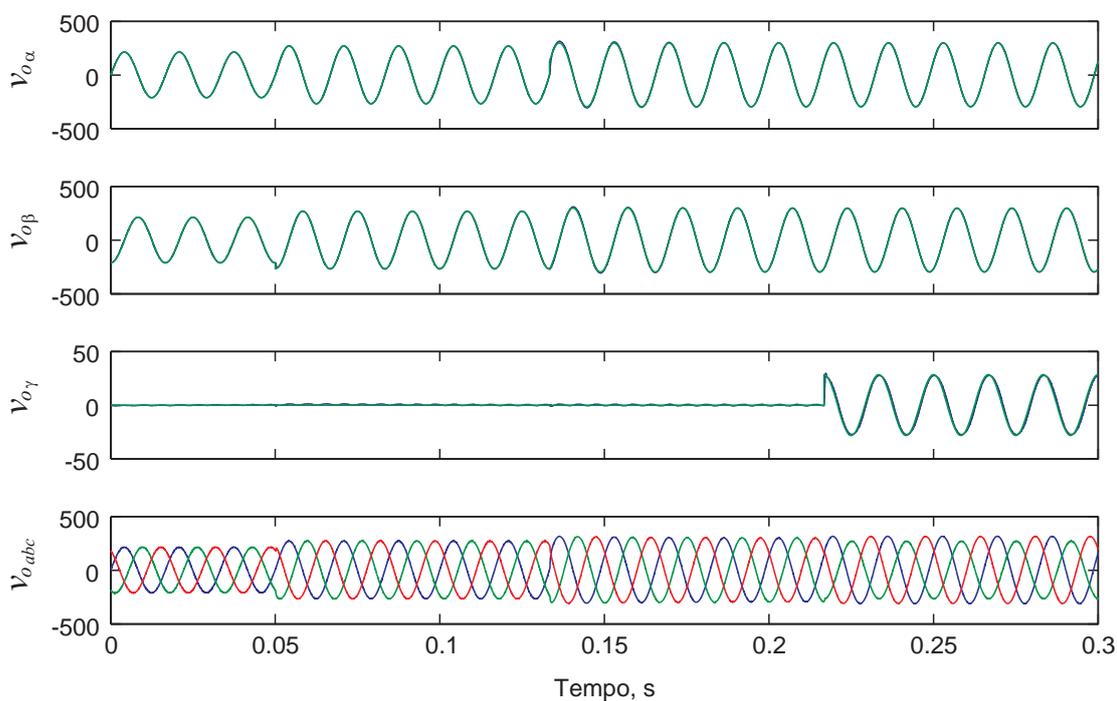


Figura 3.10: Resultados do controlador de tensão para o conversor alimentando uma carga trifásica equilibrada.

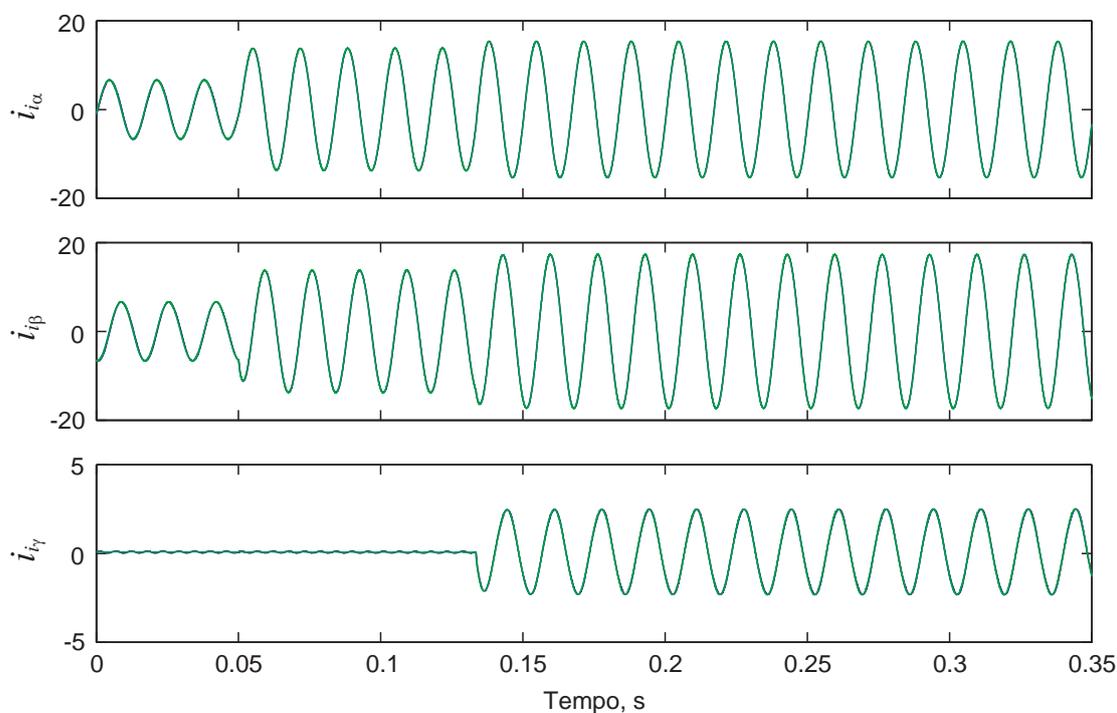


Figura 3.11: Resultados do controlador de corrente para o conversor alimentando um conjunto de cargas trifásicas e monofásicas.

externa de tensão em função do erro de tensão e da corrente demandada pela carga conforme pode ser observado no diagrama de controle da Figura 3.8. Observe que só há corrente homopolar quando a carga monofásica é acionada. Na Figura 3.12 são mostradas as tensões de referência e as tensões reais em referencial $\alpha\beta\gamma$. Os resultados demonstram que os transitórios de carga pouco afetam as tensões de saída do conversor, as quais continuam seguindo suas referências. A maior perturbação ocorre na componente homopolar quando a carga monofásica é acionada, mas mesmo neste instante o erro é inferior a 1% e em poucos ciclos é atenuado. As tensões e as correntes de saída do conversor, em referencial abc , são mostradas na Figura 3.13.

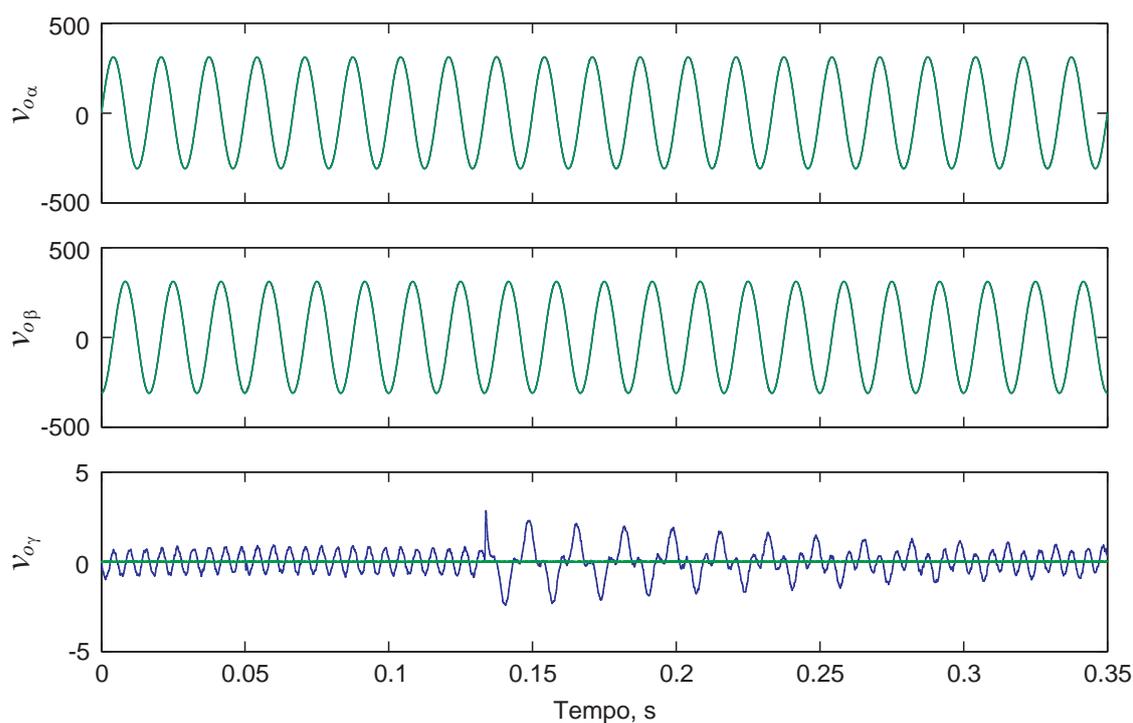


Figura 3.12: Resultados do controlador de tensão para o conversor alimentando um conjunto de cargas trifásicas e monofásicas.

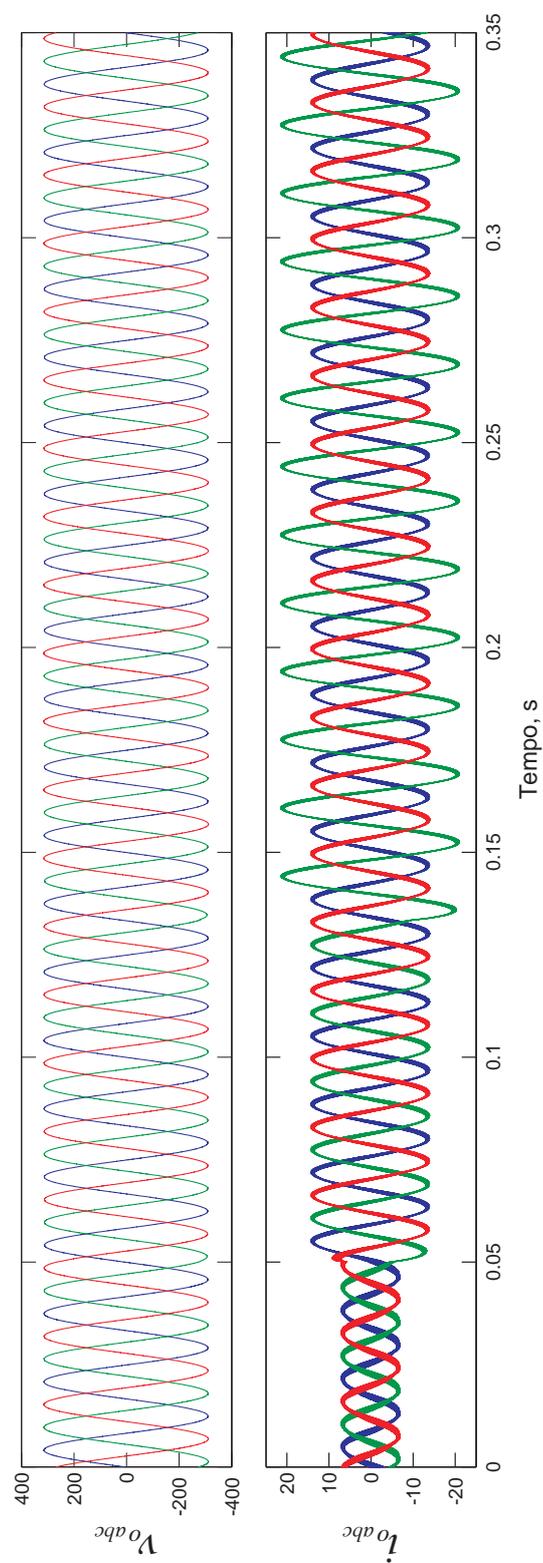


Figura 3.13: Tensões e correntes de saída do conversor operando com controle de tensão e alimentando um conjunto de cargas trifásicas e monofásicas.

3.3 Conversor Mestre Operando Conectado à Rede Elétrica

Quando a rede elétrica principal está disponível e sua tensão e frequência estão dentro dos limites de qualidade pré-estabelecidos, a microrrede fica conectada à rede através do PCC. Nesse modo de operação, as fontes de energia distribuída alimentam as cargas e o déficit de potência é fornecido pela rede. Também pode ocorrer da potência gerada ser maior que a demanda de carga e a microrrede passa a exportar energia para a rede principal. Independentemente do sentido do fluxo de potência, a rede elétrica é quem define a tensão e a frequência da microrrede. Portanto, o CM deve seguir essa tensão e frequência e injetar ou absorver a potência que é definida por um controle de despacho de carga ótimo. Para atender esse objetivo, a melhor forma de operar o CM é através do controle de corrente.

Na Subseção 3.2.2 é detalhada a estratégia de controle de corrente para o VSI. Nesta seção é apresentado como obter as correntes de referência de modo a atender uma determinada potência ativa e reativa de referência. Dois possíveis métodos são apresentados a seguir.

3.3.1 Controle Instantâneo de Potência Ativa e Reativa

Por definição, a potência ativa instantânea em um sistema polifásico é dada pelo produto escalar entre a tensão e a corrente de uma mesma fase [55], ou seja,

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i}, \quad (3.12)$$

onde “.” representa produto escalar. A potência não-ativa (reativa) instantânea é definida como sendo o produto vetorial entre as tensões e as correntes [56],

$$q = |\vec{v} \times \vec{i}| = \vec{v}_\perp \cdot \vec{i}, \quad (3.13)$$

onde “ \times ” representa produto vetorial e “ \vec{v}_\perp ” é uma tensão fictícia que está 90° adiantada da tensão real. Considerando o caso trifásico e aplicando a transformação de *Clarke*, (3.3), às equações (3.12) e (3.13) é possível obter essas potências em função das tensões

e correntes em referencial estacionário, ou seja,

$$p = \frac{3}{2} \left(v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} + \frac{1}{2} v_{\gamma} i_{\gamma} \right) \quad (3.14)$$

$$q = \frac{3}{2} \left(v_{\alpha\perp} i_{\alpha} + v_{\beta\perp} i_{\beta} + \frac{1}{2} v_{\gamma\perp} i_{\gamma} \right). \quad (3.15)$$

Considerando que as potências de referência serão entregues mediante apenas componentes de sequência positiva e negativa da corrente, as equações (3.14) e (3.15) tornam-se

$$p = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \quad (3.16)$$

$$q = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta\perp} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}. \quad (3.17)$$

Dado um vetor tensão, existem infinitos vetores de corrente que resultam em uma potência ativa média P e uma reativa média Q (ambas em um período da fundamental) [57]. Operando diretamente sobre (3.16) e (3.17) e considerando $p = P^*$ e $q = Q^*$, resulta

$$\vec{i}_{P\alpha\beta}^* = \frac{2}{3} \frac{P^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta}|^2} \vec{v}_{\alpha\beta} \quad (3.18)$$

$$\vec{i}_{Q\alpha\beta}^* = \frac{2}{3} \frac{Q^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta\perp}|^2} \vec{v}_{\alpha\beta\perp}, \quad (3.19)$$

onde os índices P e Q das correntes representam as componentes responsáveis pela potência ativa e reativa, respectivamente. A estratégia que utiliza esses vetores de corrente é chamada de *Instantaneous Active Reactive Control* (IARC) [57], pois as potências corresponderão instantaneamente aos valores de referência, ou seja, $p = P^*$ e $q = Q^*$. Porém, observe que se a tensão for distorcida ou desequilibrada, a corrente será distorcida. Na Figura 3.14 é mostrado um exemplo, onde no primeiro ciclo da fundamental a tensão é equilibrada e no segundo ciclo é adicionada uma componente de 20% de sequência negativa. As potências de referência são $P^* = 1kW$ e $Q^* = 0,5kVAr$. Quando surge a componente de sequência negativa o termo $|\vec{v}_{\alpha\beta\perp}|$, no denominador de (3.18) e (3.19), deixa de ser constante e introduz uma distorção

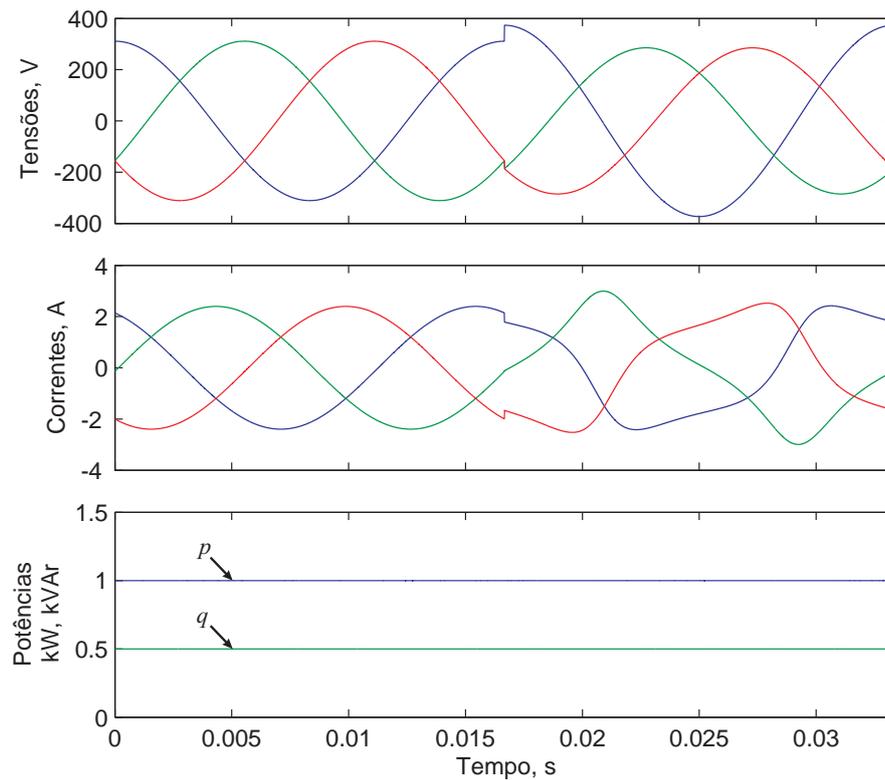


Figura 3.14: Comportamento da estratégia IARC com tensão equilibrada e com 20% de seqüência negativa.

nas referências de corrente. Por outro lado, note que as componentes de potência instantânea são constantes.

3.3.2 Controle de Potência com Injeção de Corrente de Seqüência Positiva

A estratégia que resulta em correntes senoidais e equilibradas é chamada de *Balanced Positive-Sequence Control* (BPSC) [57][58]. Para essa estratégia as correntes são calculadas por

$$\vec{i}_{P_{\alpha\beta}}^* = \frac{2}{3} \frac{P^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta}^+|^2} \vec{v}_{\alpha\beta}^+ \quad (3.20)$$

$$\vec{i}_{Q_{\alpha\beta}}^* = \frac{2}{3} \frac{Q^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta_{\perp}}^+|^2} \vec{v}_{\alpha\beta_{\perp}}^+ \quad (3.21)$$

Neste caso, apenas a componente de seqüência positiva é usada para calcular as correntes, logo o termo $|\vec{v}_{\alpha\beta_{\perp}}^+|^2$ é constante assim como a amplitude do vetor $\vec{v}_{\alpha\beta}^+$, resultando em uma referência de corrente de seqüência positiva. Note que $|\vec{v}_{\alpha\beta_{\perp}}^+|$ é

numericamente igual a $|\vec{v}_{\alpha\beta}^+|$ e corresponde a amplitude do vetor tensão de sequência positiva que, a partir de agora, será definido por \hat{V}^+ . A amplitude do vetor tensão de sequência negativa será definida por \hat{V}^- .

Considerando as correntes dadas por (3.20) e (3.21) e substituindo-as em (3.16), a potência ativa instantânea resulta em

$$p = P^* + \frac{P^*}{\hat{V}_{+2}} (\vec{v}_{\alpha\beta}^+ \cdot \vec{v}_{\alpha\beta}^-) + \frac{Q^*}{\hat{V}_{+2}} (\vec{v}_{\alpha\beta\perp}^+ \cdot \vec{v}_{\alpha\beta}^-) \quad (3.22)$$

$$p = P^* + \frac{\hat{V}^-}{\hat{V}^+} P^* \cos(2\omega t + \Delta\phi) - Q^* \frac{\hat{V}^-}{\hat{V}^+} \sin(2\omega t + \Delta\phi), \quad (3.23)$$

onde ω é a frequência angular da tensão do sistema e $\Delta\phi$ é o ângulo de fase inicial entre os vetores de tensão de sequência positiva e negativa. De forma semelhante, tem-se para a potência reativa instantânea

$$q = Q^* + \frac{Q^*}{\hat{V}_{+2}} (\vec{v}_{\alpha\beta\perp}^+ \cdot \vec{v}_{\alpha\beta\perp}^-) + \frac{P^*}{\hat{V}_{+2}} (\vec{v}_{\alpha\beta}^+ \cdot \vec{v}_{\alpha\beta\perp}^-) \quad (3.24)$$

$$q = Q^* + \frac{\hat{V}^-}{\hat{V}^+} Q^* \cos(2\omega t + \Delta\phi) + P^* \frac{\hat{V}^-}{\hat{V}^+} \sin(2\omega t + \Delta\phi). \quad (3.25)$$

As equações (3.23) e (3.25) revelam que diante da presença de sequência negativa na tensão, as componentes de potência entregues instantaneamente pelo conversor apresentam termos oscilantes de frequência dupla. Porém, em termos médios essas componentes de potência coincidem com suas referências P^* e Q^* . No exemplo da Figura 3.15 é mostrado esse efeito. Nesse exemplo, as potências de referência são $P^* = 1kW$, $Q^* = 0,5kVAr$ e há uma componente de sequência negativa de 20% durante o segundo ciclo da tensão. É importante notar que as amplitudes das correntes dependem apenas da tensão de sequência positiva e das respectivas componentes de potência de referência.

3.3.3 Sistema de Detecção da Tensão de Sequência Positiva

A geração da corrente de referência através da estratégia BPSC requer a determinação da componente de sequência positiva da tensão da rede elétrica com

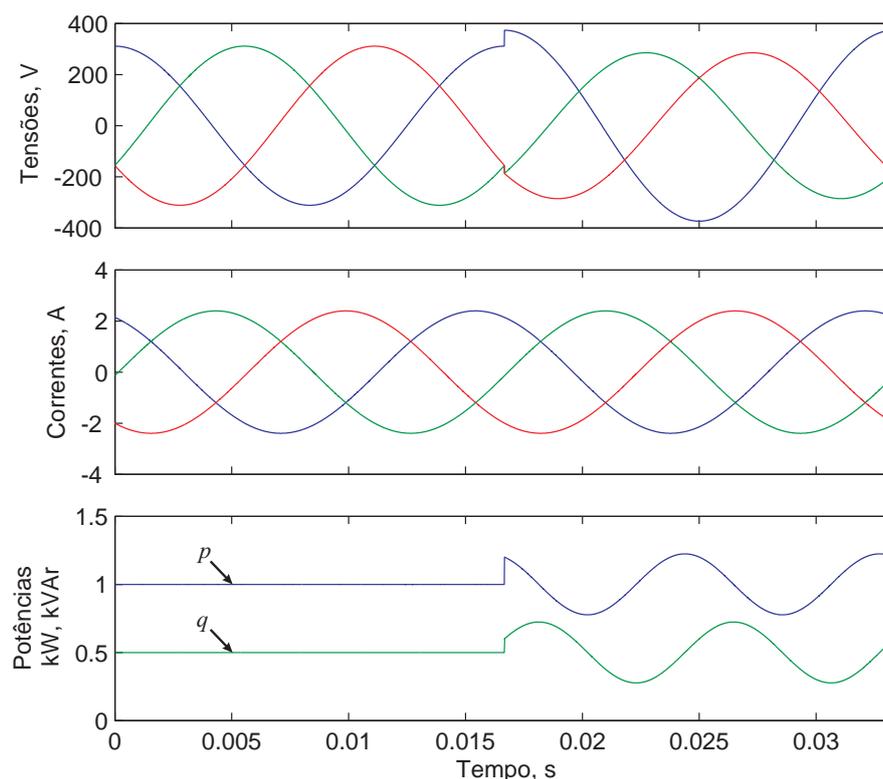


Figura 3.15: Comportamento da estratégia BPSC com tensão equilibrada e com 20% de sequência negativa.

exatidão. Há várias formas de extrair a componente fundamental de uma tensão trifásica. Algumas são baseadas em *phased-locked loop* em referencial síncrono (SRF-PLL - *Synchronous Reference Frame - Phased-Locked Loop*) [59][60], em transformações matemáticas [61]-[63] e outras em filtros adaptativos [64][65]. O SRF-PLL é simples de implementar e conduz a bons resultados quando a rede elétrica é equilibrada, porém a estimação da amplitude e posição do vetor tensão de sequência positiva falha diante de desequilíbrios ou harmônicos de tensão. Os métodos baseados em transformações matemáticas, *Space-Vector Discrete Fourier Transform* (SVDFT) [62] e *Generalized Delayed Signal Cancellation* (GDSC) [63] propostos por Neves *et. al* , conseguem determinar rapidamente e com precisão a componente de sequência positiva sob as mais severas condições de tensão da rede, no entanto requerem o armazenamento de várias amostras do sinal de tensão. O sistema de detecção da componente de sequência positiva apresentado em [64] e chamado de *Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency-Locked Loop* (DSOGI-FLL) possui ótimo desempenho comparado com o

SRF-PLL, porém seu tempo de resposta é inferior quando comparado com os métodos SVDFIT e GDSC. Contudo, o DSOGI-FLL possui uma série de características que o torna mais adequado para esta aplicação específica:

- Os SOGI usados nesse sistema de detecção da sequência positiva também podem ser usados como osciladores para gerar a referência de tensão quando a microrrede opera isolada da rede;
- Não são necessárias transformações de coordenadas para eixos síncronos. O DSOGI-FLL é implementado em referencial estacionário $\alpha\beta$. Logo, nenhum cálculo trigonométrico é utilizado o que diminui a complexidade do sistema;
- O DSOGI-FLL integra-se facilmente aos sistemas de controle de corrente e tensão descritos anteriormente por também estarem em referencial estacionário;
- O DSOGI-FLL estima a frequência da rede e esse sinal é usado para sintonizar os controladores PR e PIR de corrente e tensão.

O conceito de componentes simétricas foi introduzido por *Fortescue* em 1918 [66], oferecendo um novo ponto de vista para a análise de sistemas trifásicos desequilibrados. Depois *Lyon* estendeu esse conceito para o domínio do tempo [67]. Segundo *Lyon* a componente de sequência positiva de um vetor genérico de tensões, $\vec{v} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$, é dada por

$$\vec{v}^+ = [T^+] \vec{v}, \quad (3.26)$$

onde $[T^+]$ é definido como

$$[T^+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

com $\alpha = e^{j2\pi/3}$. A componente de sequência positiva em referencial $\alpha\beta\gamma$ é obtida aplicando a transformação de *Clarke*, equação (3.3), à (3.26) como se segue

$$\begin{aligned} \vec{v}_{\alpha\beta\gamma}^+ &= [T_{\alpha\beta\gamma}] \vec{v}^+ \\ &= [T_{\alpha\beta\gamma}] [T^+] \vec{v}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Sendo $\vec{v} = [T_{\alpha\beta\gamma}]^{-1}\vec{v}_{\alpha\beta\gamma}$, tem-se

$$\begin{aligned}\vec{v}_{\alpha\beta\gamma}^+ &= [T_{\alpha\beta\gamma}][T^+][T_{\alpha\beta\gamma}]^{-1}\vec{v}_{\alpha\beta\gamma} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi/2} & 0 \\ e^{-j\pi/2} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta\gamma}.\end{aligned}\quad (3.29)$$

Note que a componente homopolar não tem efeito sobre a sequência positiva e (3.29) pode ser escrita da forma

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\check{q} \\ \check{q} & 1 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta},\quad (3.30)$$

onde $\check{q} = e^{-j\pi/2}$ é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo para obter um sinal em quadratura (90° atrasado) em relação ao sinal original. Uma forma de obter esse sinal é através de um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) [10] usando o esquema mostrado na Figura 3.16 [64], chamado de SOGI para geração de sinal em quadratura (*SOGI for Quadrature-signals generation* - SOGI-QSG). As funções de transferência das duas saídas deste sistema são

$$D(s) = \frac{V'(s)}{V(s)} = \frac{k_s \omega_o s}{s^2 + k_s \omega_o s + \omega_o^2} \quad (3.31)$$

$$\check{Q}(s) = \frac{\check{q}V'(s)}{V(s)} = \frac{k_s \omega_o^2}{s^2 + k_s \omega_o s + \omega_o^2}, \quad (3.32)$$

onde ω_o é a frequência de ressonância e k_s é o fator de amortecimento. O diagrama de Bode para as saídas do SOGI-QSG, com $\omega_o = 2\pi 60$ e $k_s = 1$, é mostrado na Figura 3.17. A saída $D(s)$ comporta-se como um filtro passa-faixa com largura de banda

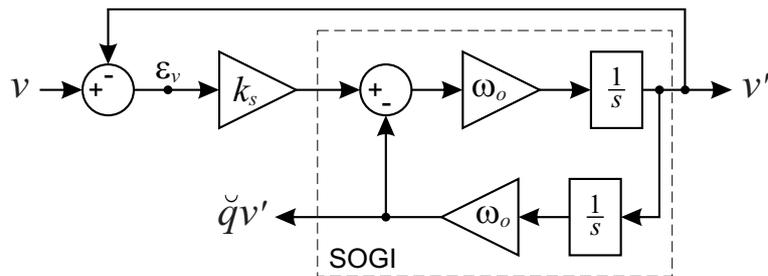


Figura 3.16: Gerador de sinal em quadratura com o SOGI.

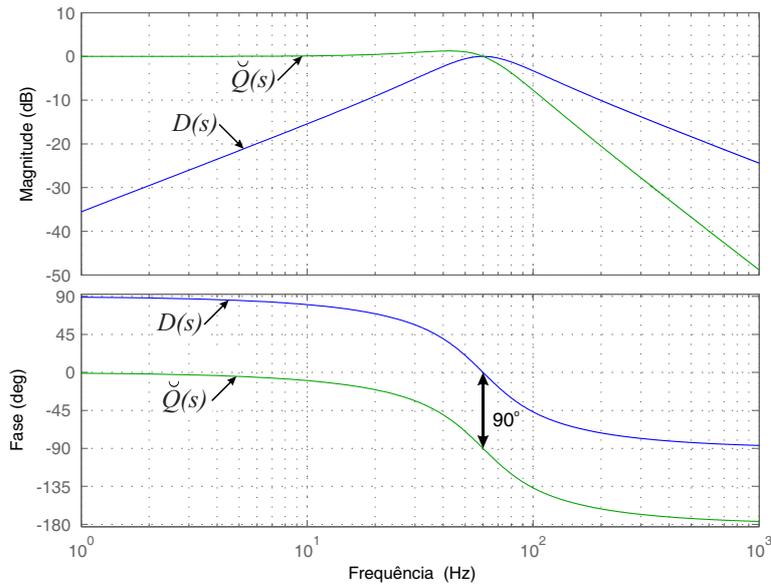


Figura 3.17: Diagrama de Bode das funções de transferência $D(s)$ e $\check{Q}(s)$

determinada exclusivamente por k_s (independe da frequência do sinal de entrada). Por outro lado, $\check{Q}(s)$ tem característica de um filtro passa-baixas. Vale salientar que a diferença de fase entre os sinais de $D(s)$ e $\check{Q}(s)$ é sempre 90° , independentemente da frequência do sinal de entrada e que quando a frequência do sinal de entrada coincide com a frequência de ressonância, ω_o , a amplitude dos sinais de saída coincidem com a amplitude da entrada. Essas características tornam o SOGI ideal para a geração dos sinais de quadratura.

