

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



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Controle Mestre-Escravo sem Comunicação para
Conversores de Potência Aplicados a Microrredes**

Alex Silva Pereira

Alex Silva Pereira

Controle Mestre-Escravo sem Comunicação para Conversores de Potência Aplicados a Microrredes

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, *D.Sc.*

Coorientador: Fabrício Bradaschia, *D.Sc.*

Recife

2017

Catálogo na fonte
Bibliotecária: Rosineide Mesquita Gonçalves Luz / CRB4-1361 (BCTG)

P436c Pereira, Alex Silva.
Controle Mestre-Escravo sem comunicação para conversores de potência aplicados a microrredes / Alex Silva Pereira. – Recife, 2018.
88folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo, D.Sc.

Coorientador: Fabrício Bradaschia, D.Sc.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco.

CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3. Geração distribuída. 4. Controle de inversores. 5. Mestre escravo sem comunicação. 6. Compartilhamento de potência. 7. Controle por inclinação. I. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza (Orientador). II. Bradaschia, Fabrício (Coorientador). III. Título.

621.3 CDD (22. Ed.)

UFPE/BCTG/2018 -2015



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

ALEX SILVA PEREIRA

TÍTULO

**“CONTROLE MESTRE ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO PARA
CONVERSORES DE POTÊNCIA APLICADOS A MICRORREDES”**

A comissão examinadora composta pelos professores: GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE; FABRÍCIO BRADASCHIA, DEE/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE e FRANCISCO KLEBER DE ARAÚJO LIMA, DEE/UFC, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ALEX SILVA PEREIRA APROVADO.**

Recife, 17 de novembro de 2017.

EDUARDO FONTANA

Vice-Coordenador do PPGEE

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO

Orientador e Membro Titular Interno

FRANCISCO KLEBER DE ARAÚJO LIMA

Membro Titular Externo

FABRÍCIO BRADASCHIA

Coorientador e Membro Titular Interno

MARCELO CABRAL CAVALCANTI

Membro Titular Interno

Dedico a Cláudio e Acácio (in memoriam), meus irmãos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus em quem eu procuro ter força e luz para os meus caminhos. Agradeço com muito amor aos meus pais, Ailete e João, por tudo o que me fizeram durante toda a minha vida. Espero ter sido merecedor do apoio, incentivo e esforço dedicado por vocês em todos os sentidos, sobretudo quanto à minha formação como pessoa.

Minha gratidão aos meus irmãos Naldo e Acácia pela amizade e companheirismo, apesar de morarmos distantes. Agradeço também com muito amor e carinho à minha filha Maria Eduarda pelo amor incondicional.

Aos professores e orientadores Fabrício Bradaschia e Gustavo Medeiros pelos direcionamentos, apoio e companheirismo. Aos professores Francisco Neves, Marcelo Cavalcanti, Leonardo Limongi e aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE).

Ao amigo Artur pelo apoio e pelos momentos de descontração. Aos demais amigos do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) e do DEE, entre os quais Tiago, Calebe, Erika, Anderson, Milton, Aguinaldo Júnior, Luiz Guilherme Genú, Márcio Gomes e Emerson Silva, pela amizade, ajuda e pelos vários agradáveis intervalos para um delicioso café.

Aos amigos de Santa Catarina, Everton, Vitor e Felipe, muito obrigado pela troca de informações técnicas e pelo companheirismo enquanto estavam aqui durante o intercâmbio.

À CAPES por ter dado o apoio financeiro, e a todos os que contribuíram de alguma maneira direta ou indireta para a realização deste trabalho.

Viver é enfrentar um problema atrás do outro. O modo como você o encara é que faz a diferença.
(Benjamin Franklin)

RESUMO

O controle de uma microrrede pode ser estruturado em níveis hierárquicos. Os níveis de controle de uma microrrede podem aumentar a eficiência, a confiabilidade e a qualidade da energia produzida pelos geradores distribuídos que usam alguma fonte primária renovável. A função do controle de conversores de potência aplicados a geradores distribuídos é atender simultaneamente todos os requisitos de sincronização e suporte à microrrede em modo ilhado ou conectado. Este trabalho apresenta um estudo quanto às técnicas de controle em nível primário responsáveis pelo compartilhamento de potência da microrrede. As principais delas são a técnica mestre-escravo e a técnica por inclinação. O objetivo deste trabalho é estudar a técnica mestre-escravo, pois nesta técnica os conversores podem atuar tanto como fonte de tensão quanto como fonte corrente. A metodologia escolhida consiste em revisar os fundamentos do controle mestre-escravo clássico e apresentar o controle mestre-escravo sem comunicação, adaptado do controle por inclinação. São apresentados resultados de um estudo comparativo de simulação entre o controle mestre-escravo sem comunicação e o controle por inclinação, usando uma microrrede padrão adotada pelo *CIGRÉ*. Além disso, são apresentados resultados experimentais de uma microrrede mestre-escravo sem comunicação simplificada com dois conversores. Os resultados obtidos comprovam a validade do modelo teórico do controle mestre-escravo sem comunicação.

Palavras-chave: Microrredes. Geração distribuída. Controle de inversores. Mestre-escravo sem comunicação. Compartilhamento de potência. Controle por inclinação.

ABSTRACT

The control of a microgrid can be structured in hierarchical levels. The control levels can improve performance, reliability and quality over power generation from distributed generators using some renewable primary source. The function of the power converters control applied to distributed generators is to simultaneously achieve all synchronization and support requirements to the microgrid in islanded or connected modes. This work presents a study on the techniques of primary control encharged to the power sharing. The most important ones are the master-slave and the droop techniques. The goal of this work is study the master-slave technique, because in this technique power converters can act as voltage source and current source as well. The methodology selected consist on review the master-slave control fundamentals, and show the master-slave control without communication, adpated from the droop control. Results of a comparative study of simulation between the master-slave without communication control and the droop control are presented, using a benchmark microgrid adopted by CIGRÉ. Moreover, experimental results of a master-slave without communication microgrid, simplified with two converters, are presented. Results obtained verify the validity of the theoretical master-slave without communication control model.

Keywords: Microgrids. Distributed generation. Inverters control. Droop control. Wireless Master-Slave. Power sharing.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama típico de uma microrrede.	20
Figura 2 – Hierarquia de controle das microrredes.	21
Figura 3 – Topologia mestre escravo multinível.	24
Figura 4 – Estrutura do controle mestre-escravo ilhado.	27
Figura 5 – A microrrede mestre-escravo no modo conectado.	29
Figura 6 – Efeitos na referência de corrente com componentes de sequência positiva e negativa de tensão.	33
Figura 7 – Efeitos na referência de corrente com componentes de sequência positiva e negativa de tensão usando a técnica BPSC.	34
Figura 8 – Diagrama da geração da referência e do controle de corrente.	35
Figura 9 – Estimador da tensão de sequência positiva na geração de referência do controle de corrente.	35
Figura 10 – QSG usando AF de segunda ordem.	36
Figura 11 – Respostas do AF ao: (a) degrau unitário, (b) seno/cosseno.	37
Figura 12 – GI com menor esforço computacional de implementação, conhecido como SOGI.	37
Figura 13 – Resposta em frequência do SOGI.	38
Figura 14 – Resposta do SOGI-QSG a uma entrada senoidal unitária.	39
Figura 15 – Respostas da saída em quadratura e do sinal de erro do SOGI-QSG.	40
Figura 16 – SOGI-FLL: integrador generalizado de segunda ordem com malha de controle de frequência.	40
Figura 17 – Modelo de primeira ordem linearizado da FLL.	42
Figura 18 – Respostas do SOGI-FLL a uma senoide unitária.	42
Figura 19 – DSOGI-FLL: sistema de estimação da tensão de sequência positiva.	44
Figura 20 – Respostas do DSOGI-FLL a uma variação de amplitude e frequência.	45
Figura 21 – Topologia da planta utilizada para controle dos conversores.	46
Figura 22 – Diagrama da malha de controle de corrente.	46
Figura 23 – A microrrede mestre-escravo no modo desconectado.	47
Figura 24 – Controle do conversor mestre quando desconectado da rede.	48
Figura 25 – Modificação nas entradas do DSOGI e da FLL para geração da tensão de referência.	48
Figura 26 – Malha primária externa de controle de tensão.	49
Figura 27 – Geração da referência e controle de tensão do inversor mestre WMS no modo ilhado.	52
Figura 28 – Característica do controle <i>droop</i> Q/V	53
Figura 29 – Característica do controle <i>droop</i> P/ω	53

Figura 30 – Resposta da frequência e da potência ativa para uma variação de carga em 50ms.	55
Figura 31 – Resposta da tensão à variação da potência reativa.	55
Figura 32 – Tensão de saída do conversor em referencial <i>abc</i>	56
Figura 33 – Diagrama da geração da referência e do controle de corrente WMS.	57
Figura 34 – A microrrede padrão adotada pelo <i>CIGRÉ</i>	62
Figura 35 – A microrrede padrão em Matlab/Simulink.	64
Figura 36 – Frequência em função da potência ativa da microrrede com droop.	67
Figura 37 – Amplitude de tensão em função da potência reativa da microrrede com droop.	67
Figura 38 – Frequência em função da potência ativa da microrrede com WMS.	69
Figura 39 – Amplitude da tensão em função da potência reativa da microrrede com WMS.	70
Figura 40 – Corrente de circulação entre o DG1 e o DG2 usando a técnica <i>droop</i>	71
Figura 41 – Corrente de circulação entre o DG1 e o DG2 usando a técnica WMS.	72
Figura 42 – Diagramas em blocos do protótipo da microrrede WMS simplificada com 2 conversores.	74
Figura 43 – Fotos do protótipo WMS mestre.	75
Figura 44 – Fotos do protótipo WMS escravo.	76
Figura 45 – Fotos do controlador escravo e do barramento da microrrede WMS.	77
Figura 46 – Resultados experimentais do conversor mestre com WMS. Escala de tensão: 50V/div, escala de corrente: 2A/div.	77
Figura 47 – Resultados experimentais do conversor escravo com WMS. Escala de tensão: 50V/div, escala de corrente: 2A/div.	78
Figura 48 – Desempenho estável do laço de tensão durante teste de transição de carga.	79
Figura 49 – Resultados experimentais do paralelismo entre os conversores mestre-escravo sem comunicação.	79
Figura 50 – Resultados experimentais da corrente de circulação entre os conversores WMS.	80
Figura 51 – Resposta da frequência ao compartilhamento de potência ativa.	81
Figura 52 – Resposta da amplitude de tensão ao compartilhamento de potência reativa.	82

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tempos de acomodação dos filtros passa-baixas.	59
Tabela 2 – Tipos de cabos da microrrede padrão.	65
Tabela 3 – Impedância dos cabos da microrrede padrão.	65
Tabela 4 – Parâmetros do protótipo da microrrede WMS simplificada com dois conversores.	75
Tabela 5 – Resumo comparativo entre o controle <i>droop</i> e o WMS.	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AF	<i>Adaptive Filter</i>
ANC	<i>Adaptive Noise Cancelling</i>
ANF	<i>Adaptive Notch Filter</i>
BPSC	<i>Balanced Positive Sequence Control</i>
CC	<i>Current Control</i>
CFD	Condição de Falta Detectada na Rede
CO	Centro de Operação
CPM	Calculador de Potência Média
DER	<i>Distributed Energy Resource</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DG	<i>Distributed Generator</i>
DSOGI-FLL	<i>Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop</i>
DSRF	<i>Double Synchronous Reference Frame</i>
FLL	<i>Frequency Locked Loop</i>
FRT	<i>Fault Ride Through</i>
GI	<i>Generalized Integrator</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IBDGs	<i>Inverter-Based DGs</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>
LV	<i>Low Voltage</i>
MAS	<i>Multi-Agent System</i>
MG	<i>Micro Grid</i>

MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MV	<i>Medium Voltage</i>
OL	<i>Overhead Line</i>
OLTC	<i>On Line Tap Changer</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PD	<i>Phase Detector</i>
PI	Proporcional Integral
PIE	Produtor Independente de Energia
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	<i>Proporcional Ressonante</i>
QSG	<i>Quadrature Signal Generator</i>
RDFT	<i>Recursive Discrete Fourier Transform</i>
RES	<i>Renewable Energy Source</i>
SC	<i>Service Connection</i>
SFCR	Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede
SFD	Sistema Fotovoltaico Domiciliar
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
UL	<i>Underground Line</i>
VC	<i>Voltage Control</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscilator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
WEA	<i>World Energy Assessment</i>
WMS	<i>Wireless Master Slave</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

abc	Referencial natural de eixos abc
a_1, b_1, c_1	Coefficientes de Fourier na frequência fundamental
C	Capacitância do filtro
C_1, C_2	Capacitores que dividem o barramento de corrente contínua
dq	Referencial síncrono de eixos dq
$\Delta\omega$	Varição de frequência
ΔV	Varição de tensão
e	Erro de tensão
e_f	Erro de frequência
f	Frequência nominal da rede
f_s	Frequência de amostragem discreta
f_{sw}	Frequência de chaveamento do inversor
m	Coefficiente <i>droop</i> de inclinação de frequência
n	Coefficiente <i>droop</i> de inclinação de tensão
ϕ	Ângulo de potência entre duas barras
\vec{i}	Vetor corrente real no inversor
\vec{i}^*	Vetor corrente desejada no inversor
\vec{i}_l	Vetor corrente da saída de carga do inversor
\vec{i}^+, \vec{i}^-	Vetores de corrente de sequência positiva e negativa
\vec{i}_p^*, \vec{i}_q^*	Vetores de referência de corrente ativa e reativa
V^*	Amplitude da tensão de referência desejada
k	k -ésima amostra do processamento digital
K_{VCO}	Ganho proporcional de tensão do oscilador VCO
K_{FCO}	Ganho integral de frequência do oscilador VCO

L	Indutância do filtro
N	Número de amostras do processamento digital
n	n -ésima componente harmônica
O	Ponto central do barramento de corrente contínua
P	Potência ativa média em um ciclo da rede
p	Potência ativa instantânea
p^*	Referência de potência ativa instantânea
Q	Potência reativa média em um ciclo da rede
q	Potência reativa instantânea
q^*	Referência de potência reativa instantânea
T	Período de uma determinada função periódica
T_s	Período de amostragem
t_s	Tempo de acomodação
t_{SOGI}	Tempo de acomodação do SOGI
t_{FLL}	Tempo de acomodação da FLL
t_ω	Tempo de acomodação de frequência
τ	Constante de tempo
V_{nom}	Tensão nominal da rede
\vec{v}	Vetor tensão real no ponto de acoplamento
\vec{v}'	Vetor da componente fundamental de tensão da rede
\vec{v}^*	Vetor tensão desejada no ponto de acoplamento
\vec{v}^+, \vec{v}^-	Vetores de tensão de sequência positiva e negativa
\vec{v}_\perp	Vetor de tensão ortogonal
\vec{v}_g	Vetor da tensão de rede no PCC
\vec{v}_m	Vetor da tensão do inversor mestre
ξ	Coefficiente de amortecimento

$w[k]$	Vetor de pesos do algoritmo mínimos quadrados
ω	Frequência angular controlada
ω_i	Frequência angular da entrada de sincronismo
ω_{nom}	Frequência nominal da rede
ω^*	Frequência da tensão de referência desejada
Ω	Função de transferência da FLL
\vec{x}	Vetor de estados dinâmicos
\vec{y}	Vetor de saídas dinâmicas
γ	Ganho integral da FLL
Γ	Constante de tempo da FLL linearizada em modelo de primeira ordem

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	ESTRUTURAS DE CONTROLE PARA MICRORREDES	20
1.2	CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO	25
1.3	ESBOÇO DA DISSERTAÇÃO	25
2	TÉCNICA CLÁSSICA DE CONTROLE MESTRE-ESCRAVO	27
2.1	CONTROLE DOS CONVERSORES MESTRE E ESCRAVOS QUANDO CONECTADOS À REDE	29
2.1.1	Cálculo da Corrente de Referência	31
2.1.2	Deteção da Componente de Sequência Positiva da Tensão da Rede	34
2.1.2.1	Integrador Generalizado de Segunda Ordem (SOGI)	36
2.1.2.2	SOGI e o Conceito FLL	39
2.1.2.3	Análise do SOGI-FLL	41
2.1.3	Controle de Corrente	43
2.2	CONTROLE DOS CONVERSORES MESTRE E ESCRAVOS QUANDO DESCONECTADOS DA REDE	47
2.2.1	Geração da Tensão de Referência	47
2.2.2	Controle de Tensão	48
2.3	CONCLUSÃO	49
3	TÉCNICA DE CONTROLE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO	51
3.1	CONTROLE DOS CONVERSORES QUANDO CONECTADOS À REDE	51
3.2	CONTROLE DOS CONVERSORES MESTRE E ESCRAVOS QUANDO DESCONECTADOS DA REDE	51
3.2.1	Controle do Conversor Mestre	52
3.2.2	Controle dos Conversores Escravos	57
3.3	CONCLUSÃO	59
4	COMPARAÇÃO ENTRE O CONTROLE DROOP E O MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO	61
4.1	UMA MICRORREDE PADRÃO	61
4.2	A MICRORREDE PADRÃO COM CONTROLE <i>DROOP</i>	65
4.3	A MICRORREDE PADRÃO COM CONTROLE WMS	68
4.4	ANÁLISE DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO	70

4.5	CONCLUSÃO	73
5	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UMA MICRORREDE MESTRE- ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO	74
5.1	DETALHAMENTO DOS PROTÓTIPOS	74
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	76
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO LAÇO DE TENSÃO	78
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO	80
5.5	RESULTADOS DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA	81
5.6	RESULTADOS DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA REA- TIVA	82
5.7	CONCLUSÃO	83
6	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	84
6.1	CONCLUSÕES GERAIS	84
6.2	TRABALHOS FUTUROS	86
	REFERÊNCIAS	87

1 INTRODUÇÃO

Muitas oportunidades em alternativas para o mercado de energia surgiram após as inúmeras mudanças na regulamentação do sistema elétrico tradicional. No Brasil ainda houve um agravante que foram os vários racionamentos devido aos baixos níveis dos reservatórios das grandes hidrelétricas. Com o desenvolvimento de novas tecnologias e alguns incentivos governamentais, aqui e em vários países já existe uma grande quantidade de pequenos geradores distribuídos (*Distributed Generator* - DG) e implantados no próprio local onde a energia é consumida. Atualmente, os DGs são uma alternativa de inovação para atender as necessidades dos clientes cada vez mais exigentes em confiabilidade e qualidade de energia (LASSETER et al., 2002).

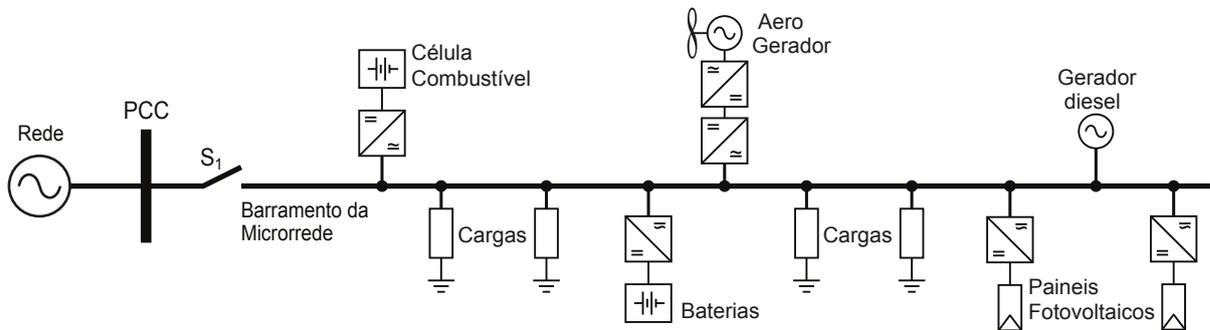
A ANEEL regulamentou a geração distribuída com a Resolução Normativa nº 482/2012 (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2012). Novas regras foram revisadas pela Resolução Normativa nº 687/2015 (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2015) e entraram em vigor no dia 01/03/2016. Até setembro de 2016, um total de 4.055 consumidores já geravam sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração, e podem fornecer o excedente para a rede de distribuição. A validade dos créditos passou de 36 para 60 meses. Os créditos também podem ser revertidos para o autoconsumo remoto, ou seja, para unidades consumidoras do mesmo titular em outra localidade, mas que esteja dentro da área de atendimento da mesma distribuidora.

A microgeração está limitada até 75 kW e a minigeração está limitada até 5 MW (exceto para fonte hídrica, limitada até 3 MW), e todas são conectadas à rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras. Outra inovação é a instalação de geração distribuída em condomínios e a possibilidade de que diversos interessados se unam em cooperativas e compartilhem a energia gerada conforme percentuais definidos entre si. Em outubro de 2016, o Banco Nacional de Desenvolvimento (BNDES) manteve a tendência de crescimento de investimentos no setor ao divulgar um aumento de 70% para 80% de sua participação em projetos de energia solar.

Contudo, a dificuldade em controlar o crescente número de DGs disponíveis impõe grandes desafios na operação da nova rede elétrica distribuída. Um desafio a ser vencido são impactos na coordenação da proteção do sistema, nos equipamentos de controle e na flutuação de potência causada pela intermitência da geração por fontes renováveis de energia. Para solucionar esses problemas foi que surgiu em vários países o conceito de microrredes (*Micro Grid* - MG). A função de uma MG é coordenar os DGs de forma única, controlada e descentralizada. Conforme a Figura 1, cada MG é uma pequena rede de baixa tensão (*Low Voltage* - LV) com vários DGs equipados com motores à combustão interna, turbinas a gás, sistemas de cogeração, sistemas fotovoltaicos, aerogeradores, células de combustível, armazenadores *flywheel*, baterias e cargas

controláveis.

Figura 1 – Diagrama típico de uma microrrede.



Fonte: Próprio autor.

A MG pode trabalhar conectada à rede de distribuição de média tensão (*Medium Voltage* - MV). Numa falta da rede ou em condições de qualidade de energia inaceitável, a conexão com a MG deve ser aberta (AZEVEDO et al., 2015). Os DGs devem compartilhar a demanda ativa e reativa das cargas da microrrede ilhada (isolada da rede) em níveis de tensão e corrente adequados. Quando a rede principal for reestabelecida e somente após o sistema de sincronismo permitir, a chave de conexão com a rede principal pode novamente ser fechada. Por esses motivos é que está em franco crescimento a área de pesquisa para desenvolvimento de tecnologia em conversores de potência que agreguem as funções de compartilhamento, proteção, controle e operação de MGs. O objetivo é reduzir o custo com equipamento, aumentar a oferta e a qualidade de energia, promover o crescimento da economia e o bem estar da sociedade.

Como vantagens, uma microrrede reduz as perdas nas linhas e as perdas de potência reativa. Dispensa investimentos a curto prazo em novas linhas de transmissão e subestações. Apresenta melhor qualidade e confiabilidade. Tem uma menor flutuação de tarifa por ser composta por unidades pequenas, com baixo risco de erro em capacidade (HATZIARGYRIOU et al., 2006). Ideal para regiões de baixo potencial de expansão, por razões políticas ou ambientais. Entretanto, as microrredes possuem algumas desvantagens. Uma delas é a alta dependência das fontes de energia renováveis, pois a distribuição de combustível fóssil para microrredes afastadas não é economicamente viável. À medida que a demanda aumenta, as microrredes também precisam de geradores adicionais. Além disso, ainda faz-se necessário um certo nível de complexidade em automação para se monitorar e controlar uma microrrede, sujeita a conteúdos harmônicos e variações paramétricas.

1.1 ESTRUTURAS DE CONTROLE PARA MICRORREDES

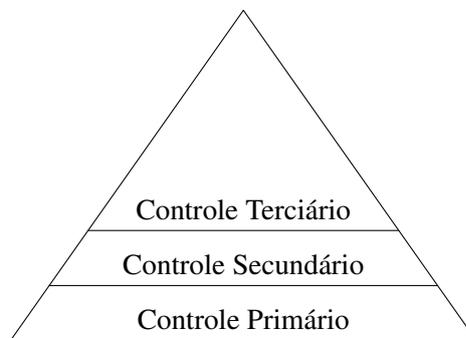
A teoria de controle de inversores em microrredes permite entender quais são os desafios técnicos referentes a (AZEVEDO et al., 2015):

- Paralelismo e compartilhamento de cargas,
- Coordenação da proteção,
- Sistema de detecção de falha da rede principal e
- Isolação da microrrede.

Teoricamente, uma maneira simples para compartilhamento de potência uniforme é conectar os inversores em paralelo por meio de uma impedância, caso eles tenham as mesmas tensões e impedâncias de saída. Porém na prática, existem variações paramétricas, e o compartilhamento de potência é sensível às diferenças entre ângulos de fase, entre as impedâncias de linha e entre os valores dos filtros *LC*. Mesmo quando dois inversores são conectados por apenas uma linha indutiva, o mínimo desvio de fase ou amplitude causa a circulação de corrente entre eles (VANDOORN et al., 2013).

Existe uma estrutura hierárquica de controle, ilustrada na Figura 2, que visa atender, simultaneamente, a sincronização da microrrede com a rede principal, o suporte para a microrrede em modo ilhado e a geração variável de cada DG.