Os sinais de saída do SOGI terão a mesma amplitude do sinal de entrada apenas quando a frequência deste sinal for igual a ω_o . Portanto, a frequência de ressonância do SOGI deve adaptar-se à frequência do sinal de entrada de forma a obter a amplitude correta para os sinais de saída. Esse mecanismo de adaptação de frequência é feito por uma FLL, cuja estrutura é mostrada na Figura 3.18 juntamente com o SOGI [64].

A função de transferência do sinal de erro, ε_v , com relação ao sinal de entrada v é dada por

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v(s)}{V(s)} = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + k_s \omega_o + \omega_o^2}. \quad (3.33)$$

A resposta em frequência dessa função e de $\check{Q}(s)$ são mostradas na Figura 3.19, onde pode ser observado que \check{q}_v e ε_v estarão em fase quando a frequência de entrada for

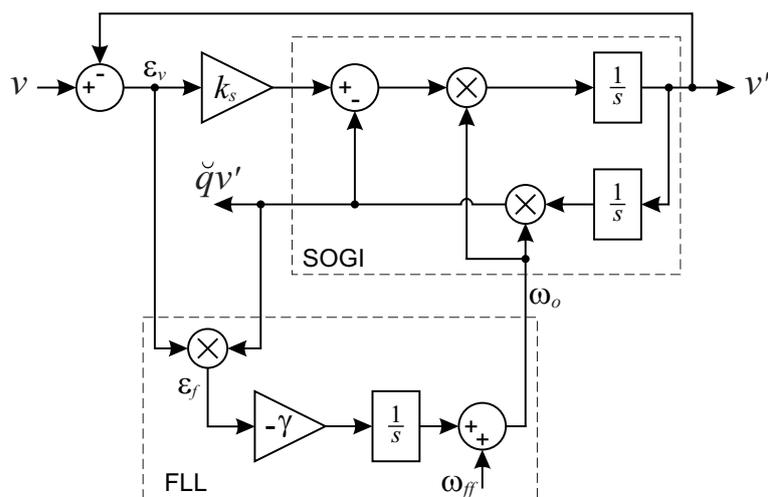


Figura 3.18: FLL para adaptação de frequência do SOGI.

menor que a frequência de ressonância ($\omega < \omega_o$) e estarão em contra fase quando $\omega > \omega_o$. Se uma variável de erro de frequência ε_f é definida como o produto de $\check{q}v$ e ε_v , o valor médio de ε_f será positivo quando $\omega < \omega_o$, zero quando $\omega = \omega_o$ e negativo quando $\omega > \omega_o$. Portanto, um controlador integral com ganho negativo, $-\gamma$, pode ser usado para forçar a componente contínua de ε_f ir para zero através da variação da frequência de ressonância do SOGI e com isso fazer com que a mesma convirja para a frequência

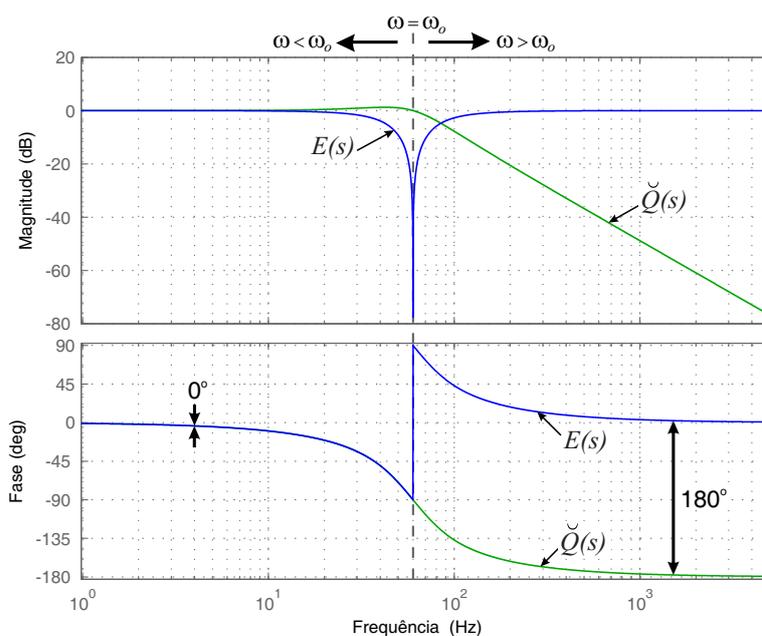


Figura 3.19: Diagrama de Bode das funções de transferência do erro ε_v , $E(s)$, e da saída $\check{Q}(s)$.

do sinal de entrada. Além disso, o valor nominal da frequência da rede é adicionado a saída da FLL como *feedforward*, ω_{ff} , para acelerar o processo de sincronização inicial.

É difícil fazer uma análise precisa do comportamento dinâmico dessa FLL devido a sua não linearidade causada pela multiplicação entre ε_v e $\check{q}v'$. No entanto, uma linearização do comportamento dinâmico médio em torno do ponto de operação $\omega_o \approx \omega$ resulta em um sistema de primeira ordem com constante de tempo $1/\Gamma$, desde de que γ seja normalizado por

$$\gamma = \frac{k_s \omega_o}{\hat{V}^{+2}} \Gamma, \quad (3.34)$$

onde \hat{V}^+ é a amplitude do sinal de entrada do SOGI e Γ é o ganho normalizado da FLL [68]. Com essa normalização desacopla-se o efeito de ω_o , k_s e \hat{V}^+ sobre a dinâmica da FLL, a qual pode ser aproximada pelo sistema de primeira ordem

$$\frac{\bar{\omega}_o(s)}{\omega(s)} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma}, \quad (3.35)$$

onde $\bar{\omega}_o$ representa o valor médio de ω_o .

A estrutura mostrada na Figura 3.18 fornece uma versão filtrada do sinal de entrada (saída v') e um sinal em quadratura com este (saída $\check{q}v'$). Além disso, tal estrutura é adaptável em frequência. A equação (3.30) sugere que a extração da componente de sequência positiva pode ser feita através de dois SOGI (*Dual SOGI* - DSOGI), um para a obtenção de v'_α e $\check{q}v'_\alpha$ e outro para v'_β e $-\check{q}v'_\beta$. Como a frequência dos sinais de entrada, v_α e v_β , são iguais, o sinal de erro de frequência de ambos SOGI podem ser combinados em uma única FLL. O diagrama final do detector de sequência positiva é mostrado na Figura 3.20. Na primeira etapa desse sistema é aplicada a transformação de *Clarke* e consideradas apenas as componentes α e β . Um SOGI-QSG é usado em cada componente de tensão para obter os sinais em quadratura e o bloco final é um calculador de sequência positiva, baseado em (3.30). A adaptação em frequência é feita por uma FLL cujo erro de frequência é obtido dos dois SOGI. Na figura também é mostrada a implementação da normalização de γ para desacoplar os efeitos sobre a dinâmica da FLL. Vale ressaltar que o termo \hat{V}^{+2} , da equação (3.35), é obtido através das componentes da tensão de sequência positiva detectada, isto é, $\hat{V}^{+2} = (v_\alpha^+)^2 + (v_\beta^+)^2$,

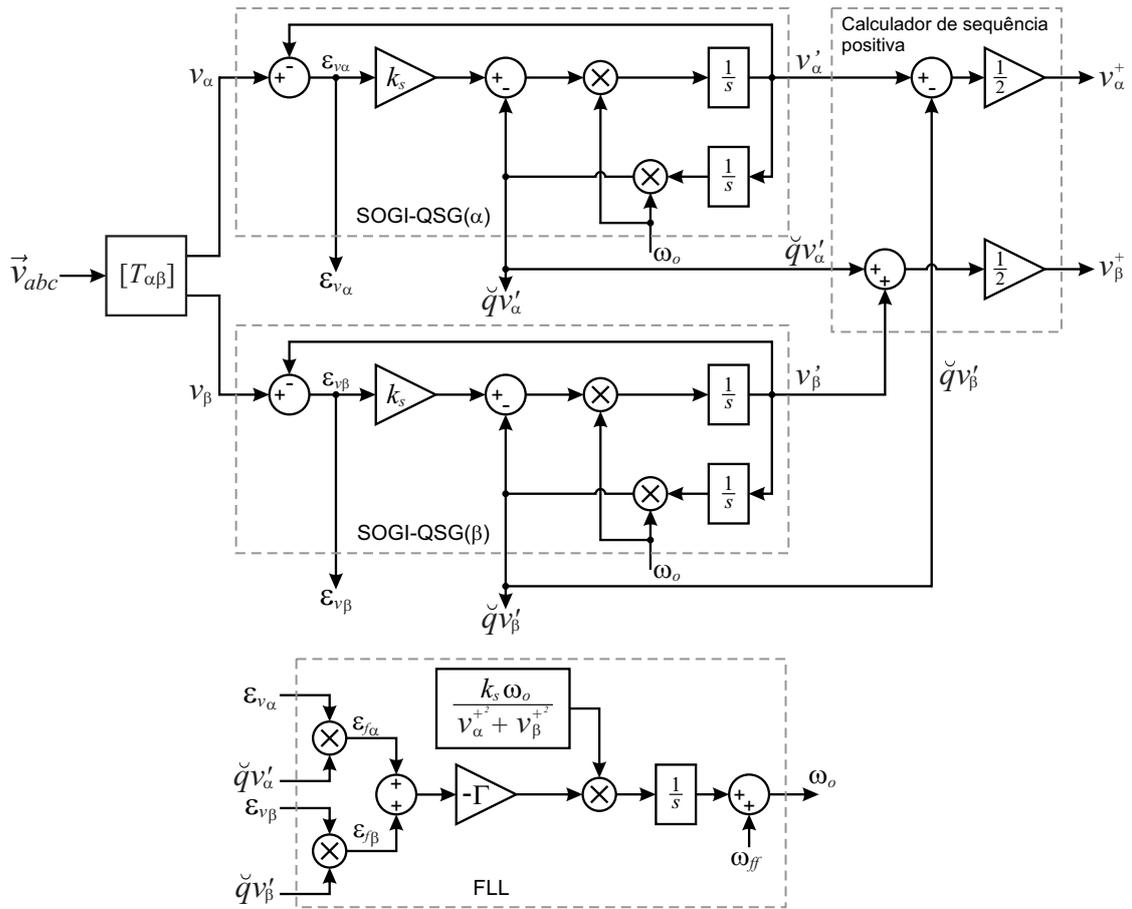


Figura 3.20: Diagrama do DSOGI-FLL para extração da componente de sequência positiva da tensão.

como mostrado na Figura 3.20.

O desempenho do DSOGI-FLL é mostrado através de duas simulações. Na primeira, a tensão de entrada do sistema é inicialmente composta por um conjunto de tensões trifásicas equilibradas com amplitude $176\sqrt{2} V$ e após quatro ciclos da fundamental esse valor aumenta para $220\sqrt{2} V$. Passados mais seis ciclos, uma componente de sequência negativa com 20% de amplitude ($44\sqrt{2} V$) é adicionada às tensões anteriores. Os parâmetros usados no DSOGI-FLL são $k_s = \sqrt{2}$ e $\Gamma = 100$. Na Figura 3.21 são mostrados os resultados obtidos para esse caso. No primeiro gráfico são mostradas as tensões da entrada do sistema em referencial abc . No segundo gráfico tem-se a componente de sequência positiva em referencial $\alpha\beta$ e o módulo do vetor tensão formado por esta componente. Note que a detecção da amplitude da sequência positiva, após o degrau de $198\sqrt{2}$ para $220\sqrt{2} V$, ocorre em menos de um ciclo. Quando surge o

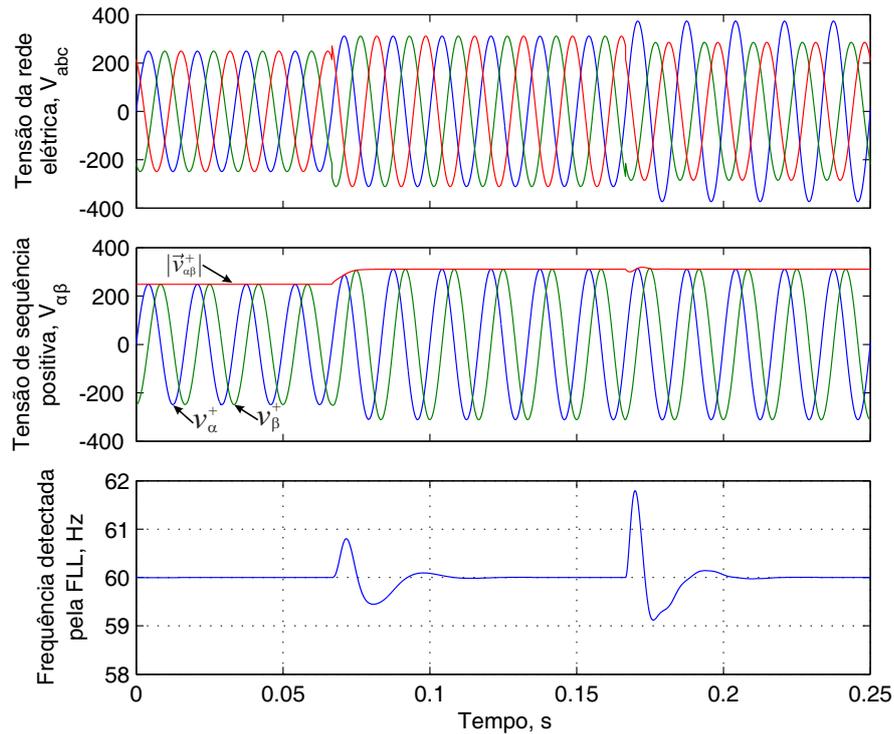


Figura 3.21: Resultados da detecção da componente de sequência positiva e frequência da rede com o DSOGI-FLL para variações de amplitude das tensões da rede.

desequilíbrio nas tensões de entrada, devido à componente de sequência negativa, é gerada uma pequena perturbação de curta duração na detecção da sequência positiva. No último gráfico é mostrada a frequência detectada pela FLL. Apesar da frequência do sinal de entrada ser mantida constante durante esta simulação, a frequência detectada pela FLL é perturbada quando há algum transitório nos sinais de entrada. Este efeito ocorre porque o erros de tensões ε_{v_α} e ε_{v_β} , usados na estimação da frequência, experimentam variações para qualquer transitório nos sinais v_α e v_β , respectivamente.

Na segunda simulação, as amplitudes das tensões de entrada são mantidas constantes em $220\sqrt{2}V$ e não há componente de sequência negativa. A frequência inicial das tensões é $60Hz$ e após cinco ciclos esta frequência passa a aumentar em rampa com uma taxa de $30Hz/s$ até estabilizar em $63Hz$. Esta perturbação tem pouco efeito sobre a estimação da componente de sequência positiva da tensão, como pode ser observado nos resultados mostrados na Figura 3.22. Porém, o erro na detecção da frequência, $f_o = \omega_o/2\pi$, é significativo. Nessas simulações é usado um integrador

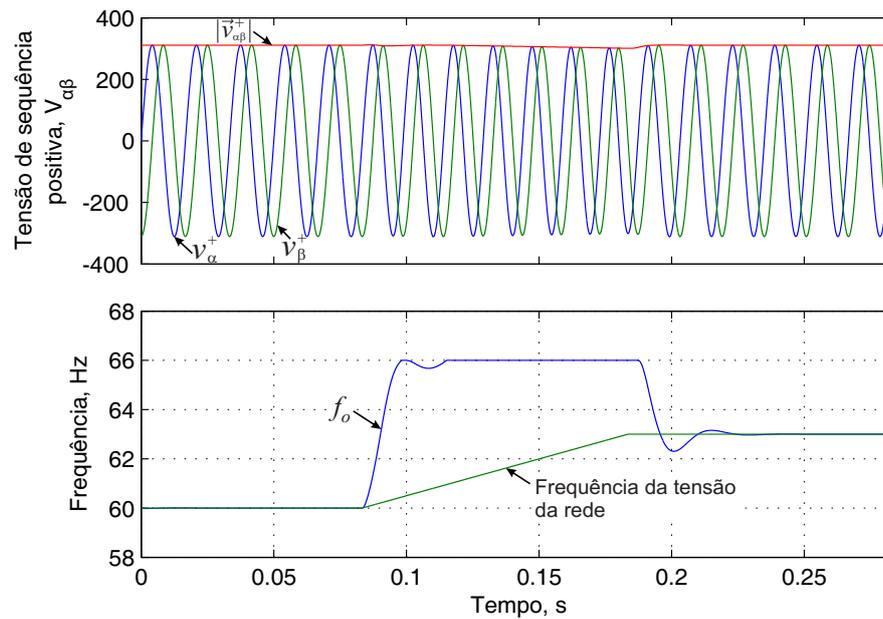


Figura 3.22: Resultados da detecção da componente de sequência positiva e frequência da rede com o DSOGI-FLL para variações de frequência da rede.

com saturação de $\pm 10\% \omega_{ff}$ na FLL para limitar o valor da frequência estimada, por isso que f_o satura em $66Hz$. Contudo, observa-se que logo que a frequência da rede estabiliza, a saída da FLL converge rapidamente para a nova frequência de entrada.

3.4 Conversor Mestre Operando no Modo de Ilhamento

Quando a rede elétrica principal não está disponível, seja devido a uma falta ou por não atender aos requisitos de qualidade de energia, a microrrede é desconectada da rede principal e passa a operar de forma autônoma. Neste modo de operação, todas as cargas dentro da microrrede são alimentadas por fontes de geração distribuída ou sistemas de armazenamento de energia. Essas fontes são controladas em corrente e necessitam de uma fonte de tensão para operarem e como a rede já não está disponível, o CM é o responsável por assumir o papel de ditar a tensão e a frequência da microrrede. Portanto, o CM deve ser controlado em tensão quando a microrrede opera no modo de ilhamento. Na Subseção 3.2.3 é detalhada a estratégia de controle de tensão para o VSI. Nesta seção é apresentado como obter a referência de tensão para esse controle.

Remetendo-se à estrutura do SOGI mostrada na Figura 3.16, e suas funções de transferência, (3.31) e (3.32), observa-se que o polinômio característico de tais funções representa um sistema de segunda ordem com coeficiente de amortecimento $\xi = k_s/2$. Segundo a teoria de controle, para $\xi = 0$ esse sistema torna-se não amortecido e passa a oscilar indefinidamente com frequência ω_o , [69]. De fato, segundo o diagrama da Figura 3.16, se $k_s = 0$ a saída v' passa a apresentar um comportamento ditado por

$$\frac{d^2v'(t)}{dt^2} + \omega_o^2v'(t) = 0. \quad (3.36)$$

Essa equação diferencial de segunda ordem tem resposta do tipo

$$v'(t) = A_1 \cos \omega_o t + A_2 \sin \omega_o t, \quad (3.37)$$

onde A_1 e A_2 são constantes reais ou complexas. Para a outra saída, \check{v}' , tem-se

$$\begin{aligned} \check{v}'(t) &= -\frac{1}{\omega_o} \frac{dv'(t)}{dt} \\ &= A_1 \sin \omega_o t - A_2 \cos \omega_o t. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Considerando que k_s torna-se zero em $t = t_0$, para $t < t_0$ o SOGI está operando normalmente e suas saídas são

$$v'(t) = A \cos(\omega t) \quad (3.39)$$

$$\check{v}'(t) = A \sin(\omega t), \quad (3.40)$$

onde A é a amplitude das tensões de saída do SOGI.

No instante $t = t_0$ (3.37) deve apresentar o mesmo valor de (3.39), assim como, (3.38) deve apresentar o mesmo valor de (3.40). Portanto, resulta que as constantes de (3.37) e (3.38) são

$$A_1 = A \cos \psi \quad (3.41)$$

$$A_2 = -A \sin \psi, \quad (3.42)$$

onde $\psi = (\omega - \omega_o)t_0$. Substituindo essas constantes em (3.37) e (3.38) tem-se

$$v'(t) = A \cos(\omega_o t + \psi) \quad (3.43)$$

$$\check{v}'(t) = A \sin(\omega_o t + \psi), \quad (3.44)$$

para todo $t > t_0$. Logo, conclui-se que quando k_s torna-se zero, as saídas do SOGI continuam oscilando com a mesma amplitude do instante anterior a esta mudança, a frequência muda de ω para ω_o e pode haver um salto de fase ψ . Geralmente a frequência da rede, ω , é aproximadamente igual a ω_o , portanto, $\psi = (\omega - \omega_o)t_0$ é aproximadamente nulo.

Essa análise revela que o SOGI da Figura 3.16 pode ser usado como um oscilador senoidal apenas modificando k_s para 0. Outro fato interessante é que a amplitude do sinal das saídas v' e \check{v}' é mantida constante e igual ao valor imediatamente anterior à mudança de k_s para 0.

Supondo que tem-se disponível um sinal (*CFD - Condição de falta detectada*) que indica a situação da rede elétrica principal conforme a seguinte definição:

$$CFD \begin{cases} 0, & \text{Condição normal} \\ 1, & \text{Condição de falta} \end{cases} \quad (3.45)$$

onde *falta* representa qualquer condição indesejada da rede principal que necessite a desconexão da microrrede. O sinal *CFD* pode ser usado para anular os ganhos k_s do DSOGI e fazer com que passem a operar como osciladores. Na realidade, uma pequena modificação é feita para que *CFD* anule os erros ε_{v_α} e ε_{v_β} (ver Figura 3.20) em vez dos ganhos k_s . Observe que, do ponto de vista do SOGI, essa mudança é irrelevante, porém ao anular os erros ε_{v_α} e ε_{v_β} , a entrada do integrador da FLL também é anulada e a saída ω_o mantém-se no valor anterior a detecção da falta.

Feitas as modificações na estrutura do DSOGI-FLL descritas acima, seu desempenho como gerador de referência é avaliado considerando um cenário de falta em que a tensão de sequência positiva diminui de $220\sqrt{2}V$ para $0,7 \cdot 220\sqrt{2}V$ com o surgimento de uma componente de sequência negativa de $44\sqrt{2}V$. Também é considerado que o tempo de detecção da falta leva meio ciclo da fundamental. Os resultados obtidos nessa simulação são mostrados na Figura 3.23. Após a ocorrência da falta, a tensão de sequência positiva diminui e o DSOGI-FLL vai convergindo para o novo valor pós-falta. Quando o detector de falta percebe essa ocorrência, *CFD* muda para 1 e o DSOGI-FLL passa a gerar a tensão de referência sem influência das tensões

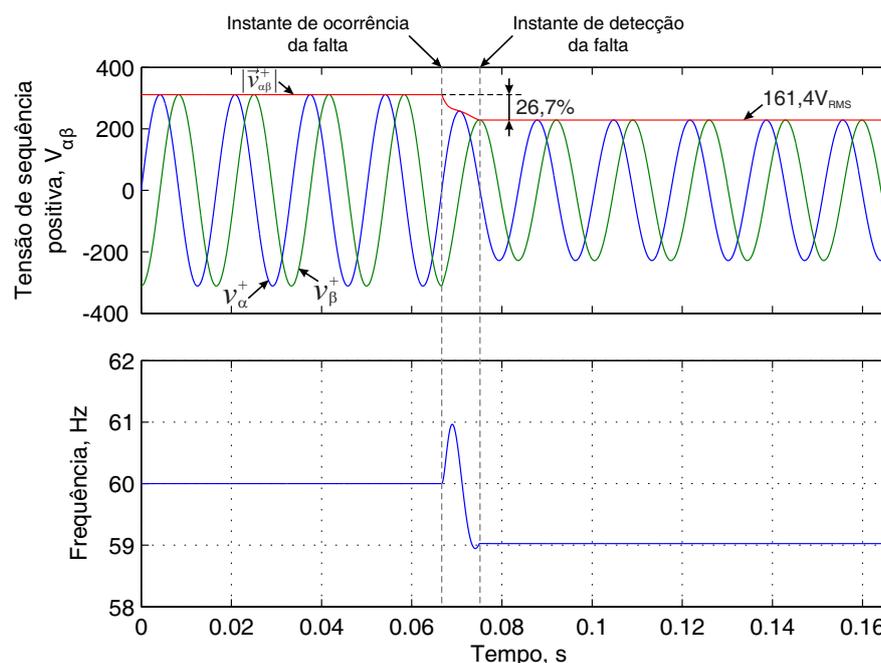


Figura 3.23: Resultados do gerador de referência de tensão durante uma falta que resulta em uma redução da tensão de sequência positiva de 30% e $44\sqrt{2}V$ de sequência negativa.

de entrada. Como pode ser observado na figura, a amplitude e a frequência do sinal de referência divergem muito dos valores nominais desejados porque a falta só é detectada um tempo depois de sua ocorrência. Vale ressaltar também que embora a frequência das tensões da rede não terem experimentado nenhuma variação, a frequência estimada ω_o varia devido à perturbação produzida pela variação de tensão e quando CFD vai para 1, ω_o pode estar distante do valor esperado.

Para contornar os problemas citados, duas modificações na estrutura original do DSOGI-FLL são feitas. A primeira modificação é incluir um controlador de amplitude nos SOGI-QSG, conforme indicado na Figura 3.24. A amplitude da tensão de sequência positiva é comparada com o valor desejado e o erro aplicado a um controlador proporcional de ganho k_p , cuja saída, c_{Amp} é aplicada aos SOGI-QSG das componentes α e β . Quando $CFD = 1$ o sinal v' é realimentado para o SOGI, fazendo com que sua amplitude evolua até o erro de tensão anular. A dinâmica desse processo é determinada pelo produto dos ganhos $k_p k_s$. Note que para $CFD = 0$, o sistema comporta-se exatamente como o SOGI-QSG da Figura 3.16.

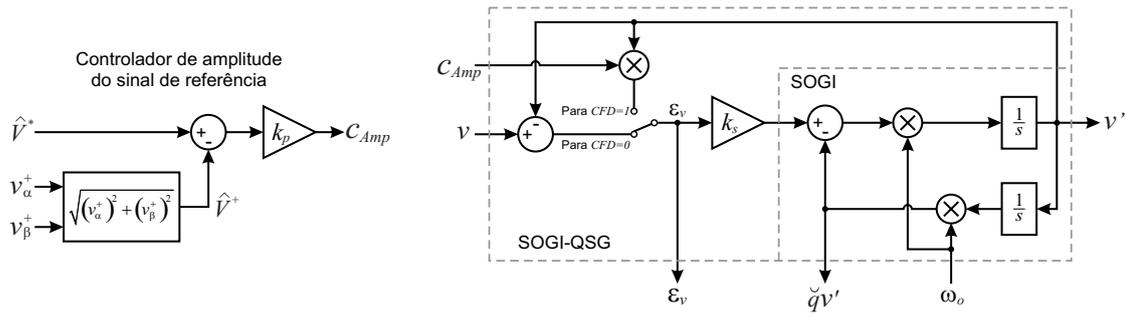


Figura 3.24: Modificação no SOGI-QSG para incluir a compensação de amplitude do sinal de referência quando o mesmo opera como oscilador.

A segunda modificação é feita na FLL. Quando $CFD = 1$ uma chave muda de posição e o erro de frequência não atua sobre o integrador da FLL, conforme ilustra a Figura 3.25. Além disso, uma realimentação negativa com ganho k_z é adicionada ao integrador para forçar sua saída a zero. Quando isto ocorre tem-se $\omega_o = \omega_{ff}$, que corresponde a frequência nominal do sistema. A dinâmica desse sistema é exclusivamente ditada por k_z que define a constante de tempo como sendo $\tau = 1/k_z$. Considerando o tempo de estabilização igual a quatro constantes de tempo, tem-se

$$t_s = \frac{4}{k_z}. \quad (3.46)$$

Considerando o mesmo cenário da simulação anterior, as modificações na estrutura do DSOGI-FLL descritas levam aos resultados mostrados na Figura 3.26. Nessa nova simulação é adotado $k_p = 0,005$ e $k_z = 240$. Como pode ser observado no primeiro gráfico da Figura 3.26, após a detecção da falta o módulo da tensão de referência gerada pelo SOGI-FLL retorna ao valor nominal em menos de um ciclo. A frequência desse

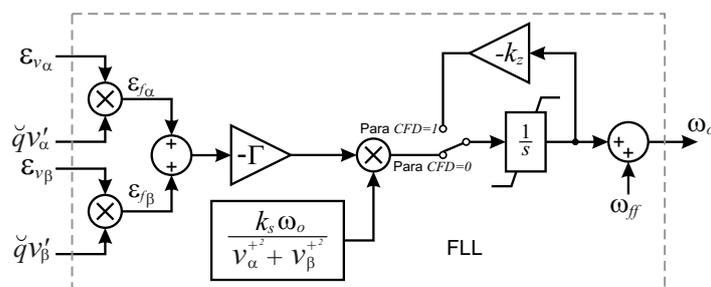


Figura 3.25: Modificação na FLL para incluir a compensação de frequência do sinal de referência quando o DSOGI-FLL opera como oscilador.

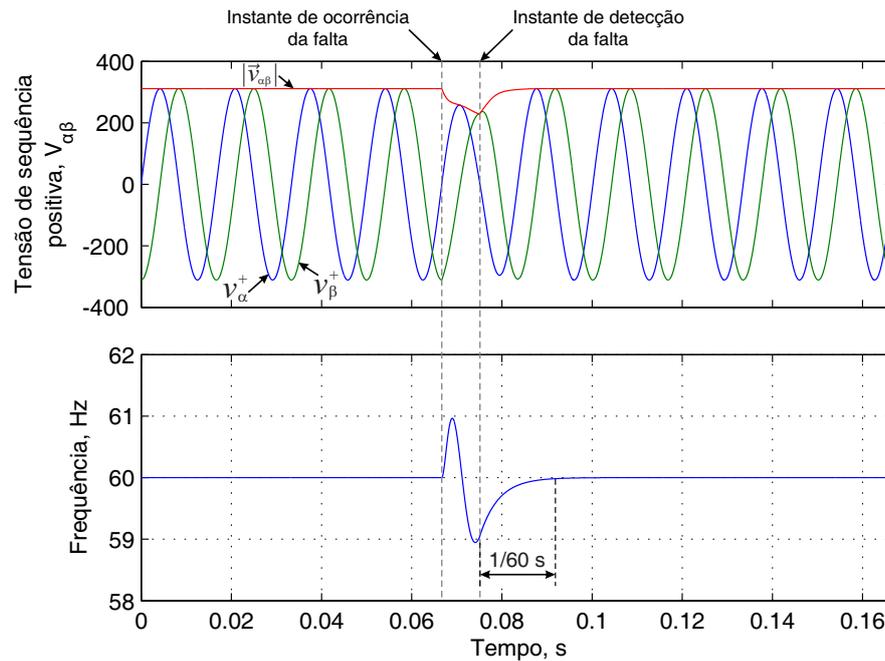


Figura 3.26: Resultados do gerador de referência de tensão com a FLL proposta, durante uma falta que resulta em uma redução da tensão de sequência positiva de 30% e $44\sqrt{2}V$ de sequência negativa.

o sinal converge para o valor nominal em aproximadamente um ciclo, pois k_z é escolhido de forma a ter $t_s = 1/60$ s, conforme é mostrado no segundo gráfico da Figura 3.26. É importante ressaltar que os valores nominais da amplitude e frequência da tensão de referência são alcançados sem descontinuidades, transitórios rápidos ou oscilações.

3.5 Sistema de Detecção de Falta

O projeto do sistema de proteção da microrrede é complexo e difere do procedimento convencional adotado para as redes elétricas de média e baixa tensão. O principal motivo desta diferença é devido a baixa capacidade de corrente de curto-circuito dos inversores que são usados como interface entre a fonte primária de energia e o barramento CA da microrrede. Além disso, as características da microrrede mudam bastante dependendo do modo de operação, conectada ou isolada da rede elétrica principal. No projeto do sistema de proteção da microrrede deve-se levar em conta aspectos de viabilidade econômica com base na sensibilidade a distúrbios das cargas que compõem a microrrede. Com isso é definido o grau de

complexidade e eficácia necessários da proteção. Contudo, independentemente da complexidade da proteção exigida pela microrrede, a desconexão da rede principal por sobretensão/subtensão é mandatória segundo alguns padrões técnicos, por exemplo, o padrão SEMI F47 [70] e a curva CBEMA [71]. A desconexão também é necessária quando há sobrefrequência/subfrequência ou um curto-circuito no alimentador de entrada da microrrede [72]. Tendo isso em vista, essa seção apresenta a proposta do sistema de proteção básico de uma microrrede: um detector de falta (DF) por sobretensão/subtensão, sobrefrequência/subfrequência ou desequilíbrio de tensão no alimentador de entrada. Vale salientar que o sistema apresentado aqui contempla apenas algumas das proteções da microrrede e não deve ser a única. Além disso, o projeto do sistema de proteção deve garantir uma operação coordenada dos vários dispositivos de proteção usados na microrrede.

O sistema de detecção de falta proposto neste trabalho é parte integrante do AIC e está interligado com os demais blocos conforme mostrado na Figura 3.27. Este sistema monitora continuamente a tensão no PCC e verifica se a mesma atende aos requisitos predefinidos. Quando ocorre uma falta na rede elétrica principal que resulte em uma tensão inadequada à microrrede, o DF envia um sinal ($CFD = 1$) ao sistema de gerenciamento e controle (SGC) que será responsável por desconectar a microrrede. Note que nesse caso as tensões da rede elétrica e da microrrede tornam-se distintas devido à abertura de S_1 . Quando a tensão da rede retorna às condições normais o DF percebe essa condição e muda CFD para zero, dando início ao processo de

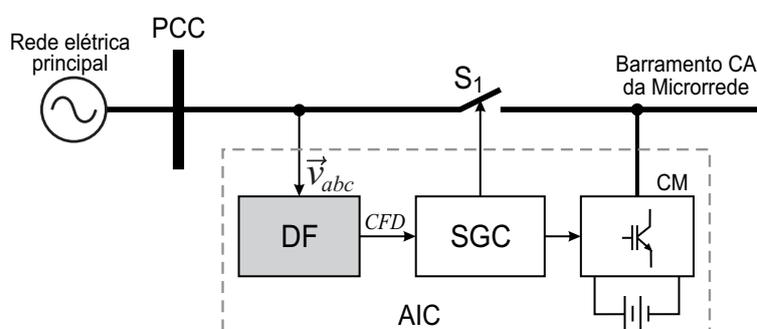


Figura 3.27: Disposição do detector de falta no AIC.

ressincronização por parte do SGC.

3.5.1 Detecção da Amplitude das Componentes de Sequência da Tensão no PCC

Na seção anterior é mostrado como o DSOGI-FLL é capaz de detectar a tensão de sequência positiva e a frequência das tensões da rede. Devido à sua simplicidade, facilidade de implementação e robustez, esse é um bom sistema para servir de base para o DF. Contudo, algumas modificações devem ser consideradas para adequar às necessidades desta nova aplicação. É importante salientar que o DF possui outro DSOGI-FLL, que é diferente do DSOGI-FLL usado para sincronização e para geração da tensão de referência do CM.

A componente de sequência positiva das tensões pode ser determinada por (3.30), conforme mostrado na Subseção 3.3.3, e é repetida aqui por conveniência. A componente de sequência negativa pode ser obtida de forma semelhante, como mostrado a seguir.

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\check{q} \\ \check{q} & 1 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta} \quad (3.47)$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \check{q} \\ -\check{q} & 1 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta}. \quad (3.48)$$

Observando a semelhança entre estas equações, conclui-se que é possível usar um único DSOGI-FLL para obtenção de ambas componentes de sequência. A diferença desse novo sistema em relação ao da Figura 3.20 seria a adição do calculador de sequência negativa, o qual é derivado de (3.48).

Para determinar se a rede está sob condição de falta é necessário observar os módulos das componentes de sequência, os quais são determinados por

$$\hat{V}^+ = |\vec{v}_{\alpha\beta}^+| = \sqrt{v_{\alpha}^{+2} + v_{\beta}^{+2}} \quad (3.49)$$

$$\hat{V}^- = |\vec{v}_{\alpha\beta}^-| = \sqrt{v_{\alpha}^{-2} + v_{\beta}^{-2}}. \quad (3.50)$$

Estes dados, juntamente com a frequência estimada, são comparados com os limites permissíveis e caso algum esteja fora de tais limites é definida uma condição de falta

com $CFD = 1$, caso contrário, tem-se $CFD = 0$.

Um ponto importante a ser definido neste sistema de proteção é seu tempo de atuação e para tal faz-se necessário um estudo do comportamento dinâmico do DSOGI-FLL. Considerando a estrutura do SOGI-QSG da Figura 3.16, com ω_o constante, a resposta a uma entrada do tipo

$$v(t) = u(t)A \sin \omega t, \quad (3.51)$$

onde $u(t)$ é a função degrau unitário e A é uma constante, é

$$v'(t) = A \sin(\omega t) - \frac{A}{\lambda} \sin(\lambda \omega t) e^{-\frac{k_s \omega_o}{2} t} \quad (3.52)$$

$$\check{v}'(t) = A \cos(\omega t) - A \left[\cos(\lambda \omega t) + \frac{k_s}{2\lambda} \sin(\lambda \omega t) \right] e^{-\frac{k_s \omega_o}{2} t} \quad (3.53)$$

onde $\lambda = \sqrt{4 - k_s^2}/2$ para $k_s < 2$. Observa-se que os últimos termos de (3.52) e (3.53) decaem exponencialmente e para $t \rightarrow \infty$ tem-se $v'(t) = v(t)$ e $\check{v}'(t) = v(t + \pi/(2\omega))$.

A constante de tempo de decaimento da exponencial é

$$\tau = \frac{2}{k_s \omega_o}. \quad (3.54)$$

Aproximando o tempo de acomodação por 5τ [69], tem-se

$$t_s = \frac{10}{k_s \omega_o} \quad (3.55)$$

para ambas as saídas v' e \check{v}' . Logo, considerando ω_o constante, o tempo de acomodação passa a depender de k_s . Essa aproximação é possível já que ω_o varia pouco em torno do seu valor nominal.

A análise descrita para a determinação de t_s considerou apenas as saídas de um SOGI. No entanto, para a determinação de \hat{V}^+ e \hat{V}^- são necessários dois SOGI e as expressões (3.49) e (3.50) tornam o sistema não linear. Contudo t_s , calculado segundo (3.55), ainda é uma boa aproximação para o tempo de acomodação dos sinais \hat{V}^+ e \hat{V}^- como demonstrado na Figura 3.28. Nessa figura é mostrada a evolução de \hat{V}^+ quando um degrau de um sinal senoidal, trifásico, equilibrado e de amplitude unitária é aplicado à entrada do DSOGI. Observa-se que quanto maior o valor de k_s menor é o tempo de resposta do sistema e maior é o sobressinal (*overshoot*). Como o objetivo

do DF é possuir velocidade de resposta rápida, o valor de k_s deve ser alto. O valor adotado neste trabalho é $k_s = \sqrt{3}$, o qual resulta em $t_s = 15,3ms$. Vale salientar que nessa aplicação, onde \hat{V}^+ e \hat{V}^- são comparados com constantes para determinar CFD , o tempo de subida, t_r , é mais relevante pois indica a primeira vez que a variável atinge seu valor final. Note que esse tempo é inferior a t_s quando $k_s > \sqrt{2}$, já que o sistema passa a ser subamortecido. É difícil determinar t_r devido à não linearidade do sistema. Para o caso da Figura 3.28 com $k_s = \sqrt{3}$, tem-se $t_r = 8,08ms$.

Durante o regime transitório o DSOGI apresenta um acoplamento entre as componentes de sequência positiva e negativa detectadas, conforme mostrado na Figura 3.29. Em $t = 50ms$ a tensão de sequência positiva cai $0,1pu$ enquanto que a componente de sequência negativa é mantida em zero. Porém, observa-se que durante esse transitório \hat{V}^- é perturbado e atinge um pico de $0.035pu$. Em $t = 150ms$ a tensão de sequência negativa aumenta $0,1pu$ enquanto que a componente de sequência positiva é mantida constante e observa-se que o valor estimado \hat{V}^+ é perturbado. Para minimizar o efeito desse acoplamento entre a detecção das componentes de sequência são usados dois filtros passa-baixas *Bessel* de 2^a -ordem em \hat{V}^+ e \hat{V}^- , resultando em \hat{V}_f^+ e \hat{V}_f^- , respectivamente. Esses filtros também podem ser usados, caso necessário,

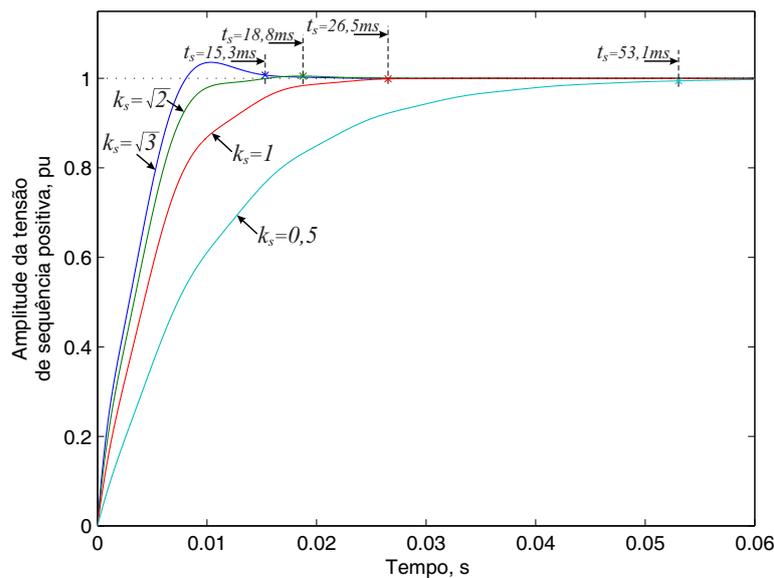


Figura 3.28: Resposta da detecção da amplitude da componente de sequência positiva a um degrau unitário para $\omega_o = 2\pi 60$ e variando k_s .

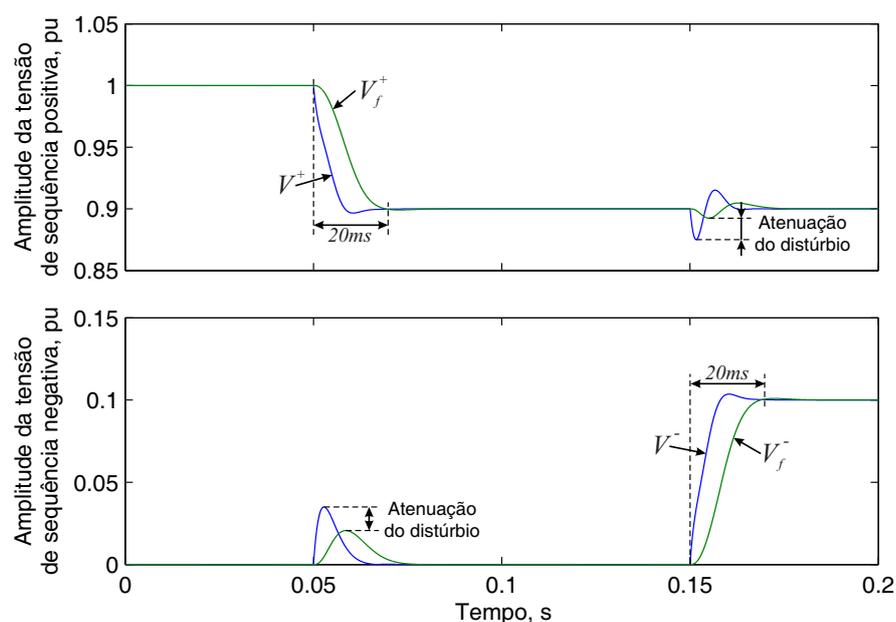


Figura 3.29: Acoplamento entre a detecção da componente de sequência positiva e negativa.

para ajustar o tempo de atuação da proteção aumentando-o. Os filtros usados para obtenção dos resultados mostrados na Figura 3.29 possuem tempo de acomodação de $15ms$. Observa-se que tanto para \hat{V}_f^+ quanto para \hat{V}_f^- , tem-se $t_r = 20ms$.

É importante ressaltar que o tempo de detecção da falha também depende da magnitude da falta, ou seja, uma falta mais severa, que resulta em um maior afundamento de tensão, é detectada mais rapidamente. Isso pode ser verificado no exemplo da Figura 3.30, onde é mostrado \hat{V}_f^+ para um afundamento de $0,2 pu$ e outro de $0,8 pu$ da tensão nominal. É considerado um limite inferior de $0,9 pu$ como limiar de atuação (mudança de CFD para 1). O tempo de atuação para o afundamento de $0,2 pu$ é de aproximadamente $3ms$, enquanto que para o afundamento de $0,8 pu$ esse tempo é menor que $0,5ms$. Esses tempos são bem inferiores a t_s e demonstram como o DF pode ser rápido. Fica evidente que t_s é um valor de referência que indica o máximo tempo de atuação quando os níveis de tensão ou frequência ultrapassam seus limites.

3.5.2 Detecção da Frequência da Tensão no PCC

Usando a normalização para o ganho da FLL abordada na Subseção 3.3.3, obtém-se uma aproximação para seu comportamento dinâmico segundo um sistema de primeira

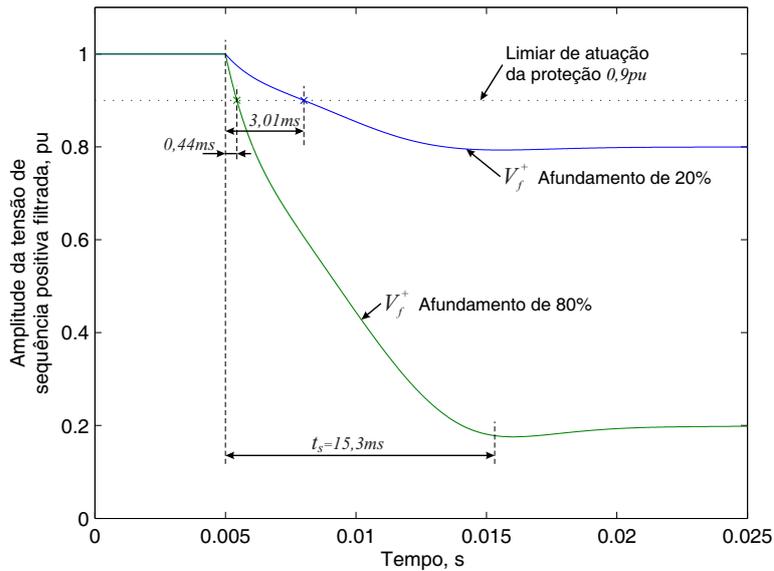


Figura 3.30: Tempo de detecção de um afundamento de tensão para diferentes níveis de afundamento.

ordem com constante de tempo $1/\Gamma$, conforme indica (3.35). Portanto, o tempo de acomodação para a frequência estimada é

$$t_{s_{FLL}} = \frac{5}{\Gamma}. \quad (3.56)$$

A estimação correta da frequência requer pelo menos um ciclo da fundamental, logo a dinâmica da FLL deve ser lenta. Além disso, a escolha de uma dinâmica lenta desacopla o efeito de ω_o sobre a estimação de \hat{V}^+ e \hat{V}^- . O valor adotado neste trabalho é $\Gamma = 125 s^{-1}$, o qual resulta em $t_{s_{FLL}} = 40ms$. Outro fato importante é que ω_o varia bastante, seja devido a variações da frequência da tensão de entrada ou devido a distúrbios de amplitude dos sinais de entrada. Portanto, também é usado um filtro Bessel de 2ª-ordem para obter uma componente filtrada de ω_o , a qual é designada por ω_{of} . Devido a dinâmica lenta da estimação da frequência, o tempo de acomodação deste filtro de 2ª-ordem é ajustado para $80ms$ (duas vezes $t_{s_{FLL}}$).

3.5.3 Comparadores

Cada sinal com as informações das componentes de sequência e frequência (\hat{V}_f^+ , \hat{V}_f^- e ω_{of}) é comparado com seus respectivos limites: se eles estão dentro da faixa permitível a saída do comparador correspondente é 0, caso contrário é 1. As comparações são feitas

por comparadores com histerese para evitar oscilações rápidas em suas saídas devido a possíveis ruídos. As funções características destes comparadores, cujas saídas são designadas por $C_{\hat{V}^+}$, $C_{\hat{V}^-}$ and C_ω , são mostradas na Figura 3.31. Considerando o comparador da tensão de sequência positiva, quando a tensão da rede torna-se menor que o limite inferior (V_{MIN}), $C_{\hat{V}^+}$ torna-se 1 indicando uma condição de falta. A partir deste instante, mesmo que \hat{V}_f^+ ultrapasse V_{MIN} , $C_{\hat{V}^+}$ continua em 1 e apenas retornará a 0 quando $\hat{V}_f^+ \geq V_{MIN_h}$. Comportamento semelhante ocorre para detecção do limite superior de \hat{V}_f^+ . Já para a componente de sequência negativa tem-se apenas a comparação do limite superior, pois o valor nominal dessa componente é zero. O comparador usado para a frequência é igual ao da componente de sequência positiva, com limites inferiores e superiores.

A saída do DF, sinal CFD , é a soma digital da saída de cada comparador,

$$CFD = C_{V^+} + C_{V^-} + C_\omega. \quad (3.57)$$

Portanto, tem-se $CFD = 0$ em condições normais da rede elétrica principal e $CFD = 1$ quando um dos requisitos de tensão ou frequência não atende os limites predefinidos.

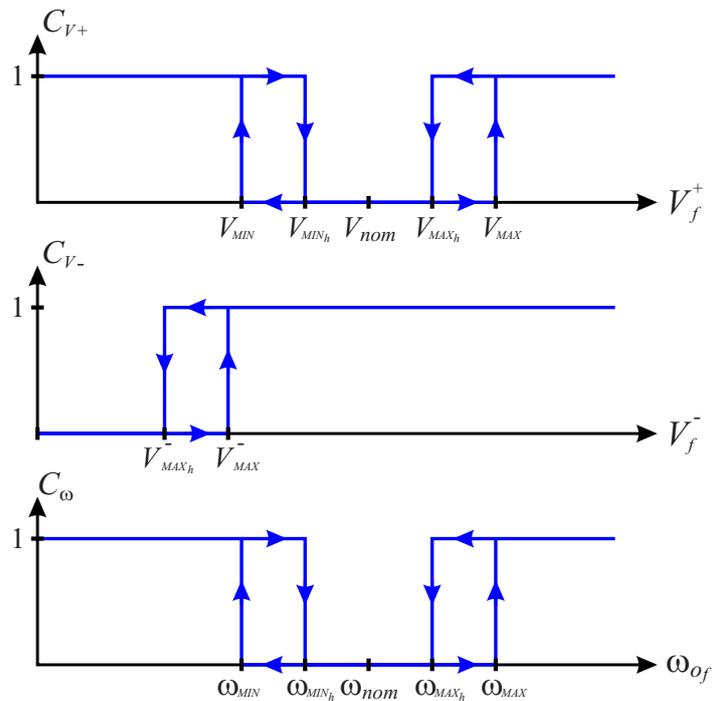


Figura 3.31: Função característica dos comparadores.

O sistema completo do DF é mostrado na Figura 3.32. As tensões trifásicas no PCC são medidas e transformadas para o referencial estacionário $\alpha\beta$ e um SOGI é usado para obter as componentes em quadratura de ambas as tensões, v_α e v_β . Os calculadores de sequência positiva e negativa são obtidos conforme (3.47) e (3.48), respectivamente. Posteriormente são determinados os módulos dessas componentes e usados por filtros passa-baixas (LPF - *Low-pass filter*). A frequência estimada pela FLL também é filtrada. Cada sinal é aplicado a um comparador com histerese, cuja soma das saídas determina o valor de C_{FD} .

3.5.4 Avaliação do Comportamento do Detector de Falta

Nessa seção é avaliado o comportamento do sistema completo de detecção de falta, mostrado na Figura 3.32, frente a variações da amplitude das tensões e frequência. Os principais parâmetros do sistema são mostrados na Tabela 3.3. Na primeira simulação são considerados quatro estágios distintos: inicialmente as tensões são balanceadas com amplitude nominal; após três ciclos, a componente de sequência positiva cai para 80% (afundamento de 20%) e retorna ao seu valor nominal em $t = 120\text{ ms}$; no último estágio, ($180 \leq t < 200\text{ ms}$), as tensões tornam-se desbalanceadas com 20% de componente de sequência negativa. Na Figura 3.33 são mostradas as tensões no PCC em referencial $\alpha\beta$,

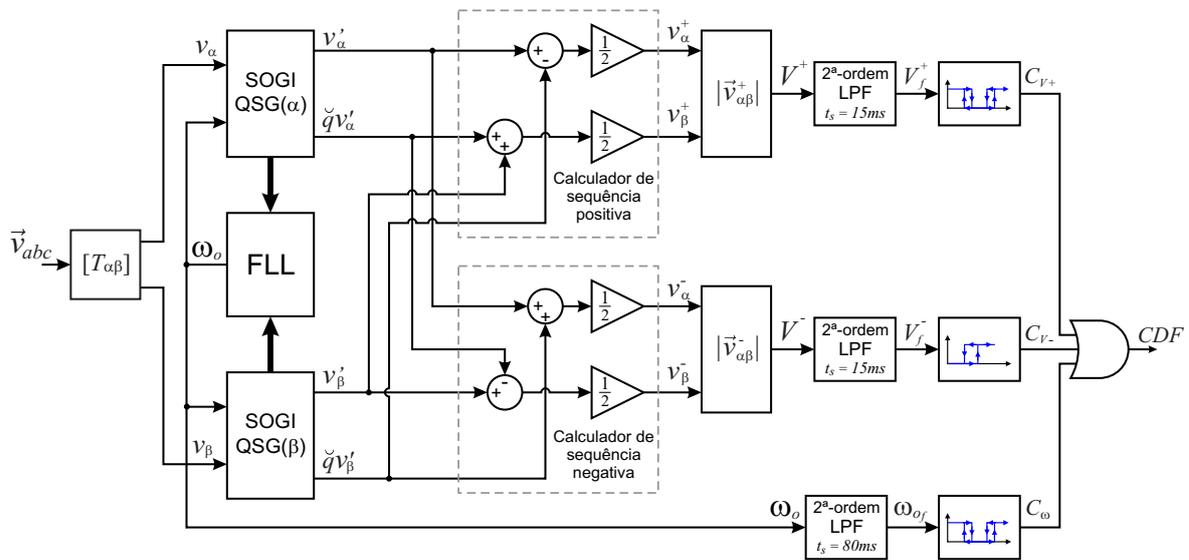


Figura 3.32: Diagrama completo do DF proposto.

Tabela 3.3: Parâmetros usados na simulação.

Parâmetro	Valor
Amplitude nominal da tensão fase-neutro da rede, \hat{V}_s	$220\sqrt{2}V$
Frequência nominal da rede, ω_s	$2\pi 50 \text{ rad/s}$
Ganho do SOGI, k_s	$\sqrt{3}$
Ganho da FLL, Γ	125 s^{-1}
V_{MAX}	$1.10 \hat{V}_s$
V_{MAX_h}	$1.05 \hat{V}_s$
V_{MIN}	$0.90 \hat{V}_s$
V_{MIN_h}	$0.95 \hat{V}_s$
V_{MAX}^-	$0.15 \hat{V}_s$
$V_{MAX_h}^-$	$0.10 \hat{V}_s$
ω_{MAX}	$1.010 \omega_s$
ω_{MAX_h}	$1.005 \omega_s$
ω_{MIN}	$0.990 \omega_s$
ω_{MIN_h}	$0.995 \omega_s$

as componentes \hat{V}_f^+ , \hat{V}_f^- e a frequência ω_{of} . As linhas verticais pontilhadas indicam os quatro estágios da simulação. Note que quando a tensão de sequência positiva afunda, ambas componentes e a frequência são perturbadas devido ao acoplamento que há na estimação dessas grandezas. Porém esses distúrbios indesejados são pequenos, devido aos LPF, e portanto não ultrapassam seus respectivos limites. No último gráfico da Figura 3.33 é mostrada a variável CFD . Observa-se que o sistema proposto é capaz de detectar as condições de falta em menos de um ciclo da fundamental, tanto para o afundamento quanto para o desequilíbrio de tensão.

A resposta do DF para variação da frequência das tensões no PCC é mostrada na Figura 3.34. Nessa simulação a frequência da rede sofre um salto de 1,5% em $t = 0,6 \text{ s}$. Note que as perturbações sobre a detecção das componentes de tensão são baixas. A frequência estimada, $f_o = \omega_o/(2\pi)$, e sua versão filtrada $f_{of} = \omega_{of}/(2\pi)$, são mostradas no quarto gráfico da Figura 3.34, onde pode ser observado que, apesar do comportamento oscilatório de f_o , o tempo de acomodação corresponde ao previsto ($t_{s_{FLL}} = 40 \text{ ms}$). Além disso, o tempo de acomodação de f_{of} coincide com a dinâmica

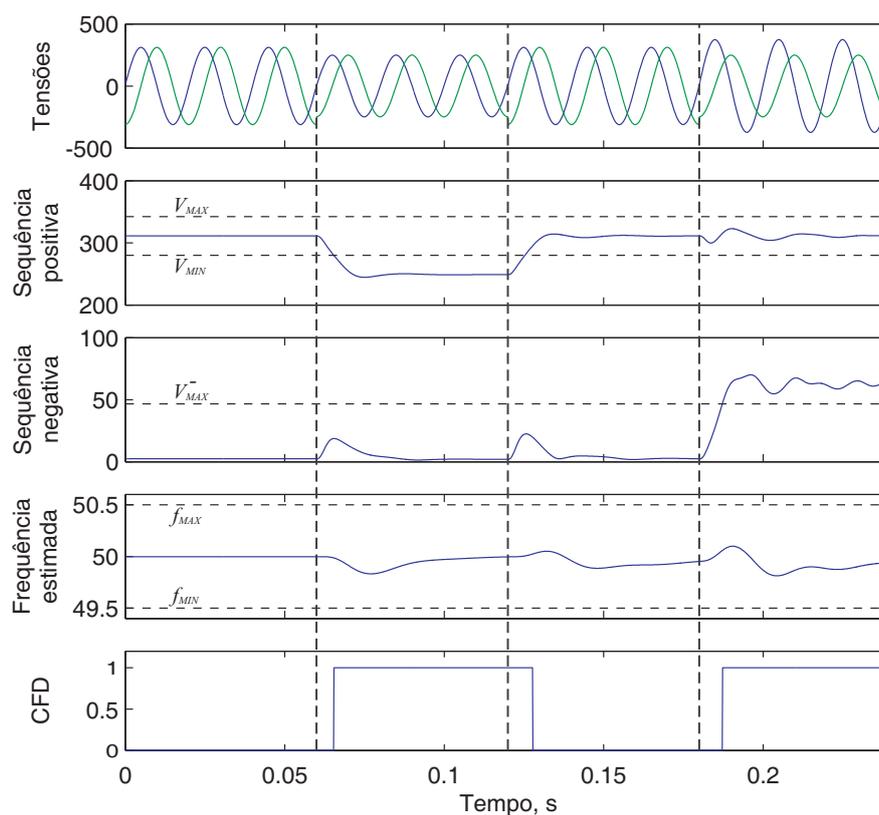


Figura 3.33: Resposta do DF para um degrau na tensão de sequência positiva e negativa.

do seu LPF, já que sua dinâmica é mais lenta que a da FLL. Quando f_{of} ultrapassa o limiar predefinido CFD torna-se 1. Isso ocorre em aproximadamente 40 ms após o salto de frequência, como mostrado no último gráfico da Figura 3.34. Porém, é importante ressaltar que esse tempo de atuação também depende de quão grande é a variação de frequência.