Figura 2 – Hierarquia de controle das microrredes.



Fonte: Próprio Autor.

Esta estratégia pode solucionar as necessidades de controle e compartilhamento de potência numa microrrede. A estrutura hierárquica é organizada em níveis de controle.

- Controle Primário - Gera o sinal de referência para o controle interno de forma local e independente, aumentando assim a confiabilidade da microrrede. Ele é o mais crítico e deve apresentar a resposta mais rápida (numa ordem de grandeza de milissegundos) (PALIZBAN; KAUHANIEMI, 2015) para qualquer variação no fluxo de potência, reduzindo assim qualquer corrente de circulação entre os conversores de potência. Por esse motivo, o controle primário é o foco deste trabalho. Neste nível, as técnicas de controle são classificadas como:

- Seguidoras de Rede: controladas em corrente por meio de referencial natural, síncrono ou estacionário;
 - Formadoras de Rede: controladas em tensão.
- Controle Secundário - Monitora a tensão da microrrede, comparando-a com a entrada de tensão V^* e frequência ω^* desejadas, no modo conectado ou ilhado. Em função disso, envia os ajustes máximos permitidos de desvio de amplitude ΔV e frequência $\Delta\omega$ para o controle primário de cada i -ézimo. Este nível possui uma dinâmica mais lenta em relação ao nível primário.
 - Controle Terciário - Gerencia o fluxo de potência ao regular e enviar as referências de tensão e frequência para o controle secundário quando a microrrede está conectada. O objetivo é controlar as potências ativa P e reativa Q da microrrede dentro dos seus valores desejados P^*, Q^* por meio da medição no Ponto de Acoplamento Comum (*Point of Common Coupling* - PCC).

Na literatura, há principalmente dois métodos no nível primário: o controle sem comunicação pela estratégia de inclinação *droop* e o controle com comunicação por meio da configuração mestre-escravo. Sendo que este último apresenta melhor desempenho do ponto de vista de circulação de corrente entre os 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 (AZEVEDO et al., 2015).

A configuração mestre-escravo para microrredes também foi proposta no controle de transição suave para o modo ilhado após uma falta na rede principal e para sua posterior reconexão. Uma dessas técnicas implementada digitalmente usa a transformação de referencial natural abc para o referencial síncrono dq , orientada pelo vetor tensão da rede principal. Para isso, precisa ser sincronizada por uma Malha Travada em Fase (*Phase Locked Loop* - PLL).

Existem muitas tentativas para superação dos desafios tecnológicos no controle de inversores em microrredes. Um desses maiores desafios é o de compartilhamento de potência. A técnica de controle mestre-escravo dinâmico, demonstrada em simulação apresenta melhorias em forma de onda de tensão, desempenho durante faltas (*Fault Ride Through* - FRT) e estabilidade durante transitórios para DGs (MOURSI et al., 2014). O objetivo é controlar a tensão da microrrede no modo conectado com a ajuda de comutadores de tap em tempo real (*On Line Tap Changer* - OLTC) eletromecânicos no transformador da rede. Inclui também um gerador síncrono a diesel para garantir a referência de tensão desejada da microrrede. Essa técnica propõe mudanças de papéis (mestre ou escravo) entre as fontes, usando um algoritmo de controle com três estados.

1. Dentro de uma tolerância de 10% de tensão do PCC e a potência reativa dos DGs inferior a 40%, a microrrede está em situação normal, com as fontes agindo como mestre (sincronizadas no modo de regulação de tensão). Em caso de redução de carga, os DGs reagirão primeiro a operarem no modo indutivo (controle de potência reativa indutiva) para evitarem sobretensão na microrrede. Ainda assim, se a tensão não for satisfatória, o OLTC reduzirá sua posição de tap;
2. Se algum dos DGs extrapolar o limite de reativo, este DG passará a agir no modo escravo, de forma a manter a sua potência reativa fixa em 40%. Enquanto isso, o OLTC e o gerador diesel permanecem agindo como mestres;
3. Na situação em que as restrições de tensão do PCC não são satisfeitas, os DGs e o gerador diesel agem como mestre, enquanto o OLTC age como escravo. Nesse caso, a microrrede está em situação de operação dinâmica e em modo FRT.

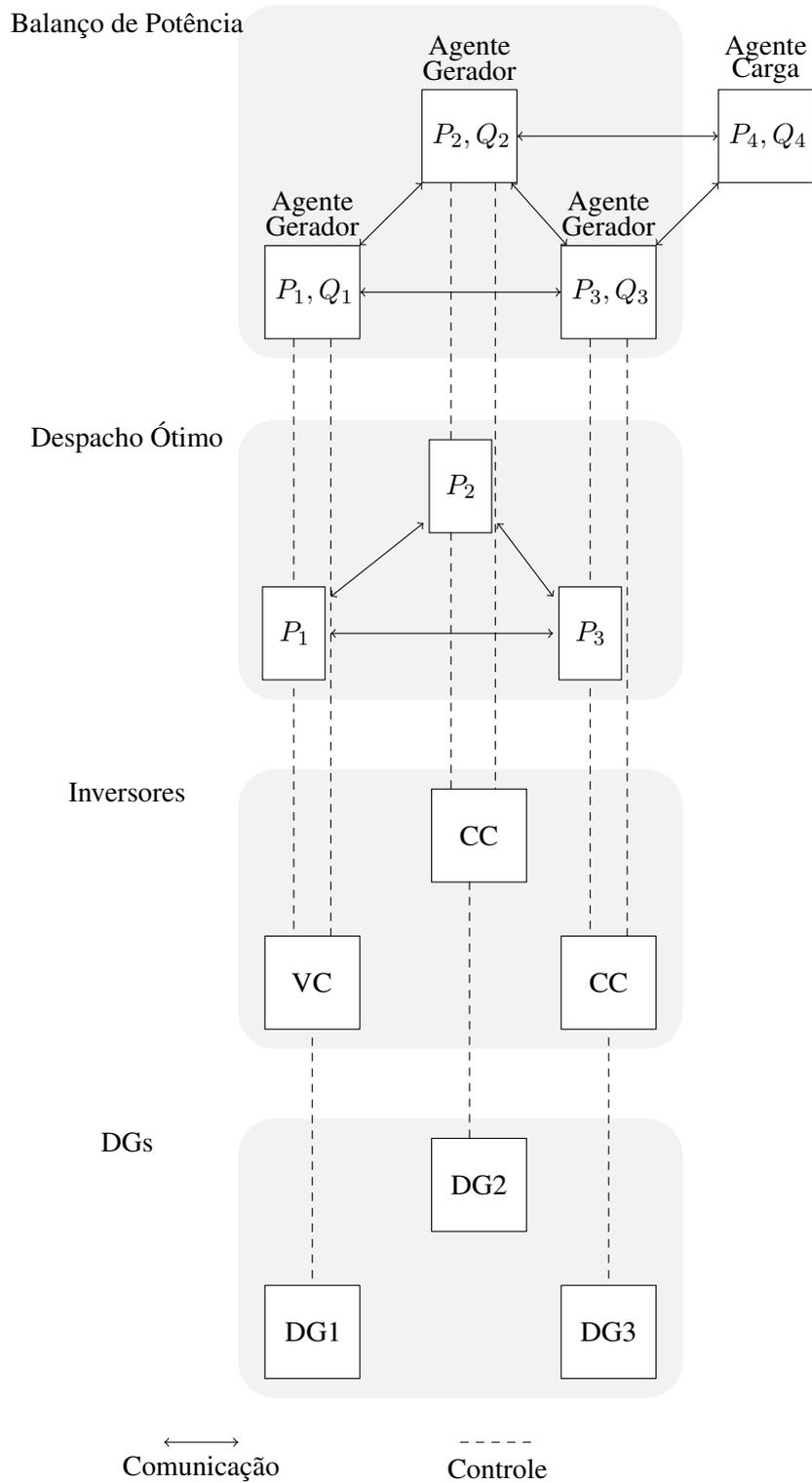
A configuração mestre-escravo multinível usa na camada superior descentralizada um sistema multi agente (*Multi-Agent System* - MAS) ilustrado na Figura 3. O objetivo é operar e manter a MG estável sem a conexão com a rede. Para isso é necessário controlar o balanço de potência, coordenar a geração, o consumo, a tensão e a frequência. O processo de balanço de potência consiste de três estágios:

1. Determinar a rota do fluxo de potência,
2. Obter a potência ativa e reativa líquida e
3. Despachar geração e carga.

Essa configuração é flexível e escalável para lidar com a dinâmica das microrredes. É tolerante a faltas, permanecendo em operação contínua mesmo na presença de algum ponto de falha (CAI, 2014). Como cada DG deve ser *plug and play*, essa camada é complexa porque usa um algoritmo robusto e rápido para controlar o despacho ótimo em tempo real. Os DGs associados aos inversores com controle de tensão (*Voltage Control* - VC) ou controle de corrente (*Current Control* - CC) compõem a camada inferior. O objetivo é atender as referências de potência estabelecidas pela camada superior, controlando cada saída P, Q localmente. Porém, como somente a informação de carga é transmitida e as perdas não são calculadas, o controle de balanço de potência MAS consegue um compartilhamento apenas aproximado. As perdas, que são iguais à diferença entre a geração e carga reais, são compensadas pelo inversor mestre.

Este comportamento é típico dos inversores controlados em tensão, pois visam gerar a corrente necessária para absorverem as perdas. Isto pode causar uma sobrecorrente no inversor mestre durante transitórios (HAN et al., 2016). Para resolver isto, esse inversor precisa de uma

Figura 3 – Topologia mestre escravo multinível.



Fonte: Próprio Autor.

potência maior. Além disto, um sistema de armazenamento pode absorver essa energia durante um curto intervalo de tempo.

A técnica mestre-escravo descentralizada usa uma boa estratégia de controle para o compartilhamento de potência entre DGs por não necessitar de comunicação entre os DGs. Somente é necessária a medição local de tensão e corrente do ponto de conexão do DG à linha (VERMA; TALPUR, 2012). Porém, essa técnica considera a carga concentrada e conectada no final da linha, após todos os DGs conectados entre si. Portanto, não se aplica às microrredes reais, pois estas, como acontecem na prática, devem possibilitar a conexão de cargas distribuídas em qualquer ponto da linha.

1.2 CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho tem como área de estudo o controle primário de conversores para compartilhamento de potência e formação de microrredes desconectadas da rede principal. O destaque fica para a estratégia de controle mestre-escravo, pois a mesma possibilita aos DGs atuarem tanto no papel de fonte de tensão quanto no papel de fonte de corrente.

Quanto aos resultados desse estudo, esta dissertação apresenta, como objetivo, montar o protótipo de uma microrrede com controle mestre-escravo sem comunicação (*Wireless Master Slave* - WMS) adaptada da combinação do controle *droop* (WU et al., 2014). As contribuições da dissertação são:

- Apresentar a combinação da técnica de controle *droop* com a técnica mestre-escravo;
- Utilizar o integrador generalizado de segunda ordem duplo - laço sincronizado em frequência (*Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop* - DSOGI-FLL) como um estimador de amplitude de sequência positiva de tensão e frequência para o *droop* reverso;
- Gerar referências de potência ativa e reativa para os conversores da microrrede sem a necessidade de comunicação entre eles;
- Melhorar o compartilhamento de potência e reduzir o tempo de resposta dinâmica;
- Melhorar a confiabilidade do controle mestre-escravo ao dispensar a rede de comunicação entre os DGs e as cargas, pois na prática se encontram bem afastados uns dos outros.
- Comparar resultados de simulações da técnica *droop* com a técnica mestre-escravo sem comunicação;
- Obter resultados experimentais de uma microrrede com controle primário mestre-escravo sem comunicação.

1.3 ESBOÇO DA DISSERTAÇÃO

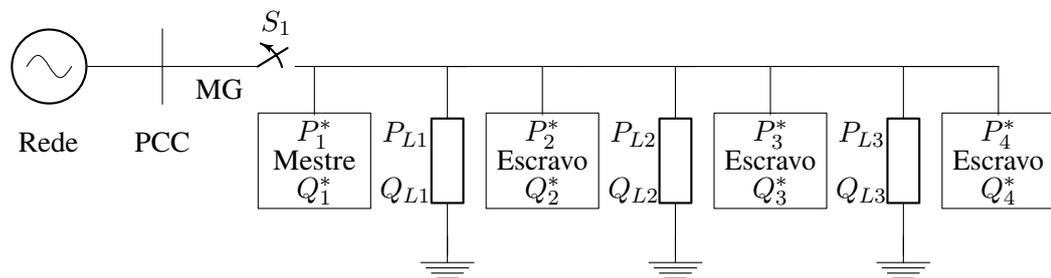
O trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** - Este capítulo descreve a técnica de controle mestre-escravo clássica aplicada ao paralelismo de inversores que fazem a interface dos DGs que compõem uma microrrede. São apresentadas a topologia da microrrede e a modelagem do controle e dos inversores mestre e escravo como fonte de tensão e fonte de corrente;
- **Capítulo 3** - Este capítulo propõe uma nova técnica mestre-escravo sem comunicação baseada na estrutura DSOGI-FLL. Esta estrutura é responsável pelo sincronismo e pela estimação da amplitude de tensão e frequência. São apresentados os novos laços de controle dos inversores mestre e escravo, como também os resultados de simulação de compartilhamento das potências ativa e reativa;
- **Capítulo 4** - Este capítulo apresenta o modelo de uma microrrede padrão, na qual é analisado seu comportamento quando conectada à rede, isolada e seu transitório de desconexão. São comparados seus resultados obtidos em simulações do controle por inclinação e do mestre-escravo sem comunicação;
- **Capítulo 5** - Este capítulo apresenta os detalhes da montagem do protótipo de uma microrrede Mestre-Escravo Sem Comunicação e os resultados experimentais obtidos;
- **Capítulo 6** - Este capítulo apresenta as conclusões gerais e propostas de trabalhos futuros.

2 TÉCNICA CLÁSSICA DE CONTROLE MESTRE-ESCRAVO

Em microrredes ilhadas, a função do compartilhamento de potência é garantir que todos os DGs dividam a carga de acordo com suas potências nominais. Na técnica mestre-escravo, ilustrada na Figura 4, pelo menos o conversor de potência de um dos DGs precisa de uma estratégia de controle tipo formador de rede.

Figura 4 – Estrutura do controle mestre-escravo ilhado.



Fonte: Próprio Autor.

Perceba que o conversor de potência 1 é escolhido como mestre. Ele precisa absorver rapidamente os transitórios de variações de carga de acordo com sua potência nominal. Estas estratégias podem ser realizadas com ou sem comunicação. Os outros DGs operam com conversores escravos em algum dos modos de controle classificados como seguidores de rede, injetando uma potência fixa previamente estabelecida. As cargas estão representadas por suas potência ativa e reativa (P_{L1}, Q_{L1}) , (P_{L2}, Q_{L2}) e (P_{L3}, Q_{L3}) .

O objetivo é compartilhar as cargas da microrrede entre os conversores de potência, evitando assim corrente de circulação entre eles. Ao contrário do controle por inclinação, as estratégias de controle com comunicação conseguem um bom compartilhamento de potência e uma boa regulação de tensão, geralmente próxima de seu valor nominal. Há vários métodos de controle com comunicação (VANDOORN et al., 2013):

- central/concentrado,
- mestre-escravo,
- compartilhamento de corrente instantânea,
- compartilhamento de corrente pelo valor de pico,
- sequência circular,
- distribuído e

- ângulo de inclinação.

Este capítulo descreve uma das estratégias de controle com comunicação para o paralelismo de conversores em microrredes, chamada de mestre-escravo clássico. O conversor mestre realiza o controle, envia o despacho de potência para os conversores escravos e recebe destes suas respectivas potências fornecidas. A vantagem desta estratégia é poder monitorar e gerenciar a microrrede, obtendo assim um melhor despacho de carga.

Nesta estratégia de controle, com a microrrede operando no modo ilhado, ou seja, desconectada da rede principal, pelo menos um conversor exerce o controle de tensão (*Voltage Control* - VC). O conversor mestre desempenha este papel, operando de forma a controlar a tensão do barramento de carga dentro de uma amplitude e frequência de tensão desejada \vec{v}^* .

A tensão desejada estabelece a tensão nominal da microrrede. Esta tensão é comparada com a tensão real \vec{v} no ponto de acoplamento, ou seja, a tensão real da planta. A diferença entre elas é processada pelo VC. A saída do VC atua como referência de corrente para a malha interna de controle de corrente (*Current Control* - CC). A função da saída do CC, adicionada de \vec{v}^* como uma entrada de ação direta, é atuar no ciclo de trabalho das chaves do conversor de forma a eliminar rapidamente o erro de tensão no capacitor C . A corrente de saída para a carga \vec{i}_l é adicionada à entrada do CC como uma entrada de ação direta, melhorando a resposta transitória.

O conversor mestre também impõe a potência desejada que, por sua vez, determinará a corrente desejada \vec{i}^* de cada conversor escravo, de forma a controlar o compartilhamento de carga entre os DGs. Esta corrente é comparada com a corrente real \vec{i} do respectivo conversor escravo. A diferença entre elas é processada pelo CC. A saída deste controlador é complementada com uma ação de controle antecipativo, formada pela tensão real do barramento comum de carga com o intuito de melhorar a resposta transitória do sistema. Assim, este sinal de controle resultante atua como uma referência de tensão para o algoritmo de PWM do conversor escravo. O conversor sintetiza esta tensão, através do ciclo de trabalho das chaves de potência, de forma a eliminar o erro de corrente e estabilizar o controle de compartilhamento de potência. Quando conectado à rede, o modo de controle de corrente, por sua vez, é quem comanda o conversor mestre.

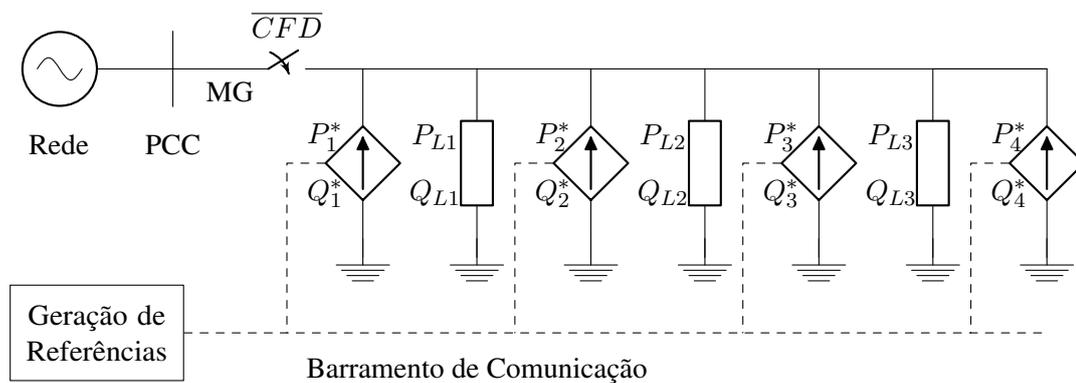
De alguns anos para cá, novas técnicas propõem uma melhoria na estrutura de controle. Ao invés do sistema enviar referências vetoriais de corrente senoidais instantâneas, sujeitas a muitos transitórios e alta largura de banda de comunicação, ele passa a enviar referências escalares de potência em regime permanente. A vantagem é a possibilidade de implementar um barramento de comunicação bem mais simples, mais robusto, com pequena largura de banda e baixo custo. Essa configuração bastante simples possui um bom compartilhamento de carga independente da impedância da rede e pode ser facilmente expandida. Além disso, não apresenta os problemas de variação de frequência e amplitude de tensão que existem no controle por inclinação (AZEVEDO et al., 2015).

2.1 CONTROLE DOS CONVERSORES MESTRE E ESCRAVOS QUANDO CONECTADOS À REDE

A microrrede ilustrada na Figura 5 permanece conectada à rede principal manualmente, ou se nela não houver condição de falta detectada (CFD). Neste modo, a técnica mestre-escravo clássica controla todos os conversores como fontes de corrente.

Após uma condição de falta detectada na rede, a microrrede precisa ser desconectada da rede automaticamente. Considere CFD uma variável digital que sinaliza a presença de falta e gera a desconexão da microrrede da rede principal. Ou seja, se $CFD = 1$, uma falta foi detectada, e a microrrede passa para o modo desconectado da rede principal. Se $CFD = 0$, a rede elétrica está em operação normal, e a microrrede está no modo conectado à rede.

Figura 5 – A microrrede mestre-escravo no modo conectado.



Fonte: Próprio Autor.

No nível de controle primário da microrrede conectada não há regulação de compartilhamento das cargas (P_{L1}, Q_{L1}) , (P_{L2}, Q_{L2}) e (P_{L3}, Q_{L3}) porque a rede supre ou absorve o déficit ou o excesso de energia. As referências de cada potência fixa (P_1^*, Q_1^*) , (P_2^*, Q_2^*) , (P_3^*, Q_3^*) e (P_4^*, Q_4^*) precisa ser imposta à cada malha interna de controle de corrente dos conversores. Assim, faz-se necessário transformar cada referência de potência ativa P^* e reativa Q^* em referência de corrente \vec{i}^* . Portanto, P^* gera a parcela de corrente de referência ativa \vec{i}_p^* , e Q^* gera a parcela de corrente de referência reativa \vec{i}_q^* . Isto vale para o conversor mestre e para os conversores escravos, que em ambos os modos, ilhado e conectado, são controlados como fontes de corrente. Várias estruturas de controle de corrente foram propostas ao longo dos últimos anos, a saber:

- Um Proporcional Integral (PI) - Um PI em referencial síncrono orientado pela componente de sequência positiva para controlar ambas as correntes de sequência positiva e negativa (SUH; LIPO, 2006).

- Dois PIs - Um para a corrente de sequência positiva, outro para a corrente de sequência negativa. Esta estrutura foi proposta com objetivo de reduzir o erro de regime permanente (SONG; NAM, 1999).
- Filtro *Notch* - Sintonizado no dobro da frequência fundamental para atenuar as oscilações causadas pela interação entre os vetores de corrente e os referenciais síncronos (*Synchronous Reference Frame* - SRF) orientados com diferentes sequências (SONG; NAM, 1999).
- Reguladores ressonantes - Outra solução para reduzir o efeito dessas oscilações é modificar o laço de controle convencional adicionando reguladores ressonantes adicionais para reduzir o erro de regime permanente do PI na frequência dupla (SUH; TIJERAS; LIPO, 2002).
- Filtros adaptativos - Os controladores ressonantes baseados nestes filtros são uma solução eficiente comparados com os controladores baseados em referencial síncrono duplo (*Double Synchronous Reference Frame* - DSRF) (LASCU et al., 2007).
- Controle por histerese - Outra solução, não baseada em controle vetorial, evita a interação de modulação entre fases, com uma banda de histerese variável e uma frequência de chaveamento quase constante (SERPA; ROUND; KOLAR, 2007).
- Controle direto de potência - O estado de chaveamento ótimo é selecionado da minimização da função custo que representa o comportamento desejado do conversor. Dispensa controle linear de corrente, transformação de coordenadas e modulação (CORTÉS et al., 2008).
- Controle preditivo - O comportamento da tensão de saída para cada estado de chaveamento é previsto a cada intervalo de amostragem. Uma função custo seleciona o estado de chaveamento para o próximo intervalo, usando um estimador da corrente de carga (CORTÉS et al., 2009).

Para reduzir a largura da banda de comunicação, o conversor mestre transmite apenas a referência escalar de potência ativa P e a referência escalar de potência reativa Q para os conversores escravos, em vez de transmitir as referências vetoriais de corrente. Como o conversor executa um controle de corrente, é necessário transformar essas referências de potência em referências de corrente. A referência de potência ativa instantânea p^* e a referência de potência reativa instantânea q^* são constantes e iguais às potências médias P, Q durante o período de um ciclo da rede. A estratégia para cálculo da referência de corrente utiliza conceitos da teoria das potências ativa e reativa instantâneas (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) e é detalhada na seção seguinte.

2.1.1 Cálculo da Corrente de Referência

Antes de obter a referência de potência em função da referência de corrente, primeiro considere a potência ativa instantânea como o produto escalar entre a tensão vetorial e a corrente vetorial, em referencial natural. Ou seja, qualquer vetor de corrente em fase com o vetor de tensão produz potência ativa

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i}, \quad (1)$$

em que ambas tensão e corrente podem ser expressas em função de suas componentes de sequência positiva e negativa \vec{v}^+, \vec{v}^- e \vec{i}^+, \vec{i}^- respectivamente. Então,

$$p = \underbrace{(\vec{v}^+ \cdot \vec{i}^+ + \vec{v}^- \cdot \vec{i}^-)}_P + \underbrace{(\vec{v}^+ \cdot \vec{i}^- + \vec{v}^- \cdot \vec{i}^+)}_{\tilde{p}} = P + \tilde{p}, \quad (2)$$

na qual a expressão do primeiro parêntesis é a soma dos produtos escalares entre as componentes de sequências de mesmos sinais, que por sua vez, corresponde à componente de potência ativa média P . A expressão no segundo parêntesis é a soma dos produtos escalares entre as componentes de sequências de sinais diferentes e corresponde à componente de potência ativa oscilatória \tilde{p} .

Já a potência reativa instantânea é o módulo do produto vetorial entre a tensão e a corrente, em referencial natural. Ou seja, qualquer vetor de corrente em fase com a componente ortogonal do vetor de tensão, produz potência reativa

$$q = \left| \vec{v} \times \vec{i} \right|, \quad (3)$$

o que equivale ao produto escalar da corrente com a componente ortogonal da tensão adiantada em noventa graus

$$q = \vec{v}_\perp \cdot \vec{i}. \quad (4)$$

Então,

$$q = \underbrace{(\vec{v}_\perp^+ \cdot \vec{i}^+ + \vec{v}_\perp^- \cdot \vec{i}^-)}_Q + \underbrace{(\vec{v}_\perp^+ \cdot \vec{i}^- + \vec{v}_\perp^- \cdot \vec{i}^+)}_{\tilde{q}} = Q + \tilde{q}, \quad (5)$$

na qual a expressão no primeiro parêntesis é a soma dos produtos escalares entre as componentes de sequências de mesmos sinais e corresponde à componente de potência reativa média. A expressão no segundo parêntesis é a soma dos produtos escalares entre as componentes de sequências de sinais diferentes e corresponde à componente de potência reativa oscilatória.

O vetor de referência de corrente ativa \vec{i}_p^* é definido como o vetor tensão \vec{v} multiplicado pela condutância instantânea g , que é uma grandeza escalar (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). O vetor de referência de corrente reativa \vec{i}_q^* é definido como o vetor tensão ortogonal \vec{v}_\perp multiplicado pela susceptância instantânea b , que também é uma grandeza escalar. Com (1), (4) e admitindo a potência constante em um ciclo da frequência fundamental da rede

$$g = \frac{P}{|\vec{v}|^2}, \quad (6)$$

$$b = \frac{Q}{|\vec{v}|^2}. \quad (7)$$

Assim, os vetores referência de corrente ativa e reativa são

$$\vec{i}_p^* = \frac{P}{|\vec{v}|^2} \vec{v}, \quad (8)$$

$$\vec{i}_q^* = \frac{Q}{|\vec{v}|^2} \vec{v}_\perp, \quad (9)$$

em que o denominador é

$$|\vec{v}|^2 = |\vec{v}^+|^2 + |\vec{v}^-|^2 + 2|\vec{v}^+||\vec{v}^-| \cos(2\omega t + \phi^+ - \phi^-). \quad (10)$$

Em referencial estacionário, as expressões em (8) e (9) resultam em

$$\vec{i}_{P_{\alpha\beta}}^* = \frac{2}{3} \frac{P}{|\vec{v}_{\alpha\beta}|^2} \vec{v}_{\alpha\beta}, \quad (11)$$

$$\vec{i}_{Q_{\alpha\beta}}^* = \frac{2}{3} \frac{Q}{|\vec{v}_{\alpha\beta}|^2} \vec{v}_{\alpha\beta\perp}. \quad (12)$$

Em caso de tensão desequilibrada ou se houver alguma falta na rede, a tensão apresentará componente de sequência negativa. Assim, o denominador das correntes de referência, mostrado em (10), apresentará elevada amplitude de componente harmônica de segunda ordem. Consequentemente, a corrente injetada na rede também será distorcida. A Figura 6 mostra esses efeitos causados na obtenção da referência de corrente após a transformação das referências de 800 W de potência ativa e 600 var de potência reativa.

No segundo ciclo é simulada uma falta, injetando-se 0,1 pu de componente de tensão de sequência negativa, sem deslocamento de fase, juntamente com a componente de sequência positiva. A componente de sequência negativa de tensão causa uma distorção harmônica na corrente, que também apresenta-se desequilibrada.

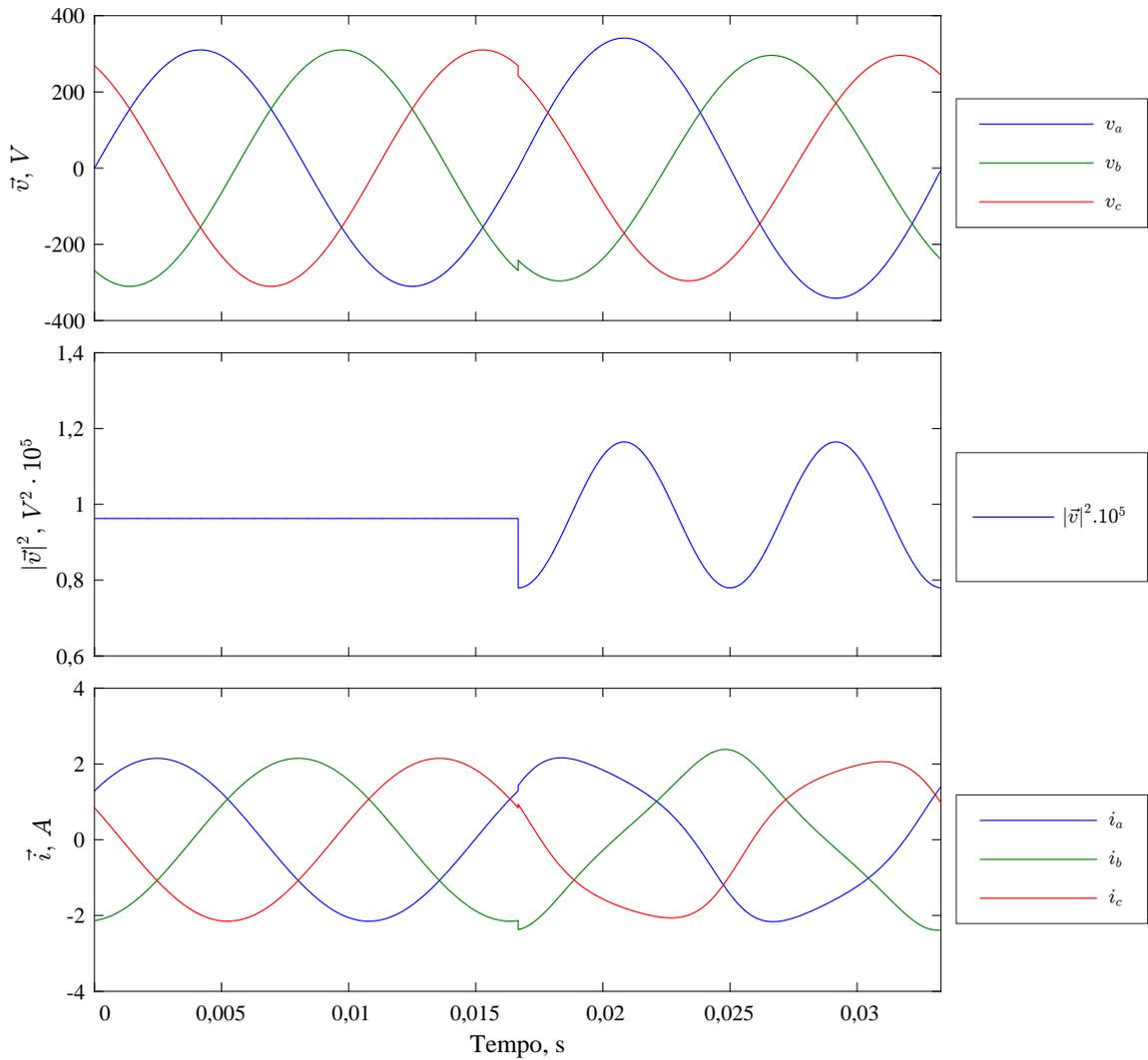
Por motivo desses efeitos indesejados, durante a transformação da referência de potência, é preferível injetar na rede apenas correntes balanceadas e de sequência positiva. Isso pode ser conseguido usando a técnica *Balanced Positive Sequence Control* (BPSC), em que as correntes de referência são calculadas por

$$\vec{i}_p^* = \frac{P}{|\vec{v}^+|^2} \vec{v}^+, \quad (13)$$

$$\vec{i}_q^* = \frac{Q}{|\vec{v}^+|^2} \vec{v}_\perp^+, \quad (14)$$

onde \vec{i}_p^* e \vec{i}_q^* são as componentes do vetor referência de corrente \vec{i}^* resultante.

Figura 6 – Efeitos na referência de corrente com componentes de sequência positiva e negativa de tensão.



Fonte: Próprio autor.

Considerando apenas a corrente de sequência positiva e desprezando \vec{i}^- , (2) e (5) resultam em

$$p = (\vec{v}^+ \cdot \vec{i}^+) + (\vec{v}^- \cdot \vec{i}^+) = P + \tilde{p}, \quad (15)$$

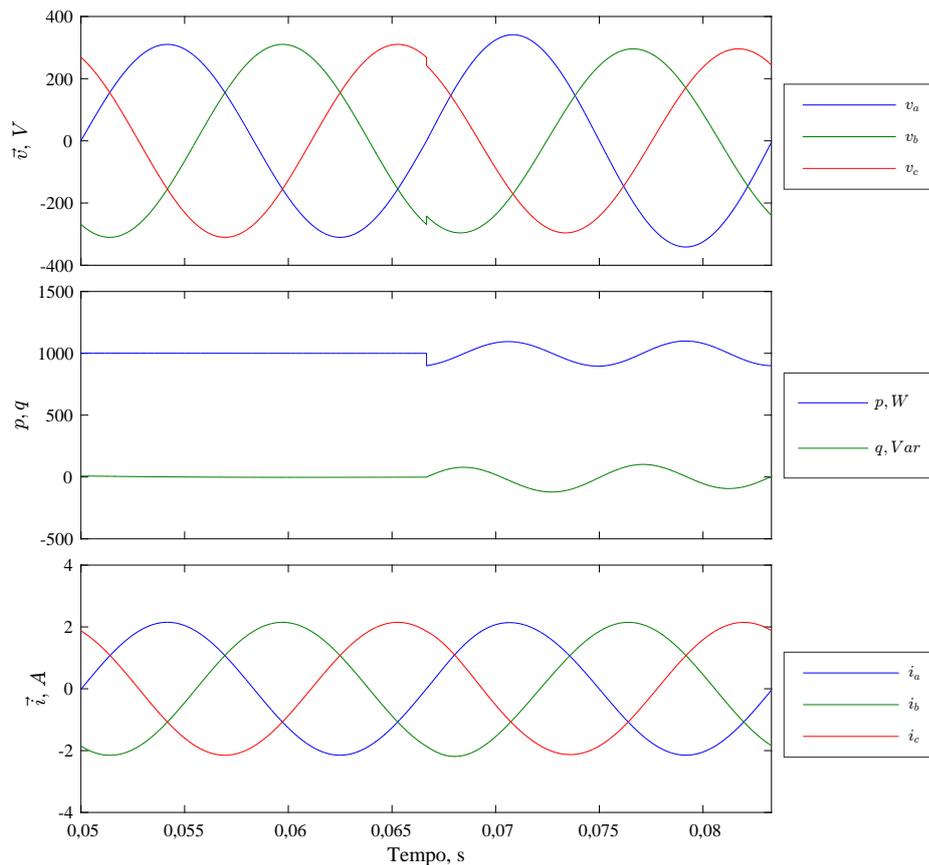
e

$$q = (\vec{v}_\perp^+ \cdot \vec{i}^+) + (\vec{v}_\perp^- \cdot \vec{i}^+) = Q + \tilde{q}. \quad (16)$$

Ao garantir corrente balanceada \vec{i}^+ , as potências oscilatórias \tilde{p}, \tilde{q} não podem ser anuladas na presença de tensão de sequência negativa. Portanto, as diferenças entre as potências reais em (15) e (16) e as referências de potência P e Q são as componentes oscilatórias. Na presença de tensão desequilibrada, mesmo que haja apenas referência de potência ativa P e a referência de potência reativa Q seja nula, ainda assim haverá uma componente oscilatória \tilde{q} , e vice versa.

A Figura 7 mostra esses efeitos causados na obtenção da referência de corrente com apenas componente de sequência positiva após a transformação das referências de 1000 W de potência ativa e 0 var de potência reativa.

Figura 7 – Efeitos na referência de corrente com componentes de sequência positiva e negativa de tensão usando a técnica BPSC.



Fonte: Próprio autor.

No segundo ciclo é simulada uma falta, injetando-se 0, 1 pu de componente de tensão de sequência negativa, sem deslocamento de fase, juntamente com a componente de sequência positiva.

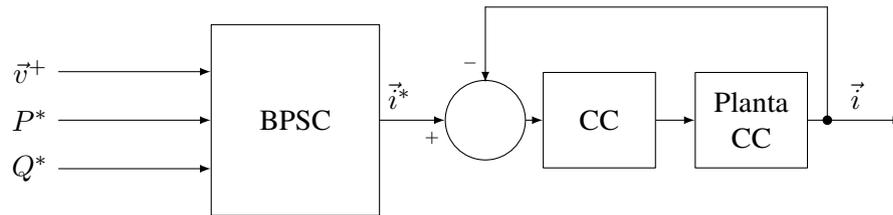
As correntes permanecem senoidais equilibradas, mas as potências instantâneas apresentam oscilações, inclusive a potência reativa que possui referência nula.

O diagrama da geração da referência e do controle de corrente está indicado na Figura 8.

2.1.2 Detecção da Componente de Sequência Positiva da Tensão da Rede

Como visto na Seção 2.1, para calcular \vec{i}^* , é necessário antes detectar \vec{v}^+ . Além disso, para detectar \vec{v}^+ , também é necessário antes implementar um sistema que estime este sinal. Este

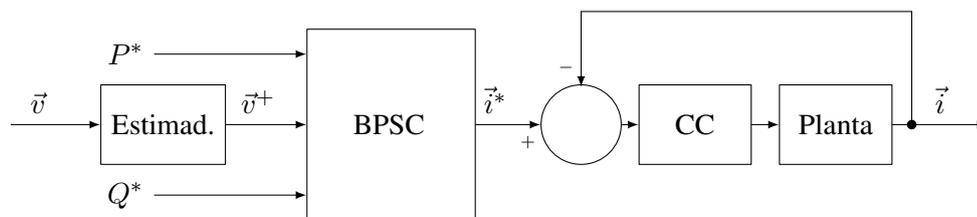
Figura 8 – Diagrama da geração da referência e do controle de corrente.



Fonte: Próprio Autor.

estimador da componente de tensão de sequência positiva, a geração da referência e o controle de corrente estão ilustrados na Figura 9.

Figura 9 – Estimador da tensão de sequência positiva na geração de referência do controle de corrente.



Fonte: Próprio Autor.

Os sistemas do tipo PLL possuem um oscilador interno controlado em malha fechada, e sincronizado com algum sinal externo periódico. A sincronização é realizada mesmo que o sinal externo de entrada seja distorcido por componentes harmônicas de alta ordem (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). A sincronização do conversor com a rede é uma aplicação do conceito PLL. Ao sincronizar o referencial girante de grandezas alternadas ca com a frequência da rede, o paralelismo do conversor pode ser feito com simples controladores de grandezas contínuas cc.

O primeiro bloco do sistema PLL é o detector de fase (*Phase Detector* - PD). A função do PD é calcular a diferença entre o sinal externo de entrada com a realimentação do oscilador interno. Em geral, o resultado é um sinal cc com componentes de alta frequência. Depois disso, um LPF de primeira ordem atenua essas componentes de alta frequência. Por último, um oscilador controlado em tensão (*Voltage Controlled Oscillator* - VCO) gera o sinal ca de acordo com a frequência corrigida pelo sinal do LPF.

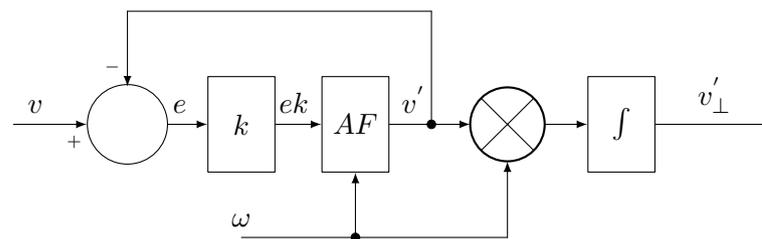
Entretanto, para aplicação de compartilhamento de potência, o PLL é sensível a variações paramétricas e é muito lento ao tentar estabilizar uma detecção suave de frequência e ângulo de fase (TEODORESCU et al., 2006). Portanto, é necessário um novo PD, usando um gerador de sinal em quadratura (*Quadrature Signal Generator* - QSG) para melhorar o tempo de resposta e

atenuar as oscilações com o dobro da frequência da rede no erro de ângulo de fase. O QSG pode ser obtido através de um filtro adaptativo (*Adaptive Filter* - AF) de segunda ordem.

2.1.2.1 Integrador Generalizado de Segunda Ordem (SOGI)

A aplicação de um filtro adaptativo (*Adaptive Filter* - AF) de segunda ordem para detecção da componente de tensão positiva da rede mostrada na Figura 10 também disponibiliza um sinal de saída QSG (TEODORESCU et al., 2006).

Figura 10 – QSG usando AF de segunda ordem.



Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência em malha aberta do AF é

$$\frac{v'}{ek}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega^2}. \quad (17)$$

A resposta ao degrau unitário da função de transferência (17) do AF está na Figura 11(a).

Este resultado demonstra um oscilador ressonante e sintonizado na frequência fundamental da rede de 60Hz.

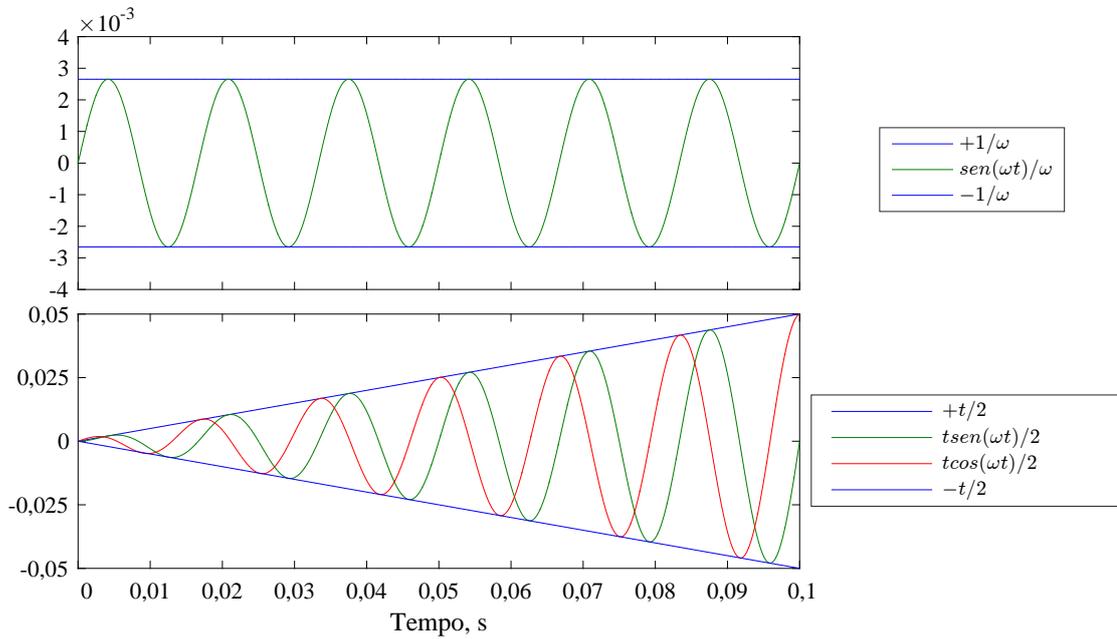
Portanto, ele pode ser aplicado para desempenhar a função de um VCO.

O resultado ao se aplicar um seno e um cosseno a esse mesmo sistema está na Figura 11(b).

Esses resultados simulados confirmam os resultados teóricos previstos pelas tabelas de transformações de Laplace entre os domínios do tempo e frequência. Como essa saída do AF age como um integrador senoidal, esse sistema é conhecido como um integrador generalizado (*Generalized Integrator* - GI) (YUAN et al., 2002).

Na frequência de ressonância, o GI funciona como um controlador para sinais de referência senoidais que garante erro nulo em regime permanente. Foi o desenvolvimento desse tema que deu origem ao controlador chamado de proporcional ressonante (*Proportional Resonant* - PR) (TEODORESCU et al., 2006).

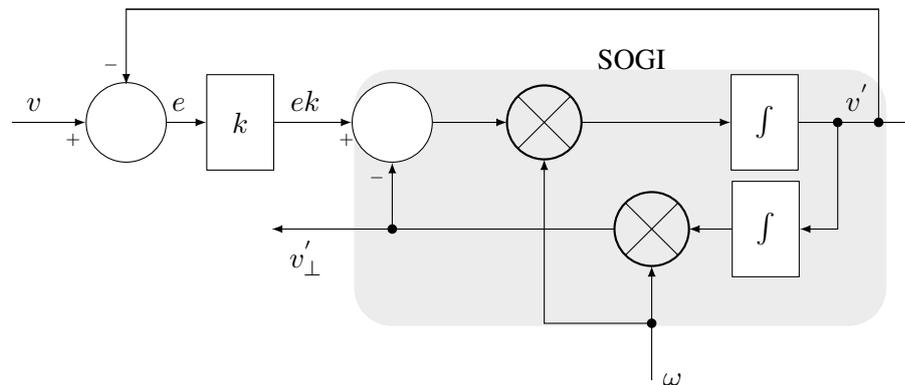
Figura 11 – Respostas do AF ao: (a) degrau unitário, (b) seno/cosseno.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 12 é mostrada uma estrutura GI de menor esforço computacional e melhor eficiência para aplicações práticas. Esta estrutura é chamada de integrador generalizado de segunda ordem (*Second Order Generalized Integrator - SOGI*) para diferenciar de outras estruturas (RODRÍGUEZ, 2006).

Figura 12 – GI com menor esforço computacional de implementação, conhecido como SOGI.



Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2008).

As funções de transferência em malha fechada das saídas direta e em quadratura são respectivamente

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \tag{18}$$

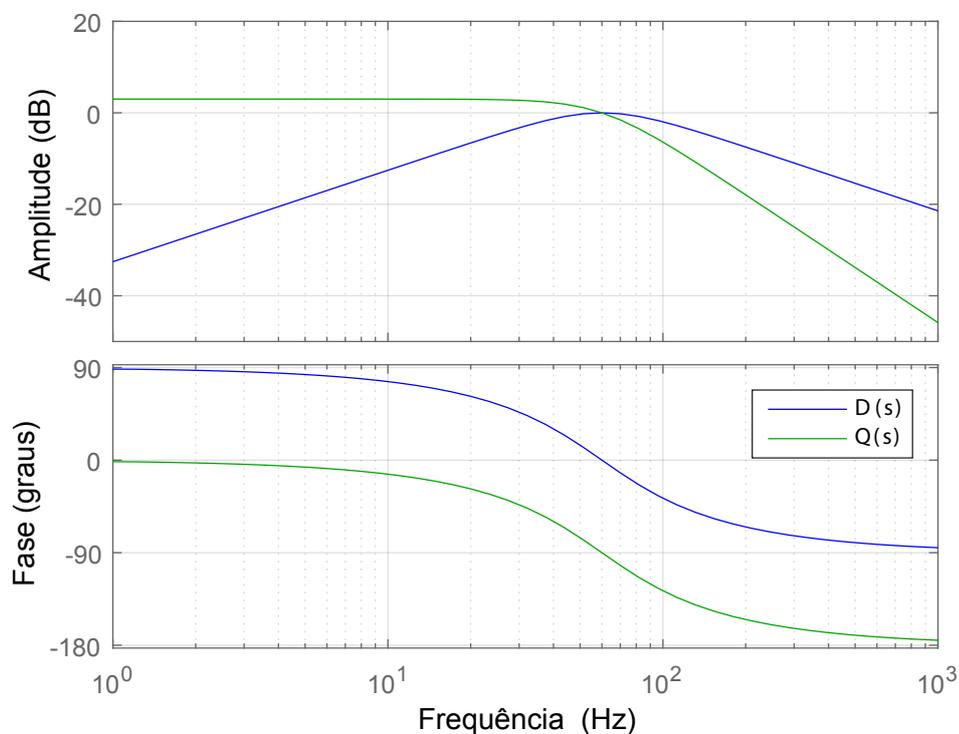
e

$$Q(s) = \frac{v'_\perp}{v}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2}. \quad (19)$$

Observe que a largura da banda passante desse filtro adaptativo SOGI depende apenas da constante k , sem perder desempenho em aplicações de frequência variável.

Na Figura 13 é apresentada a resposta em frequência de (18) e (19) para uma constante ótima (relação entre o tempo de acomodação t_s e o sobressinal) $k = 2\xi = 2/\sqrt{2}$, onde ξ é o coeficiente de amortecimento e uma frequência natural $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 60$. Observe que suas

Figura 13 – Resposta em frequência do SOGI.



Fonte: Próprio autor.