3.6 Resultados de Simulação de uma Microrrede Baseada na Configuração Mestre-Escravo

Nas seções anteriores são apresentados os projetos dos vários blocos de controle que constituem o CM e o comportamento e desempenho destes blocos são avaliados separadamente. Nesta seção é avaliado o desempenho do sistema completo, incluindo sua conexão à rede elétrica principal, através de simulação. Em uma única simulação tem-se uma etapa em que o CM opera conectado à rede principal. Na etapa seguinte

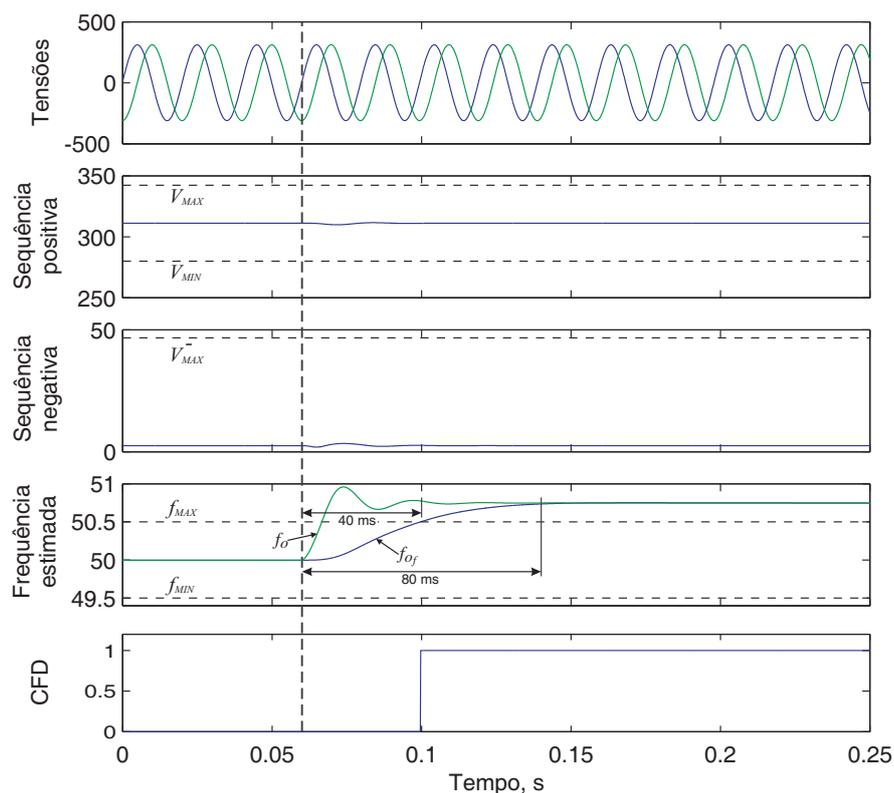


Figura 3.34: Resposta do DF para um degrau de 1,5% na frequência das tensões do PCC.

ocorre uma falha na rede e a microrrede é desconectada, passando a operar no modo de ilhamento. Na Figura 3.35 é mostrado o diagrama unifilar do sistema utilizado na simulação. O sistema elétrico de média tensão é modelado por um equivalente de Thevenin com tensão nominal de $13,8kV$ e potência de curto-circuito de $100MVA$. A microrrede é conectada à rede elétrica de média tensão através de um transformador $Dy11$ de $50MVA$. Por simplificação, a microrrede é composta apenas pelo CM e uma carga RL trifásica que demanda uma potência $S = 10kW + j2kVAR$ em $380V$.

O sistema opera inicialmente em condições normais com o CM suprindo $4kW$ de potência ativa (40% da carga) e $2kVAR$ de potência reativa. Logo, a rede elétrica supre os $6kW$ restantes com fator de potência unitário. Em $t = 150ms$ ocorre um curto bifásico entre as fases b e c no lado de média tensão. Após meio ciclo, o sistema de detecção de falta atua, abrindo a chave S_1 e isolando a microrrede do sistema. Neste mesmo instante o CM, que antes estava operando com o controle de corrente para atender as referências de potência ($P^* = 4kW$ e $Q^* = 2kVAR$), passa a operar com

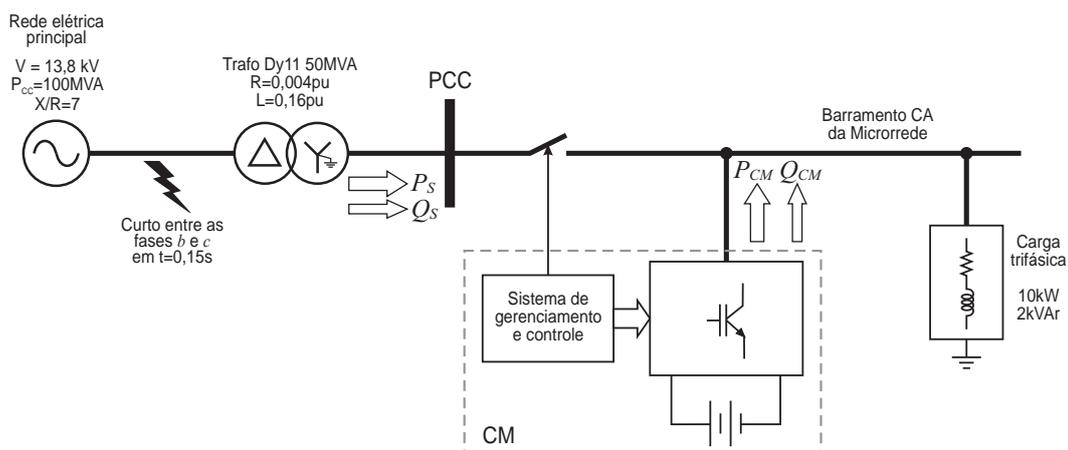


Figura 3.35: Esquema do sistema usado na simulação para avaliação do comportamento do CM diante de um curto-circuito na rede elétrica principal.

o controle de tensão para impor a tensão da microrrede e suprir toda a carga. No primeiro gráfico da Figura 3.36 são mostradas as tensões no ponto de acoplamento comum (PCC), pré e pos-falta. No segundo gráfico têm-se as tensões da microrrede,

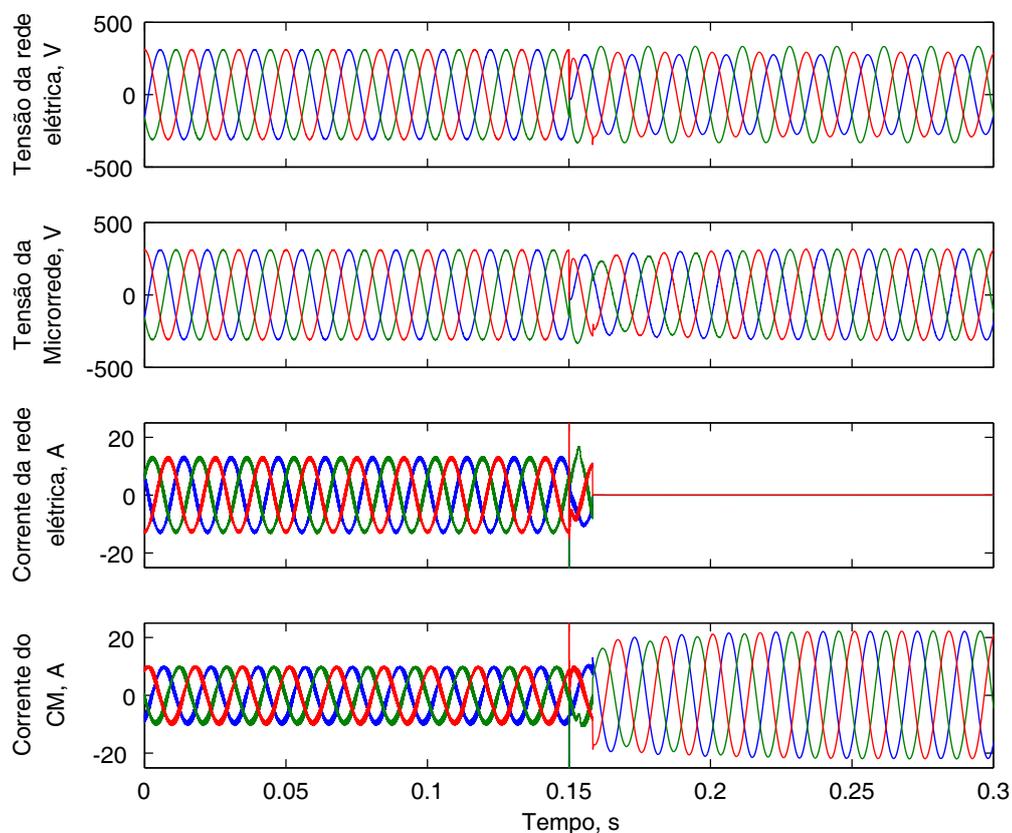


Figura 3.36: Comportamento das tensões e correntes do sistema elétrico e do CM quando ocorre um curto bifásico na rede elétrica principal e a microrrede é desconectada.

onde é possível observar que após o seu isolamento a tensão é re-estabelecida para o valor nominal, pela atuação do CM, em aproximadamente três ciclos. Nessa figura também são apresentadas as correntes no lado da rede e as correntes de saída do CM.

Na Figura 3.37 são mostrados os fluxos de potência ativa e reativa para essa simulação. Quando conectado à rede, o CM é controlado em corrente e as correntes de referência são calculadas através de (3.20) e (3.21) de forma a suprir a potência desejada. Quando ocorre a desconexão da microrrede, a parcela de potência fornecida pela rede é extinta e o CM assume toda a carga. Note que, logo após a desconexão, a componente de potência ativa fornecida pelo CM é inferior à potência nominal da carga. Isso é devido ao fato da tensão na microrrede estar abaixo do seu valor nominal nesse instante. Vale ressaltar também que este efeito depende do tipo de carga que há na microrrede. Para cargas motrizes (motores de indução ou síncronos) esse comportamento seria diferente e o transitório poderia resultar em elevados picos de potência. Tendo em vista essa possibilidade, no capítulo seguinte são apresentadas técnicas para limitar a potência de saída dos conversores da microrrede.

O comportamento do DSOGI-FLL é apresentado na Figura 3.38. Até o instante de

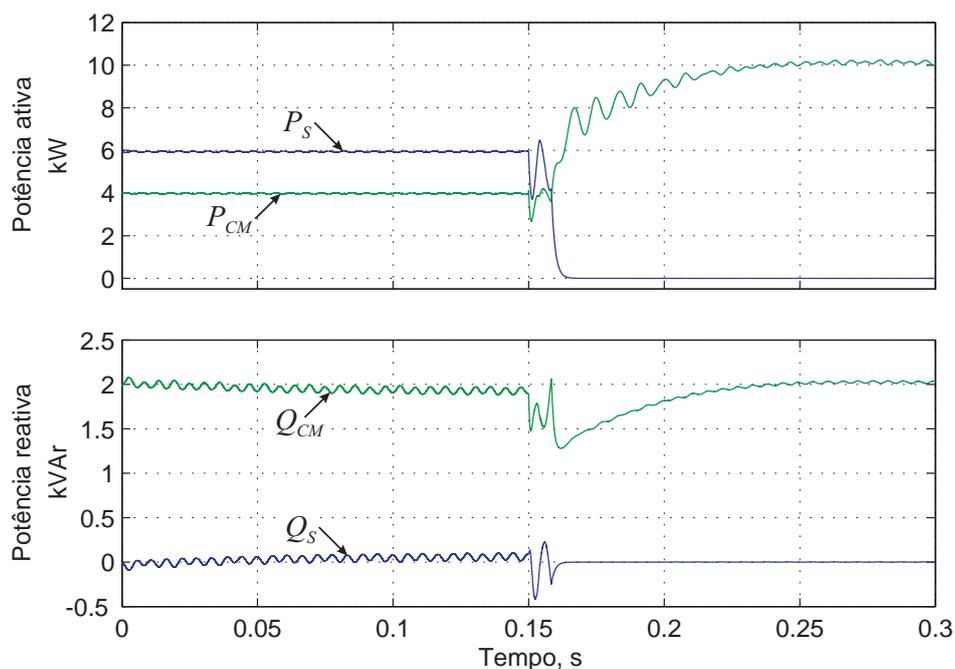


Figura 3.37: Fluxos de potência ativa e reativa na microrrede.

detecção da falta, o DSOGI-FLL opera como sistema de sincronização e detecção da componente de sequência positiva da tensão. Esta informação é usada para calcular as referências de corrente, conforme (3.20) e (3.21). Além disso, a estimação da frequência da rede é usada para sintonizar os controladores ressonantes das malhas de tensão e corrente. Durante os $150ms$ iniciais o sistema detecta perfeitamente a tensão e a frequência da rede. Quando a falta ocorre, a tensão do sistema torna-se desequilibrada e a componente de sequência positiva é reduzida. Consequentemente, as saídas do DSOGI vão convergindo para o novo valor de sequência positiva. A perturbação na tensão também faz com que a frequência estimada pela FLL divirja do valor real. Antes que o novo ponto de operação seja alcançado, o sistema de detecção de falta atua e muda a configuração do DSOGI-FLL para que o mesmo opere como gerador de referência de tensão. Como a amplitude e a frequência da tensão neste instante diferem dos valores nominais (ele estava convergindo para o novo valor de sequência positiva), um sistema de controle restaura os valores nominais. Todo esse transitório ocorre em menos de dois ciclos. Apesar da rápida resposta desse sistema, a amplitude da tensão da microrrede só retornou ao valor nominal em cerca de três ciclos, como mencionado anteriormente, devido ao tempo de resposta das malhas de controle de

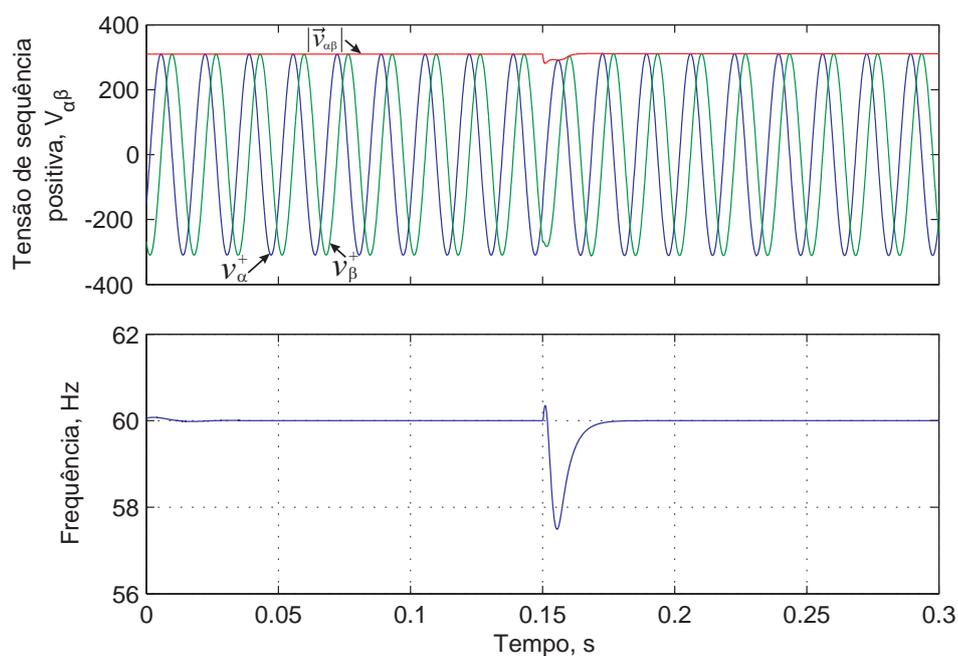


Figura 3.38: Desempenho do sistema de sincronização e geração de referência (DSOGI-FLL).

tensão e corrente.

O desempenho das malhas de controle de corrente e tensão é mostrado na Figura 3.39, onde pode ser observado que a transição do sistema controlado em corrente (quando operando conectado à rede principal) para controlado em tensão (quando operando isolado da rede) ocorre sem grandes transitórios. A malha mais interna,

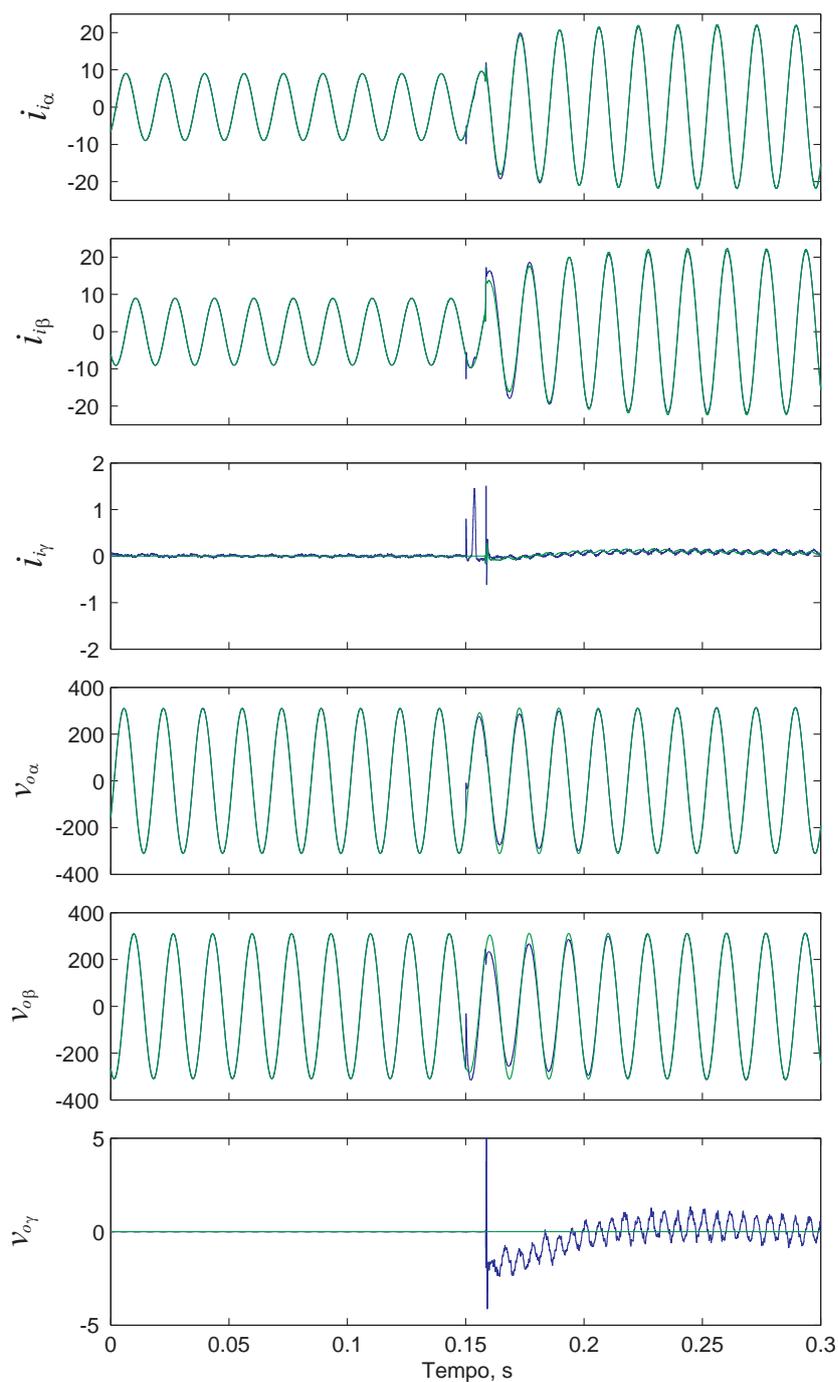


Figura 3.39: Desempenho dos controladores de corrente (malha mais interna) e tensão do CM.

de corrente, tem dinâmica mais rápida e ajusta-se rapidamente às novas referências, enquanto que a de tensão leva cerca de três ciclos para entrar em regime.

3.7 Conclusão

Um nova estrutura de microrrede, baseada na configuração mestre-escravo, é proposta neste capítulo. O elemento principal desse sistema é o AIC, responsável por todo o controle da microrrede. As principais características dessa nova estrutura são:

- O compartilhamento de potência é mais eficiente e não há riscos de correntes de circulação entre os conversores em regime permanente. Isto se deve ao fato de apenas um conversor ser controlado em tensão, o CM, e os demais em corrente, os CE. A impedância da rede não tem influência sobre o compartilhamento de potência;
- A tensão e a frequência da microrrede são constantes e iguais aos seus valores nominais durante o modo de ilhamento. Esses valores são impostos pelo CM e independem da demanda de potência ativa ou reativa;
- A comunicação entre os conversores e os medidores e controladores de carga (MCC) requer baixa largura de banda, pois apenas parâmetros de configuração e referências são transmitidos;
- As dinâmicas do controle da potência ativa e reativa são definidas basicamente pela largura de banda do sistema de comunicação;
- O CM deve permitir fluxo bidirecional de potência e ter capacidade suficiente para suprir os transitórios de carga, principalmente durante um processo de desconexão não planejado da rede elétrica principal.

O CM deve ser capaz de operar como fonte de corrente quando conectado à rede ou como fonte de tensão, quando no modo de ilhamento. Neste capítulo, os sistemas de

controle que permitem isso são apresentados e avaliados através de simulação. Também é proposto um oscilador para geração das tensões de referência no modo de ilhamento. Esse oscilador aproveita a mesma estrutura do sistema de sincronização e detecção da tensão de sequência positiva.

4

IMPLEMENTAÇÃO DO AGENTE INTELIGENTE DE CONEXÃO

Este capítulo destina-se a apresentar os detalhes mais relevantes para a implementação do agente inteligente de conexão (AIC) proposto inicialmente no Capítulo 3. Detalhes práticos da elaboração do protótipo são discutidos e os resultados experimentais obtidos são comentados neste capítulo. Também é abordado o sistema de gerenciamento e controle (SGC) da microrrede, o qual está no topo da hierarquia de controle do AIC e é responsável por:

- Verificar o sinal CFD para definir o modo de operação da microrrede: conectada ou isolada da rede principal;
- Executar o procedimento de desconexão da microrrede quando CFD muda de 0 para 1;
- Executar o procedimento de resincronização e posteriormente reconexão da microrrede quando CFD muda de 1 para 0;
- Controlar o estado da chave de conexão da microrrede com a rede elétrica principal;
- Definir as referências de potência ativa e reativa quando operando conectado à rede;
- Definir a tensão de referência quando operando no modo isolado.

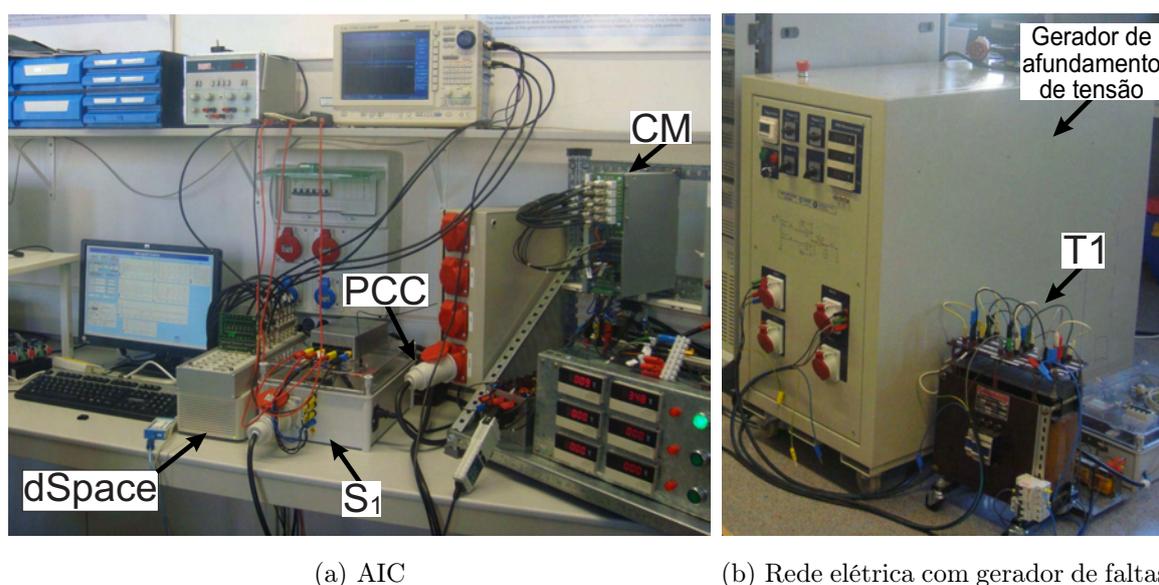


Figura 4.2: Fotos do protótipo do AIC.

filtro LCL.

O sistema de controle foi desenvolvido em Matlab/Simulink e implementado com um controlador em tempo real, DS1103 da *dSpace*. A frequência de amostragem do sistema de controle e a frequência de chaveamento do conversor são iguais a $10kHz$.

4.2 Resultados Experimentais do Controle de Potência

A microrrede opera conectada à rede elétrica principal quando a mesma está disponível. Em tal caso, o CM alimenta as cargas e o déficit de potência é fornecido pela rede. Também pode ocorrer da potência gerada ser maior que a demanda de carga e a microrrede passa a exportar energia para a rede principal. Neste modo de operação conectado à rede, o conversor é controlado em corrente e as referências de corrente são determinadas por um controlador de potência. Neste experimento é usada a estratégia BPSC, apresentada na Subseção 3.3.2, para determinação da referência de corrente. Essa estratégia resulta em correntes senoidais e equilibradas independentemente das tensões da rede.

O comportamento dinâmico deste controle é avaliado através de sua resposta a

degraus nas potências ativa e reativa de referência. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 4.3. Inicialmente as referências são nulas e após $60ms$ é aplicado um degrau de $1kW$ na potência ativa. Passados $40ms$, um degrau de $1kVAr$ é aplicado à potência reativa de referência. Passados mais $40ms$, a potência reativa de referência inverte de valor indo para $-1kVAr$. Conforme pode ser observado na Figura 4.3, as potências ativa e reativa seguem bem suas respectivas referências e as transições em uma determinada componente produzem pequenas perturbações na outra componente.

As correntes fornecida pelo conversor (i_o), consumida pela carga (i_L) e fornecida pela rede (i_S) são mostradas na Figura 4.4 para as três primeiras condições mostradas na Figura 4.3. Na Figura 4.4(a) é mostrada a primeira condição com $P^* = 0$ e $Q^* = 0$. Observa-se que a corrente do conversor é nula e portanto a carga é alimentada unicamente pela rede elétrica. A carga utilizada é puramente resistiva e consome $1,5kW$. Na segunda condição tem-se $P^* = 1kW$ e $Q^* = 0$ e portanto a carga passa a ser alimentada principalmente pelo conversor com a rede fornecendo apenas $500W$. Esse resultado é mostrado na Figura 4.4(b), onde é possível observar a redução da corrente fornecida pela rede. A terceira condição com $P^* = 1kW$ e $Q^* = 1kVAr$ é

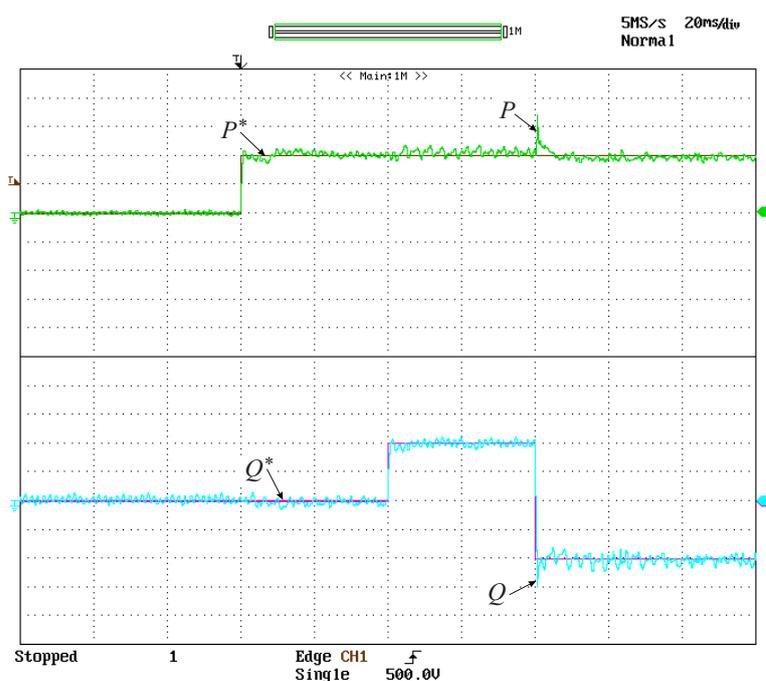


Figura 4.3: Desempenho do controle de potência. Escalas: $500W/div$ e $500VAr/div$.

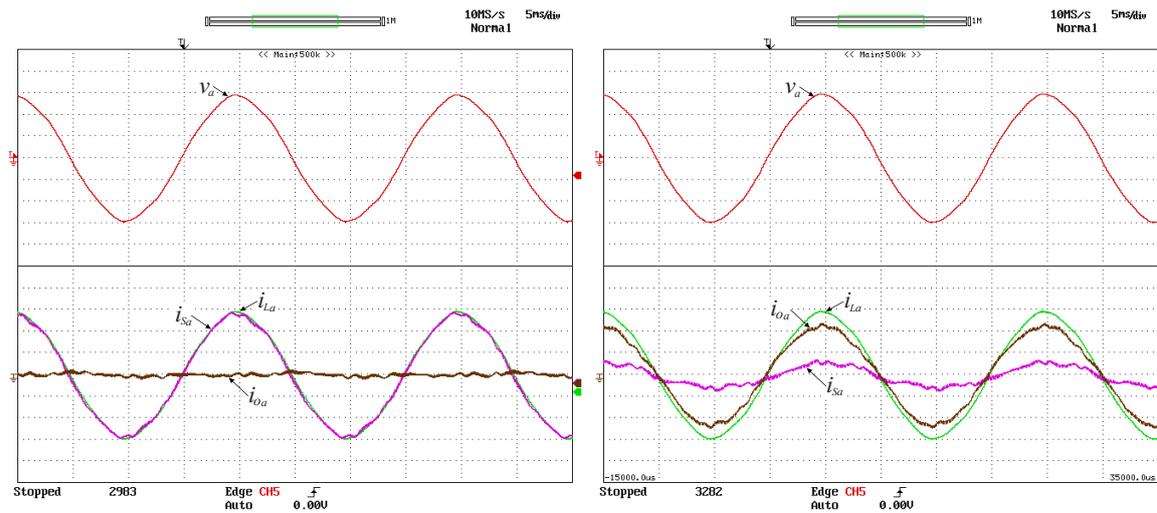
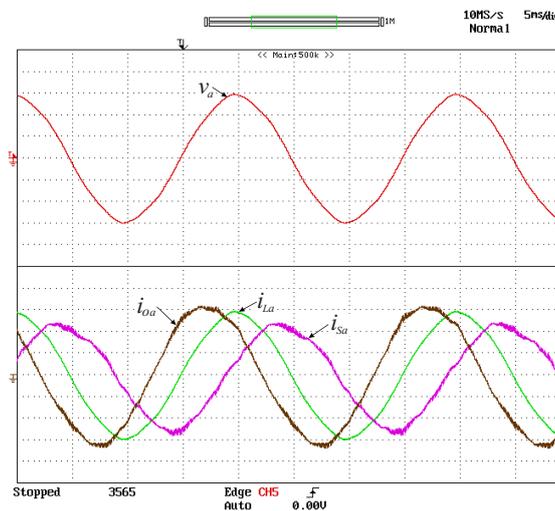
(a) $P^* = 0$ e $Q^* = 0$.(b) $P^* = 1kW$ e $Q^* = 0$.(c) $P^* = 1kW$ e $Q^* = 1kVAR$.

Figura 4.4: Tensão da fase a da rede (v_a) e correntes da fase a de saída do conversor (i_{o_a}), da carga (i_{L_a}) e da rede (i_{S_a}). Escala de tensão: 100V/div, escala de corrente: 1A/div.

mostrada na Figura 4.4(c), onde observa-se que a corrente da rede fica atrasada em relação a tensão indicando que a microrrede está comportando-se como uma carga indutiva para a rede principal.