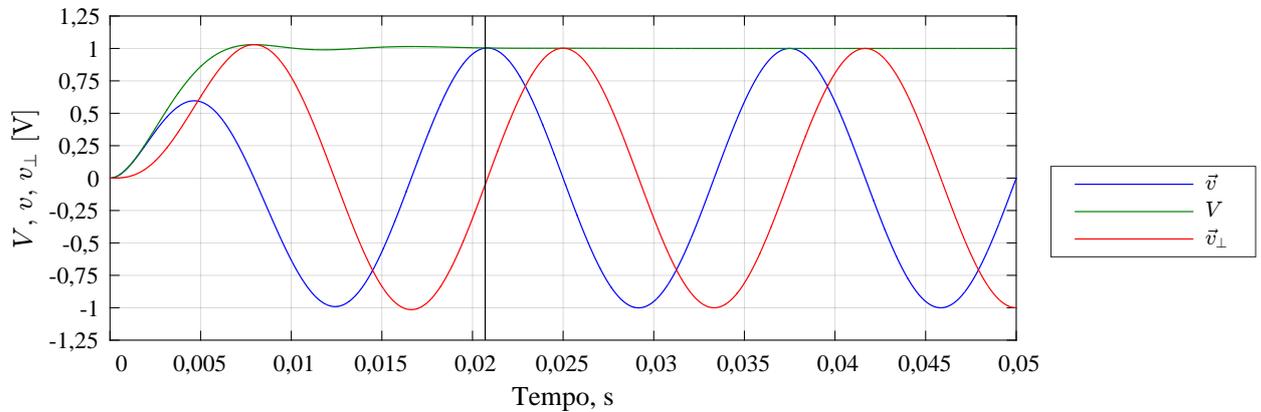
amplitudes são idênticas para a frequência central $f = 60$ Hz e estão sempre defasadas em 90° . Devido à esta defasagem constante, esse filtro atua como um gerador de sinal em quadratura, sendo chamado de SOGI-QSG (RODRÍGUEZ, 2006).

A Figura 14 mostra a resposta do SOGI-QSG e a amplitude resultante para uma entrada senoidal unitária em 50 Hz, provando um tempo de acomodação teórico de 20,7 ms.

Com uma entrada senoidal aplicada ao SOGI-QSG e com a ajuda das tabelas de Laplace, ambas as saídas resultam em dinâmicas de mesma constante de tempo $\tau = \frac{2}{k\omega}$ e coeficiente de amortecimento $\xi = k/2$. Admita coeficiente de amortecimento ótimo $\xi = 1/\sqrt{2}$, então

$$k = \sqrt{2}. \quad (20)$$

Figura 14 – Resposta do SOGI-QSG a uma entrada senoidal unitária.



Fonte: Próprio autor.

Como o tempo de acomodação (critério de 5%), t_{SOGI} , para um sistema de segunda ordem é $t_{SOGI} = 4,6\tau$ (FRANKLIN; EMAMI-NAEINI, 2002), então

$$t_{SOGI} = \frac{9,2}{k\omega} = 17,3 \text{ ms.} \quad (21)$$

2.1.2.2 SOGI e o Conceito FLL

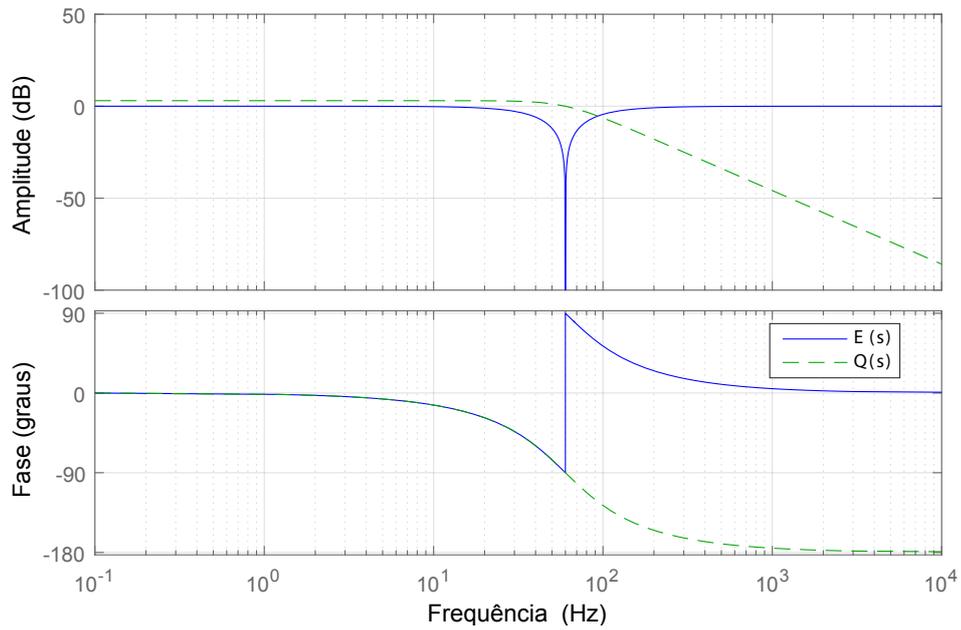
A função de transferência da entrada de tensão para o sinal de erro do SOGI-QSG é

$$E(s) = \frac{e}{v}(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2}. \quad (22)$$

A Figura 15 mostra as respostas em frequência de (19) e (22). A resposta $E(s)$ apresenta um ganho zero na frequência central ω e para frequências menores do que ω , está em fase com $Q(s)$. Porém, apresenta um salto de 180° quando sua frequência ultrapassa ω , permanecendo em contra fase com $Q(s)$.

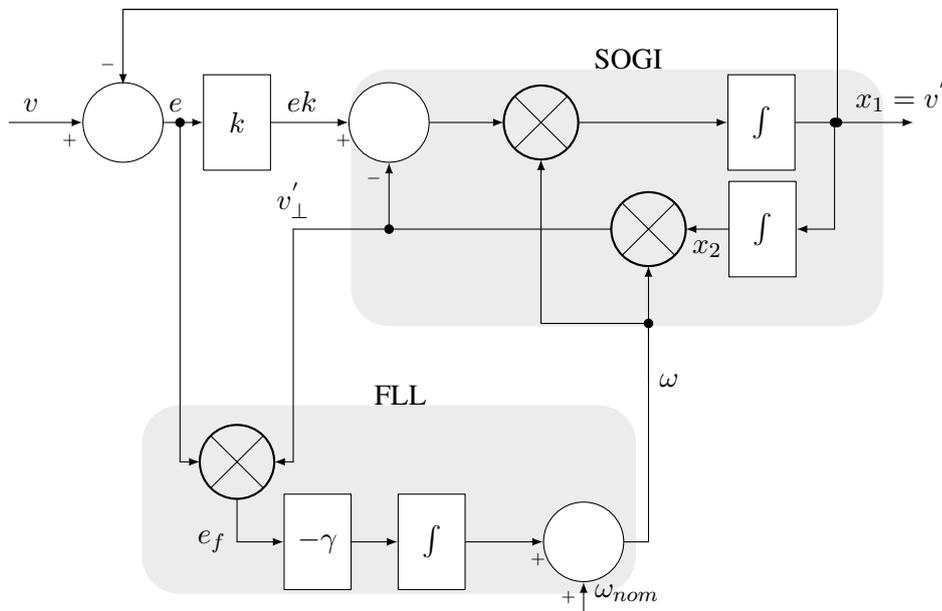
Em virtude disso, percebe na Figura 16 que o erro de frequência é $e_f = ev'_\perp$. Assim, o valor médio de e_f é positivo quando a frequência instantânea é menor do que ω e é negativo quando a frequência instantânea é maior do que ω . Ou seja, e_f é um tipo de erro de sinal invertido. Para eliminar possíveis erros de frequência, a solução é uma malha de controle de frequência (*Frequency Locked Loop* - FLL). Para a FLL se sincronizar com a frequência da rede, existe um controlador integral de ganho negativo $-\gamma$ que desloca a frequência central do SOGI em direção da frequência instantânea da rede. Para acelerar o início da sincronização, a FLL adiciona a frequência nominal da rede ω_{nom} como uma entrada de ação direta (RODRIGUEZ et al., 2008).

Figura 15 – Respostas da saída em quadratura e do sinal de erro do SOGI-QSG.



Fonte: Próprio autor.

Figura 16 – SOGI-FLL: integrador generalizado de segunda ordem com malha de controle de frequência.



Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2008).

2.1.2.3 Análise do SOGI-FLL

Com a ajuda da Figura 16, note que as equações de estado do SOGI-FLL são, (RODRIGUEZ et al., 2008),

$$\dot{\vec{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k\omega & -\omega^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega \\ 0 \end{bmatrix} v, \quad (23)$$

$$\vec{y} = \begin{bmatrix} v' \\ v'_\perp \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$\dot{\omega} = -\gamma(v - x_1)x_2\omega, \quad (25)$$

onde \vec{x} e \vec{y} são os vetores de estado e de saída respectivamente.

Considerando as condições de operação estável com a FLL adequadamente sintonizada, ou seja, $\dot{\omega} = 0$, $\omega = \omega_i$ e $x_1 = v$, o vetor de estado do SOGI-QSG em regime permanente é dado por

$$\dot{\vec{x}}|_{\dot{\omega}=0} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix}, \quad (26)$$

onde as variáveis de regime permanente são identificadas por barra superior. Para uma entrada $v = V \text{sen}(\omega t + \phi)$, o vetor de saída é

$$\vec{y} = V \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi) \\ -\text{cos}(\omega t + \phi) \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Se o ganho da FLL for desabilitado ($\gamma = 0$) em um dado momento em que o DG não esteja ainda sincronizado com a frequência de entrada ($\omega_i \neq \omega$), ainda assim o vetor de saída permanece estável segundo a equação

$$\vec{y} = V |D(j\omega)| \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \\ -\frac{\omega}{\omega_i} \text{cos}(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Já o erro em regime permanente é obtido por meio da seguinte expressão não linear

$$e_f = \frac{x_2^2}{k}(\omega^2 - \omega_i^2). \quad (29)$$

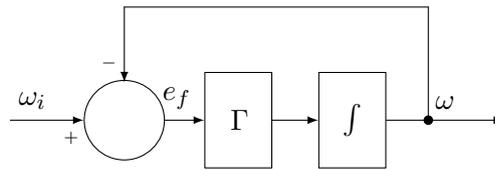
A análise dinâmica linear da FLL usa o modelo médio de pequenos sinais na vizinhança de $\omega \approx \omega_i$

$$\dot{\omega} = -\gamma e_f = -\frac{\gamma V^2}{k\omega}(\omega - \omega_i) = \Gamma(\omega_i - \omega), \quad (30)$$

onde Γ , a constante de tempo da FLL linearizada no modelo de primeira ordem conforme a Figura 17 é

$$\Gamma = \frac{\gamma V^2}{k\omega}. \quad (31)$$

Figura 17 – Modelo de primeira ordem linearizado da FLL.



Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2008).

Portanto, a função de transferência da FLL é

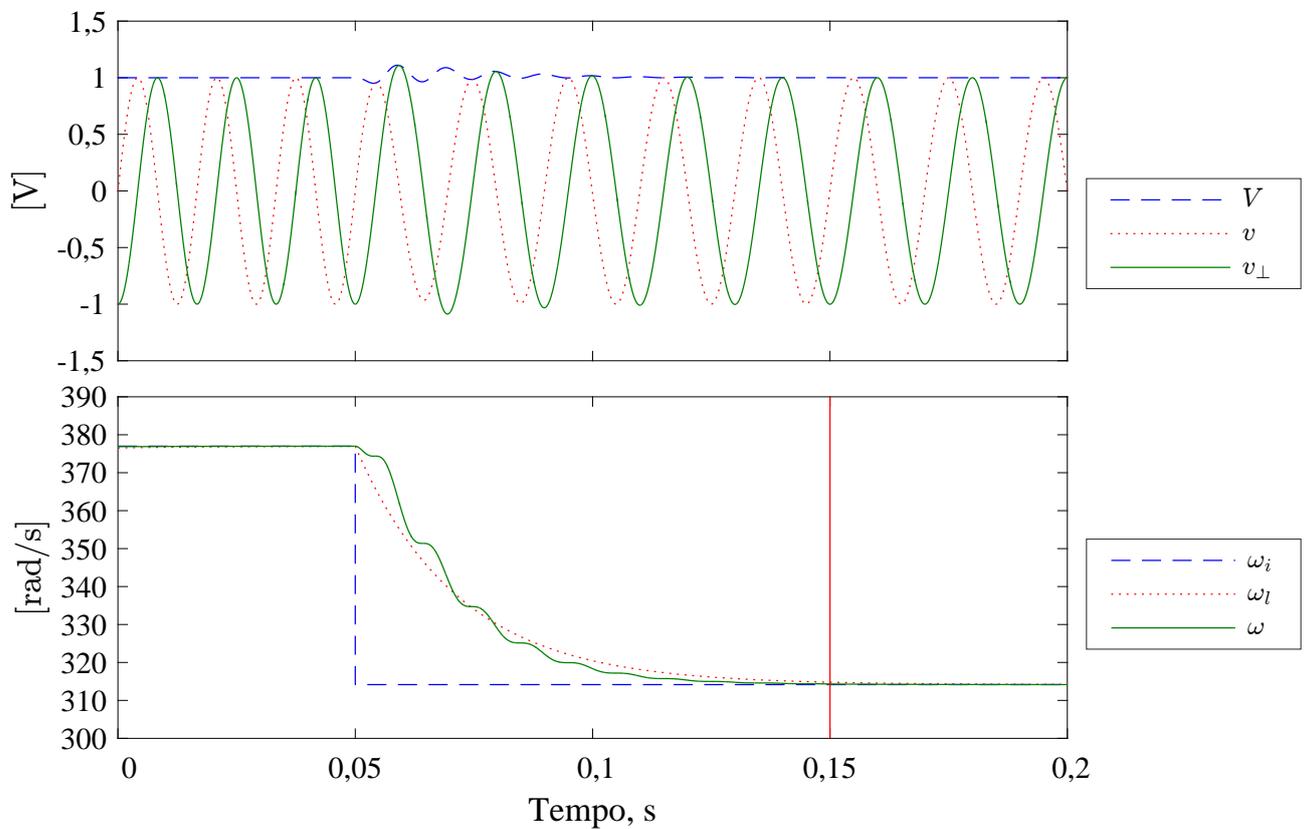
$$\Omega(s) = \frac{\omega}{\omega_i}(s) = \frac{\Gamma}{\Gamma + s}, \quad (32)$$

para um tempo de acomodação

$$t_{FLL} = \frac{4,6}{\Gamma} \approx 100 \text{ ms}. \quad (33)$$

Observe a Figura 18.

Figura 18 – Respostas do SOGI-FLL a uma senoide unitária.



Fonte: Próprio autor.

Nela são mostradas as respostas do SOGI-FLL linearizado a uma entrada senoidal unitária com constante de tempo normalizada pelos parâmetros instantâneos da rede.

Em $t = 50$ ms a frequência de entrada ω_i varia de 60 Hz para 50 Hz. Para que a constante de tempo do SOGI, em (21), não interfira na constante de tempo do FLL, em (33), é necessário desacoplar as dinâmicas entre o SOGI e a FLL usando $t_{FLL} > 2t_{SOGI}$. Note que a resposta se aproxima da resposta linear de primeira ordem ω_l em um tempo de acomodação de $t_{FLL} = 100$ ms. Esse resultado está de acordo com a constante $\Gamma = 46$ e a expressão em (33). Perceba que apesar da amplitude de entrada V_i não ter variado, a amplitude de saída V variou porque a malha de controle do SOGI é interdependente da malha de controle da frequência.

Como visto na Seção 2.1.1, as correntes de referência dos conversores escravos e do conversor mestre conectado à rede são calculadas com a componente simétrica de sequência positiva instantânea $v_{\alpha\beta}^+$. Nesta seção é apresentado o sistema proposto para realizar a estimação de $v_{\alpha\beta}^+$. A modelagem é feita com a tensão transformada para referencial estacionário $\vec{v}_{\alpha\beta}$ e de acordo com uma série de combinações das transformadas de *Fortescue* e de *Lyon*, chegando na equação matricial

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \vec{v}_{\alpha\beta}, \quad (34)$$

conhecida como calculador de sequência positiva (*Positive-Sequence Calculation* - PSC), onde q é um operador de atraso de 90° que gera a componente em quadratura v_\perp .

Veja na Figura 19 que o sistema de estimação proposto é obtido com a implementação de um SOGI duplo - DSOGI-FLL (*Dual SOGI-FLL*).

O primeiro SOGI filtra as componentes instantâneas em quadratura na frequência fundamental da rede no eixo α e o segundo SOGI, no eixo β .

Perceba que ambos SOGIs usam uma única FLL, como também compõem o erro de frequência total somando as parcelas de erro de frequência nos eixos alfa e beta.

A Figura 20 mostra os resultados do DSOGI-FLL para uma rede elétrica com tensões trifásicas de $380V_{rms}$, $60Hz$, que em $25ms$ sofre um afundamento para $100\sqrt{3/2}V_{rms}$, $50Hz$.

Essa simulação usa $\Gamma = 100$, e confirma

$$t_{FLL} = 45ms \geq 2t_{SOGI}, \quad (35)$$

conforme (33) para desacoplar as dinâmicas das saídas de amplitude e frequência estimadas.

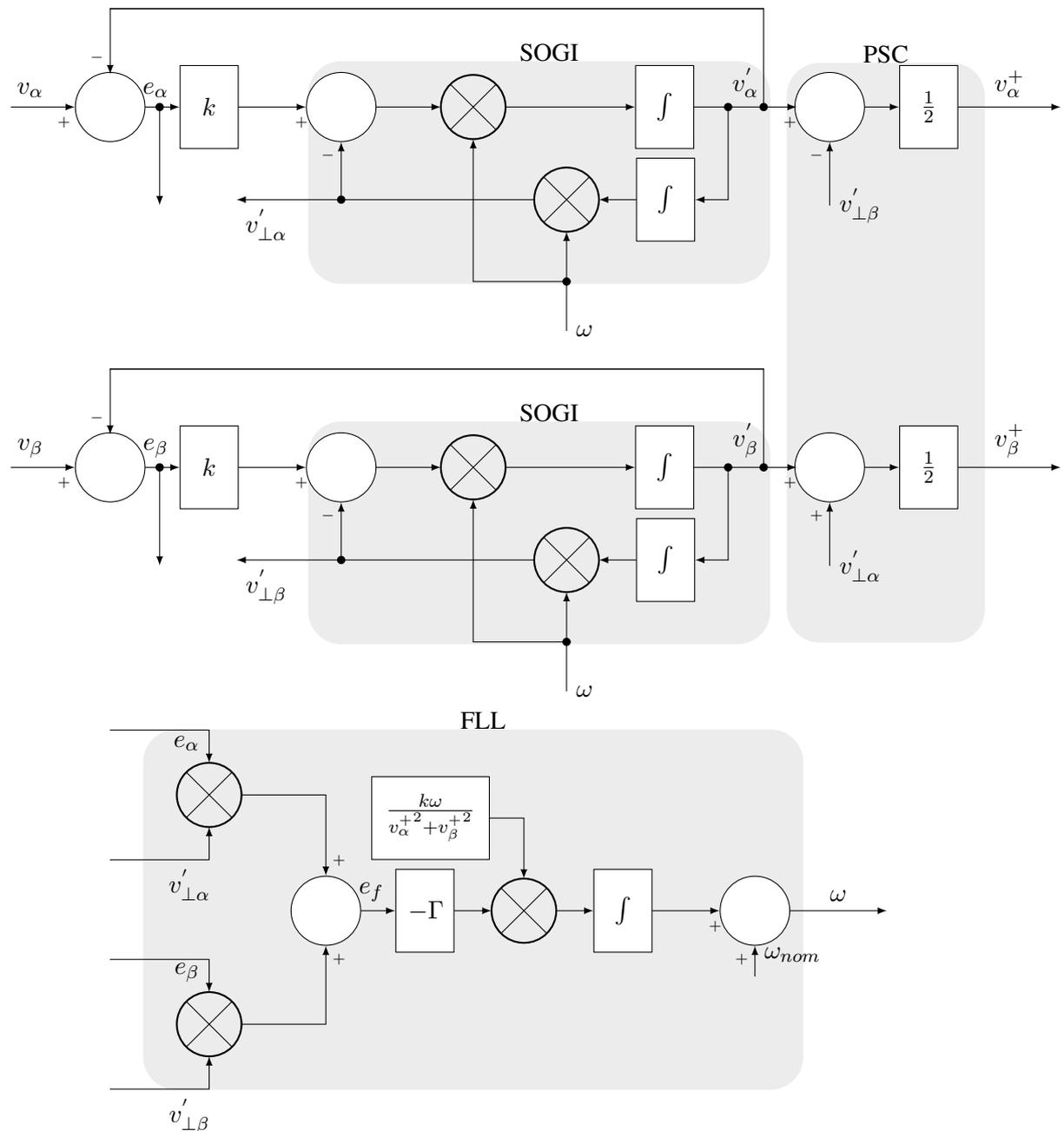
2.1.3 Controle de Corrente

A estrutura de controle possui dois laços.

O laço mais interno tem característica dinâmica rápida.

Ele é usado para controlar a corrente na indutância da topologia padrão do tipo fonte de tensão com filtro *RLC*.

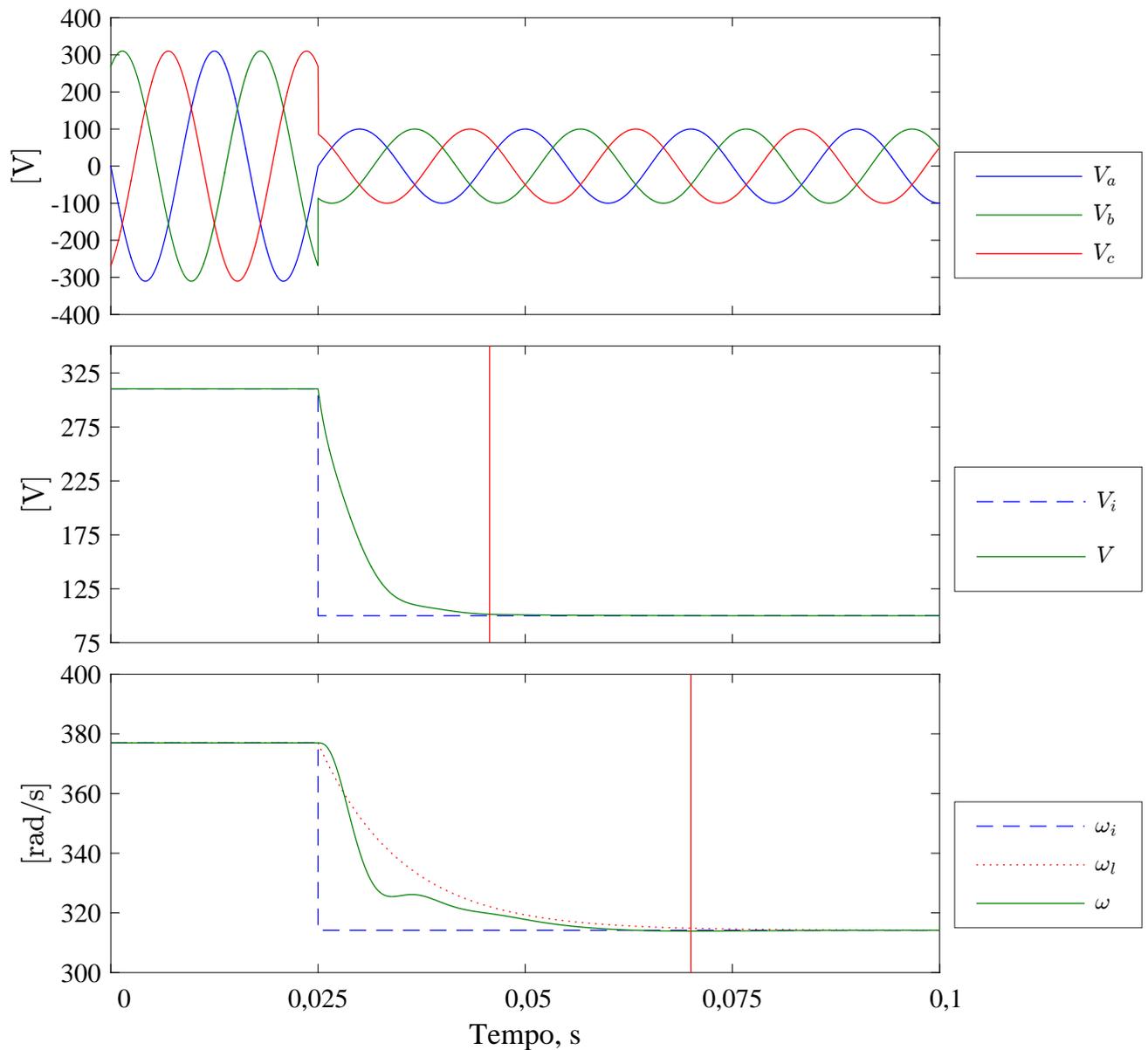
Figura 19 – DSOGI-FLL: sistema de estimação da tensão de sequência positiva.



Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2008).

Em modo conectado à rede, o laço externo de tensão mantém a potência de saída do conversor constante com um determinado fator de potência. Em modo ilhado porém, esse laço de tensão tem outra função: gerar a tensão de referência da microrrede, com amplitude e frequência fixas. Estes laços de controle estão relacionados com a topologia usada para o conversor mestre. A tensão do capacitor do barramento de corrente contínua é definida como V_{cc} . Entretanto, para suprir componentes de sequência zero, a topologia deve ser a quatro fios. Como o conversor contém somente três braços, o barramento cc é dividido entre os capacitores C_1 e C_2 em série,

Figura 20 – Respostas do DSOGI-FLL a uma variação de amplitude e frequência.