A pequena distorção presente nas correntes é devido à baixa qualidade da tensão da rede principal. O fato da tensão da rede ser distorcida produz o surgimento de correntes harmônicas no capacitor do filtro de saída do conversor (ver Figura 3.4). Essas correntes harmônicas são fornecidas pela rede já que a corrente de saída do conversor, i_i (Figura

3.4), é senoidal. Note que as componentes harmônicas da corrente da rede são iguais a

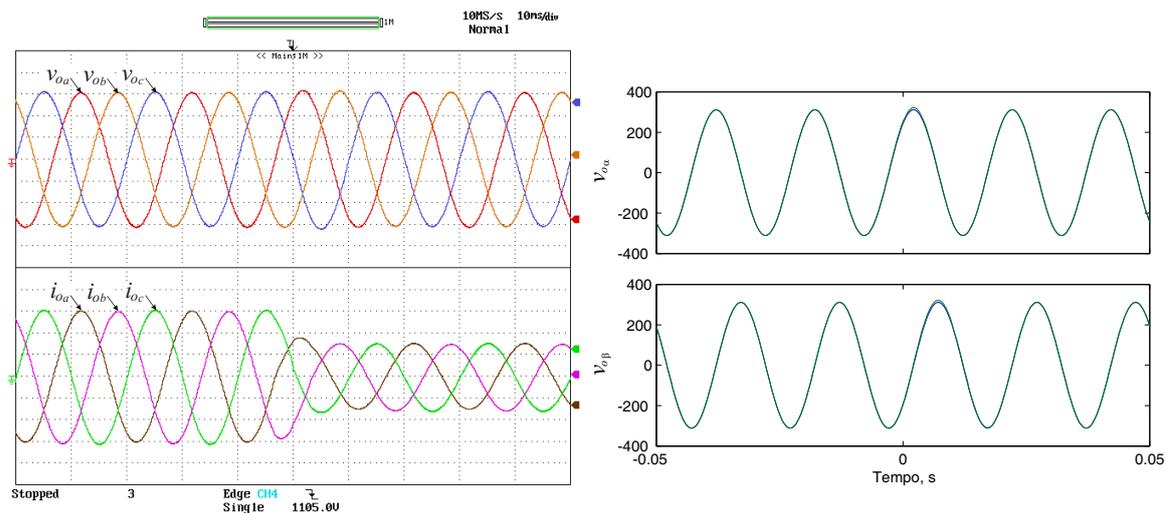
$$\begin{aligned} I_{S_h} &= I_{L_h} - I_{O_h} \\ &= \frac{V_{S_h}}{R_L} + V_{S_h} (jh\omega C_f), \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde h é a ordem do harmônico e R_L é a resistência de carga.

4.3 Resultados Experimentais do Controle de Tensão

Quando a microrrede está operando de forma autônoma, ou seja, desconectada da rede elétrica, o CM é controlado em tensão. Nesse modo de operação, o CM dita a amplitude e frequência das tensões da microrrede. É importante que este controle de tensão seja robusto e imune a perturbações de carga.

O comportamento do controle de tensão durante uma variação de carga é mostrado na Figura 4.5. Nesse experimento, a carga inicial demanda $1,5kW$ e depois é reduzida à metade. Na Figura 4.5(a) são mostradas as tensões da microrrede e as correntes



(a) Tensões da microrrede e correntes de saída (b) Tensões de referência e medidas em referencial $\alpha\beta$. Escala de tensão: $100V/div$, escala de corrente: $1A/div$.

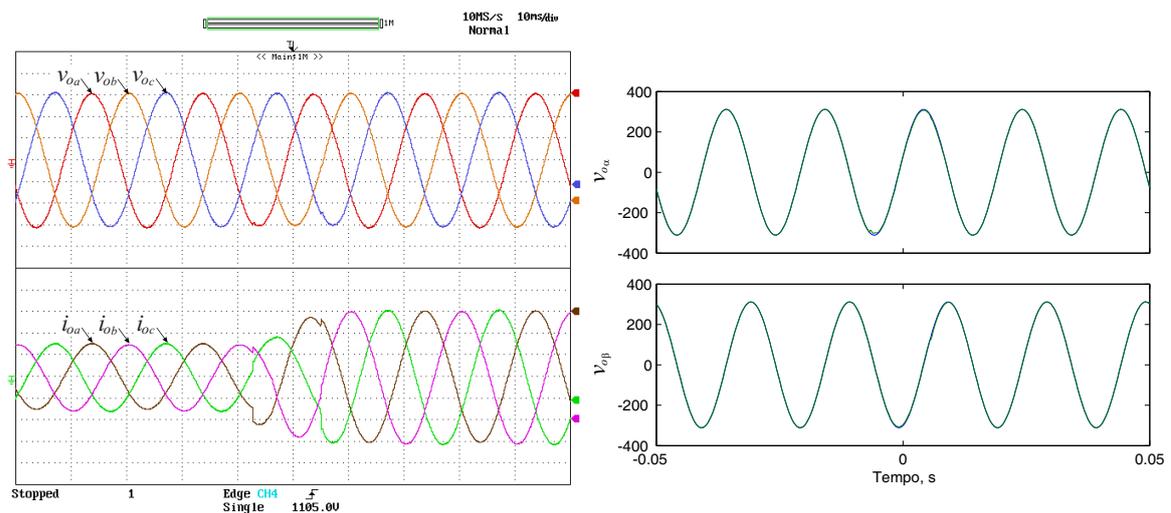
Figura 4.5: Controle de tensão durante uma variação de carga de $1500W$ para $750W$.

do CM fornecidas à carga. Note que durante o transitório de carga as tensões não variam, comprovando o bom desempenho do controle de tensão. Na Figura 4.5(b) são mostradas as tensões de referência e as tensões medidas em referencial $\alpha\beta$, onde verifica-se que as tensões seguem fielmente suas respectivas referências. Estes dados foram adquiridos com a *dSpace* e posteriormente plotados usando *Matlab*.

Na Figura 4.6 são mostrados os resultados de um experimento semelhante ao anterior, porém, neste caso, a carga consome inicialmente $750W$ e depois muda para $1,5kW$. As correntes apresentam um transitório mais severo, como mostrado na Figura 4.6(a), no entanto as tensões não apresentam nenhum distúrbio significativo, conforme mostrado na Figura 4.6(b).

4.4 Sistema de Sincronização e Oscilador

Dependendo do estado da rede elétrica principal, a microrrede pode estar operando conectada ou isolada da rede. Quando operando conectada, o CM é controlado em



(a) Tensões da microrrede e correntes de saída (b) Tensões de referência e medidas em referencial do CM. Escala de tensão: $100V/div$, escala de corrente: $1A/div$. $\alpha\beta$.

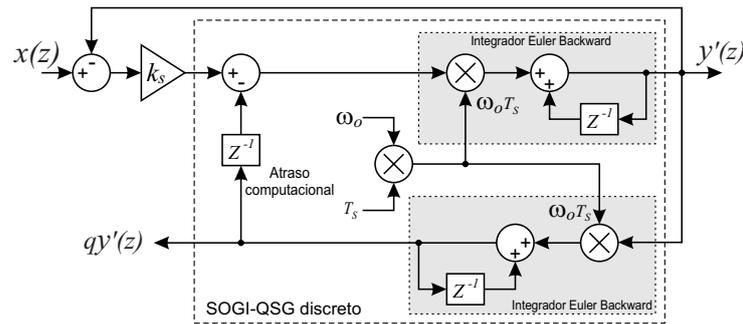
Figura 4.6: Controle de tensão durante uma variação de carga de $750W$ para $1500W$.

corrente e fornece uma determinada potência ao sistema. Esse controle requer uma perfeita sincronização das tensões sintetizadas pelo conversor com as tensão da rede. Neste trabalho, essa sincronização é feita através de um DSOGI-FLL, apresentado no capítulo anterior. Por outro lado, quando operando isolado da rede elétrica, o CM é controlado em tensão e portanto requer um oscilador senoidal para gerar as referências de tensão. No capítulo anterior é proposto um sistema, baseado no DSOGI-FLL, que possui as duas funções: sistema de sincronização e oscilador. A mudança de função desse sistema é feita através do sinal de controle CFD proveniente do DF apresentado na Seção 3.5. Nas subseções seguintes é mostrado o comportamento deste sistema para os dois modos de operação.

A implementação digital dos SOGI usados no DSOGI-FLL requer um pouco de atenção pois sua discretização é crítica. Existem vários métodos disponíveis na literatura para discretizar uma função de transferência representada em tempo contínuo. No caso particular do SOGI (mostrado na Figura 3.16), o método consiste em discretizar cada um dos integradores. Porém, alguns tipos de discretização resultam em um comportamento diferente do esperado para o sistema em tempo contínuo. Os resultados melhores são obtidos com a discretização *Euler Backward* e um atraso na malha de realimentação [73]. O diagrama do SOGI usando essa discretização é mostrado na Figura 4.7(a). Essa discretização é fácil de implementar e seu código é semelhante ao de um controlador PI clássico, conforme pode ser observado no código em C mostrado na Figura 4.7(b). Quando operando como sistema de sincronização tem-se $CFD = 0$ e portanto as partes do código dentro dos retângulos não são executadas.

4.4.1 Resultados Experimentais do DSOGI-FLL Operando como Sistema de Sincronização

Especificamente para os resultados mostrados nesta subseção, o DSOGI-FLL está sempre operando como sistema de sincronização independentemente das condições da rede. Considerando o diagrama do protótipo, mostrado na Figura 4.1, uma situação de falta é gerada com um afundamento da tensão da fase a no lado de Δ do transformador

(a) Diagrama do sistema discreto do SOGI-QSG baseado no método *Euler Backward*.

```

// DSOGI -----
// SOGI-QSG(alpha)
e_alpha = v_alpha - alpha;
in = e_alpha * ks; // Input of the SOGI-alpha
// SOGI Alpha - Euler Backward
WoTs = wo * Ts;
if (CFD==1) // Operating under fault condition
    in = (c_amp * ks) * alpha; // Change the input of the SOGI
alpha += (in - q_alpha) * WoTs;
q_alpha += alpha * WoTs;

// SOGI-QSG(beta)
e_beta = v_beta - beta;
in = e_beta * ks; // Input of the SOGI-beta
// SOGI Beta - Euler Backward
if (CFD==1) // Operating under fault condition
    in = (c_amp * ks) * beta; // Change the input of the SOGI
beta += (in - q_beta) * WoTs;
q_beta += beta * WoTs;
// END - DSOGI -----

```

Controle de amplitude para operação no modo oscilador

(b) Código em *C* do DSOGI com a função de oscilador.

Figura 4.7: Discretização do DSOGI.

$T1$. Esta falta propaga-se para o enrolamento y de $T1$ como uma falta bifásica, com o afundamento das tensões das fases a e b . As tensões trifásicas no PCC para este experimento são mostradas no gráfico superior da Figura 4.8. A duração da falta é de 1 s. Os demais gráficos da Figura 4.8 mostram a componente de tensão de sequência positiva em referencial $\alpha\beta$ e seu módulo, detectados pelo DSOGI, bem como a variação de frequência (Δf_o) desta tensão, detectada pela FLL. O sinal Δf_o corresponde à saída do integrador da FLL (dividido por 2π para ter o valor em Hz), e este termo é adicionado com o *feedforward*, $\omega_{ff} = 2\pi 50$, para obter a frequência estimada das tensões da rede. Observa-se que tanto o transitório inicial quanto o final apresentam uma dinâmica lenta e muito oscilante que diverge dos resultados de simulação mostrados no capítulo

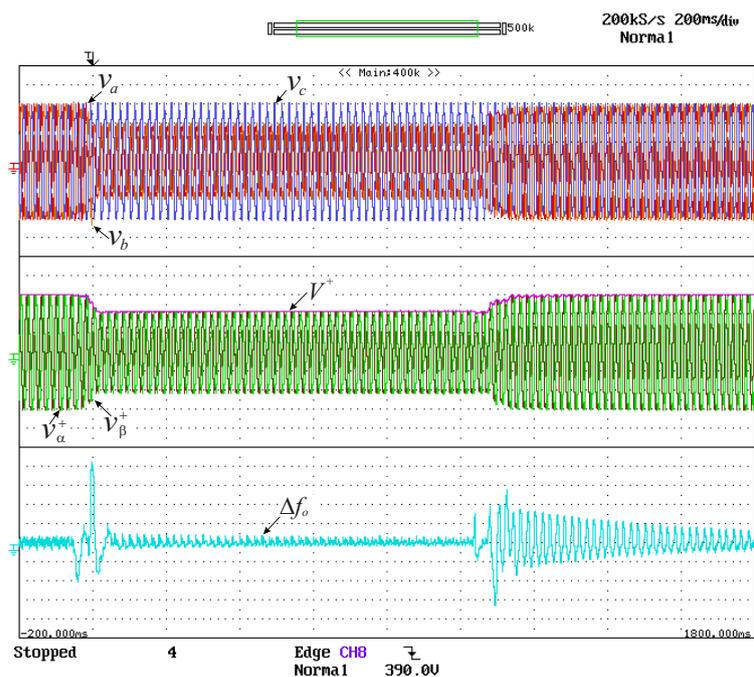


Figura 4.8: Detecção da componente de sequência positiva e frequência com o DSOGI-FLL. Escala das tensões: $100V/div$, escala da frequência: $0,5Hz/div$.

anterior. Porém, isso é devido ao comportamento das tensões trifásicas do PCC que apresentam um transitório exponencial e lento. Os resultados seguintes mostram com mais clareza o comportamento das tensões trifásicas durante os transitórios.

Na Figura 4.9 é mostrado o transitório inicial quando ocorre o curto. Observa-se que as tensões das fases a e b afundam para menos de $200V$ e que esse afundamento é relativamente lento, levando cerca de dois ciclos para as tensões estabilizarem na condição de falta. Esse comportamento acarreta em um maior tempo de convergência do DSOGI e oscilações na frequência estimada pela FLL, conforme mostrado nos últimos gráficos da Figura 4.9. Porém uma vez que as tensões de entrada se estabilizam o sistema converge rapidamente. O desvio máximo da frequência estimada é inferior a $2Hz$.

Na Figura 4.10 é mostrado o comportamento do DSOGI-FLL quando as tensões são restauradas a suas condições nominais. Neste caso o retorno das tensões da rede à condição nominal é ainda mais lento. Observa-se que estas tensões levam cerca de um ciclo para aproximar-se do valor nominal, porém elas continuam desequilibradas por

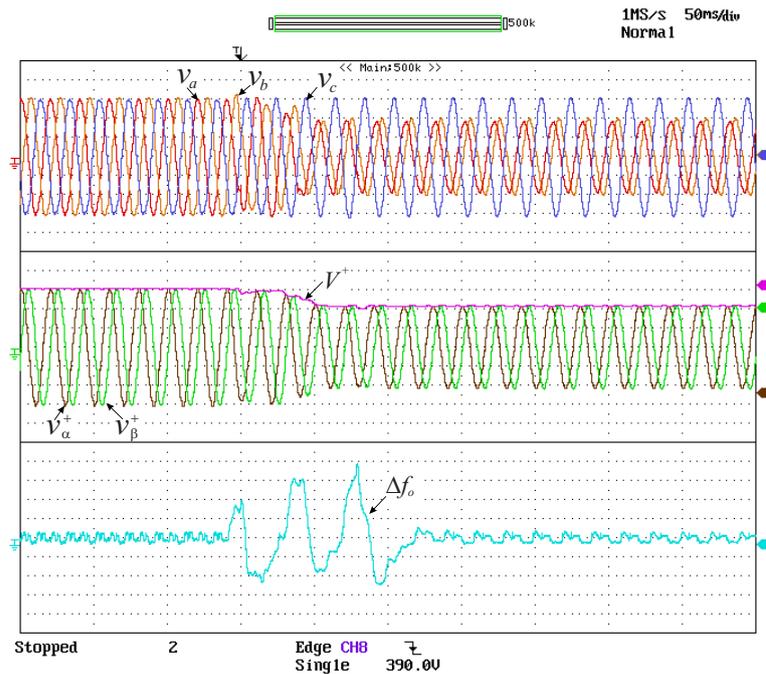


Figura 4.9: Detecção da componente de sequência positiva e frequência durante um curto. Escala das tensões: $100V/div$, escala da frequência: $0,5Hz/div$.

mais de $600ms$ (o resultado da Figura 4.10 não mostra o instante que as tensões ficam balanceadas). Esse comportamento transitório é responsável pelas oscilações em Δf_o , mostradas no último gráfico da Figura 4.10, e pelo longo tempo de estabilização dessa frequência.

4.4.2 Resultados Experimentais do DSOGI-FLL Operando como Oscilador

Os resultados apresentados nesta subseção mostram a transição da operação como sistema de sincronização para oscilador do DSOGI-FLL proposto no capítulo anterior. O sinal de controle do modo de operação, CFD , é obtido através do DF. As faltas geradas durante estes experimentos são semelhantes ao caso anterior.

No primeiro experimento, cujos resultados são mostrados na Figura 4.11, a detecção da falta é feita em apenas $5ms$ (um quarto do período da fundamental). Devido a este rápido tempo de resposta, a tensão de sequência positiva detectada apresenta um transitório muito rápido, conforme mostrado na Figura 4.11(a), com um afundamento de apenas 16% por um tempo inferior a $1ms$. Observe que imediatamente após a

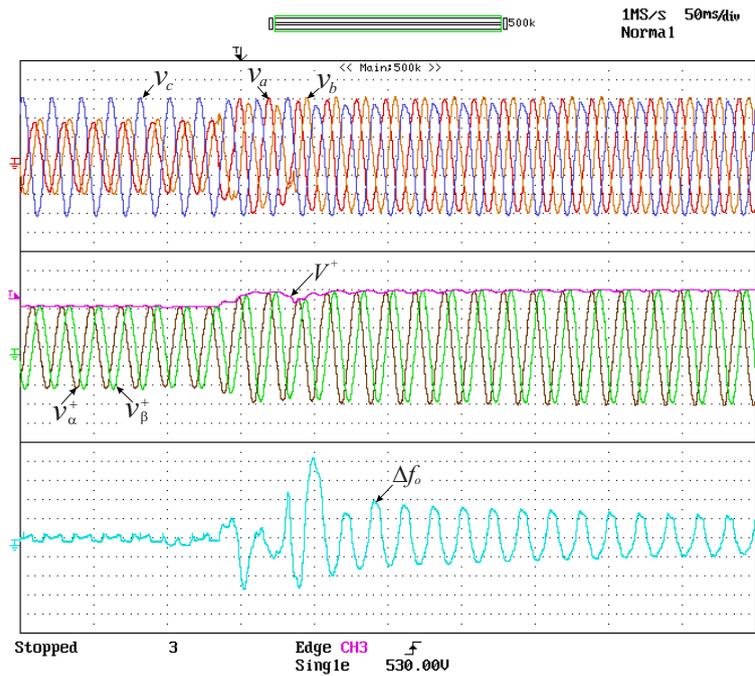
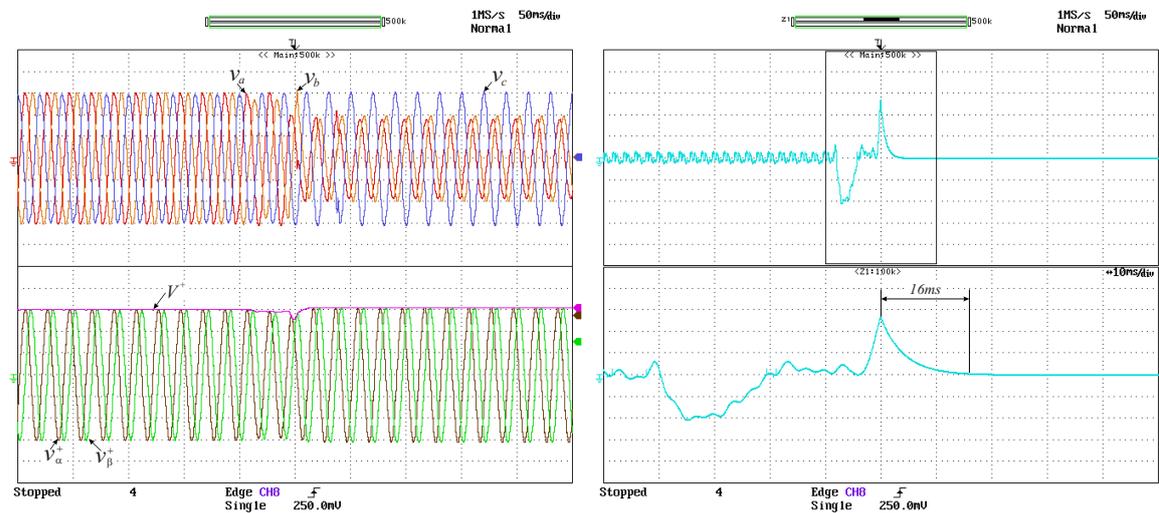


Figura 4.10: Detecção da componente de sequência positiva e frequência quando a tensão é restaurada ao seu valor nominal. Escala das tensões: $100V/div$, escala da frequência: $0,5Hz/div$.

falta ser detectada o sistema passa a operar como oscilador, e isso ocorre exatamente no meio da escala de tempo mostrada na Figura 4.11(a). Nesta figura também é possível observar que, quando operando como oscilador, as tensões de referência, v_{α}^{+} e v_{β}^{+} (quando operando como sistema de sincronização essas variáveis são as componentes de sequência positiva detectadas) não sofrem influência das tensões de entrada, que neste momento estão desequilibradas. Na Figura 4.11(b) é mostrada a variação de frequência Δf_o , que quando operando como sistema de sincronização corresponde ao termo adicional da frequência da rede estimada e, quando operando como oscilador, é zero para que a frequência do oscilador seja igual a $\omega_{ff} = 2\pi 50$. O tempo de acomodação para que Δf_o vá a zero é $16ms$. Esse tempo depende exclusivamente do ganho k_z , conforme (3.46). Neste protótipo tem-se $k_z = 240$ e portanto $t_s = 16,6ms$.

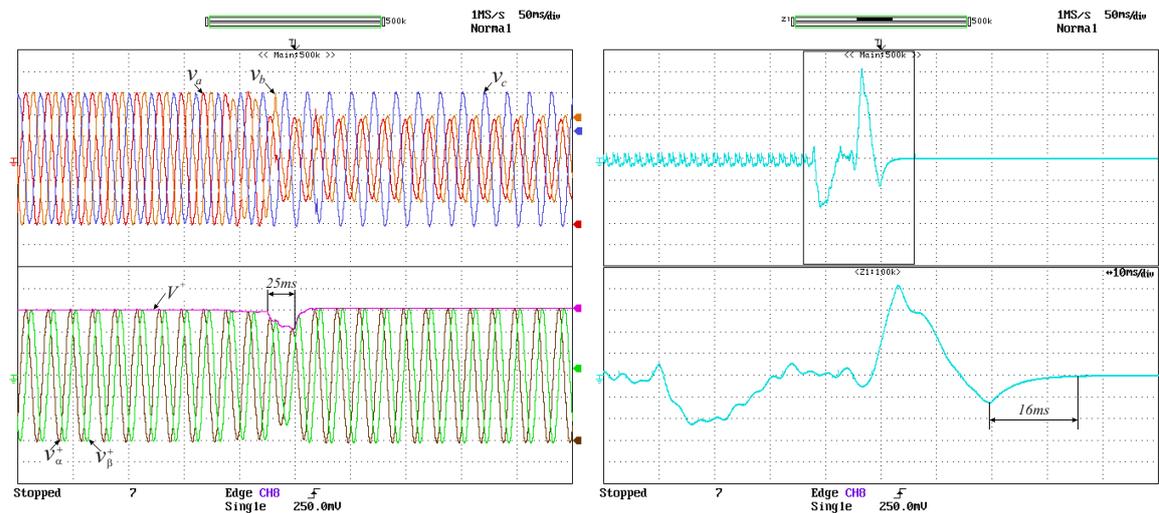
Os resultados mostrados na Figura 4.12 mostram o efeito do aumento do tempo de detecção da falta. Neste caso, a falta é detectada em $25ms$ e portanto as tensões de sequência positiva afundam em 29% (80% maior que no experimento anterior). Na metade da escala de tempo o sistema passa a operar como oscilador e as tensões de

referência convergem rapidamente (em $21,7ms$) para o valor de regime. Observe que o tempo de convergência da frequência não muda, continuando em $16ms$, já que k_z é mantido igual ao valor no experimento anterior, $k_z = 240$.



(a) Tensões no PCC e componente de sequência positiva detectada. Escala: $100V/div$. (b) Frequência estimada. Escala: $0,5Hz/div$.

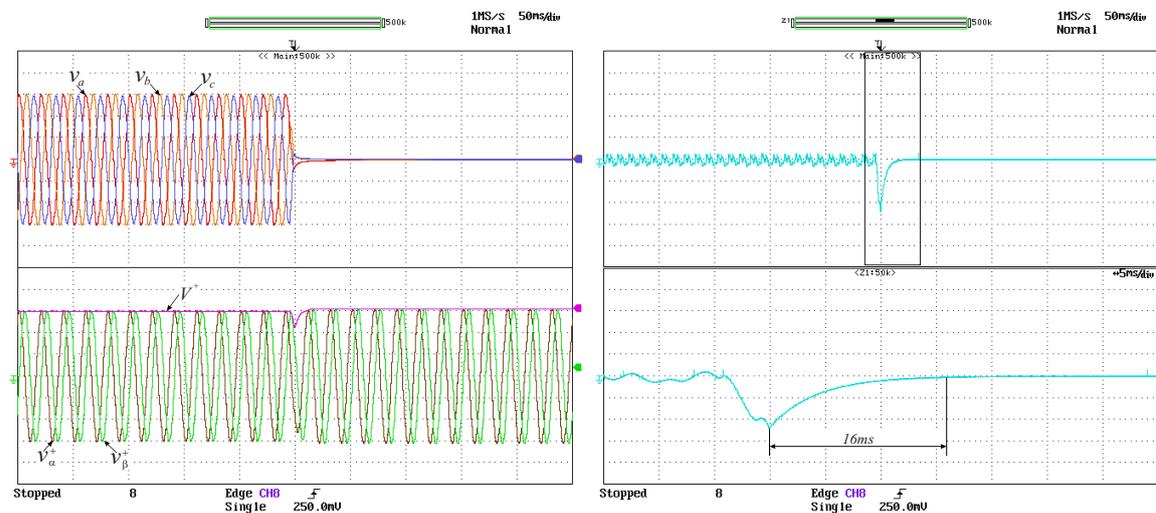
Figura 4.11: Transição do modo de operação de DSOG-FLL para oscilador com um tempo de detecção da falta rápido ($5ms$).



(a) Tensões no PCC e componente de sequência positiva detectada. Escala: $100V/div$. (b) Frequência estimada. Escala: $0,5Hz/div$.

Figura 4.12: Transição do modo de operação de DSOG-FLL para oscilador com um tempo de detecção da falta lento ($25ms$).

No último experimento para avaliação do DSOGI-FLL como oscilador, o tempo de atuação do DF é novamente reduzido e o primeiro experimento é repetido. Porém, nesse caso, com uma falta que acarreta na perda total das três tensões trifásicas. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 4.13. As tensões no PCC e as componentes de sequência positiva detectadas são mostradas na Figura 4.13(a). Quando as tensões da rede são extintas o DF detecta a condição de falta e muda o valor de CFD de 0 para 1 e, portanto, o DSOGI-FLL passa a operar como oscilador gerando um conjunto de tensões senoidais e equilibradas com amplitude igual a tensão nominal da rede e com frequência nominal. O tempo para convergir para o valor nominal de amplitude é de $23ms$ e a frequência converge em $16ms$. Na Figura 4.14 é mostrado em maiores detalhes o momento de transição entre os modos de operação do DSOGI-FLL. Observa-se que a transição é suave e as variáveis v_{α}^{+} e v_{β}^{+} não apresentam nenhuma descontinuidade ou variação brusca. Esse efeito minimiza possíveis sobrecorrentes durante a transição da microrrede para o modo de ilhamento.



(a) Tensões no PCC e componente de sequência positiva detectada. Escala: $100V/div$. (b) Frequência estimada. Escala: $0,5Hz/div$.

Figura 4.13: Transição do modo de operação de DSOGI-FLL para oscilador com um tempo de detecção da falta lento ($25ms$).

4.5 Resultados Experimentais dos Transitórios de Desconexão e Conexão da Microrrede

Nas seções anteriores deste capítulo é apresentado o funcionamento dos vários blocos que constituem o AIC, sendo que o comportamento e desempenho desses blocos são avaliados separadamente. Nesta seção é avaliado o desempenho do sistema completo, com todos os blocos operando simultaneamente. É dada ênfase ao processo de desconexão e reconexão da microrrede à rede elétrica principal. Porém, condições de operação em regime permanente também podem ser verificadas.

O processo de desconexão da microrrede é iniciado quando é determinada alguma anormalidade nas tensões do PCC. Essa possível anormalidade é determinada pelo DF, que dará início ao procedimento de desconexão. Nos resultados apresentados na Figura 4.15, o evento que leva à desconexão é uma falta monofásica no lado de Δ do transformador $T1$ (ver Figura 4.1 do protótipo), semelhante à falta usada na avaliação do sistema de sincronização/oscilador (Subseção 4.4.1). Na Figura 4.15(a)

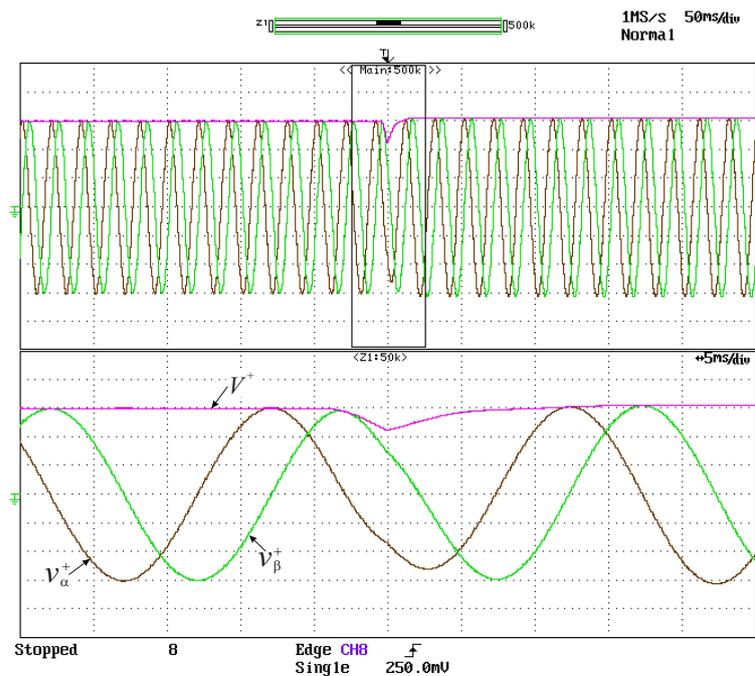
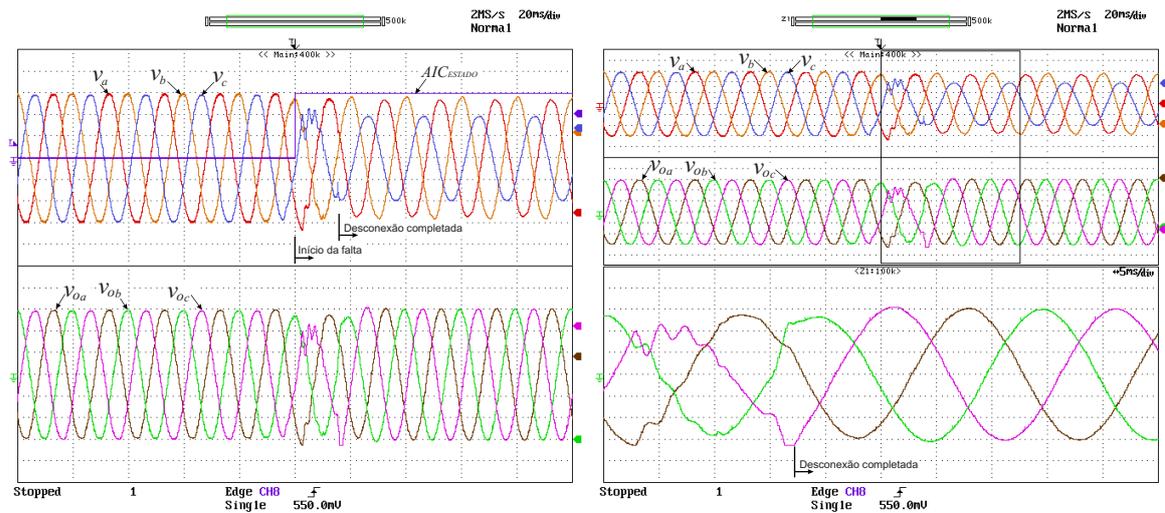


Figura 4.14: Tensões durante a transição entre o modo de operação como DSOGI-FLL e oscilador.