Fonte: Próprio autor.

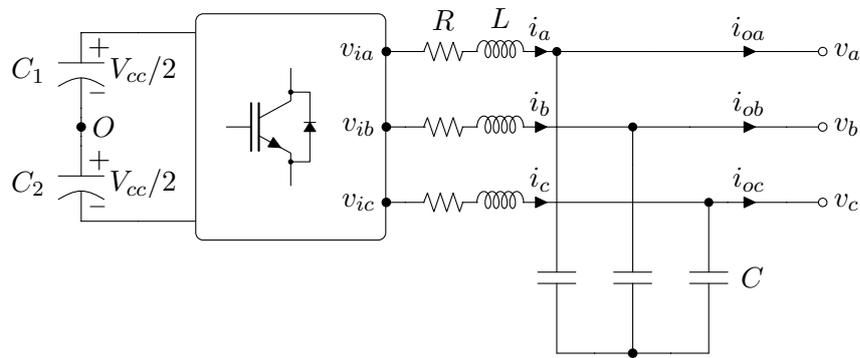
conforme pode ser visto na Figura 21.

O terminal O é o ponto central do barramento. Esta topologia é indicada para sistemas de média potência.

Contudo, para alta potência, a topologia a quatro braços em ponte completa é mais indicada (AZEVEDO et al., 2015). Os resultados de transferência do modo ilhado para conectado e vice versa foram demonstrados experimentalmente (CHEN; WANG; WANG, 2013).

Com as componentes α e β de corrente desejada \vec{i}^* em referencial estacionário, agora é

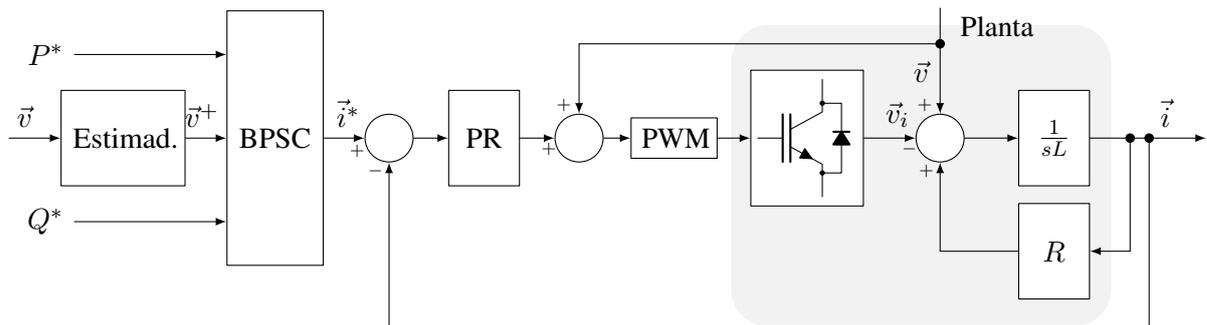
Figura 21 – Topologia da planta utilizada para controle dos conversores.



Fonte: Próprio Autor.

possível entender a Figura 22, onde é mostrado o diagrama da malha de controle de corrente e o modelo da planta a ser controlada.

Figura 22 – Diagrama da malha de controle de corrente.



Fonte: Próprio Autor.

A planta a ser controlada é obtida com as equações diferenciais que combinam os vetores de tensão interna do conversor \vec{v}_i , a corrente \vec{i} no indutor L e a tensão \vec{v} no ponto de acoplamento com a microrrede. A tensão \vec{v} no ponto de acoplamento com a microrrede é adicionada à saída do controlador proporcional ressonante (*Proportional Resonant - PR*) (AZEVEDO et al., 2015) como uma realimentação positiva para acelerar a resposta em regime transitório. A saída do PR adicionada do *feedforward* serve de referência para o PWM controlar a tensão desejada no conversor. Como a corrente a ser controlada é senoidal, a malha primária de controle de corrente do conversor deve ser implementada com um controlador proporcional ressonante, cuja função de transferência é

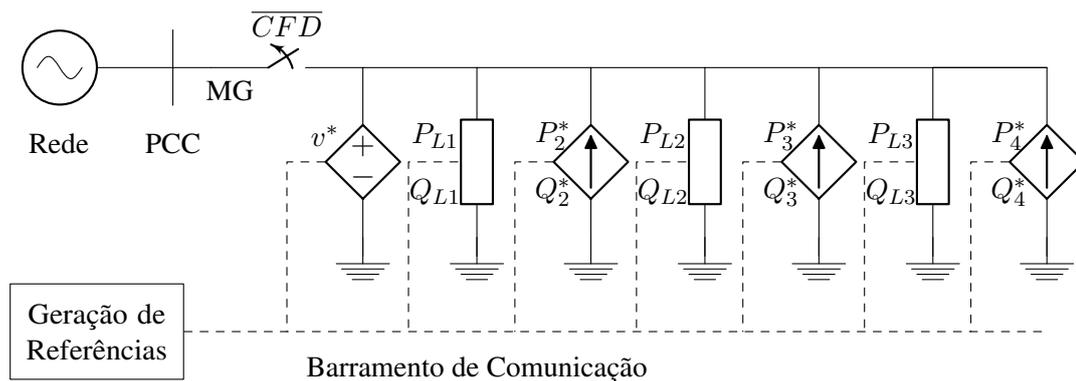
$$PR_C(s) = K_{PC} + K_{RC} \frac{2s}{s^2 + \omega^2}, \quad (36)$$

onde ω é a frequência nominal da rede, K_{PC} e K_{RC} são os ganhos proporcional e ressonante de corrente, respectivamente.

2.2 CONTROLE DOS CONVERSORES MESTRE E ESCRAVOS QUANDO DESCONECTADOS DA REDE

A presente seção mostra que o conversor mestre desconectado da rede é regulado pelo controle de tensão como ilustrado na Figura 23.

Figura 23 – A microrrede mestre-escravo no modo desconectado.



Fonte: Próprio Autor.

Considere, que em caso de uma falta na rede, a proteção atue na desconexão do PCC e na mudança do controle de corrente para o de tensão no conversor mestre. No modo desconectado da rede elétrica principal, a microrrede passa a operar de forma autônoma. Neste modo de operação, os conversores escravos precisam de um conversor mestre controlado como fonte de tensão para impor a frequência e a amplitude da tensão da microrrede.

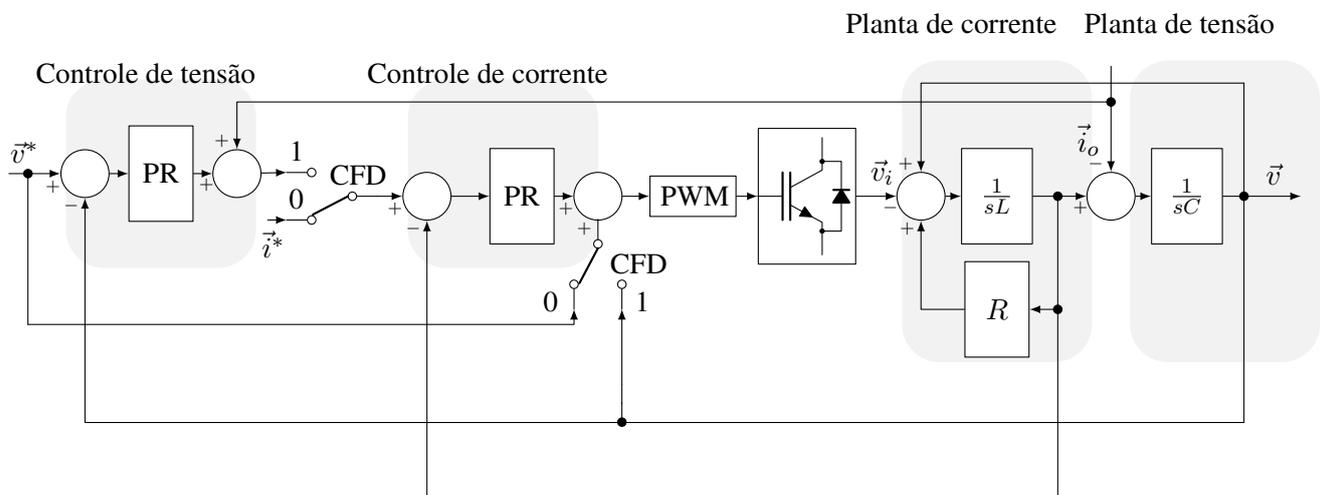
Para o controle dos conversores escravos ou para o conversor mestre conectado à rede, é necessário o controle de corrente conforme visto na Seção 2.1. O que muda na microrrede em modo desconectado ($CFD=1$) é que o conversor mestre é controlado como fonte de tensão.

2.2.1 Geração da Tensão de Referência

O conversor mestre é o formador da microrrede, e sua referência nominal precisa ser imposta no controle de tensão. Para isto, é necessário um oscilador que gere a referência de tensão desejada \bar{v}^* com referências de amplitude V^* e frequência ω^* nominais. Na Figura 24 é apresentada uma visão geral do sistema de controle do conversor mestre quando desconectado da rede. O oscilador gera a tensão de referência do conversor mestre que será controlada pelo controlador de tensão. O controlador de tensão resulta em uma corrente de referência a ser controlada pelo controle de corrente. Note que esta malha mais interna de controle de corrente é a mesma usada quando o conversor mestre está conectado à rede (apresentada na Seção 2.1.3).

Em (AZEVEDO et al., 2011) é proposto usar o próprio DSOGI-FLL da detecção da componente de sequência positiva da tensão (apresentado na Seção 2.1.2) como um oscilador,

Figura 26 – Malha primária externa de controle de tensão.



Fonte: Próprio Autor.

A planta a ser controlada é obtida com as equações diferenciais que combinam os vetores de corrente interna do conversor \vec{i} , a tensão \vec{v} no capacitor C e a corrente \vec{i}_l no ponto de acoplamento com a microrrede.

A tensão no capacitor C difere da tensão de referência devido à queda de tensão no indutor L , à resistência e ao tempo morto das chaves semicondutoras. A solução é substituir a tensão no capacitor como realimentação positiva na saída do controlador de corrente pela tensão de referência, melhorando a dinâmica do controle (AZEVEDO, 2011).

A saída do PR adicionada da referência da malha primária externa de tensão serve de referência para o PWM controlar a tensão desejada no conversor. Como a tensão a ser controlada é senoidal, a malha primária externa de controle de tensão do conversor deve ser implementada também com a ajuda do controlador proporcional ressonante PR para as componentes alfa-beta. Então (36) é reescrita como

$$PR_V(s) = K_{PV} + K_{RV} \frac{2s}{s^2 + \omega^2}. \quad (37)$$

2.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos do controle mestre-escravo clássico de paralelismo de conversores.

O conversor mestre conectado à rede e os conversores escravos em ambos os modos são controlados como fontes de corrente. Para sincronizar o conversor nesse modo de operação e para evitar geração de referências de corrente distorcidas durante a medição de tensão desequilibrada, é usado um sistema específico para detectar apenas a tensão de sequência positiva.

Para a detecção da componente de sequência positiva da tensão da rede em referencial estacionário e geração da referência do controle de corrente são aplicados dois SOGIs (DSOGI), um para cada componente alfa e beta, o PSC e uma FLL para a adaptação em frequência dos SOGIs.

Caso o sinal CFD seja ativado, o controle de corrente do conversor mestre é comutado para o controle de tensão. Para gerar a referência do controle de tensão, o CFD comuta o DSOGI do modo sincronização para o modo oscilação. Para isso, a entrada do erro de sincronização do DSOGI é comutada para um controlador de amplitude. O CFD também comuta o sinal de erro de sincronização de frequência por um ganho de realimentação negativa para forçar a saída do controlador na frequência nominal da rede.

Após a geração do sinal de referência, um controlador proporcional ressonante também pode ser aplicado no controle das tensões senoidais de sequência positiva do conversor mestre no modo desconectado da rede.

3 TÉCNICA DE CONTROLE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO

Como visto no capítulo anterior, a técnica mestre-escravo clássica requer uma rede de comunicação de modo que seja possível o inversor mestre enviar as referências de potências desejadas. Apesar da estreita banda de comunicação necessária, ainda assim é um inconveniente porque em geral os DGs se encontram separados por longas distâncias (BARSALI et al., 2002). Além do que, a cada acréscimo de um DG na microrrede é necessária a reconfiguração da comunicação. Então, para contornar esse problema, uma recente técnica mestre-escravo é apresentada nesse capítulo.

3.1 CONTROLE DOS CONVERSORES QUANDO CONECTADOS À REDE

A técnica mestre-escravo sem comunicação apresentada neste trabalho se comporta da mesma forma que a técnica mestre-escravo clássica quando a microrrede está conectada à rede elétrica principal. Portanto, neste modo de operação, todos os conversores (incluindo o conversor mestre) são controlados como uma fonte de corrente. A corrente injetada por cada um destes conversores é calculada de forma a atender uma determinada referência de potência ativa e reativa definidas pelo controle secundário da microrrede (ver Figura 2). Sendo assim, toda a estratégia de controle apresentada na Seção 2.1 se aplica à técnica mestre-escravo sem comunicação apresentada aqui quando a microrrede está conectada à rede elétrica principal. A diferença entre estas técnicas se dá apenas quando a microrrede está conectada da rede conforme apresentado a seguir.

3.2 CONTROLE DOS CONVERSORES MESTRE E ESCRAVOS QUANDO DESCONECTADOS DA REDE

No modo desconectado da rede, o compartilhamento de carga entre os conversores usado a configuração mestre-escravo sem a necessidade de um canal de comunicação específico é possível usando as características da tensão da microrrede (amplitude e frequência) como um sinal piloto para controle dos conversores escravos. A ideia é que o conversor mestre permita que a amplitude e a frequência de sua tensão gerada mudem em função do carregamento da microrrede. Isto pode ser conseguido impondo uma relação linear entre a amplitude da tensão com a potência reativa entregue pelo conversor e entre a frequência com a potência ativa entregue pelo conversor. Ou seja, o conversor mestre, desconectado da rede, pode ser controlado como em um conversor com controle por inclinação também conhecido como droop control (HUA; LIAO; LIN, 2002).

Por sua vez, os conversores escravos terão suas referências de potência ativa e reativa definidas pela amplitude e frequência das tensões em seus terminais, respectivamente. Desta

forma, o conversor mestre é capaz de controlar a potência ativa entregue por cada conversor escravo ao variar a frequência da sua tensão. Da mesma forma, o conversor mestre também é capaz de controlar a potência reativa dos conversores escravos ao variar a amplitude da sua tensão gerada. Com este princípio de operação em mente, nas seções seguintes é detalhado o controle do conversor mestre e dos conversores escravos.

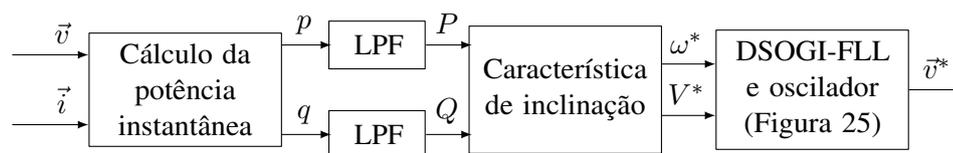
3.2.1 Controle do Conversor Mestre

Quando a microrrede está desconectada da rede principal, o conversor mestre é controlado como uma fonte de tensão. O controle de tensão empregado é o mesmo mostrado na Seção 2.2.2. Porém, a obtenção da referência de tensão é feita de forma diferente para permitir o compartilhamento de potência sem a necessidade de comunicação entre os conversores.

O DSOGI-FLL continua sendo usado como oscilador neste modo de operação (desconectado) e, portanto, a mesma estrutura mostrada na Figura 25 é usada. Porém, a amplitude da tensão de referência, V^* , e sua frequência, ω^* , são variadas em função da potência ativa e reativa entregues pelo conversor.

Na Figura 27 é mostrado o diagrama de blocos geral para a obtenção da tensão de referência. A primeira etapa é o cálculo das componentes instantâneas de potência ativa p e reativa q fornecidas pelo conversor. Para sistemas trifásicos, estas potências são obtidas pelas Expressões (1) e (3).

Figura 27 – Geração da referência e controle de tensão do inversor mestre WMS no modo ilhado.



Fonte: Próprio Autor.

Os filtros passa-baixas, LPF, são usados para obter a componente média da potência em um ciclo da fundamental. Isto é importante para a estabilidade da microrrede pois impede que a amplitude e frequência da tensão gerada mude em um tempo inferior ao seu período.

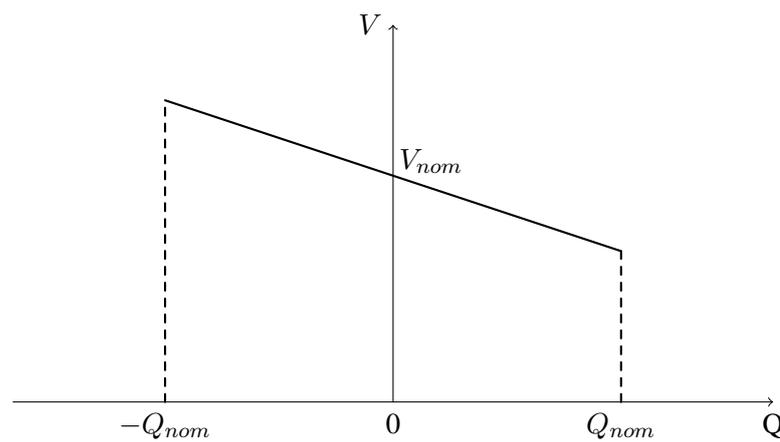
O bloco seguinte, característica de inclinação, calcula a amplitude e frequência da tensão de referência em função das componentes médias de potência. Note que as variações destes parâmetros (amplitude e frequência) vão funcionar apenas como sinal de controle para os conversores escravos. Porém, é interessante usar a mesma característica do controle por inclinação (GUERRERO et al., 2004):

$$\omega^* = \omega_n - mP, \quad (38)$$

$$V^* = V_n - nQ, \quad (39)$$

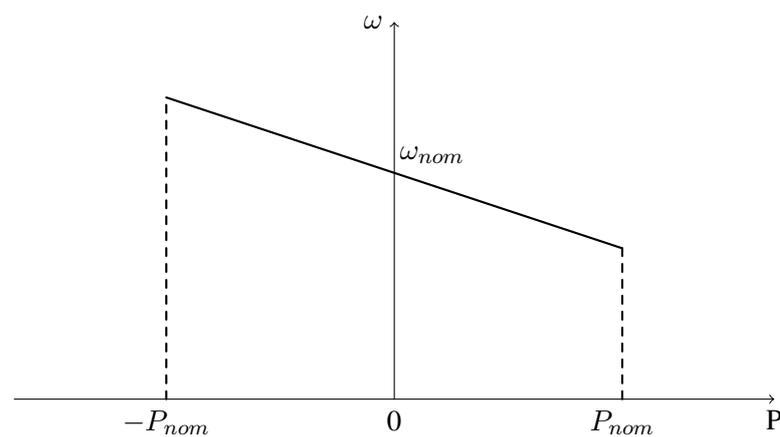
em que ω_n e V_n são os valores nominais de frequência e amplitude de tensão, respectivamente, e m e n são os coeficientes de inclinação. Estas características de inclinação são mostradas graficamente nas Figuras 28 e 29.

Figura 28 – Característica do controle *droop* Q/V .



Fonte: Próprio Autor.

Figura 29 – Característica do controle *droop* P/ω .



Fonte: Próprio Autor.

Note que o fato de usar o mesmo comportamento do controle por inclinação no conversor mestre resulta em uma microrrede mestre-escravo com características semelhantes a uma microrrede com controle por inclinação. Portanto, quanto maiores são os coeficientes de inclinação m e n , ou seja, quanto maior é a variação de frequência $\Delta\omega$ e de amplitude de tensão ΔV , melhor é o compartilhamento de potência ativa e reativa respectivamente (TULADHAR

et al., 1997). Ou seja, quanto maior o desvio admissível de frequência e amplitude de tensão, mais preciso é o controle da potência de cada conversor para compartilhar a carga da microrrede. Na maioria dos casos, a variação de frequência máxima aceitável é de 2% e de amplitude, 5%. Os coeficientes m e n , juntamente com os parâmetros do filtro LPF do estimador de potência, determinam o comportamento dinâmico das respostas de regime transitório e permanente do compartilhamento de carga (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 1999).

Os limites de erro de frequência, amplitude de tensão e os valores nominais de potência P_i e Q_i determinam os coeficientes de inclinação

$$m_i = \frac{\Delta\omega}{P_i}, \quad (40)$$

$$n_i = \frac{\Delta V}{Q_i}, \quad (41)$$

guardadas as devidas proporções, ou seja,

$$P_1 : P_2 : \dots : P_i = \frac{1}{m_1} : \frac{1}{m_2} : \dots : \frac{1}{m_i}, \quad (42)$$

$$Q_1 : Q_2 : \dots : Q_i = \frac{1}{n_1} : \frac{1}{n_2} : \dots : \frac{1}{n_i}, \quad (43)$$

precisam ser atendidas de forma a se obter um bom compartilhamento de carga entre cada um dos i inversores em paralelo.

Os filtros passa-baixas utilizados são do tipo Butterworth de segunda ordem, cuja função de transferência é

$$LPF(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (44)$$

onde a frequência de corte ω_c foi escolhida dez vezes menor do que a frequência fundamental. Além disso, considere um coeficiente de amortecimento ótimo $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Por esse motivo, a resposta a um degrau unitário apresenta um tempo de acomodação (com critério de 2%) de

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_c} = 150,1ms. \quad (45)$$

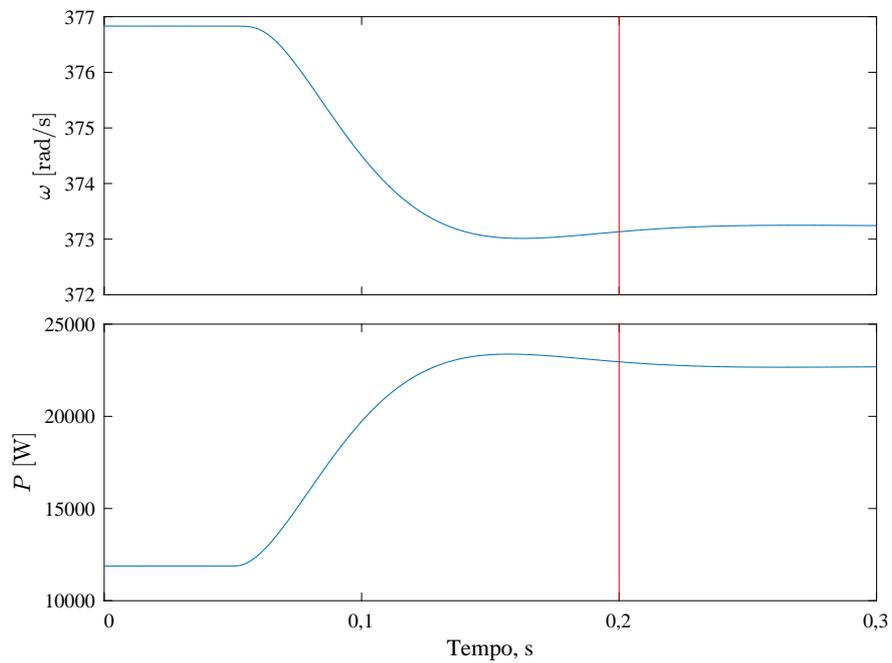
Os resultados das Figuras 30 e 31 mostram o comportamento dinâmico das medições de potência média e seus efeitos sobre a amplitude e frequência da tensão do conversor mestre.

A carga inicial equilibrada drena 11,9 kW de potência ativa. Em cinquenta milissegundos, a carga passa a drenar a potência ativa máxima do DG, no valor de 22,7 kW, conforme a Figura 30. Baseado em (40), o coeficiente de inclinação de frequência é

$$m = 0,63rad \cdot s^{-1}/kW. \quad (46)$$

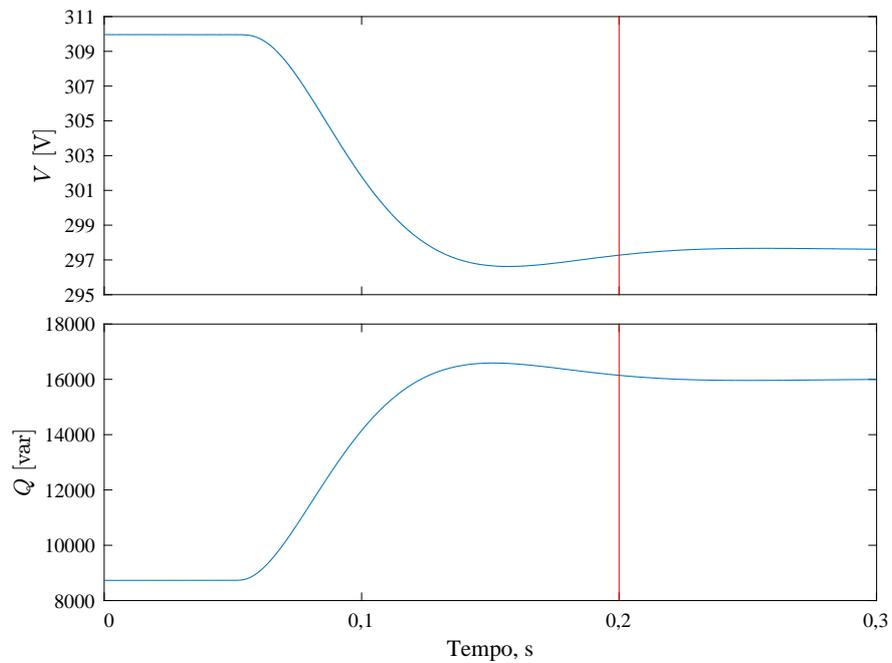
Perceba que o tempo de acomodação da frequência coincide com o calculado em (45).

Figura 30 – Resposta da frequência e da potência ativa para uma variação de carga em 50ms.



Fonte: Próprio autor.

Figura 31 – Resposta da tensão à variação da potência reativa.



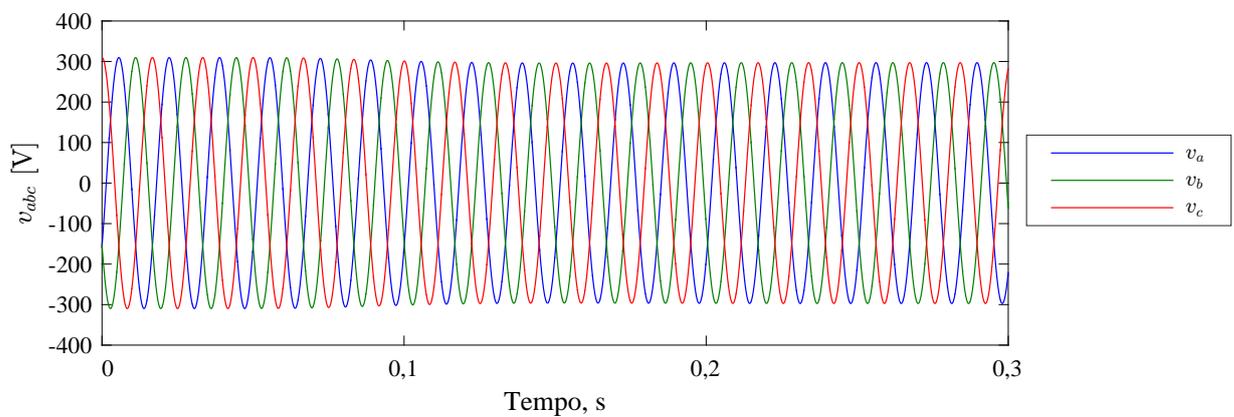
Fonte: Próprio autor.

A carga inicial equilibrada drena uma potência reativa de 8,73 kvar. Em cinquenta milissegundos a carga passa a drenar a potência reativa máxima do DG, no valor de 16,5 kvar, conforme a Figura 31. Baseado em (41), o coeficiente de inclinação de tensão é

$$n = 0,94V/kvar. \quad (47)$$

Perceba que o tempo de acomodação da tensão coincide com o tempo de acomodação do LPF. A tensão de saída do conversor é mostrada na Figura 32.

Figura 32 – Tensão de saída do conversor em referencial abc .



Fonte: Próprio autor.

Quando as linhas são predominantemente resistivas, as relações entre as componentes de potência e a amplitude de tensão e frequência mudam. Neste caso, é comum escolher (GUERRERO et al., 2007):

$$\omega^* = \omega_n + mQ, \quad (48)$$

$$V^* = V_n - nP. \quad (49)$$

Perceba que, diferentemente do *droop* convencional para linhas indutivas, a amplitude de tensão para linhas resistivas varia em função da potência ativa. Por outro lado, a frequência varia em função da potência reativa.

Este comportamento é útil para determinadas aplicações. Por exemplo, quando dois painéis fotovoltaicos são idênticos e têm o mesmo ponto de compartilhamento de potência ativa. Um deles poderá reduzir a curva característica devido a uma variação de sombreamento. Neste caso, não é possível ter estabilidade ao se compartilhar a mesma potência ativa com frequências diferentes. Entretanto, com este método, é possível compartilhar a mesma potência ativa com amplitudes de tensão diferentes (LIU et al., 2017). Outro exemplo de aplicação do *droop* para linhas resistivas é o estudo de caso com laço de impedância virtual (GUERRERO et al., 2007).

Estas características de inclinação também podem ser adotadas no controle do conversor escravo sem comunicação apresentado neste trabalho.

3.2.2 Controle dos Conversores Escravos

Com a microrrede ilhada, ou seja, no modo desconectado da rede, o controle do inversor escravo sem comunicação WMS usa a técnica do *droop* reverso (WEN; JIA, 2016). As referências de potência são calculadas de acordo com a frequência e a amplitude de tensão do ponto de conexão do conversor escravo. A partir das referências de potência são geradas as referências de corrente da malha interna de controle de corrente do inversor escravo. Dessa forma, também é possível para o inversor escravo contribuir com a regulação de tensão e frequência da microrrede e garantir o compartilhamento de potência (WU et al., 2014).

Este compartilhamento deve ser idêntico se os inversores tiverem a mesma potência, ou seja, cada inversor deve compartilhar a carga proporcionalmente à sua respectiva potência nominal, conforme visto na Seção 3.2.1. Para garantir esse compartilhamento de carga, as expressões em (38) e (39) do método *droop* são reescritas da seguinte forma

$$P^* = \frac{1}{m}(\omega_n - \omega), \quad (50)$$

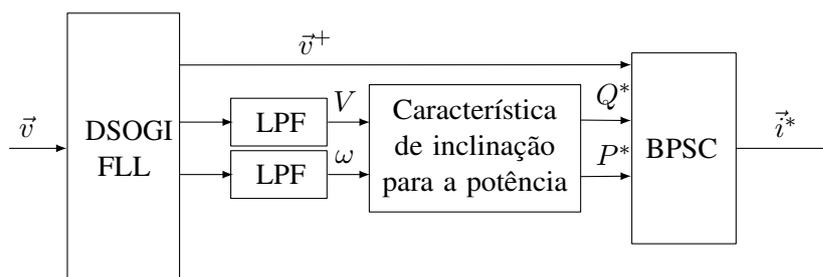
$$Q^* = \frac{1}{n}(V_n - V). \quad (51)$$

As expressões em (50) e (51) são conhecidas como o método *droop* reverso. A referência de potência ativa P^* é calculada em função da diferença entre a frequência nominal e a frequência real no ponto de conexão do conversor.

A referência de potência reativa Q^* é calculada em função da diferença entre a amplitude nominal e a amplitude real da tensão no ponto de conexão do conversor.

Tais referências de potência determinam a corrente desejada balanceada de sequência positiva BPSC. Perceba na Figura 33 que a amplitude de tensão V e a frequência ω são saídas do bloco DSOGI-FLL.

Figura 33 – Diagrama da geração da referência e do controle de corrente WMS.



Fonte: Próprio Autor.

Para detecção da frequência e amplitude da tensão no ponto de conexão do conversor é usado um DSOGI-FLL como o mostrado na Figura 19. Estes sinais são filtrados por filtros com as mesmas características dos usados no conversor mestre para a obtenção das componentes médias de potência.

O único laço de controle do conversor é o de corrente, já que o conversor escravo funcionará como uma fonte de corrente. Os coeficientes de inclinação m e n utilizados são os mesmos já discutidos na Seção 3.2.1.

É importante também lembrar de limitar as referências de potência ativa e reativa desejadas, ou seja, limitar a sobrecorrente permitida. Este limite protege o inversor e o gerador distribuído contra sobrecorrentes excessivas em regime transitório.

O compartilhamento de potência reativa, conforme característica dos métodos *droop*, é impreciso. Isto porque a tensão no ponto de conexão da microrrede com cada inversor vai depender do desbalanceamento de impedância da linha $Z \angle \theta$ entre os pontos que os DGs e as cargas estão localizadas (HAN et al., 2015). Além disso, ao fixar o coeficiente de inclinação de tensão n , o compartilhamento de potência reativa não pode ser obtido se as inclinações de tensão se estabilizam em tensões diferentes (MICALLEF et al., 2012). Isto porque a queda de tensão se comporta de uma maneira diferente em função da impedância de saída vista por cada inversor. Então, o erro do compartilhamento de potência reativa varia em função da queda de tensão diferente em cada ponto da microrrede

$$\Delta Q = \frac{\Delta V}{n}. \quad (52)$$

A convenção da impedância de saída do inversor é indutiva. Esta convenção é aceita devido à alta componente indutiva da rede e ao grande indutor do filtro de saída. Entretanto, isto nem sempre acontece porque a impedância de saída em malha fechada depende da estratégia de controle (GUERRERO et al., 2005).

O desafio é equilibrar o compartilhamento impreciso de reativo e a regulação de tensão entre os inversores que compõem a microrrede. Como visto anteriormente, quanto maior o coeficiente de inclinação, melhor é o compartilhamento de potência.

Por outro lado, a frequência da microrrede é facilmente estabilizada e, por isso, o compartilhamento de potência ativa é bastante preciso. Para o estimador de frequência, neste exemplo de aplicação, é ajustado um filtro com tempo de acomodação de 20 ms. É um tempo suficiente maior que um período fundamental da rede para calcular a potência ativa média. O objetivo é estabilizar o controle da potência ativa média em função da frequência. Por fim, para desacoplar a dinâmica do filtro passa-baixas do CPM ao restante dos demais filtros, seu tempo de acomodação é ajustado em 75 ms, visando obter uma frequência de corte média em relação às frequências de corte do restante dos filtros. Os tempos de acomodação de todos os filtros passa-baixas estão resumidos na Tabela 1.

Tabela 1 – Tempos de acomodação dos filtros passa-baixas.

	Mestre	Escravo
CPM	75 ms	75 ms
V^+	N/A	5 ms
ω	20 ms	150 ms

Foi visto que o compartilhamento da referência de potência ativa mostrado na Figura ?? é muito preciso. Assim, o coeficiente da inclinação de frequência pode ser reduzido, visando evitar qualquer acoplamento dinâmico com o compartilhamento da potência reativa. Então, considere reduzir pela metade o coeficiente de inclinação de frequência, visto em (40). Portanto, o coeficiente de inclinação de frequência dos conversores escravos quando desconectados da rede principal é

$$m = 0,33 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} / \text{kW}. \quad (53)$$

Como já foi dito antes, é a amplitude de tensão da microrrede que impõe a referência de potência reativa. Por este motivo, o filtro passa-baixas do tipo *Butterworth* de segunda ordem na saída do estimador de amplitude de tensão do bloco DSOGI-FLL precisa de um tempo de resposta mais rápido para desacoplamento das demais dinâmicas da estratégia. Portanto, o tempo de acomodação deste filtro é ajustado em 5 ms.

Perceba que o inversor escravo trabalha com o bloco DSOGI-FLL no modo de sincronização com a tensão de referência imposta pelo inversor mestre. Então, o tempo de resposta de sincronização do escravo precisa ser rápido, ditado pela constante k , como visto em (20). Para desacoplar a dinâmica de sincronização do inversor mestre conectado à rede, o tempo de resposta do DSOGI-FLL é ajustado para o dobro do tempo de resposta do DSOGI-FLL do inversor escravo, que foi definido em (21). Portanto, para o inversor mestre, é escolhido um valor de k igual a $\sqrt{2}/2$.

3.3 CONCLUSÃO

Um controle primário de microrrede adaptado do controle mestre-escravo sem comunicação é apresentado neste capítulo. A estrutura básica dessa adaptação é o controle *droop* reverso, responsável pelas referências dos inversores escravos desconectados da rede.

No modo conectado à rede elétrica principal, os inversores da microrrede são controlados como fontes de corrente. O sincronismo dos inversores da microrrede é feito por meio do DSOGI-FLL, detectando a componente de sequência positiva da rede para geração da corrente de referência. Isto é feito com o calculador de correntes balanceadas de sequência positiva (BPSC).

Após uma condição de falta detectada (CFD) na rede elétrica principal, o controle de corrente do inversor mestre é comutado para o controle de tensão. O objetivo é o inversor mestre servir como referência de tensão para sincronizar e formar o restante da microrrede. O controle

do conversor mestre sem comunicação gera a referência de tensão de forma semelhante ao controle por inclinação clássico. Essa referência de tensão é gerada pelo DSOGI-FLL no modo oscilador.

O sinal CFD comuta a referência fixa do controle de potência dos inversores escravos para a referência de potência variável obtidas pelas características de inclinação das componentes de potência. A detecção da frequência e amplitude da tensão também é feita por um DSOGI-FLL. Depois, o BPSC transforma a referência de potência ativa e reativa em referência de corrente.

4 COMPARAÇÃO ENTRE O CONTROLE DROOP E O MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO

Este capítulo compara os controles *droop* e o mestre-escravo sem comunicação através de simulações de uma MG em software MATLAB/SIMULINK. É considerada uma MG formada por uma pequena rede em baixa tensão (*Low Voltage - LV*) composta de um conjunto de cargas, DGs, e que está conectada à rede de média tensão (*Medium Voltage - MV*) ou a outras MGs. Entretanto, a MG pode ser desconectada e operar de forma ilhada a depender das condições ambientais, do sistema ou do mercado de energia. Em ambos os casos a MG deve funcionar de forma controlada e coordenada.

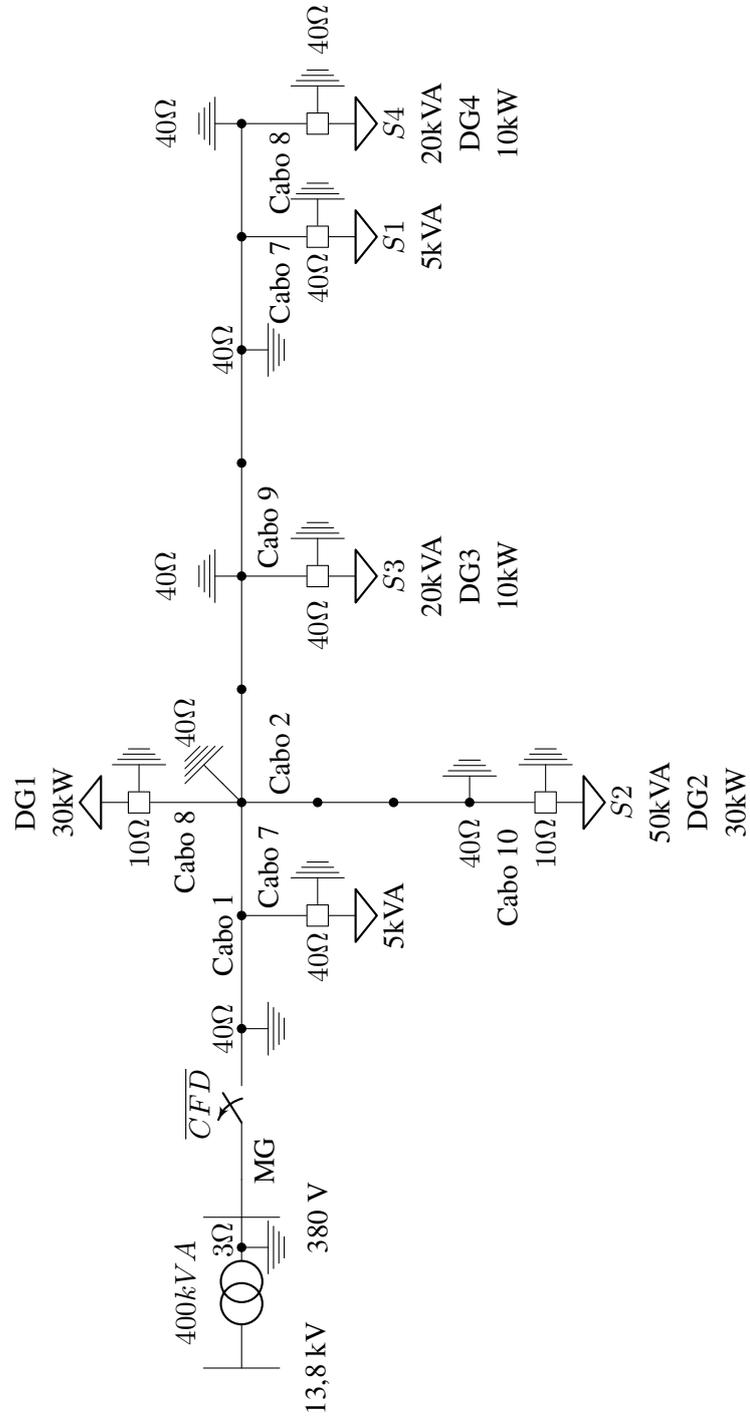
As cargas podem ser críticas, controladas ou programadas para um determinado período do dia. As cargas também podem ser bem conhecidas ou então em franco desenvolvimento e pesquisa, como é o exemplo dos carros elétricos. O equilíbrio do fluxo de potência da MG vai depender se ela inclui consumidores residenciais, industriais, comerciais, condomínio de edifícios e da disponibilidade de DGs. Os DGs podem ser de vários tipos de fontes de energia diferentes, renováveis ou não. Vale ressaltar que os equipamentos de armazenamento de energia desempenham também importante papel para a estabilidade do sistema durante transitórios (PAPATHANASSIOU; HATZIARGYRIOU; STRUNZ, 2005).

O compromisso entre os balanços de potências instantâneas ativa e reativa, fluxo de potência e o perfis de tensão da rede impõem grandes desafios para o desenvolvimento de operações eficientes de uma MG. O sistema elétrico convencional é suprido por fontes que possuem massa rotativa de alta inércia o que lhe confere uma estabilidade natural. De outra maneira, as MGs são formadas pelo acionamento de inversores conectados aos DGs e estes não possuem inércia. Porém, eles podem ser operados de forma mais flexível (HATZIARGYRIOU et al., 2006).

4.1 UMA MICRORREDE PADRÃO

Foi adotada a microrrede de teste sugerida pelo CIGRÉ (PAPATHANASSIOU; HATZIARGYRIOU; STRUNZ, 2005) para a comparação do controle *droop* com o mestre escravo sem comunicação. Para efeito de modelagem, são consideradas as características técnicas das redes de distribuição convencionais. Grande parte das redes de distribuição pública de baixa tensão apresenta uma estrutura radial, com alguns barramentos e alimentadores LV saindo da subestação abaixadora de entrada. Um alimentador chega a se dividir em alguns ramais, alimentando dessa forma assim as cargas. A subestação abaixadora que alimenta a microrrede padrão de baixa tensão ilustrada na Figura 34, inclui um transformador com potência nominal de 400 kVA.

Figura 34 – A microrrede padrão adotada pelo CIGRÉ.



Fonte: Próprio autor.

O arranjo de conexão é o Dyn11, onde primário é fechado em triângulo e o secundário é fechado em estrela.

A microrrede é formada por linhas subterrâneas UL (*Underground Line*) em centros urbanos com alta concentração de carga, linhas aéreas OL (*Overhead Line*) na maioria dos casos, montadas tradicionalmente com cabos nus de alumínio e ramais do serviço de conexão SC (*Service Connection*).

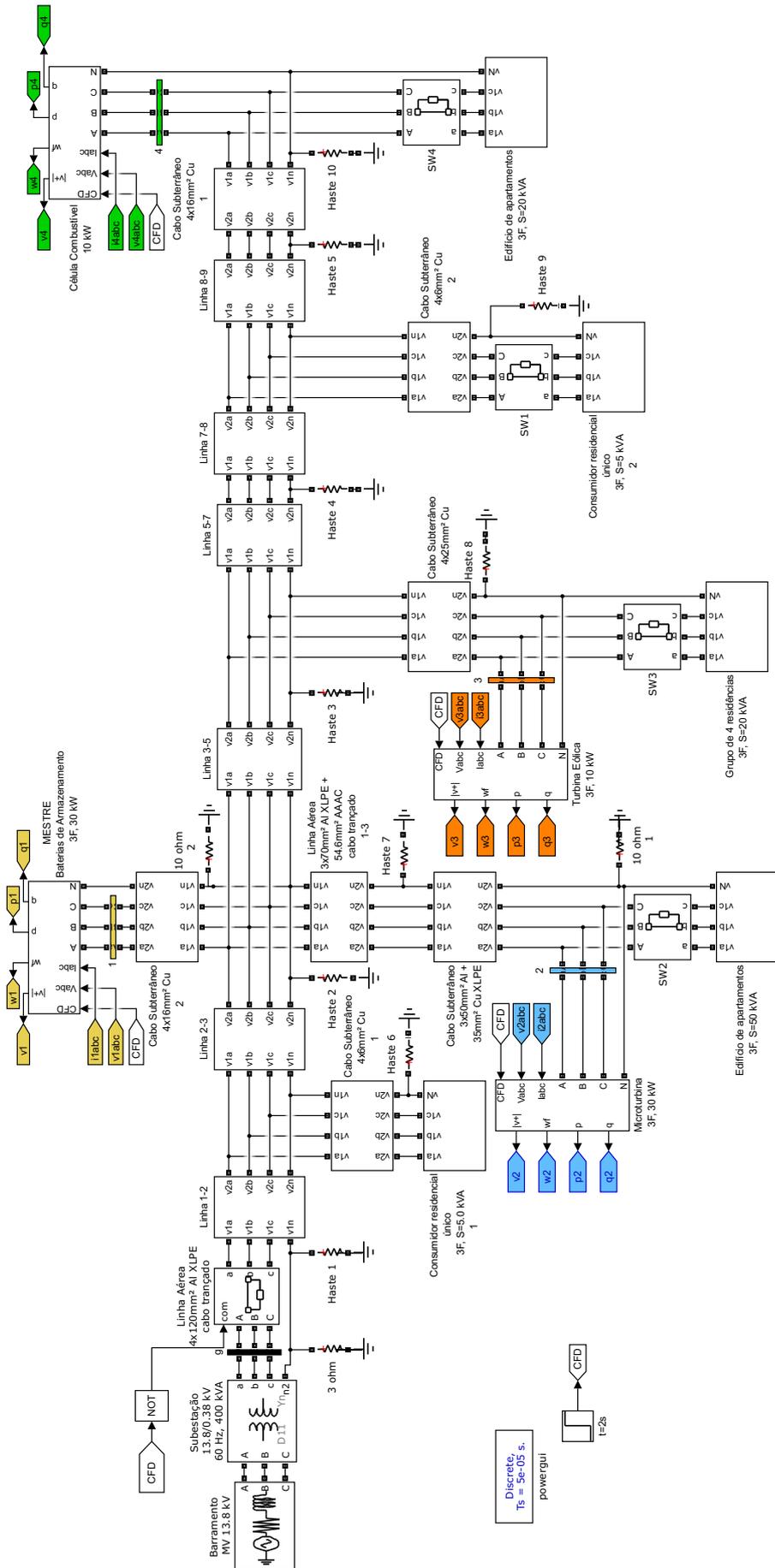
Porém, o uso mais recente é de condutores isolados trançados por questões ambientais e por terem maior facilidade de instalação.

Para esta microrrede padrão admite-se que:

- O aterramento é feito no neutro do transformador, a cada dois postes e nas conexões de serviço.
- As hastes de terra possuem resistência equivalente de 40Ω .
- Para análise do comportamento dinâmico do compartilhamento de potência, considere os inversores como fontes ideais.
- A microrrede padrão possui um alimentador de baixa tensão para estudo comparativo dos controles *droop* e WMS.
- O transformador também tem o papel de isolar a MG em relação à rede pública.
- Foi considerada uma linha aérea, com algumas cargas conectadas na sua extensão.
- O alimentador é formado por cabos do tipo XLPE trançado, alimentando no seu final um subúrbio distante do centro urbano, por exemplo.
- A microrrede padrão ilustrada apresenta um sistema a quatro fios.
- A distância entre os postes é de $35 m$.
- O comprimento da Linha 3-5 é a distância do poste número três até o poste número 5.
- O condutor neutro tem aterramentos múltiplos, na subestação, em cada segundo poste, e em cada ponto de conexão com o consumidor.
- Cada cabo para serviço de conexão tem um comprimento de $30 m$.
- O fator de potência de todos os consumidores foi considerado em 0,8 indutivo.

O modelo em ambiente de software MATLAB/SIMULINK da microrrede padrão é ilustrado na Figura 35. Para cálculo das impedâncias das linhas, observe na Tabela 2 os tipos de cabos da microrrede padrão.

Figura 35 – A microrrede padrão em Matlab/Simulink.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 2 – Tipos de cabos da microrrede padrão.

#	Tipo do cabo
1	OL - Cabo trançado 3 x 120 mm ² Al
2	OL - Cabo trançado 3 x 70 mm ² Al
3	OL - Condutores Al 3 x 50 mm ² equiv. Cu
4	OL - Condutores Al 3 x 35 mm ² equiv. Cu
5	OL - Condutores Al 3 x 16 mm ² equiv. Cu
6	UL - 3 x 150 mm ² Al
7	SC - 3 x 6 mm ² Cu
8	SC - 3 x 16 mm ² Cu
9	SC - 3 x 25 mm ² Cu
10	SC - 3 x 50 mm ² Al
11	SC - 3 x 95 mm ² Al

Para cálculo das impedâncias das linhas, observe na Tabela 3, a impedância dos cabos da microrrede padrão.