Escala : 100V/div.



(a) Tensões no PCC e na microrrede.

(b) Detalhe das tensões da microrrede durante a desconexão.

Figura 4.15: Transitório de desconexão da microrrede. Escala: $100V/div$.

são mostradas as tensões trifásicas no PCC e na microrrede (tensões de saída do CM). Nos primeiros $100ms$ a microrrede está conectada à rede e portanto suas tensões são iguais. Quando ocorre o curto, as tensões tornam-se desequilibradas. Observe que nesse instante inicial o sistema ainda não detectou a falta e portanto a microrrede fica sujeita a condição de desequilíbrio das tensões. Porém, o DF age rapidamente detectando a falta e dando início ao procedimento de desconexão. O processo de desconexão completo leva menos de um ciclo, como pode ser observado na Figura 4.15(a). Quando a desconexão é completada, as tensões da microrrede tornam-se balanceadas e suas amplitudes são restauradas ao valor nominal. Na Figura 4.15(b) são mostradas com mais detalhes as tensões da microrrede exatamente no início do processo de desconexão, o qual levou $17ms$ (Note que o período da fundamental é $20ms$ já que a frequência da rede é $50Hz$).

Na Figura 4.16 também é mostrado o processo de desconexão da microrrede, porém detalhando o comportamento das correntes do conversor, i_{oa} , e da carga, i_{La} . Na condição pré-falta o conversor está injetando uma corrente superior à corrente de carga, a qual tem potência nominal de $750W$. Nesse caso, o excedente de corrente é entregue à rede. A falta produz, inicialmente, um pequeno transitório na corrente

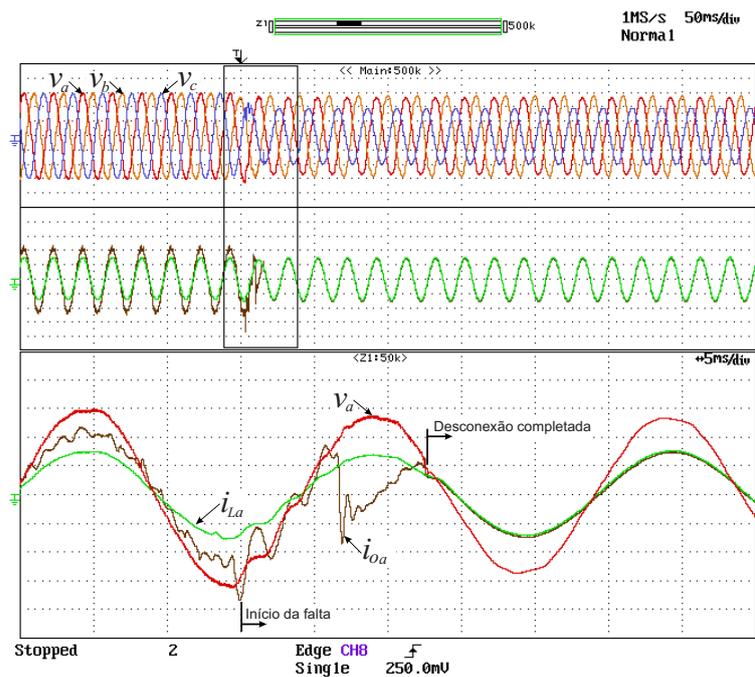
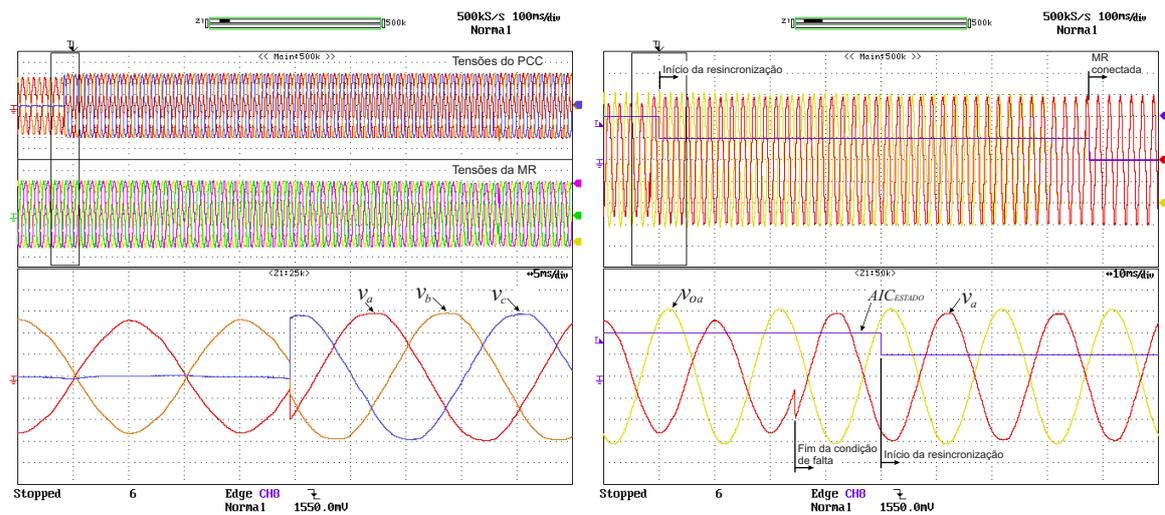


Figura 4.16: Transitório das correntes durante a desconexão da microrrede. Escala das tensões: $100V/div$. Escala das correntes: $1A/div$.

do conversor, conforme pode ser observado no gráfico inferior da Figura 4.16. Um transitório maior da corrente de carga ocorre quando o SGC muda o modo de controle do CM de controlado em potência para controlado em tensão. Contudo, esse transitório é rápido e não perturba as tensões ou correntes de carga. Quando a desconexão é completada, a corrente do conversor torna-se igual à de carga.

O processo de reconexão da microrrede é iniciado quando a falta é eliminada e as tensões do PCC retornam aos valores de amplitude e frequência aceitáveis. Essas condições são determinadas pelo DF, que dará início ao procedimento de reconexão. Nos resultados apresentados a seguir, a falta é caracterizada por subtensões nas fases a e b e por tensão nula na fase c .

Na Figura 4.17 são mostradas as tensões no PCC e na microrrede, detalhando o início do processo de sincronização. Na Figura 4.17(a) têm-se as tensões trifásicas no PCC e na microrrede e no gráfico inferior é mostrada com mais detalhes a restauração das tensões da rede principal. Na Figura 4.17(b) são mostradas as tensões das fases a da rede e microrrede durante todo o período de sincronização e reconexão. No início da

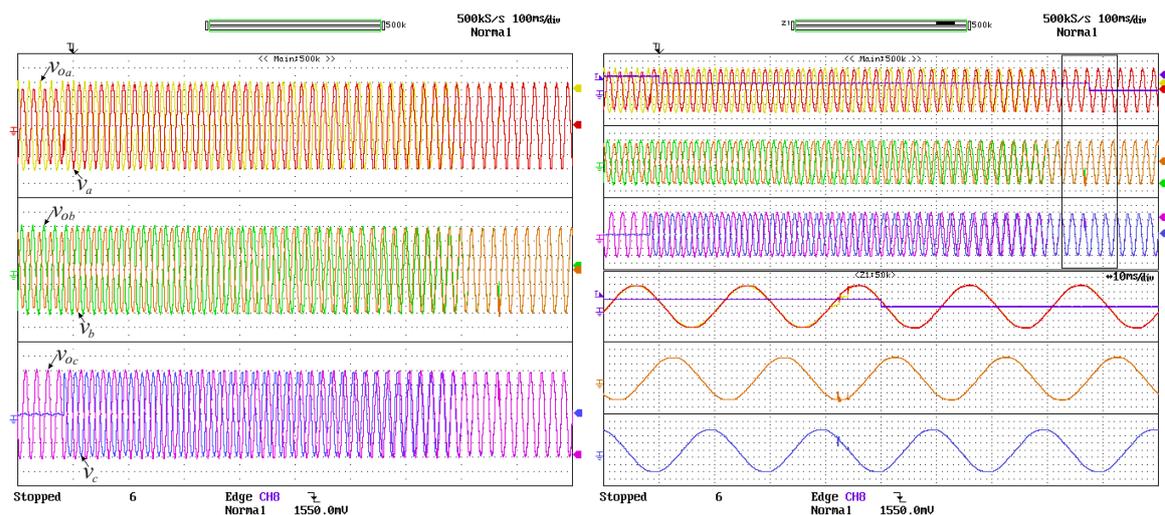


(a) Tensões no PCC e na microrrede.

(b) Detalhe das tensões das fases a durante o início da sincronização.

Figura 4.17: Detalhes do início do processo de sincronização. Escala: 100V/div.

sincronização essas tensões estão completamente fora de fase, conforme mostrado em detalhe no gráfico inferior da Figura 4.17(b). Esse é o pior caso, que necessita do maior tempo para completar a sincronização. Contudo o tempo total de todo o processo de sincronização e reconexão foi de 775ms. Na Figura 4.18 são mostrados os resultados



(a) Sincronização das tensões da microrrede com a rede. (b) Detalhe das tensões da rede e microrrede durante a reconexão.

Figura 4.18: Sincronização das tensões da microrrede com a rede e reconexão. Escala: 100V/div.

referentes a este mesmo experimento. Na Figura 4.18(a) tem-se as tensões trifásicas da rede e microrrede agrupadas por fase e na Figura 4.18(b) é mostrada em detalhes a reconexão. Observa-se que a reconexão (com o fechamento da chave S_1) não produz nenhum transitório relevante nas tensões da rede ou microrrede.

O comportamento das correntes do conversor e da carga, durante o processo de reconexão, é mostrado na Figura 4.19. Enquanto a microrrede está desconectada, a corrente do conversor é igual à de carga, porque, nesse caso, a única fonte de geração da microrrede é o CM. É utilizada uma carga trifásica resistiva com potência nominal de $750W$ em $220V$. Imediatamente antes da conexão ser completada há alguns picos de corrente devido ao fechamento da chave S_1 , que é um contator. Após a chave ser completamente fechada a corrente apresenta um pequeno transitório e tende a ir para zero. Isso ocorre quando o SGC está mudando o modo de controle do CM de controlado em tensão para controlado em potência. Imediatamente antes de fazer essa mudança do modo de controle as referências de potência, P^* e Q^* são anuladas, e portanto i_{oa} tende a zero. Isso é feito para minimizar o transitório durante a reconexão. Após um

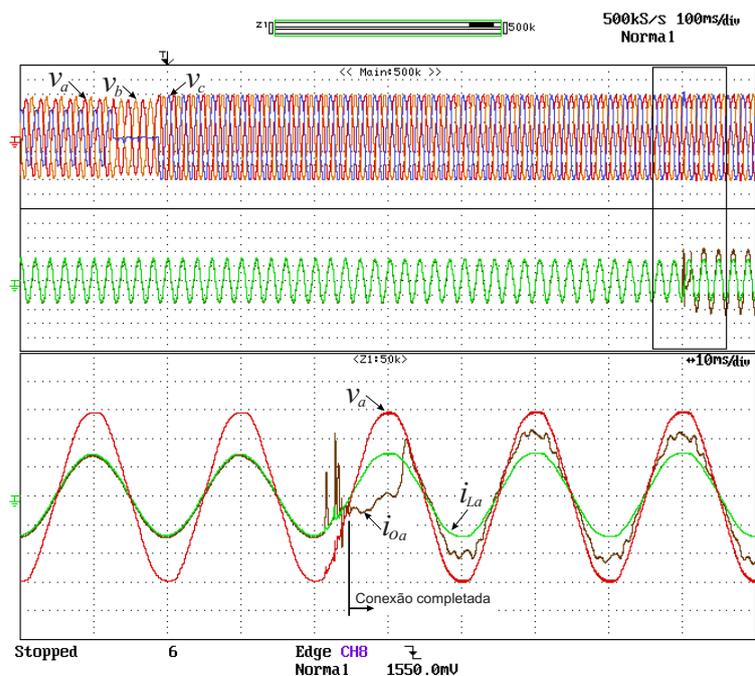


Figura 4.19: Transitório das correntes durante a reconexão da microrrede. Escala das tensões: $100V/div$. Escala das correntes: $1A/div$.

determinado tempo as referências de potência retornam para o valor pré-falta e então o procedimento de reconexão é finalizado.

4.6 Conclusão

Neste capítulo é apresentado o protótipo do agente inteligente de conexão (AIC) proposto no Capítulo 3. São discutidos alguns detalhes da implementação dos algoritmos de controle. Resultados experimentais dos principais blocos de controle do AIC são apresentados individualmente. E por fim, são mostrados resultados experimentais de todo o sistema operando conectado à rede, isolado da mesma, durante o transitório de desconexão e durante a reconexão. Os resultados experimentais obtidos provam a eficácia das técnicas de controle discutidas no Capítulo 3 e das estratégias de implementação digital das mesmas.

5

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES CONTROLADOS EM CORRENTE

No capítulo 3 é apresentada a configuração mestre-escravo aplicada à formação de uma microrrede, onde foi dada ênfase ao projeto e controle do CM. No Capítulo 4 é apresentada a implementação e os resultados experimentais do CM operando conectado e isolado da rede elétrica principal. Na continuação, neste capítulo é abordado o controle dos CE. Esses conversores são simplesmente controlados em corrente e basicamente necessitam apenas de um sistema de sincronização e uma malha de controle de corrente. De fato, esses dois sistemas já foram apresentados nas seções 3.2.2 e 3.3.3 do Capítulo 3, respectivamente. Portanto, o objetivo aqui é apresentar algumas melhorias adicionadas ao controle dos CE visando sua proteção e melhorando a qualidade da tensão no ponto de acoplamento dos mesmos. As estratégias de controle apresentadas neste capítulo não se limitam apenas às aplicações em sistemas mestres-escravo, podendo ser usadas, em alguns casos, em microrredes compostas por conversores controlados pelo método de inclinação ou até mesmo em simples inversores conectados à rede elétrica.

5.1 Operação de Sistemas Fotovoltaicos em Situações de Falta na Rede Elétrica

O desenvolvimento de sistemas conectados à rede demanda uma melhor avaliação do desempenho dos sistemas fotovoltaicos disponíveis sob condições de falta na rede, bem como a qualidade da energia gerada por eles. Por esta razão, a conexão à rede de conversores de potência em sistemas de GD deve ser projetada cuidadosamente e controlada de modo a alcançar uma operação ótima das plantas de geração sob circunstâncias genéricas [18].

Vários requisitos devem ser obedecidos para realizar a conexão de forma adequada. Um destes requisitos está relacionado à proteção de acordo com os níveis de tensão. A norma alemã DIN/VDE0126 [23], por exemplo, indica que sobre-tensões maiores que 15% e sub-tensões menores que 20% devem desconectar as unidades de GD da rede em no máximo 200ms. Por outro lado, a desconexão destas unidades do sistema “ao primeiro sinal de problema” pode não ser a melhor escolha. Desconexões repetidas podem ter um impacto negativo sobre a vida útil dos componentes, bem como podem causar distúrbios adicionais à rede [24]. Portanto, a vida útil e o custo-efetivo do sistema podem ser melhorados se o inversor consegue manter a unidade conectada o máximo de tempo possível.

Nesta seção, é apresentada uma nova estratégia de controle que permite a operação do sistema fotovoltaico em situações de faltas na rede elétrica, sem apresentar sobrecorrentes e garantindo correntes senoidais na rede. O limitador de corrente é feito indiretamente usando um limitador de potência ativa, que é calculado dinamicamente, baseado na tensão de sequência positiva da rede. Também é mostrado nesta seção que as estratégias de controle clássicas, usadas em sistemas fotovoltaicos, causam injeções de harmônicos de corrente na rede elétrica e sobrecorrentes perigosas quando ocorrem afundamentos de tensão. A estratégia proposta evita esses problemas e permite a operação do inversor em qualquer condição desbalanceada. O controle é feito em referencial estacionário usando controlador de corrente PR para garantir erro nulo em

regime permanente [14]. A tensão no barramento CC é controlada usando a potência ativa entregue pelo sistema fotovoltaico. As correntes de referência são calculadas com base na tensão de sequência positiva, de modo a resultar em tensões balanceadas mesmo na presença de tensões da rede desbalanceadas. A informação sobre a tensão de sequência positiva e a frequência da rede é obtida usando um DSOGI-FLL [25]. Essa nova estratégia de controle é comparada à estratégia clássica através de simulações em PSCAD/EMTDC e resultados experimentais provam sua efetividade.

5.1.1 Controle Clássico de Sistemas Fotovoltaicos

Na Figura 5.1 é mostrado um diagrama genérico de um sistema fotovoltaico de um estágio. Basicamente, ele é composto de um arranjo fotovoltaico, um VSI, um filtro LC para conectar o VSI à rede e o sistema de controle. O primeiro bloco de controle serve para rastrear o ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico através de um algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) e portanto ajustar o ponto de operação do arranjo fotovoltaico de tal forma a maximizar sua geração de energia [74]. A saída do MPPT é a referência da tensão CC usada pelo controlador da tensão do barramento, que pode atuar sobre a corrente de eixo d , nos controladores baseados em

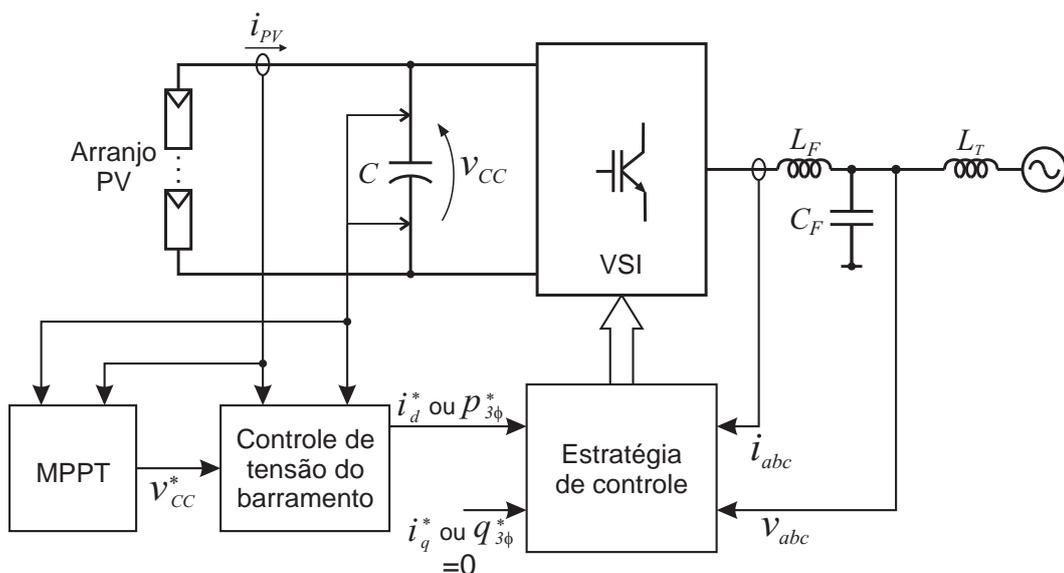


Figura 5.1: Diagrama do sistema fotovoltaico.

referencial síncrono [21][75][76], ou sobre a potência ativa, nos controladores baseados em referencial estacionário [77].

Geralmente, o controle do sistema fotovoltaico é projetado considerando apenas a condição balanceada e senoidal, resultando em erros nas situações de faltas. Os erros podem aparecer devido ao sistema de sincronização do PLL e à oscilação nas referências dos controladores PI. Contudo, existem algumas formas de superar esses problemas, como estratégias de PLL melhoradas, controladores de corrente em duplo referencial síncrono ou controladores PR.

Por outro lado, o principal problema desses controles é a sobrecorrente que ocorre devido a afundamentos ou desequilíbrios de tensão da rede. O controle do barramento CC é geralmente projetado para manter a tensão CC igual ao valor de referência em qualquer condição. Isso significa que a potência ativa é sempre constante, resultando em correntes distorcidas quando a tensão é desbalanceada. Na Figura 5.2 é mostrado o comportamento típico (usando a estratégia de controle clássica) de um sistema fotovoltaico quando ocorre uma falta assimétrica. Nesse exemplo, a sobrecorrente é

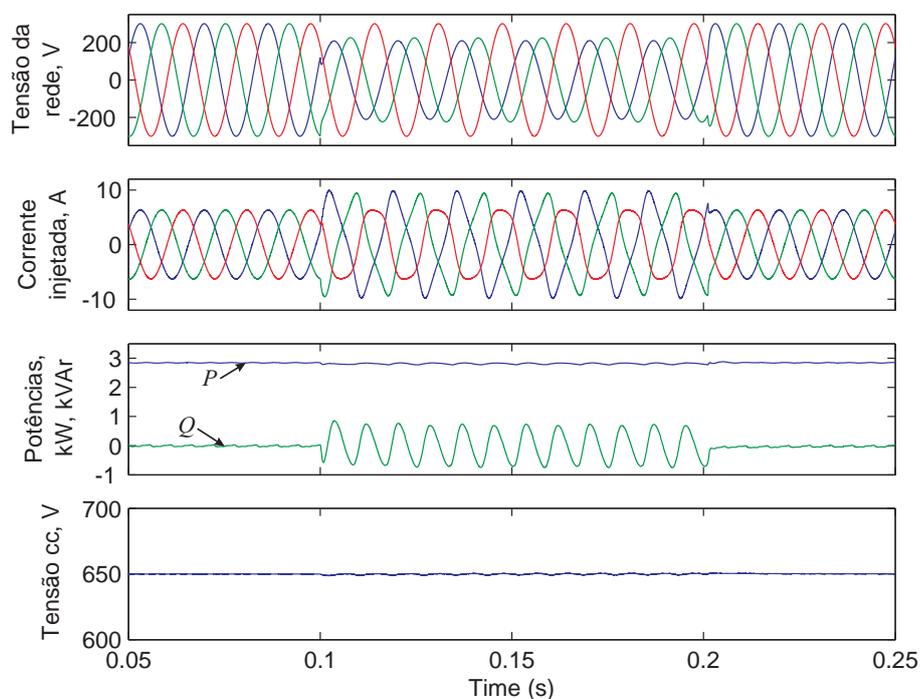


Figura 5.2: Resultados de simulação da estratégia de controle clássica para uma falta fase-neutro.

51% e as correntes são completamente distorcidas durante a falta. Note que a tensão CC e a potência ativa são constantes todo o tempo, como mencionado anteriormente. Melhorias podem ser obtidas se o controlador de tensão do barramento CC é projetado para permitir oscilações em sua tensão. Com essa melhoria, a sobrecorrente do exemplo anterior diminui para 22% e as correntes se tornam senoidais.

5.1.2 Controle Proposto

Conforme foi demonstrado na seção 3.3.2, a estratégia BPSC para o cálculo das correntes de referência resulta em correntes senoidais e equilibradas. Essa corrente é calculada por (3.20), que é repetida aqui por conveniência

$$\vec{i}_{P_{\alpha\beta}}^* = \frac{2}{3} \frac{P^*}{\hat{V}_{+^2}} \vec{v}_{\alpha\beta}^+ \quad (5.1)$$

A potência de referência P^* , fornecida pelo controle de tensão do barramento CC, pode ser considerada constante em cada ciclo da fundamental de tensão se este controlador for projetado de forma a ter dinâmica lenta e rejeitar as oscilações de frequência dupla (que podem aparecer devido às oscilações da potência ativa conforme (3.23)). Como a amplitude do vetor tensão de sequência positiva é constante, o vetor corrente de referência também o será, podendo ser facilmente calculada por

$$\hat{I} = \frac{2}{3} \frac{P^*}{\hat{V}^+}, \quad (5.2)$$

onde \hat{I} e \hat{V} denotam os valores de pico de corrente e tensão, respectivamente. A partir de (5.2) é possível definir o limite de potência ativa que o inversor pode fornecer à rede sem que sua corrente nominal máxima seja ultrapassada. Esse limite é dado por

$$P_{LIMIT} = \frac{3}{2} \hat{I} \hat{V}^+. \quad (5.3)$$

Note que o limite de potência é uma função da tensão de sequência positiva e qualquer falta que resulta em uma redução desse valor irá diminuir a potência média entregue pelo inversor.

5.1.3 Implementação do Controle Proposto

O diagrama de blocos do controle proposto é mostrado na Figura 5.3. O primeiro bloco é o controlador de tensão do barramento CC. A referência da tensão v_{cc} é gerada pelo algoritmo de MPPT, que foi omitido no diagrama. O erro da tensão v_{cc}^2 é usado em vez de apenas v_{cc} , de modo a obter uma malha de controle linear. Esse erro de tensão é aplicado a um controlador PI, resultando em uma referência de potência ativa. A potência proveniente da geração fotovoltaica é adicionada a essa referência para ter a referência de potência ativa total do inversor. Um filtro rejeita-faixa, sintonizado em duas vezes a frequência fundamental, é usado para desprezar a oscilação de tensão que ocorre sob condições de falta. O limite de saturação da potência de referência não é fixo e deve mudar em função da tensão de sequência positiva, conforme (5.3), para manter o limite de corrente nominal do inversor. Depois do bloco de saturação a corrente de referência é calculada usando (5.1).

Para calcular o limite de potência e a referência de corrente é necessário conhecer a tensão de sequência positiva da rede elétrica e sua frequência. Isso é feito usando o sistema de sincronização DSOGI-FLL apresentado na seção 3.3.3. O controle de corrente é feito em referencial estacionário usando um controlador PR assim como descrito na seção 3.2.2.

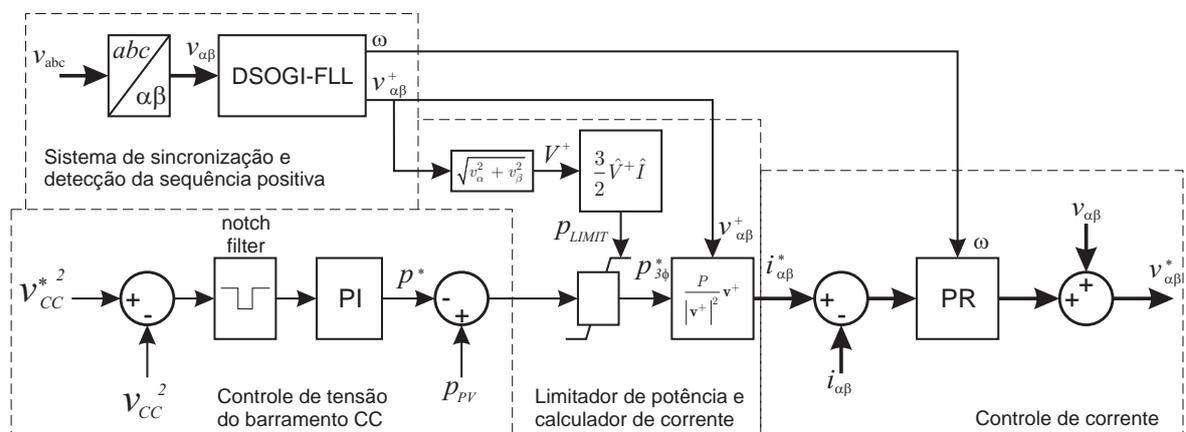


Figura 5.3: Diagrama do controlador proposto.

5.1.4 Resultados de Simulação

O desempenho do controle proposto foi testado em simulações realizadas em PSCAD/EMTDC, onde um sistema fotovoltaico de $3kW$ é conectado a uma rede elétrica de $380V$ através do PCC. A rede é modelada por uma fonte conectada ao transformador T_1 através de duas linhas representadas por suas impedâncias equivalentes, Z_{L1} e Z_{L2} . O sistema completo é mostrado na Figura 5.4. Os parâmetros do sistema e do controle são mostrados na Tabela 5.1.

De modo a analisar o comportamento da estratégia proposta em um cenário de falta, um curto fase-terra é aplicado no ponto central da linha 2, gerando um afundamento de tensão do tipo B no PCC [78]. As tensões no PCC são mostradas no primeiro gráfico da Figura 5.5. Foi assumido que o inversor está suprindo potência nominal, com corrente nominal, quando a falta ocorre. O limite de corrente foi ajustado para o mesmo valor da corrente nominal ($6,5 A$ de pico). Portanto, pode ser notado que o

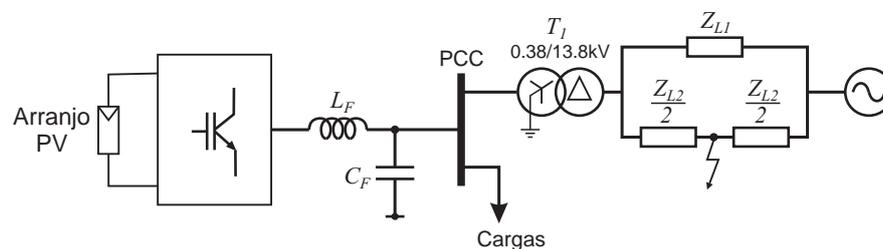


Figura 5.4: Modelo do sistema usado na simulação.

Tabela 5.1: Parâmetros usados na simulação.

Parâmetro	Valor
Capacitância do barramento CC	$500 \mu F$
Capacitância do filtro de saída	$0,375 \mu F$
Indutância do filtro de saída	3 mH
Ganho proporcional (barramento CC)	$0,04$
Ganho integral (barramento CC)	2
Ganho proporcional (corrente)	50
Ganho integral (corrente)	25
Ajuste do limitador de corrente	$6,5 A$

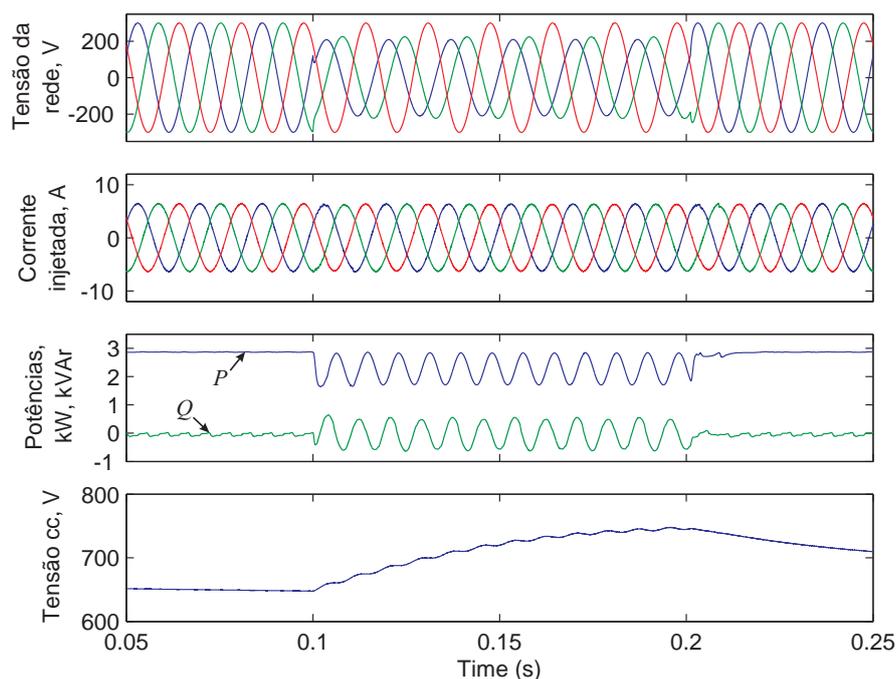


Figura 5.5: Resultados de simulação do sistema de controle proposto durante uma falta fase-neutro quando o inversor injetava potência nominal na rede.

valor da corrente de pico não muda mesmo durante a falta, como mostrado no segundo gráfico da Figura 5.5. Além disso, as correntes são senoidais e balanceadas. No terceiro gráfico são mostradas as potências ativa e reativa entregues pelo sistema fotovoltaico. Durante a falta, essas potências são oscilantes devido à interação entre a tensão de sequência negativa e a corrente de sequência positiva. A potência reativa média é zero como desejado, mas a potência ativa média é menor que o valor pré-falta. Isto ocorre porque a tensão de sequência positiva diminui e o controle tem que diminuir a potência para não exceder a corrente nominal. A potência de saída diminui, mas a potência do arranjo fotovoltaico tende a permanecer constante. Portanto, a tensão do barramento CC aumenta, como mostrado na Figura 5.5, e conseqüentemente a potência do arranjo fotovoltaico diminui devido à característica de saída das células fotovoltaicas. A mesma simulação é repetida assumindo que a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico é menor do que a potência do primeiro caso. Os resultados são mostrados na Figura 5.6. A potência entregue à rede elétrica é constante e igual a $1,58kW$ antes da falta. Ela se torna oscilatória durante a falta, mas seu valor médio é o mesmo de antes. Nesse caso

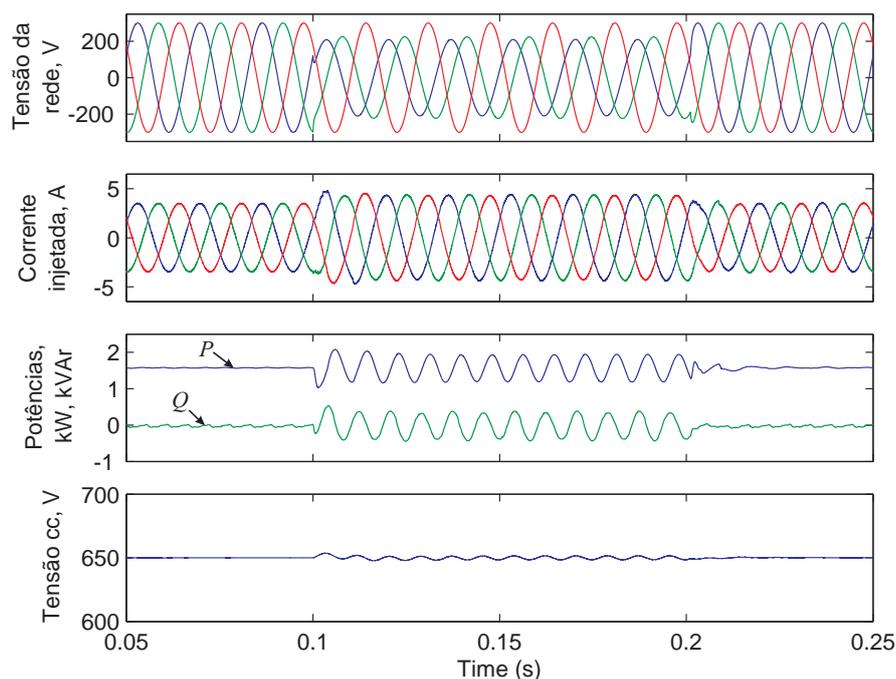


Figura 5.6: Resultados de simulação do sistema de controle proposto durante uma falta fase-neutro quando o inversor entrega baixa potência à rede.

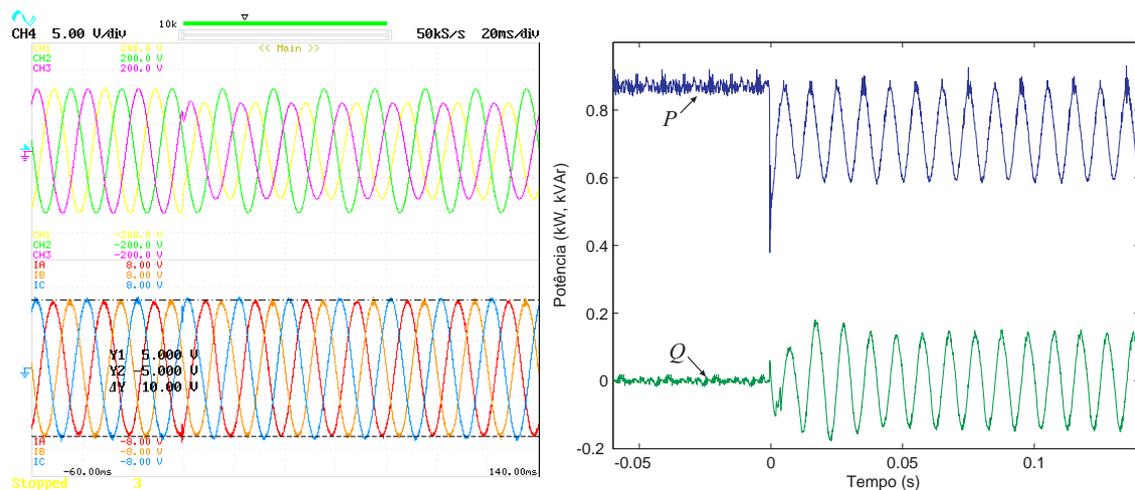
a potência ativa não diminui porque o inversor já estava suprindo uma potência sem que atingisse a corrente nominal. Portanto a amplitude da corrente aumenta devido à redução da tensão de sequência positiva.

5.1.5 Resultados Experimentais

Essa estratégia de limitação de corrente foi implementada em um sistema semelhante ao da Figura 5.4, composto por um VSI controlado em corrente e um filtro LC conectado à rede através de um transformador Δy . Além disso, a rede consiste de outro transformador com *taps* e a falta é simulada chaveando estes *taps* de forma a obter um afundamento de 50% na fase *c*. Essa falta monofásica propaga-se para o enrolamento *y* do transformador como uma falta bifásica. A tensão pré-falta no PCC é $70V_{RMS}$. O arranjo fotovoltaico foi substituído por uma fonte CC com tensão de 300V a fim de avaliar apenas a estratégia de limitação de corrente. Todo o algoritmo de controle foi implementado em uma *dSpace* DS1103 com uma taxa de amostragem de $10kHz$ e o PWM a $20kHz$.

Na Figura 5.7(a) são mostradas as tensões e as correntes injetadas pelo inversor. A escala de corrente é de $1A/V$. A potência entregue pelo inversor é ajustada para resultar em uma corrente com amplitude de $5A$ e o limite de corrente, \hat{I} , foi ajustado para o mesmo valor. Logo, quando ocorre a falta, a corrente mantém-se nesse limite. A potência ativa e reativa são mostradas na Figura 5.7(b). Estas potências foram calculadas a partir dos dados de tensões e correntes armazenados no osciloscópio. Note que, durante a falta, a potência ativa é oscilante e seu valor médio é $730,6W$ enquanto que antes era $870,2W$. Isto ocorre devido à redução na componente de sequência positiva da tensão.

Esse experimento foi repetido com o limitador de corrente desabilitado durante os primeiros $60ms$ após a ocorrência da falta para poder comparar a amplitude das correntes com e sem limitação. Quando o afundamento ocorre, a amplitude da corrente aumenta cerca de 16% devido ao fato do limitador estar desabilitado e, quando o mesmo é habilitado, a corrente diminui para $5A$ conforme mostra a Figura 5.8(a). A potência ativa média durante os $60ms$ após o afundamento de tensão é a mesma que antes da falta, como pode ser observado na Figura 5.8(b), o que resulta na sobrecorrente de 16% . O valor da sobrecorrente é proporcional à diminuição da componente de



(a) Tensão da rede e corrente injetada pelo inversor (b) Potência ativa e reativa injetadas na rede

Figura 5.7: Resultados experimentais do controle proposto.

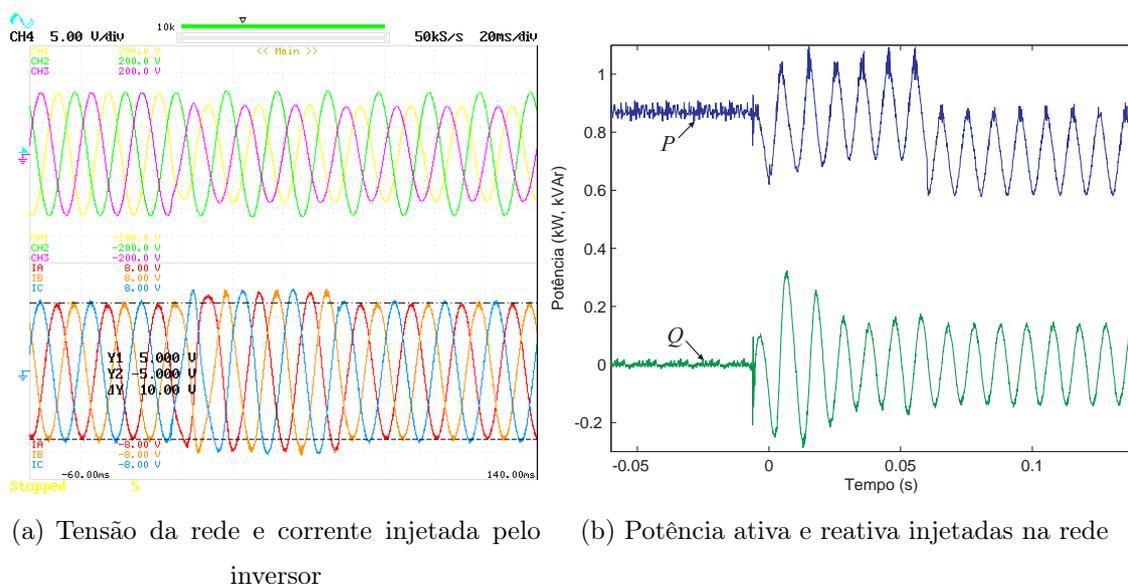


Figura 5.8: Resultados experimentais do controle proposto.

sequência positiva da tensão. Logo, para faltas mais severas, as sobrecorrentes podem atingir valores maiores do que os mostrados neste experimento.

5.2 Compensação do Desequilíbrio de Tensão

Um ponto importante em microrredes é a qualidade de energia e um problema comum relacionado a este tema é o desequilíbrio de tensão. Há trabalhos publicados recentemente que tratam deste tópico com foco na redução do desequilíbrio de tensão provocado pela própria rede de distribuição [79][80] e outros devido às cargas desbalanceadas [81]-[83]. Em redes de baixa tensão há uma tendência crescente no uso de cargas monofásicas [81]. De fato, microrredes trifásicas de baixa tensão alimentam uma variedade de cargas, das quais muitas são monofásicas, fazendo com que as correntes injetadas pelas fontes de GD sejam desbalanceadas. Portanto, a queda de tensão sobre a impedância da rede e conseqüentemente sobre a carga torna-se desbalanceada. Níveis altos de desequilíbrio de tensão causam operação inadequada, particularmente para cargas sensíveis, aumentando perdas e afetando a operação normal de geradores mecânicos ou motores na microrrede [82]. Contudo, cada conversor que compõe a microrrede é capaz de impor tensões equilibradas em suas proximidades.

A forma como o conversor é controlado pode definir se sua tensão de saída será equilibrada ou não. Conversores controlados em tensão geralmente apresentam tensões equilibradas enquanto que conversores controlados em corrente não conseguem impor a tensão no seu ponto de conexão.

5.2.1 Compensação da Tensão de Sequência Negativa

Na Figura 5.9 é mostrado um exemplo de uma microrrede em que os cabos de alimentação estão representados por suas respectivas impedâncias equivalentes, Z_{Lx} . Considerando o ponto A , esse sistema pode ser representado por um modelo Thevenin equivalente como o mostrado na Figura 5.10(a). Todos os elementos a esquerda do ponto A foram representados por uma fonte de tensão v_s e uma impedância de linha equivalente, Z_s . As cargas do lado direito foram representadas por uma impedância Z_L e o conversor por uma fonte de corrente controlada. Assumindo inicialmente que a corrente injetada pelo conversor é balanceada, se Z_L é uma carga equilibrada, sua corrente tem apenas componente de sequência positiva e a queda de tensão sobre Z_s também é equilibrada. Por outro lado, se a carga é desbalanceada a corrente de carga possui componentes de sequência positiva e negativa e esta última é responsável por desequilibrar a tensão sobre Z_s e conseqüentemente sobre a carga e nas proximidades do ponto A . Esse desequilíbrio de tensão pode ser eliminado compensando a corrente de sequência negativa demandada pela carga através do conversor que está conectado

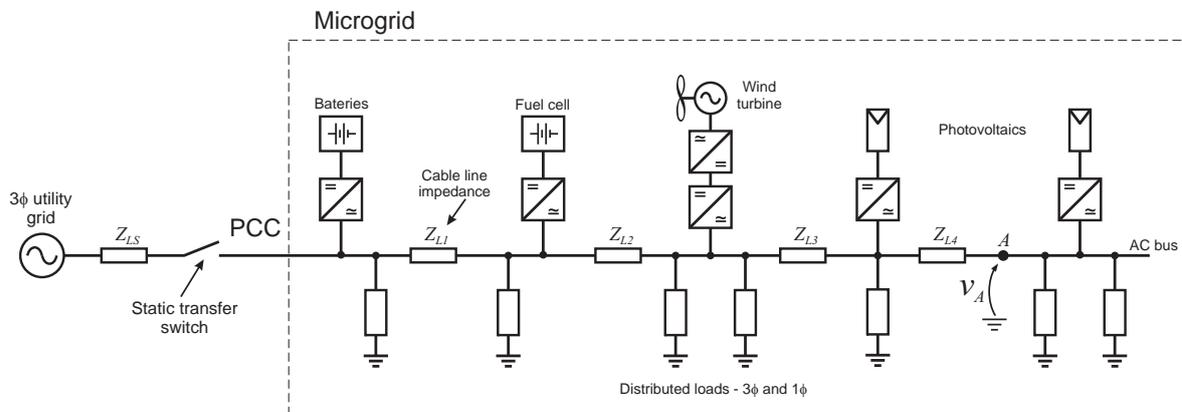


Figura 5.9: Esquema de uma microrrede com as linhas de alimentação representadas por impedâncias.

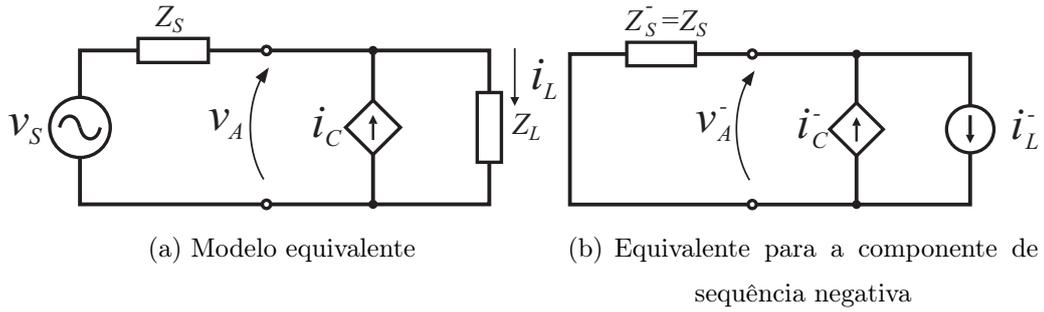


Figura 5.10: Modelo equivalente da microrrede da Figura 5.9 no ponto A .

próximo a ela. Note que para fazer essa compensação é necessário determinar as componentes de sequência da corrente de carga. No entanto, o uso de sensores de corrente, como proposto em [82], pode não ser uma boa solução quando tem-se várias cargas distantes e conectadas em diferentes pontos do barramento da microrrede. Além disso, o uso de sensores aumenta o custo do sistema.

Considerando que a fonte de tensão do sistema da Figura 5.10(a) é balanceada, o circuito de sequência negativa que representa esse sistema é mostrado na Figura 5.10(b). A carga foi substituída por uma fonte de corrente que demanda a mesma corrente de sequência negativa da carga. Quando não há corrente de compensação ($I_C = 0$), a tensão de sequência negativa no ponto A é dada por

$$\mathbf{V}_A^- = -\mathbf{Z}_s^- \mathbf{I}_L^-, \quad (5.4)$$

que implica em

$$\mathbf{I}_L^- = -\frac{\mathbf{V}_A^-}{\mathbf{Z}_s^-}. \quad (5.5)$$

Logo, a corrente de compensação injetada pelo conversor deve ser

$$\mathbf{I}_C^- = \mathbf{I}_L^- = -\frac{\mathbf{V}_A^-}{\mathbf{Z}_s^-} \quad (5.6)$$

ou

$$\mathbf{I}_C^- = -Y \angle -\theta \mathbf{V}_A^- \quad (5.7)$$

$$\mathbf{I}_C^- = (-Y \mathbf{V}_A^-) e^{-j\theta}, \quad (5.8)$$

onde Y é o valor absoluto da admitância da linha ($1/|\mathbf{Z}_s^-|$) e θ é o ângulo de fase de \mathbf{Z}_s^- . A equação (5.8) revela que a corrente de compensação é proporcional a tensão

de sequência negativa e com ângulo de fase igual a $\pi - \theta$ em relação a \mathbf{V}_A^- , conforme mostrado na Figura 5.11. A estratégia de compensação proposta baseia-se neste fato para estimar a corrente de compensação usando apenas a medição de tensão no ponto de conexão do conversor. O algoritmo de controle calcula o valor absoluto de \mathbf{V}_A^- e o conduz a zero através de uma malha de controle com um controlador PI.

O diagrama de controle do sistema de compensação é mostrado na Figura 5.12. O primeiro bloco extrai a componente de sequência negativa da tensão usando um sistema semelhante ao DSOGI-FLL (ver seção 3.3.3) em que o cálculo da componente de sequência negativa é feito por

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \delta \\ -\delta & 1 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta}, \quad (5.9)$$

onde $\delta = e^{-j\pi/2}$ é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo para obter um sinal em quadratura em relação ao sinal original. A amplitude do vetor tensão de sequência negativa, \hat{V}^- passa por um filtro passa-baixas (LPF) para atenuar possíveis transitórios ou distúrbios de tensão devido a injeção de corrente pelo conversor e garantir que Y^* não possua oscilações, durante pelo menos um ciclo da fundamental, para evitar uma modulação da referência de corrente de compensação.

A amplitude da corrente de compensação pode ser limitada indiretamente através da saturação da admitância de referência, $-Y^*$, como mostrado na Figura 5.12. O limite de saturação superior define a amplitude mínima da corrente, logo deve ser zero. Por outro lado, o limite inferior define a amplitude máxima de corrente que também é

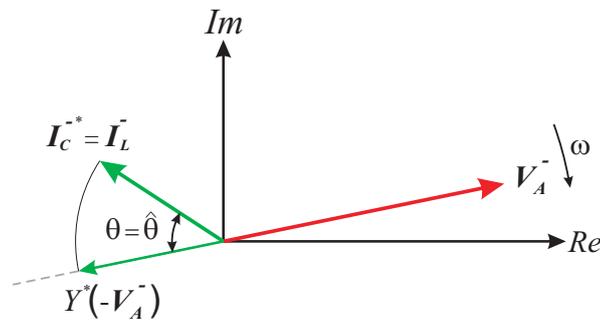


Figura 5.11: Diagrama fasorial das componentes de sequência negativa.

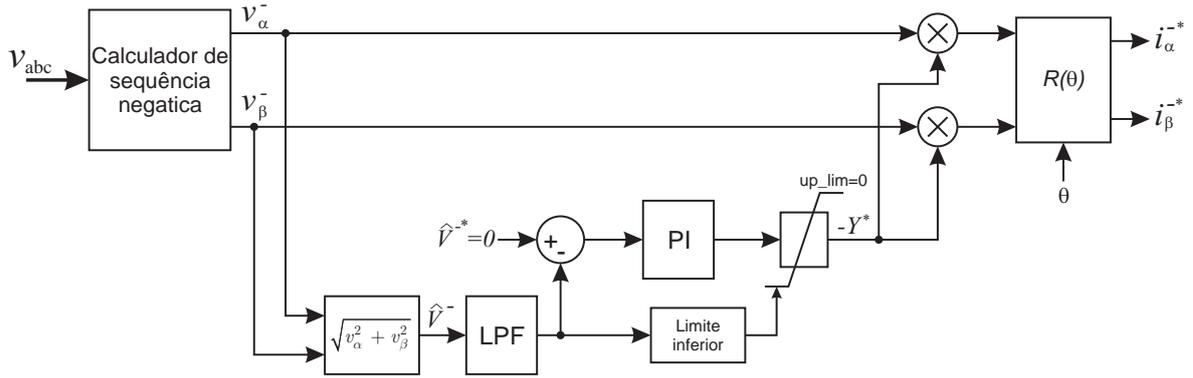


Figura 5.12: Diagrama do sistema de compensação de tensão de sequência negativa.

função da amplitude V^- . Usando (5.7) deduz-se que

$$-Y_{Lim\ inf} = -\frac{I_{MAX}^-}{\hat{V}^-}, \quad (5.10)$$

onde I_{MAX}^- é a máxima amplitude desejada da corrente de compensação.

O último bloco mostrado na Figura 5.12 é uma transformação de rotação para tornar o fasor \mathbf{I}_C^- em oposição de fase com a componente de sequência negativa da corrente de carga. Essa transformação é obtida pela matriz

$$R(\hat{\theta}) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}, \quad (5.11)$$

onde o símbolo “ $\hat{}$ ” significa valor estimado. Note que se essa transformação é aplicada a uma componente de sequência negativa, logo, para $\hat{\theta}$ positivo tem-se um atraso de fase enquanto que para $\hat{\theta}$ negativo tem-se um avanço de fase. O ângulo $\hat{\theta}$ é obtido conhecendo-se a relação X/R no ponto de conexão do conversor, contudo pode ser difícil obter essa informação. No entanto, este ângulo pode ser estimado através da injeção de uma corrente de sequência negativa conhecida no sistema e observada a variação no ângulo da tensão de sequência negativa.

5.2.2 Resultados de Simulação

O desempenho do controle proposto foi avaliado através de simulação, onde a microrrede foi modelada por uma fonte de tensão trifásica com uma impedância e por um conjunto de cargas (uma trifásica e duas monofásicas). As cargas monofásicas

são conectadas à fase b através de chaves. O conversor é composto por um VSI com um filtro LCL de saída. Para simplificar a simulação, uma fonte de tensão CC constante é usada como fonte primária de energia do conversor (conectada no barramento CC do VSI). O sistema completo considerado nesta simulação é mostrado na Figura 5.13 e os principais parâmetros são listados na Tabela 5.2.

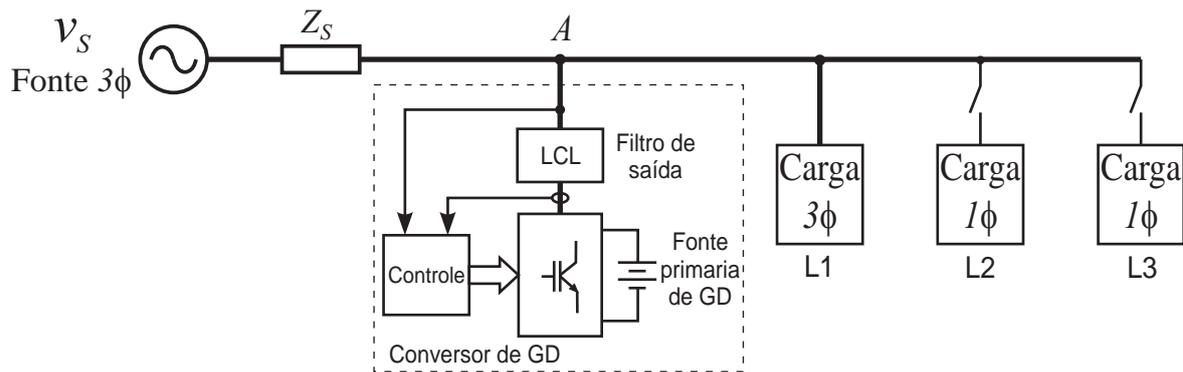


Figura 5.13: Modelo do sistema usado na simulação.

A fim de analisar o comportamento desta estratégia de compensação para diferentes condições de carga, a simulação possui três estágios. No primeiro (0 a $100ms$), apenas a carga balanceada L_1 está conectada à microrrede. Após isto, L_2 também é conectada. Em $t = 400ms$ a carga L_2 é desconectada e L_3 é conectada. Note que L_2 é essencialmente resistiva enquanto que L_3 é indutiva. As componentes de tensão no barramento CA da microrrede são mostradas na Figura 5.14. Neste caso o controle de compensação está desabilitado. Observe que a tensão de sequência negativa fica em torno de $10V$ quando as cargas desbalanceadas estão conectadas.

Tabela 5.2: Parâmetros usados na simulação.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal da carga (fase-fase)	380V
Impedância equivalente da linha, Z_s	$0,8 + j4 \Omega$
Potência da carga trifásica L_1	$2000 + j300 VA$
Potência da carga monofásica L_2	$1500 + j50 VA$
Potência da carga monofásica L_3	$50 + j1500 VA$

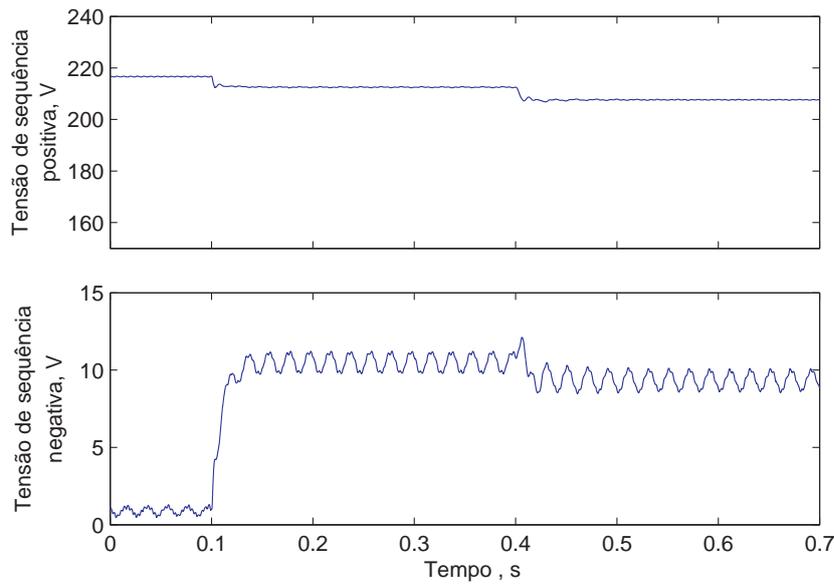
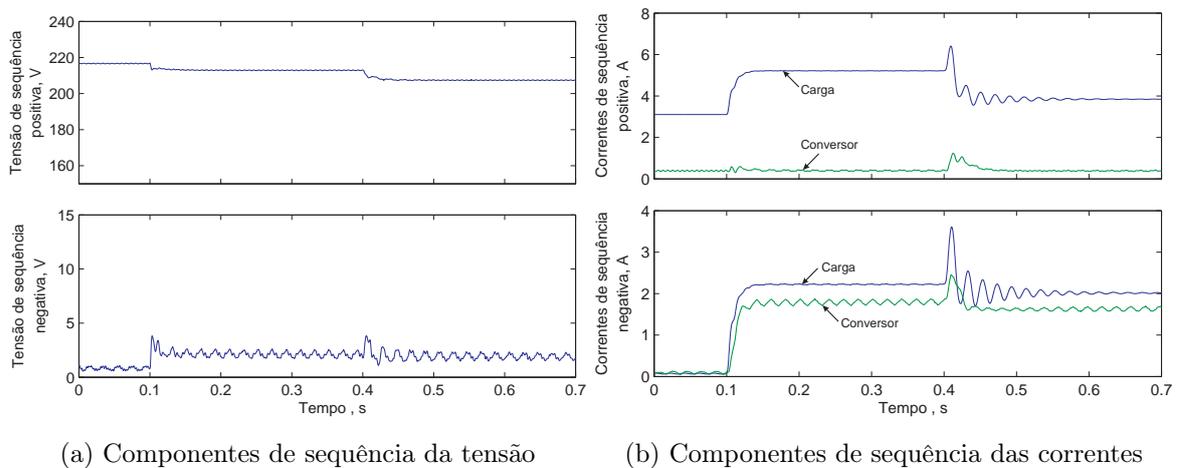


Figura 5.14: Componentes de sequência positiva e negativa da tensão no ponto de conexão do conversor (ponto *A* na Figura 5.13).