Tabela 3 – Impedância dos cabos da microrrede padrão.

#	R_{fase} Ω/km	X_{fase} Ω/km	R_{neutro} Ω/km	R_0 Ω/km	X_0 Ω/km
1	0,284	0,083		1,136	0,417
2	0,497	0,086	0,630	2,387	0,447
3	0,397	0,279			
4	0,574	0,294			
5	1,218	0,318			
6	0,264	0,071	0,387		
7	3,690	0,094		13,64	0,472
8	1,380	0,082		5,52	0,418
9	0,871	0,081		3,48	0,409
10	0,822	0,077	0,524	2,04	0,421
11	0,410	0,071	0,524		

Neste trabalho todas as cargas consideradas são trifásicas e equilibradas. Nos postes 2 e 8 há uma carga de 5 kVA cada. A carga do poste 8 é acionada remotamente pelo disjuntor S1. A bateria de armazenamento de 30 kW é o DG1. O DG2 é uma microturbina de 30 kW com uma carga local de 50 kVA acionada remotamente pelo disjuntor S2. O DG3 é uma turbina eólica de 10 kW com uma carga local de 20 kVA acionada remotamente pelo disjuntor S2. O DG4 é uma célula combustível de 10 kW com uma carga de 20 kVA acionada remotamente pelo disjuntor S4.

4.2 A MICRORREDE PADRÃO COM CONTROLE *DROOP*

Considere a mesma microrrede padrão, porém agora no modo desconectado e com todos os inversores controlados pelo método *droop*. Como discutido anteriormente, na microrrede com

droop todos os inversores são controlados como fonte de tensão. Aqui, o controle é realizado em referencial síncrono. Portanto, todas as correntes e tensões medidas em referencial natural *abc* são transformadas para o sistema de eixos *dq*.

Com as correntes e tensões em referencial *dq*, o sistema de controle calcula o fluxo de potências ativa e reativa que cada inversor troca com as cargas da microrrede. Vale a pena ressaltar aqui, a necessidade de filtros passa-baixas LPF para atenuar a frequência de oscilação natural das potências. As potências ativa e reativa oscilam com o dobro da frequência da microrrede.

Portanto, a frequência de corte dos filtros LPF devem ser reguladas em um décimo da frequência da microrrede.

Assim, observando as expressões em (38) e (39), veja que as potências ativa e reativa filtradas impõem a frequência e a amplitude do vetor tensão de referência para o PWM.

Esse controle é orientado pelo eixo-*d* do sistema referencial síncrono.

Depois disso, o sinal de frequência passa por um integrador que calcula o ângulo de fase instantâneo do referencial *dq* girante.

O ângulo de fase é necessário para obter os vetores de tensão e corrente em referencial síncrono a partir dos vetores tensão e corrente em referencial natural.

Para todos os inversores, a razão dos coeficientes de inclinação de frequência foi ajustada em 0,1% de erro da frequência nominal em relação à potência ativa máxima de cada inversor.

Já a razão de todos os coeficientes de inclinação de tensão foi ajustada em 2% da tensão nominal em relação à potência reativa máxima de cada inversor.

Considere a microrrede no modo desconectado da rede para obter os resultados de simulação de compartilhamento de potência.

Perceba na Figura 36 que todas as cargas são desligadas, uma a uma, na seguinte sequência:

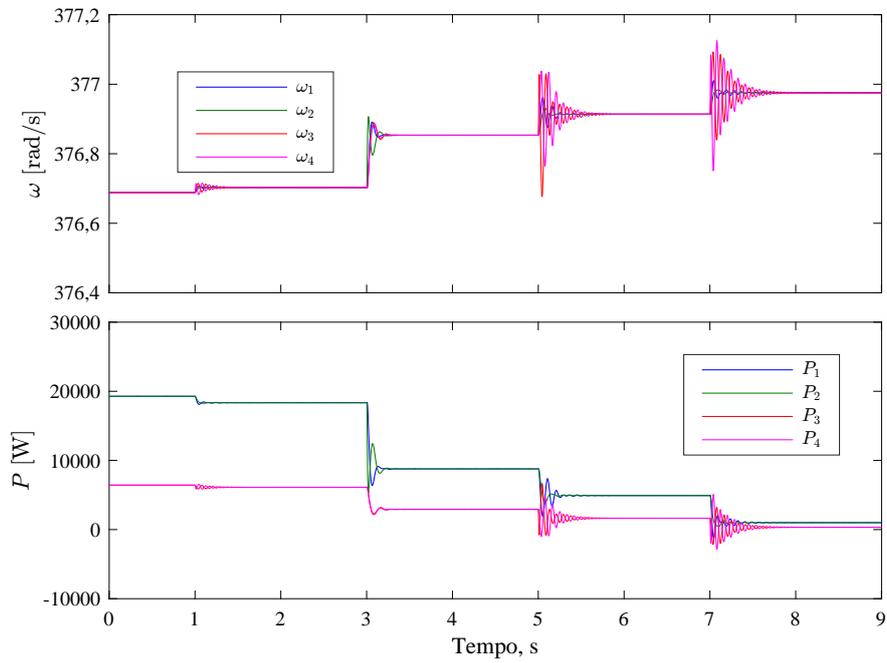
- Primeiro, o disjuntor S1 é desligado no instante de tempo $t = 1s$.
- Depois, o disjuntor S2 é desligado em $t = 3s$.
- Depois, o disjuntor S3 é desligado em $t = 5s$.
- Por fim, o disjuntor S4 é desligado em $t = 7s$.

Observe cada transitório durante as aberturas dos disjuntores.

Na Figura 36 são mostrados os resultados de simulação do comportamento dinâmico de frequência da microrrede *droop* em função dos transitórios de potência ativa das cargas.

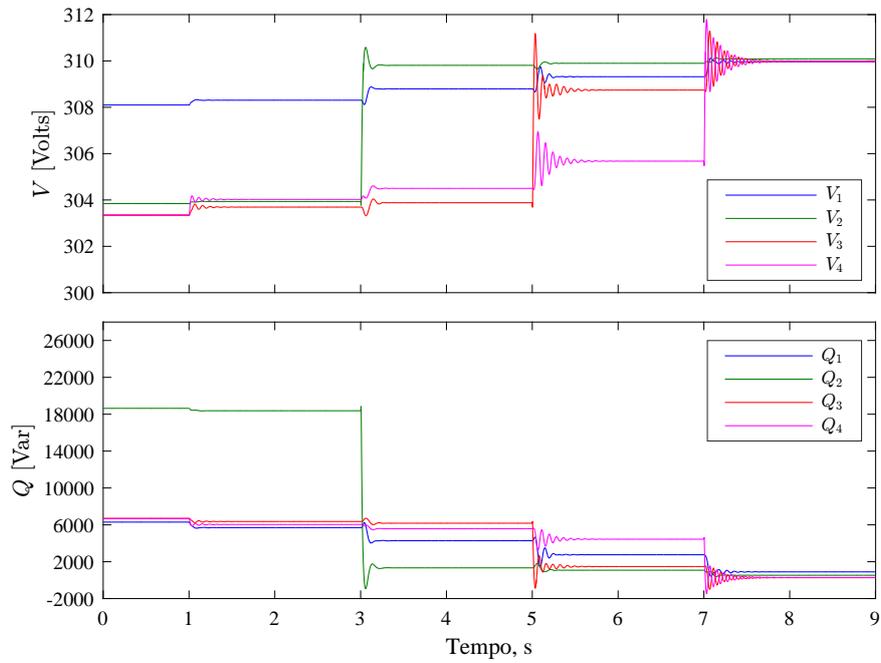
Na Figura 37 são mostrados os resultado de simulação do comportamento dinâmico da amplitude de tensão da microrrede *droop* em função dos transitórios de potência reativa das cargas.

Figura 36 – Frequência em função da potência ativa da microrrede com droop.



Fonte: Próprio autor.

Figura 37 – Amplitude de tensão em função da potência reativa da microrrede com droop.



Fonte: Próprio autor.

Como é aceitável dos métodos *droop*, uma maior variação da amplitude de tensão, comparada com a variação de frequência, em função dos transitórios de carga reativa foi observada.

4.3 A MICRORREDE PADRÃO COM CONTROLE WMS

As funções dos inversores numa microrrede são: formação de rede, alimentação de rede e suporte à rede. Os inversores formadores de rede agem como fontes de tensão, servindo como referência de sincronização para o restante da microrrede. Os inversores formadores de rede são os mais comuns em microrredes ilhadas. Porém microrredes com apenas esse tipo de inversor têm um compartilhamento de potência limitado (MONSHIZADEH et al., 2016). Os inversores alimentadores de rede agem como fonte de corrente. Eles são capazes de figurar em vários tipos de aplicações, injetando tanto potência fixa quanto potência variável independentemente da carga.

O inversor mestre-escravo sem comunicação dá suporte à rede, contribuindo com a regulação e estabilidade da rede. Eles medem a potência injetada na microrrede e determinam qual a frequência e a amplitude da fonte de tensão, emulando o comportamento dinâmico das máquinas síncronas. O inversor com a bateria de armazenamento (DG1) foi escolhido como mestre para possibilitar uma rápida regulação da frequência durante uma desconexão com a rede. Os inversores escravos medem a frequência e a amplitude de tensão no PCC para impor as potências ativa e reativa adequadas, dando suporte à microrrede.

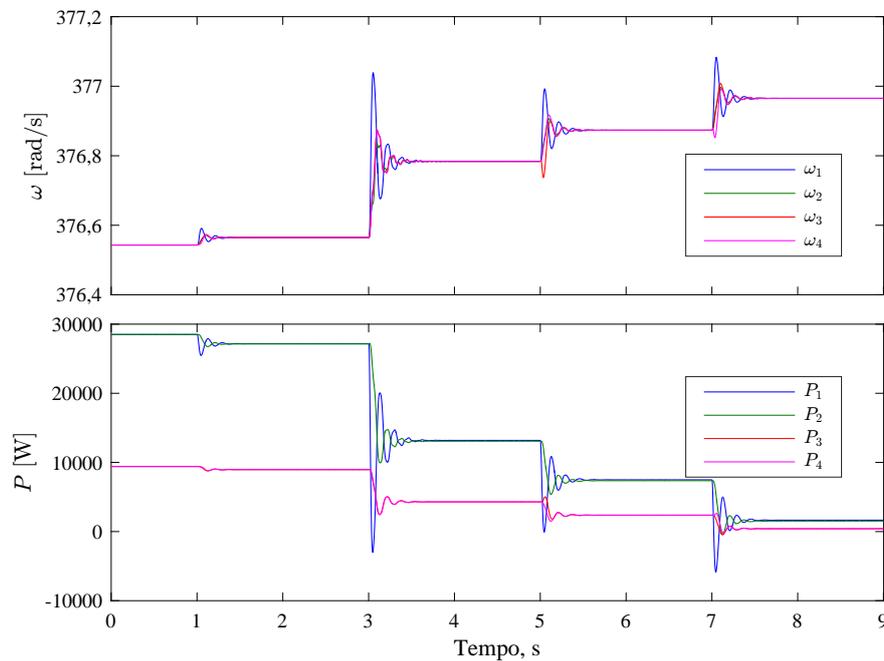
Para todos os inversores, a razão dos coeficientes de inclinação de frequência foi ajustada em 0,1% de erro da frequência nominal em relação à potência ativa máxima de cada inversor. Já a razão de todos os coeficientes de inclinação de tensão foi ajustada em 2% da tensão nominal em relação à potência reativa máxima de cada inversor.

Considere a microrrede no modo desconectado da rede para obter os resultados de simulação de compartilhamento de potência. Perceba na Figura 38 que todas as cargas são desligadas, uma a uma, em sequência. Primeiro, o disjuntor S1 é desligado no instante de tempo $t = 1s$. Depois, o disjuntor S2 é desligado em $t = 3s$. Depois, o disjuntor S3 é desligado em $t = 5s$. Por fim, o disjuntor S4 é desligado em $t = 7s$. Observe cada transitório durante as aberturas dos disjuntores.

No modo conectado, as referências de potência reativa dos inversores escravos são nulas. Para o inversor mestre, a referência de potência reativa é a sua própria potência nominal. Neste modo, todos os inversores têm referência nominal de potência ativa. Na Figura 38 são mostrados os resultados de simulação, onde se observa a variação da frequência da microrrede em função dos transitórios da potência ativa das cargas.

Inicialmente a microrrede está no modo conectado, e todas as cargas também estão conectadas. Todos os inversores escravos estão suprindo potência ativa nominal com fator de potência unitário. O inversor mestre está suprindo potência nominal com fator de potência de

Figura 38 – Frequência em função da potência ativa da microrrede com WMS.



Fonte: Próprio autor.

0,8.

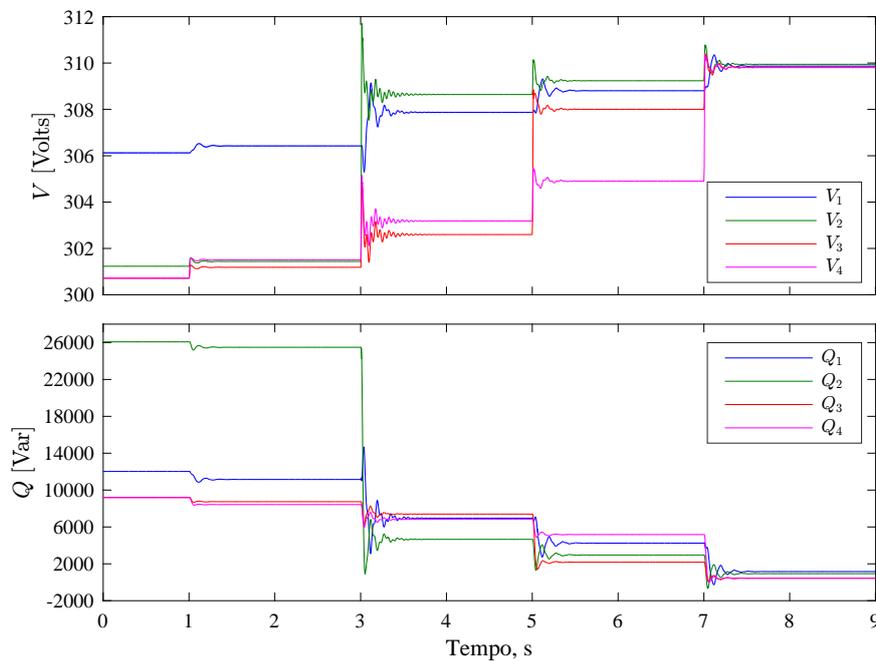
Considere a microrrede no modo desconectado da rede para obter os resultados de simulação de compartilhamento de potência. Perceba na Figura 38 que todas as cargas são desligadas, uma a uma, em sequência. Primeiro, o disjuntor S1 é desligado no instante de tempo $t = 1s$. Depois, o disjuntor S2 é desligado em $t = 3s$. Depois, o disjuntor S3 é desligado em $t = 5s$. Por fim, o disjuntor S4 é desligado em $t = 7s$. Observe cada transitório durante as aberturas dos disjuntores. É possível verificar que o compartilhamento de potência em regime permanente é estável e proporcional à potência nominal de cada DG. Quando ocorre a diminuição da potência ativa total das cargas, as frequências dos inversores aumentam igualmente até atingir uma nova condição de equilíbrio.

Portanto, esses resultados de simulação estão de acordo com a teoria vista no capítulo anterior. Existe oscilação transitória, mas em regime permanente o sistema é estável. Para reduzir a oscilação é possível reduzir o coeficiente de inclinação, porém a resposta fica mais lenta. Por outro lado, elevados coeficientes de inclinação podem resultar em instabilidade.

Na Figura 39 são mostrados os resultados de simulação, onde se observa a variação da amplitude de tensão da microrrede mestre-escravo sem comunicação em função dos transitórios da potência reativa das cargas.

Perceba que a precisão do compartilhamento de potência reativa WMS é ligeiramente

Figura 39 – Amplitude da tensão em função da potência reativa da microrrede com WMS.



Fonte: Próprio autor.

maior comparada com o método *droop*. Entretanto, ainda assim, o compartilhamento de potência reativa do controle mestre-escravo sem comunicação é impreciso. Este resultado é aceitável, tendo em vista que as referências do controle mestre-escravo sem comunicação são adaptadas do método *droop*.

Como na técnica de controle *droop* todos os inversores são controlados como fonte de tensão, o desvio admissível da amplitude de tensão para compartilhamento de reativo em regime permanente é menor. Por outro lado, na técnica de controle mestre-escravo sem comunicação, como o mestre realiza o sincronismo da microrrede, então a recuperação de tensão em regime transitório é melhor. Entretanto em regime permanente, como o inversor mestre busca manter a tensão nominal independentemente dos inversores escravos, o compartilhamento de potência ativa é um pouco comprometido durante baixo nível de carga.

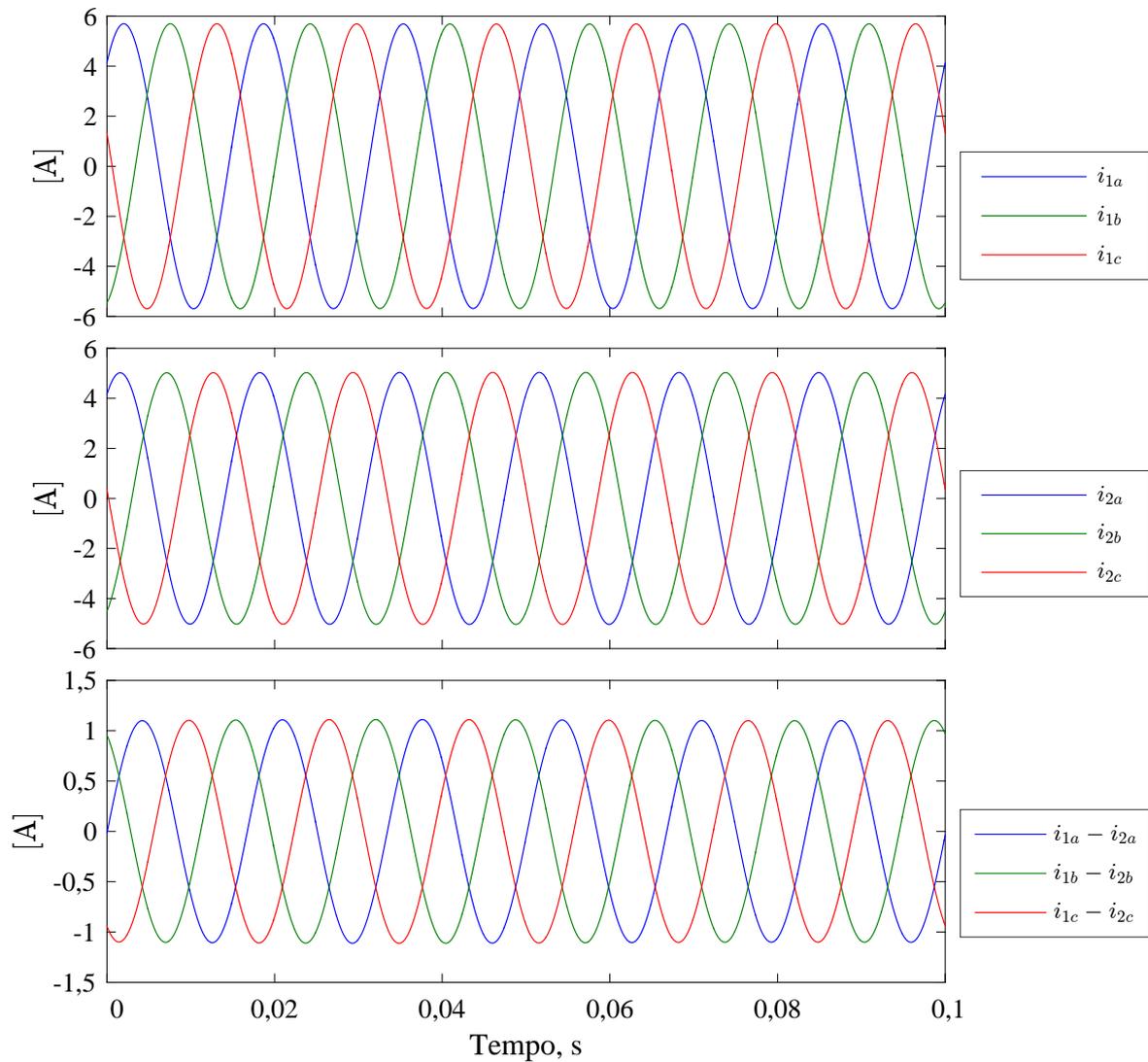
4.4 ANÁLISE DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO

A característica mais marcante dos conversores de potência em paralelo é avaliada com a simulação do DG1 e do DG2 compartilhando ambos a mesma carga fixa de 5 kVA da microrrede padrão. A corrente de circulação entre dois conversores de potência ocorre devido às pequenas diferenças entre suas saídas de tensão. Isso ocorre devidos às variações paramétricas das impedâncias de linha.

Por isso, o conversor de potência corre o risco de operar acima da sua corrente nominal. Dependendo da amplitude da corrente de circulação, sérios danos podem ser causados ao conversor de potência. Além disso, aos poucos a corrente de circulação pode interromper a operação da microrrede (YAO et al., 2011).

Na Figura 40 são mostradas as respostas do controle *droop* em regime permanente da corrente de saída \vec{i}_{1abc} do inversor 1, da corrente de saída \vec{i}_{2abc} do inversor 2.

Figura 40 – Corrente de circulação entre o DG1 e o DG2 usando a técnica *droop*.



Fonte: Próprio autor.

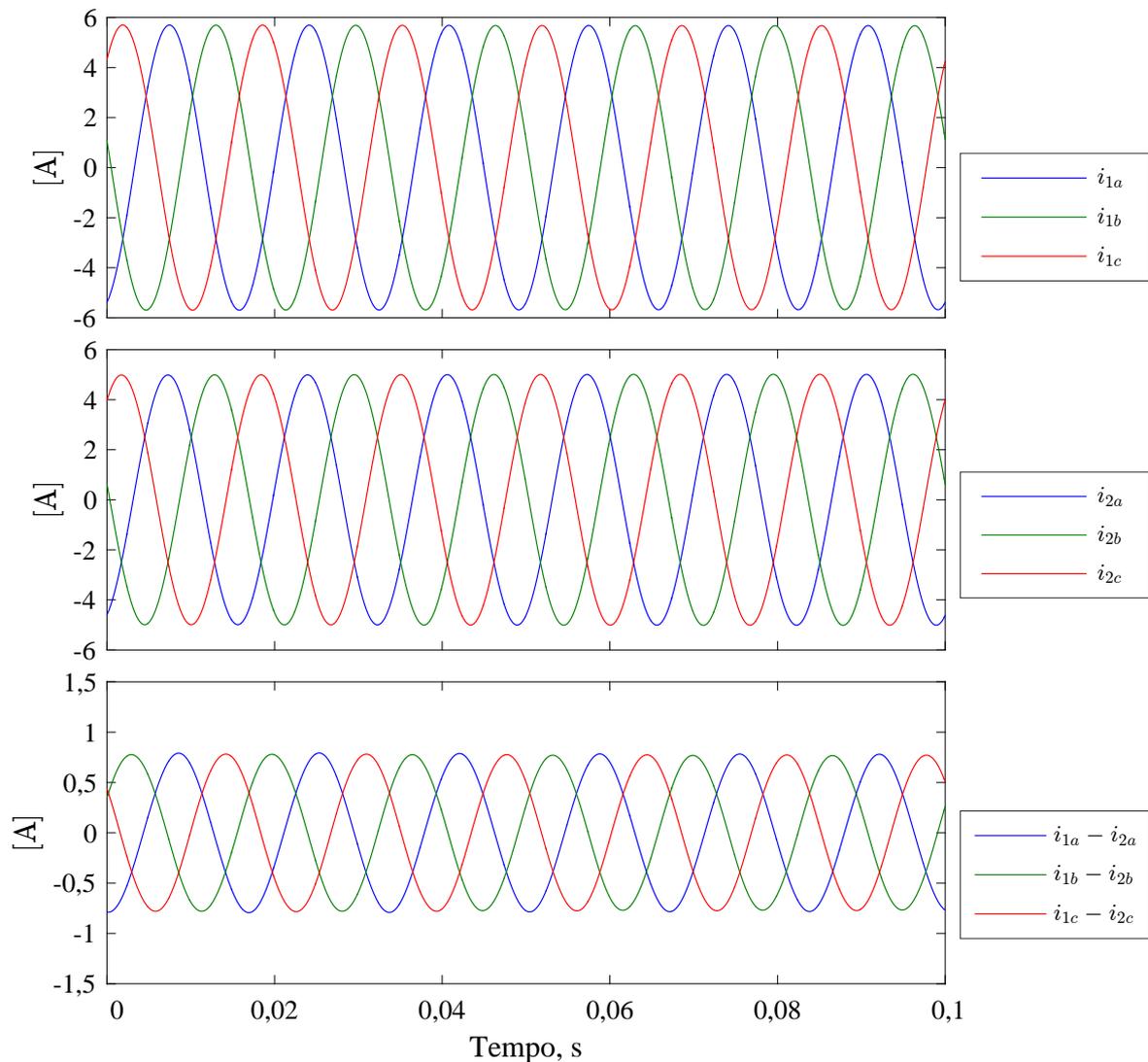
A corrente de circulação $\Delta\vec{i}_{abc}$ entre eles é definida como

$$\Delta\vec{i}_{abc} = \frac{\vec{i}_{1abc} - \vec{i}_{2abc}}{2}. \quad (54)$$

Observe que a amplitude da corrente de carga resultante é de 10,7 A. Por outro lado, a amplitude corrente de circulação obtida no controle *droop* é de 0,55 A, ou seja, 5,14 %.