A simulação anterior é repetida com a estratégia de compensação habilitada. Os resultados são mostrados na Figura 5.15. A componente de sequência negativa é reduzida para menos de $2,5V$, como mostrado na Figura 5.15(a). Já a componente de sequência positiva da tensão não é alterada em relação a simulação anterior. As componentes da corrente consumida pela carga e entregue pelo conversor são mostradas na Figura 5.15(b), onde pode ser observado que a corrente de sequência positiva



(a) Componentes de sequência da tensão

(b) Componentes de sequência das correntes

Figura 5.15: Resultados da compensação de tensão quando o conversor está entregando pouca potência.

entregue pelo conversor é aproximadamente nula porque a potência ativa de referência é zero. A corrente de sequência negativa não consegue alcançar a corrente de carga, mas fica próxima desta última. A compensação da tensão de sequência negativa não é plena porque quando esta componente aproxima-se de zero, sua estimação pelo DSOGI não é exata e conseqüentemente a corrente de referência não coincide com a corrente de sequência negativa demandada pela carga. Contudo, esses resultados demonstram uma redução de 75% no desequilíbrio da tensão no ponto de acoplamento do conversor.

Quando a fonte primária de energia está disponível sua potência é entregue a microrrede através da corrente de sequência positiva. Na Figura 5.16 é mostrado o caso em que o conversor entrega $1,5kW$ de potência ativa e as cargas são as mesmas da simulação anterior. Note que a compensação da sequência negativa não é afetada com essa nova condição de operação.

5.2.3 Resultados Experimentais

Para comprovar os resultados obtidos em simulação, o sistema de compensação do desequilíbrio de tensão foi avaliado através de resultados experimentais usando a configuração mostrada na Figura 5.17. A microrrede foi emulada pela rede elétrica de distribuição (simulando a fonte de tensão equivalente da microrrede) e um conjunto de

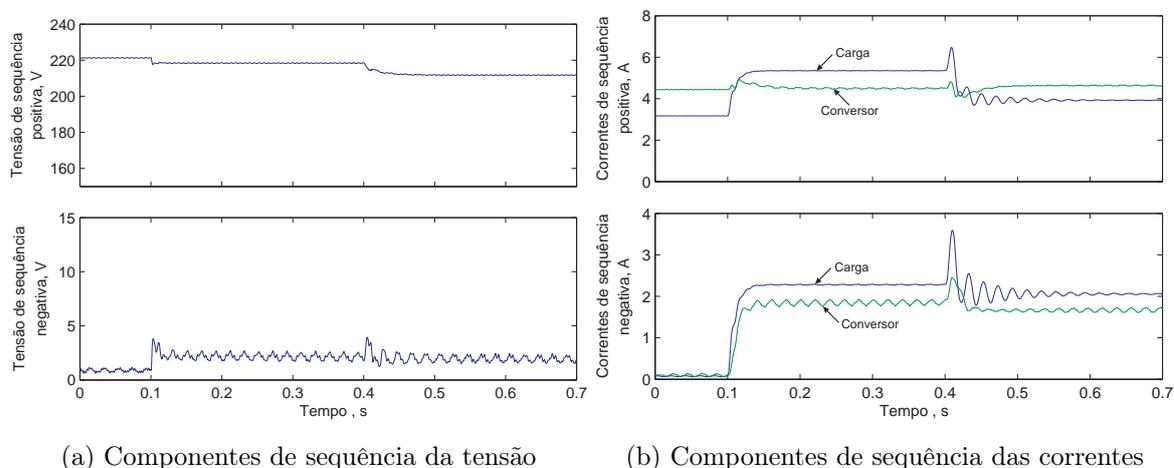


Figura 5.16: Resultados da compensação de tensão quando o conversor está entregando $1,5kW$ de potência ativa.

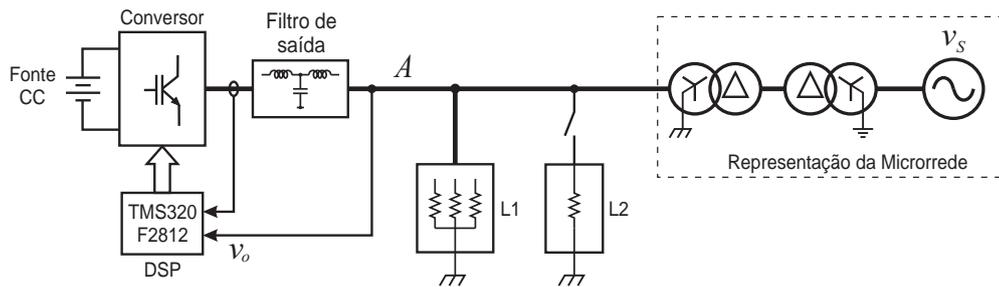


Figura 5.17: Sistema usado na obtenção dos resultados experimentais.

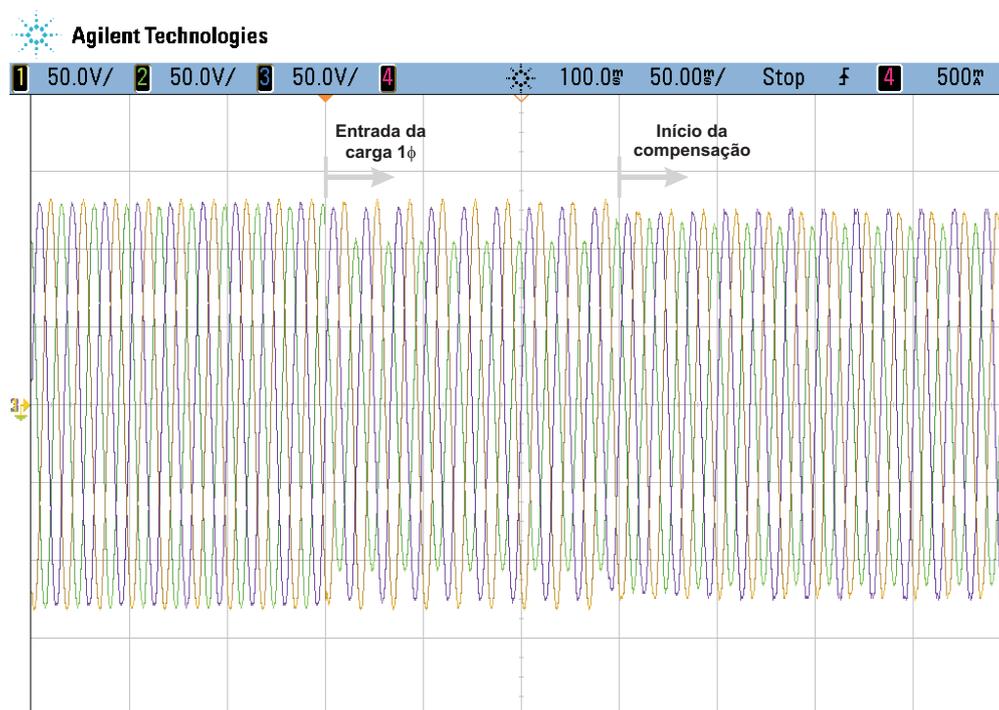
transformadores (simulando a impedância de linha da microrrede). A tensão no ponto de conexão do conversor (ponto A na Figura 5.17) é $125V_{PICO}$ o que corresponde a $88,4V_{RMS}$ fase-neutro. A resistência e a reatância neste mesmo ponto, devido aos transformadores, é $1,7\Omega$ e $6,4\Omega$, respectivamente. O banco de cargas possui uma carga trifásica resistiva conectada diretamente ao barramento CA da microrrede e uma carga monofásica resistiva, a qual pode ser conectada à fase b através de uma chave. Uma fonte CC é usada para alimentar o barramento CC do conversor e um filtro LCL conecta a saída do conversor ao barramento CA da microrrede. Nesta bancada experimental, o algoritmo de controle foi implementado em um processador digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processor*) de ponto flutuante, TMS320F2812 da *Texas Instruments*[®], trabalhando a uma frequência de $150MHz$. Outros parâmetros relevantes do sistema são mostrados na Tabela 5.3.

No primeiro experimento foi verificada a capacidade de compensação da tensão de sequência negativa da estratégia proposta. Inicialmente o algoritmo de compensação

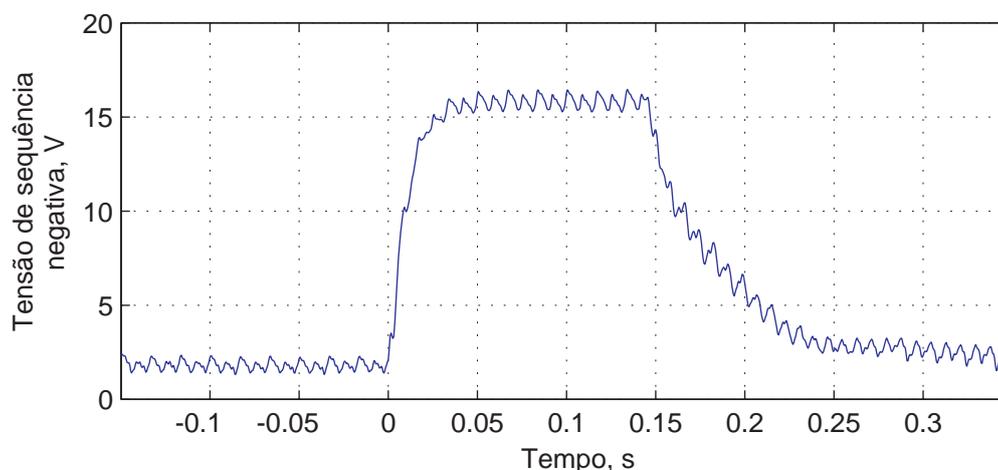
Tabela 5.3: Parâmetros usados no experimento.

Parâmetro	Valor
Resistência da carga trifásica, L_1	$35,5\Omega$
Resistência da carga monofásica, L_2	$30,6\Omega$
Ângulo de fase da impedância da linha, $\hat{\theta}$	75°
Tensão do barramento CC , v_{CC}	$350V$
Período de amostragem, T_S	$50\mu s$
Frequência de corte do LPF, f_c	$5Hz$

está desativado e após algum tempo a carga monofásica é conectada à microrrede resultando em tensões desequilibradas no barramento CA (ponto *A* da Figura 5.17). O algoritmo de compensação é habilitado 150ms depois e o desequilíbrio de tensão é reduzido, como mostrado na Figura 5.18(a). A componente de sequência negativa dessas tensões são mostradas na Figura 5.18(b). Como pode ser notado na Figura 5.18, o desequilíbrio de tensão atinge mais de 15V quando a carga torna-se desbalanceada



(a) Tensões trifásicas no barramento CA da microrrede (ponto *A*)



(b) Componente de sequência negativa extraída da tensão trifásica.

Figura 5.18: Resultados experimentais da compensação de tensão.

e reduz para aproximadamente $2,5V$ quando a compensação é ativada. Além disso, deve ser observado que neste experimento as tensões da rede já eram desequilibradas quando tinha-se apenas cargas balanceadas. No algoritmo experimental foi adicionada uma tolerância de $1,5V$ à tensão de sequência negativa, ou seja, a compensação só ocorre quando esta componente ultrapassa $1,5V$. Isso é necessário porque para baixos níveis de desequilíbrio a precisão do detector de sequência não é satisfatória e consequentemente as correntes de referência poderiam ser incorretas.

No segundo experimento é observado o tempo de resposta da compensação de tensão. Neste caso o algoritmo está sempre habilitado e a compensação ocorre quando a componente de sequência negativa ultrapassa $1,5V$, o que ocorre quando a carga monofásica é conectada. As tensões do barramento CA são mostradas na Figura 5.19, onde pode ser observado que o algoritmo inicia a compensação rapidamente e estabiliza-se em aproximadamente dois ciclos da fundamental.

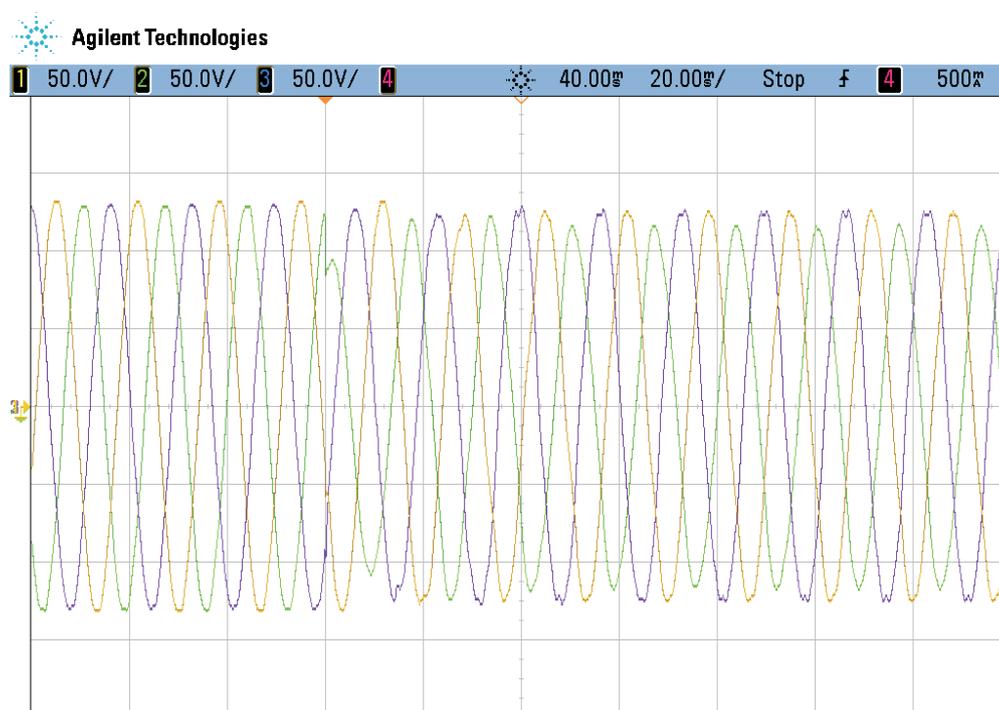


Figura 5.19: Resultados experimentais da compensação de tensão com o compensador de sequência negativa habilitado.

5.3 Conclusão

Neste capítulo é proposta uma estratégia de controle para limitar a corrente de saída de conversores controlados em corrente. Embora se tenha dado ênfase a um caso prático de sistema fotovoltaico, essa estratégia pode ser aplicada a qualquer conversor controlado em corrente com uma malha de controle de potência mais externa. Essa limitação de corrente é essencial para os conversores de GD usados em microrredes porque, diferentemente da filosofia anterior em que o conversor deveria ser desconectado rapidamente durante uma falta na rede, agora o conversor deve ser capaz de manter-se conectado à rede sob qualquer condição de falta. Vale ressaltar que essa estratégia não requer alteração de hardware ou inclusão de sensores e tão pouco requer elevada capacidade computacional, o que a torna simples e de fácil implementação.

Outra melhoria adicionada ao controle de conversores controlados em corrente foi proposta visando compensar os possíveis desequilíbrios de tensão que podem ocorrer em microrredes devido ao grande número de cargas monofásicas. De fato, este efeito pode ocorrer em qualquer sistema elétrico de distribuição, porém ele é mais acentuado em microrredes operando no modo de ilhamento ou em redes elétricas fracas (final da linha de circuitos radiais longos). Mais uma vez buscou-se uma solução simples que não resultasse em modificações no hardware. A compensação do desequilíbrio de tensão é feito através da injeção de uma corrente de sequência negativa estimada unicamente pela medição da tensão de sequência negativa no ponto de acoplamento do conversor. Resultados de simulação e experimentais mostraram que esta compensação não é plena, porém os resultados são bastante satisfatórios com redução de até 85% (obtidos no experimento) da componente de sequência negativa da tensão.

6

CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho é abordado o novo conceito de sistemas de geração distribuída denominado microrrede. Uma microrrede é basicamente uma “célula” de um grande sistema elétrico em que esta célula possui cargas e algumas unidades de geração distribuída com a capacidade de operar tanto conectado ao sistema elétrico principal quanto isolado do mesmo. Esse novo conceito trouxe vários desafios técnicos, como por exemplo: paralelismo de conversores (principal elemento de interface entre a fonte primária de energia e a microrrede); compartilhamento de carga entre os conversores; coordenação da proteção, pois os níveis das correntes de curto são limitados; sistemas de detecção de falha da rede principal e isolamento da microrrede.

O método de paralelismo de conversores mais utilizado em microrredes é o controle por inclinação. Este método é o foco principal do Capítulo 2, onde são apresentados seus fundamentos teóricos e suas principais características. Nesse capítulo também é proposto um novo método para calcular as componentes de potência ativa e reativa média de conversores monofásicos, a fim de melhorar sua resposta dinâmica e a qualidade da tensão de saída destes conversores.

O método mestre-escravo é outra possível configuração para o paralelismo de conversores em microrredes. Embora este método seja criticado, principalmente nas publicações sobre controle por inclinação, ele possui um série de vantagens em relação

ao controle por inclinação. Na Tabela 6.1 é apresentado um resumo comparativo entre essas duas técnicas. Como pode ser observado na tabela, a desvantagem da configuração mestre-escravo é o sistema de comunicação, que pode inviabilizar o uso desta configuração em pequenas microrredes devido ao custo. Porém, seu uso é justificável em grandes microrredes.

Tabela 6.1: Resumo comparativo entre o controle por inclinação e a configuração mestre-escravo.

Controle por inclinação	Configuração mestre-escravo
Compartilhamento de carga depende dos coeficientes de inclinação e da impedância da rede.	Compartilhamento de carga mais eficiente e independente de parâmetros de configuração ou elementos externos.
O módulo e fase da impedância da rede têm influência sobre o compartilhamento de carga.	A impedância da rede não interfere no compartilhamento de carga.
A tensão e a frequência da microrrede apresentam variações em função da demanda de carga.	A tensão e frequência da microrrede são fixas e iguais aos valores nominais do sistema.
Pode ocorrer circulação de corrente entre os conversores, já que todos se comportam como uma fonte de tensão.	Não há riscos de circulação de corrente porque apenas um conversor é controlado em tensão e os demais em corrente.
Não há necessidade de comunicação entre os conversores. O compartilhamento de carga é feito com base em informações medidas localmente na saída do conversor.	Requer comunicação com baixa largura de banda para medir a demanda de carga total e definir as potências de referência de cada conversor.

No Capítulo 3 foram apresentados as formas de controle do CM, que podem ser controle de corrente ou controle de tensão, dependendo se a microrrede está ou não conectada à rede elétrica principal. Além disso, é proposto um oscilador para geração da referência de tensão no modo de ilhamento. Esse oscilador aproveita a mesma estrutura do sistema de sincronização e detecção da tensão de sequência positiva e, portanto, evita o aumento de complexidade do sistema de controle do conversor.

No Capítulo 4 são apresentados os detalhes da implementação do agente inteligente de conexão (AIC), proposto no Capítulo 3. São apresentados isoladamente os resultados experimentais dos vários blocos que constituem o AIC. Também são apresentados os resultados experimentais de todo o sistema frente a distúrbios na rede elétrica principal.

Os resultados atestam o ótimo desempenho da configuração de microrrede proposta.

No Capítulo 5 são propostas duas estratégias de controle para os conversores controlados em corrente. Uma dessas estratégias visa limitar a corrente de saída do conversor evitando sobrecorrentes durante faltas na rede elétrica principal ou devido à sobrecargas na microrrede. A segunda estratégia tem como objetivo reduzir o desequilíbrio de tensão que pode haver na microrrede devido às cargas monofásicas. A eficiência das estratégias propostas é comprovada através de simulações e resultados experimentais.

6.1 Trabalhos Futuros

A partir dos estudos desenvolvidos nesta Tese são propostos os seguintes temas para trabalhos futuros:

- Investigar outras alternativas de garantir o compartilhamento de cargas entre conversores operando com controle por inclinação quando as impedâncias de conexão são grandezas complexas;
- Investigar mais profundamente o comportamento dinâmico dos conversores monofásicos e trifásicos operando com o controle por inclinação, bem como apresentar resultados experimentais desses sistemas;
- Comprovar experimentalmente o desempenho do calculador de potência média equivalente (CPME), usados em conversores monofásicos com o método de controle por inclinação, para determinar as componentes de potência ativa e reativa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. Jenkins, R. Allan, P. Crossley, D. Kirschen, and G. Strbac, “Embedded generation,” *The Institution of Electrical Engineers Power Engineering*, vol. 31, 2000.
- [2] S. M. Jimenez and N. Hatziargyriou, “Research activities in europe on integration of distributed energy resources in the electricity networks of the future,” *Proceedings IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 2006.
- [3] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. Dagle, R. Guttromson, A. S. Meliopoulos, R. Yinger, and J. Eto, “White paper on integration of distributed energy resources - the CERTS microgrid concept,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC*. Office of Power Technologies of the US Department of Energy, Contract DE-AC03-76SF00098,, CERTS 2002.
- [4] “IEEE guide for design, operation, and integration of distributed resource island systems with electric power systems,” *IEEE Std 1547.4-2011*, pp. 1–54, 20 2011.
- [5] “Commercial, community, institutional, military, and remote microgrids: Active projects by world region,” Pike Research, Tech. Rep., 2011. [Online]. Available: <http://www.pikeresearch.com/research/microgrid-deployment-tracker-4q11>
- [6] X. Xu and X. Zha, “Overview of the researches on distributed generation and microgrid,” *International Power Engineering Conference*, pp. 966–971, 2007.
- [7] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct. 2006.

- [8] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 888–895, May 2003.
- [9] S. Fukuda and T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 37, no. 3, pp. 888–895, May 2001.
- [10] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "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 Trans. Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, mar. 2002.
- [11] D. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, May 2003.
- [12] P. Mattavelli, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 140–147, Jan. 2005.
- [13] H. Nikkhajoei and R. Iravani, "Dynamic model and control of ac-dc-ac voltage-sourced converter system for distributed resources," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 22, no. 2, pp. 1169–1178, Apr. 2007.
- [14] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, set. 2006.
- [15] B. Han, B. Bae, H. Kim, and S. Baek, "Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 21, no. 1, pp. 330–338, Jan. 2006.

- [16] “Inverters, converters, and controllers for use in independent power systems,” *UL Std. 1741*, 2002.
- [17] “Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” *IEEE Std. 1547*, 2003.
- [18] F. Iov and F. Blaabjerg, “Converter applications in future european electricity network,” *UNIFLEX-PM 019794 (SES6)*, Technical Report 2006.
- [19] M. M. Casaro and D. C. Martins, “Grid-connected PV system: Introduction to behavior matching,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 951–956, June 2008.
- [20] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review,” *IEEE 37th IAS Annual Meeting*, pp. 782–788, Oct. 2002.
- [21] G. M. S. Azevedo, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, and P. Rodriguez, “Implementation of a grid connected photovoltaic system controlled by digital signal processor,” *Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia*, Oct. 2007.
- [22] T. Kerekes, R. Teodorescu, C. Klumpner, M. Sumner, D. Floricau, and P. Rodriguez, “Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sep. 2007.
- [23] “Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid,” *VDE 0126-1-1*.
- [24] B. Bletterie, R. Bründlinger, and H. Fechner, “Sensitivity of photovoltaic inverters to voltage sags - test results for a set of commercial products,” *International Conference on Electricity Distribution*, 2005.
- [25] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted

- operating conditions,” *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 5173–5178, Nov. 2006.
- [26] D. Shanxu, M. Yu, X. Jian, K. Yong, and C. Jian, “Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS,” in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS*, vol. 2, 1999, pp. 883–887.
- [27] E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo, and P. F. D. Garcia, “Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 533–542, mar. 2002.
- [28] J. M. Guerrero, J. Matas, L. G. de Vicuña, M. Castilla, and J. Miret, “Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 994–1004, april 2007.
- [29] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, “Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections,” in *Proc. 1997. Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '97*, vol. 1, 23–27 Feb. 1997, pp. 94–100.
- [30] E. Sato and A. Kawamura, “High reliability and high performance parallel-connected UPS system with independent control,” in *International Telecommunications Conference, INTELEC*, sept. 2005, pp. 389–394.
- [31] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, “Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 131–138, jan/feb 2000.
- [32] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, “Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1126–1135, aug. 2005.
- [33] —, “A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters

- in distributed generation systems,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1205–1213, Sept. 2004.
- [34] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuña, “Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 726–736, mar. 2009.
- [35] I. Batarseh, K. Siri, and H. Lee, “Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected DC-DC converters,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, vol. 2, jun 1994, pp. 1342–1351.
- [36] K. D. Brabandere, B. Bolsens, J. V. den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, “A voltage and frequency droop control method for parallel inverters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1107–1115, july 2007.
- [37] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 2nd ed. Mc Graw Hill, 2002.
- [38] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuña, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids - a general approach towards standardization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–15, 2010.
- [39] K. S. Parlak, M. Ozdemir, and M. T. Aydemir, “Active and reactive power sharing and frequency restoration in a distributed power system consisting of two UPS units,” *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 31, no. 5, pp. 220–226, 2009.
- [40] J.-F. Chen, C.-L. Chu, and Y.-C. Lieu, “Modular parallel three-phase inverter system,” in *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, vol. 1, jul. 1995, pp. 237–242.
- [41] A. Mohd, E. Ortjohann, D. Morton, and O. Omari, “Review of control techniques for inverters parallel operation,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 12, pp. 1477–1487, 2010.

- [42] M. Prodanović and T. C. Green, “High-quality power generation through distributed control of a power park microgrid,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1471–1487, 2006.
- [43] J. A. P. Lopes, C. L. Moreira, and A. G. Madureira, “Defining control strategies for microgrids islanded operation,” *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 21, no. 2, pp. 916–924, may 2006.
- [44] C. L. Moreira, F. O. Resende, and J. A. P. Lopes, “Using low voltage microgrids for service restoration,” *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 395–403, feb 2007.
- [45] H. Laaksonen, P. Saari, and R. Komulainen, “Voltage and frequency control of inverter based weak LV network microgrid,” in *International Conference on Future Power Systems*, nov. 2005.
- [46] M. A. Pedrasa and T. Spooner, “A survey of techniques used to control microgrid generation and storage during island operation,” *AUPEC*, 2006.
- [47] M. Aredes, J. Häfner, and K. Heumann, “Three-phase four-wire shunt active filter control strategies,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 12, no. 2, pp. 311–318, mar. 1997.
- [48] P. Verdelho and G. Marques, “Four-wire current-regulated PWM voltage converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 761–770, oct. 1998.
- [49] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, “Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, may. 2002.
- [50] C. L. Chen, C. E. Lin, and C. Huang, “An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, vol. 2, jun. 1994, pp. 1451–1455.
- [51] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, “Simple analytical and graphical

- methods for carrier-based PWM-VSI drives,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49–61, jan. 1999.
- [52] R. Kaglawala, S. S. Venkata, P. O. Lauritzen, and A. S. R. Adapa, “A transient behavioral model (TBM) for power converters,” in *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, aug 1996, pp. 18–24.
- [53] M. B. Lindgren, “Analysis and simulation of digitally-controlled grid-connected PWM-converters using the space-vector average approximation,” in *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, aug 1996, pp. 85–89.
- [54] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, “A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 480–486, may/jun 1998.
- [55] J. L. Willems, “A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations,” *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 4, pp. 523–527, aug. 1992.
- [56] F. Z. Peng and J.-S. Lai, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,” *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 1, pp. 293–297, feb. 1996.
- [57] P. Rodriguez, A. V. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2583–2592, oct. 2007.
- [58] P. Rodriguez, A. Luna, G. M. Azevedo, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Control of STATCOM in wind power plants based on induction generators during asymmetrical grid faults.” International Power Electronics Conference, IPEC, jun. 2010, pp. 2066–2073.
- [59] V. Kaura and V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, jan. 1997.

- [60] S.-K. Chung, “A phase tracking system for three phase utility interface inverters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, may. 2000.
- [61] H. de Souza, F. Bradaschia, F. Neves, M. Cavalcanti, G. Azevedo, and de Josué Arruda, “A method for extracting the fundamental-frequency positive-sequence voltage vector based on simple mathematical transformations,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1539–1547, may. 2009.
- [62] F. Neves, de Helber de Souza, F. Bradaschia, M. Cavalcanti, M. Rizo, and F. Rodriguez, “A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2858–2867, aug. 2010.
- [63] F. Neves, M. Cavalcanti, H. de Souza, F. Bradaschia, E. Bueno, and M. Rizo, “A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals,” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1816–1825, jul. 2010.
- [64] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions,” in *IEEE Annual Conference on Industrial Electronics, IECON*, nov. 2006, pp. 5173–5178.
- [65] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai, and G. Joós, “A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 674–684, mar. 2009.
- [66] C. L. Fortescue, “Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XXXVII, no. 2, pp. 1027–1140, jul. 1918.
- [67] W. V. Lyon, *Application of the Method of Symmetrical Components*, M. G. H. Book, Ed., New York, 1937.

- [68] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators," in *IEEE Annual Conference on Industrial Electronics, IECON*, nov. 2008, pp. 755–760.
- [69] K. Ogata, *Engenharia de Cotnrole Moderno*, 3rd ed., LTC, Ed., 1998.
- [70] *SEMI F47-0200, Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity*, Semiconductor Equipment and Materials International, 1999/2000.
- [71] "IEEE application guide for IEEE std 1547, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems," *IEEE Std 1547.2-2008*, 2009.
- [72] S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and P. Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*, 1st ed. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology - IET, 2009.
- [73] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," in *IEEE Industrial Electronics Conference, IECON*, nov. 2008, pp. 176–181.
- [74] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, June 2007.
- [75] M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, B. A. Amaral, K. C. Oliveira, F. A. S. Neves, and Z. D. Lins, "A grid connected photovoltaic generation system with harmonic and reactive power compensation," *Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia*, June 2005.
- [76] M. F. Schonardie and D. C. Martins, "Grid-connected photovoltaic three-phase system using park transformation with active and reactive power control and input voltage clamped," *Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia*, Oct. 2007.

- [77] Y. Komatsu, "Application of the extension pq theory to a mains-coupled photovoltaic system," *Proceedings of the Power Conversion Conference*, pp. 816–821, June 2002.
- [78] M. H. J. Bollen and L. D. Zhang, "Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dips due to faults," *Electric Power Systems Research*, vol. 66, no. 1, pp. 59–69, July 2003.
- [79] L. Yunwei, D. M. Vilathgamuwa, and C. L. Poh, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1707–1719, nov. 2005.
- [80] W. L. Yun, D. M. Vilathgamuwa, and C. L. Poh, "A grid-interfacing power quality compensator for three-phase three-wire microgrid applications," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1021–1031, jul. 2006.
- [81] M. Griffiths and C. Coates, "Behaviour of microgrids in the presence of unbalanced loads," in *AUPEC*, dec. 2007.
- [82] M. Hojo, Y. Iwase, T. Funabashi, and Y. Ueda, "A method of three-phase balancing in microgrid by photovoltaic generation systems," in *EPE-PEMC*, set. 2008, pp. 2487–2491.
- [83] C. Sao and P. W. Lehn, "Voltage balancing of converter fed microgrids with single phase loads," in *IEEE Power Engineering Society Gen. Meeting*, jul. 2008.