Na Figura 41 são mostradas as respostas do controle mestre-escravo sem comunicação em regime permanente da corrente de saída \vec{i}_{1abc} do inversor 1, da corrente de saída \vec{i}_{2abc} do inversor 2 e da corrente de recirculação $\Delta\vec{i}_{abc}$.

Figura 41 – Corrente de circulação entre o DG1 e o DG2 usando a técnica WMS.



Fonte: Próprio autor.

Observe que a amplitude da corrente de circulação obtida no controle mestre-escravo sem comunicação é de 0,4 A, ou seja, 3,74 %. Estes resultados confirmam que o controle mestre-escravo sem comunicação alcança melhor desempenho do que o controle *droop*. Portanto, estes resultados validam a melhoria obtida com o modelo de controle mestre-escravo sem comunicação (em relação ao método *droop*), mostrando que ele pode reduzir a corrente de circulação entre os

inversores.

4.5 CONCLUSÃO

Uma comparação dos métodos de controle *droop* e mestre-escravo sem comunicação é realizada neste capítulo. Para isso, o estudo de uma microrrede padrão foi apresentado primeiramente.

Resultados de simulação do controle da microrrede padrão usando o método por inclinação *droop* em referencial síncrono foram apresentados neste capítulo. Como é aceitável dos métodos *droop*, uma maior variação da amplitude de tensão, comparada com a variação de frequência, em função dos transitórios de carga reativa foi observada.

Resultados de simulação do controle da microrrede padrão, usando o método mestre-escravo sem comunicação em referencial estacionário, comprovaram a validade do modelo apresentado no Capítulo 3. Foi observado um certo nível de oscilação transitória, mas em regime permanente, o método de controle mestre-escravo sem comunicação WMS mostrou-se estável.

O compartilhamento de potência reativa do controle WMS é um pouco melhor do que o *droop*. Entretanto, o compartilhamento de potência ativa do WMS em carga baixa é ligeiramente inferior ao do controle *droop*. Mas, na corrente de recirculação, que é a característica primordial de comparação entre os dois métodos, o controle mestre-escravo sem comunicação apresenta melhor resultado de simulação.

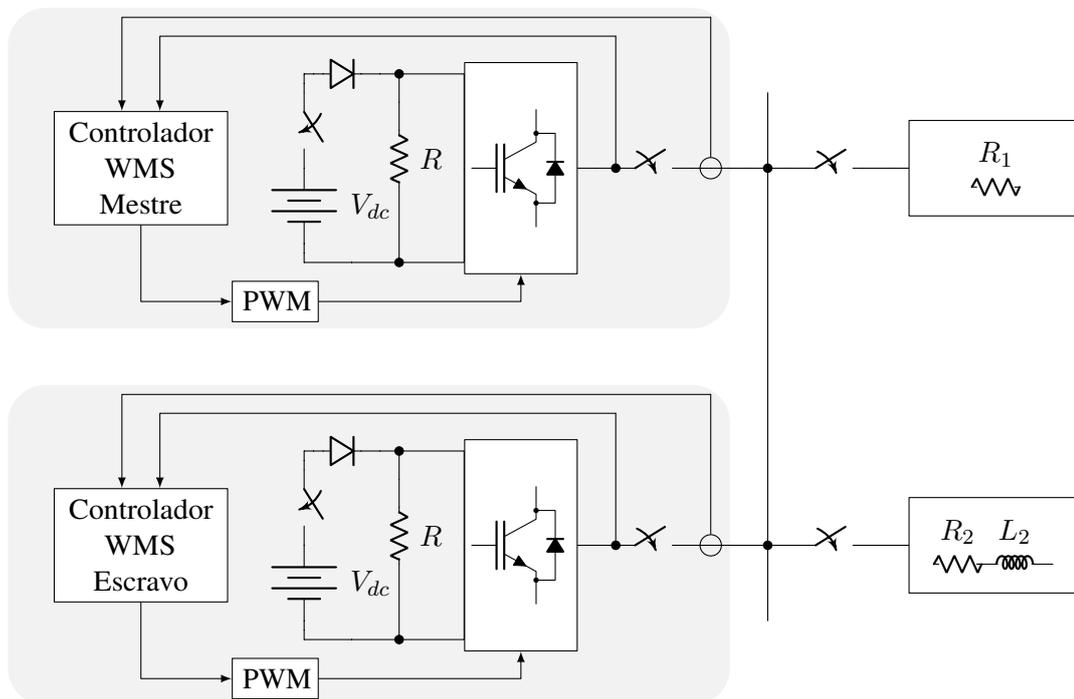
5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UMA MICRORREDE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO

Este capítulo apresenta os detalhes para a implementação de uma microrrede mestre-escravo sem comunicação simplificada com dois conversores, proposta inicialmente no Capítulo 3. Como também, neste capítulo são discutidos os detalhes práticos da elaboração dos protótipos e os resultados experimentais obtidos. Os resultados experimentais são obtidos com os testes desta microrrede no modo desconectado da rede.

5.1 DETALHAMENTO DOS PROTÓTIPOS

Os protótipos WMS implementados experimentalmente possuem os diagramas mostrados na Figura 42.

Figura 42 – Diagramas em blocos do protótipo da microrrede WMS simplificada com 2 conversores.



Fonte: Próprio Autor.

Observe os dois inversores em paralelo formando o barramento da microrrede. O inversor mestre com um controlador de tensão, e o inversor escravo com um controlador de corrente. O inversor mestre possui controle primário formador de rede do tipo *droop*, responsável por controlar a referência de tensão da MG. Por outro lado, o inversor escravo é controlado em nível primário pelo método seguidor de rede *droop* reverso, já discutido anteriormente.

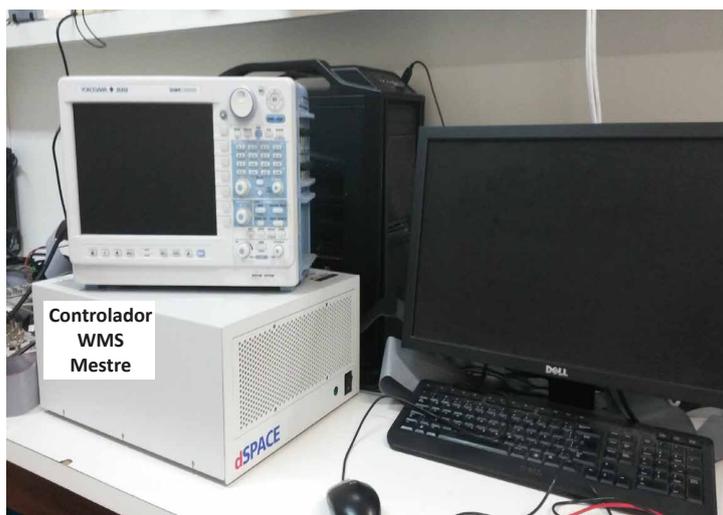
Vale ressaltar que, como proteção contra corrente reversa, foram usados diodos em série com V_{cc} . Em paralelo, foram usados resistores $R = 726\Omega$ para proteção contra curto-circuito e descarga rápida do barramento cc após desligamento da fonte V_{cc} . As potências das cargas são configuradas por uma combinação de resistores e indutores. A carga 1 é resistiva trifásica com fechamento em estrela e equilibrada em cada fase com o valor de $40,2\Omega$. A carga 2 possui componente resistiva e componente indutiva trifásicas, com fechamento em estrela e equilibradas em cada fase com o valor de $40,2 + j48,3\Omega$. A microrrede tem tensão nominal eficaz de amplitude $110V$ e frequência $60Hz$. Conforme indicado na Tabela 4, as fontes de tensão do barramento cc foram fixadas em $V_{cc} = 300V$.

Tabela 4 – Parâmetros do protótipo da microrrede WMS simplificada com dois conversores.

#	Parâmetro
V_{dc}	$300V$
R	726Ω
R_1	$40,2\Omega$
R_2	$40,2\Omega$
L_2	$128mH$
V_{nom}	$110V$
f_{nom}	$60Hz$

Na Figura 43 são mostradas as fotografias de alguns dispositivos que constituem o protótipo mestre WMS que estão no diagrama da Figura 42.

Figura 43 – Fotos do protótipo WMS mestre.



(a) Computador, osciloscópio e dSpace mestre



(b) Painel elétrico mestre

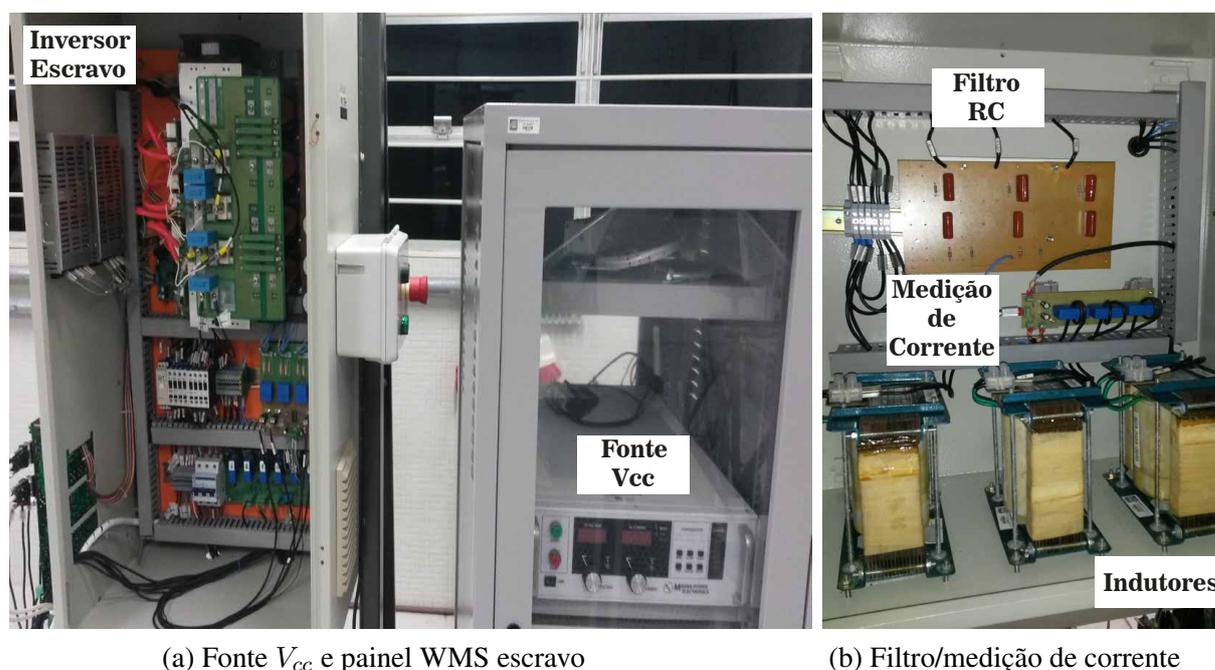
Fonte: Próprio autor.

O controlador do inversor mestre foi desenvolvido em ambiente de software MATLAB/SIMULINK e foi implementado em sistema dSPACE com placa mãe DS1005. Uma

outra placa usada foi a de saída de forma de onda digital DS5101 para o PWM, usando uma frequência de amostragem de $20kHz$.

Note que na Figura 44 são mostradas as fotografias de alguns dispositivos que constituem o protótipo escravo WMS que estão no diagrama de blocos da Figura 42.

Figura 44 – Fotos do protótipo WMS escravo.



(a) Fonte V_{cc} e painel WMS escravo

(b) Filtro/medição de corrente

Fonte: Próprio autor.

Perceba que na Figura 45a é mostrada a fotografia do controlador WMS escravo que foi desenvolvido em software MATLAB/SIMULINK e foi implementado em sistema dSPACE modelo DS1005.

Observe que na Figura 45b é mostrada a fotografia de alguns dispositivos físicos que constituem o barramento da microrrede WMS que estão no diagrama de blocos da Figura 42.

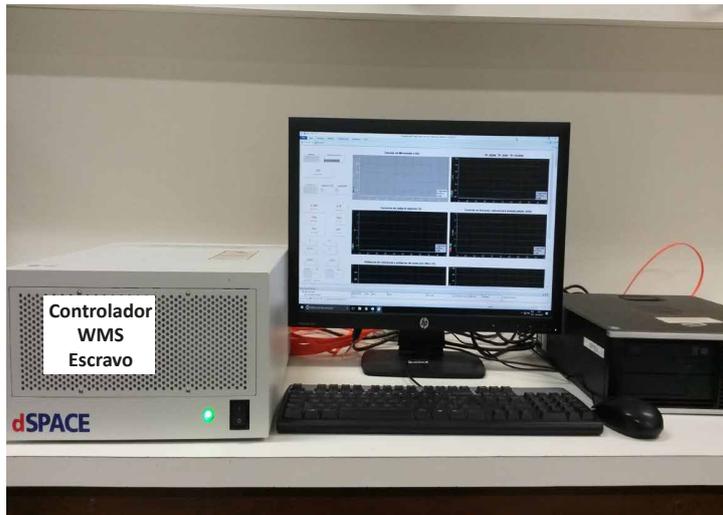
Nesta mesma fotografia é possível ver o inversor mestre, o inversor escravo e sua fonte V_{cc} , os bancos de resistências e indutores e o cabo de conexão entre os conversores, formando o barramento da microrrede simplificada.

No controlador escravo WMS foi usada também outra placa eletrônica fabricada pela dSPACE, modelo DS4002 de I/O digital e geração de pulsos para o PWM, numa frequência de modulação e amostragem de $20kHz$.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são mostrados os resultados experimentais das tensões e correntes do inversor mestre, em regime permanente e durante transitório de carga.

Figura 45 – Fotos do controlador escravo e do barramento da microrrede WMS.



(a) Computador e dSpace escravo

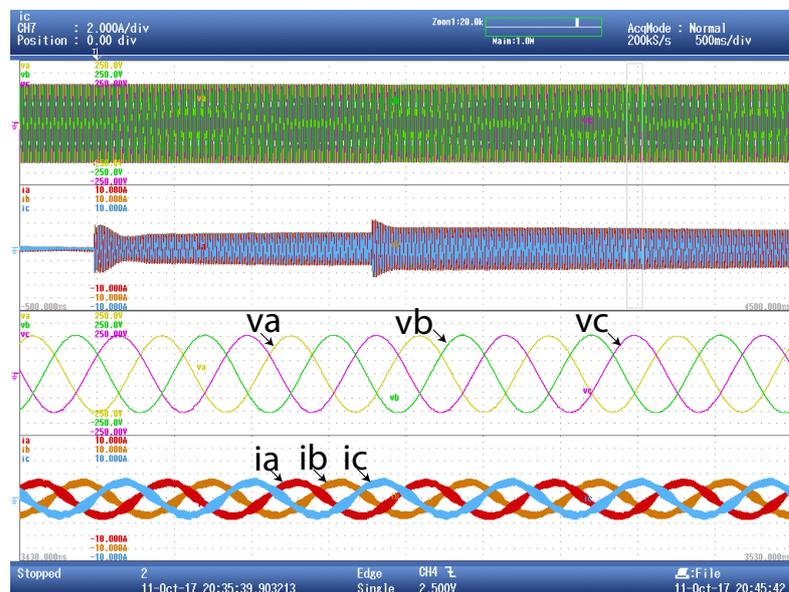


(b) Microrrede WMS

Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto, estes resultados estão ilustrados na Figura 46.

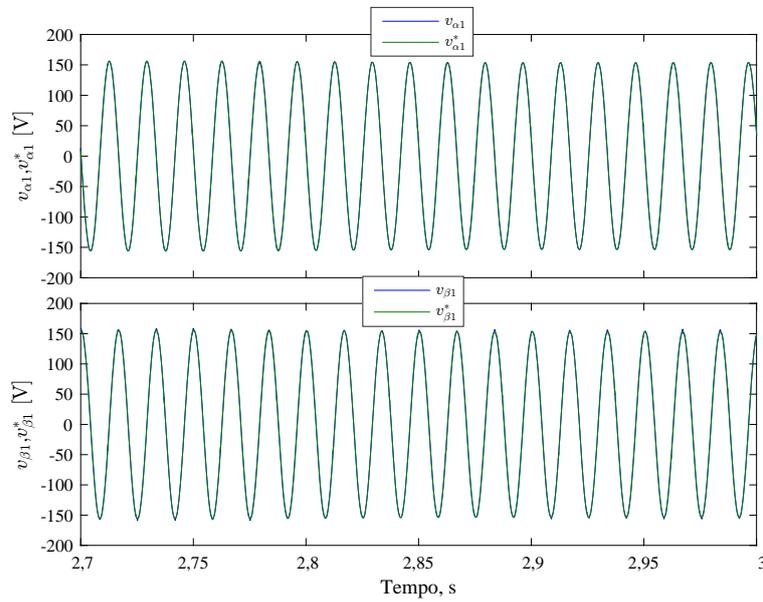
Figura 46 – Resultados experimentais do conversor mestre com WMS. Escala de tensão: 50V/div, escala de corrente: 2A/div.



Fonte: Próprio autor.

Para o evento do caso teste, foram usadas cargas lineares. No instante inicial $t = 0$ as cargas estão desligadas. Um acionamento manual, com a ajuda de uma botoeira, contadores eletromecânicos e um relé temporizador, aciona após 1s a carga 1 com cerca de 900W.

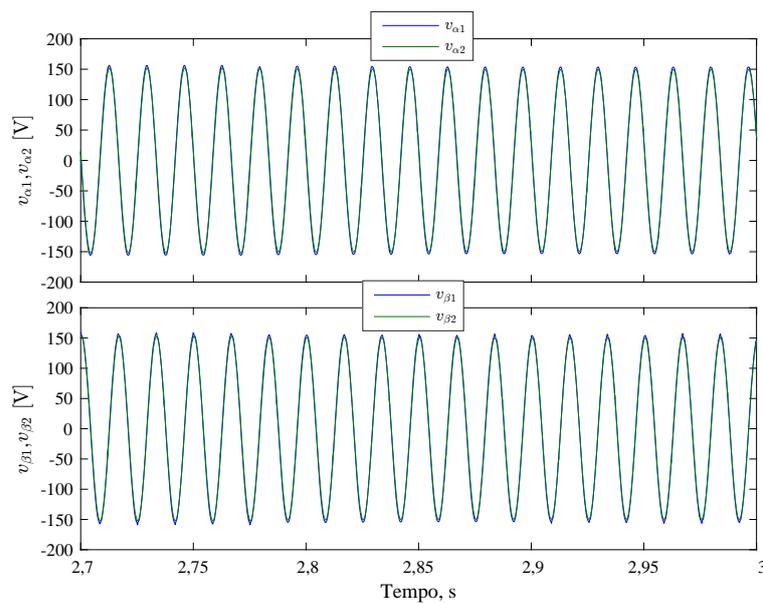
Figura 48 – Desempenho estável do laço de tensão durante teste de transição de carga.



Fonte: Próprio autor.

Observe os resultados experimentais da microrrede mestre-escravo sem comunicação apresentados na Figura 49.

Figura 49 – Resultados experimentais do paralelismo entre os conversores mestre-escravo sem comunicação.



Fonte: Próprio autor.

O controle mestre-escravo sem comunicação cumpre com o requisito de qualidade para formação e referência de tensão da microrrede. Portanto, os resultados demonstram que os transitórios de carga pouco afetam as tensões de saída da microrrede com controle mestre-escravo sem comunicação.

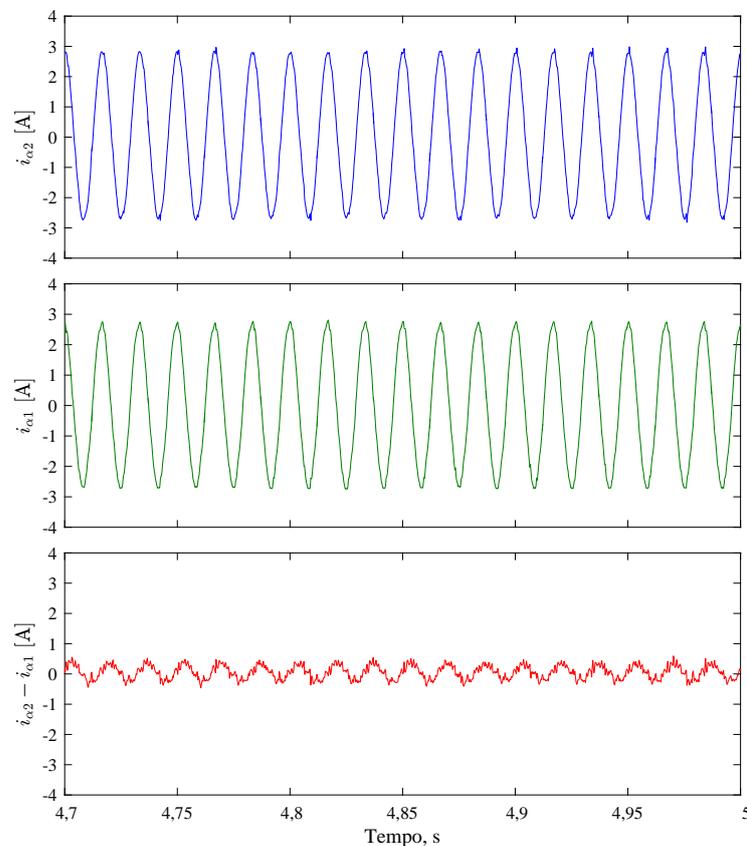
Veja nesses resultados, que é possível perceber o excelente paralelismo e sincronização entre os conversores mestre e escravo sem comunicação durante o transitório de carga na microrrede WMS adaptada com dois conversores.

Observe, nestes resultados experimentais de tensão, que não há nenhuma perturbação significativa. As formas de onda dos vetores de tensão em referencial estacionário do conversor mestre $\vec{v}_{1\alpha\beta}$ e do conversor escravo $\vec{v}_{2\alpha\beta}$ permanecem estáveis desde o instante inicial de operação do controle WMS. Portanto, perceba que a transição de tensão da MG durante o acionamento de carga é suave.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO

Observe na Figura 50 as componentes alfa de corrente dos conversores mestre-escravo.

Figura 50 – Resultados experimentais da corrente de circulação entre os conversores WMS.



Fonte: Próprio autor.

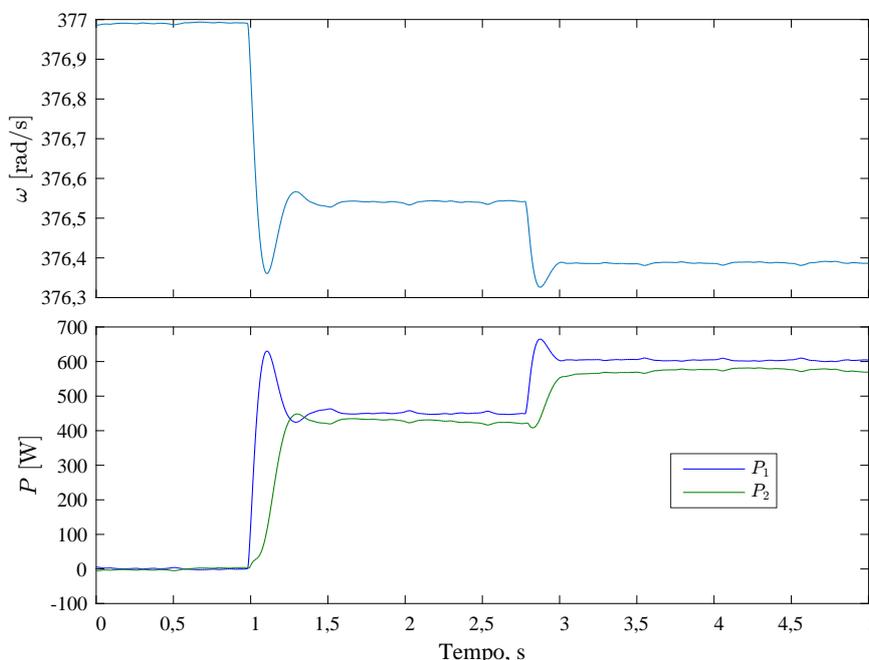
Veja nesses resultados experimentais a corrente do conversor mestre $i_{\alpha 1}$ e a corrente do conversor escravo $i_{\alpha 2}$. A amplitude da corrente de carga resultante é de 5,51 A. Por outro lado, a corrente de recirculação entre os conversores mestre-escravo sem comunicação é de 0,23 A, ou seja, 4,17 %.

Portanto, estes resultados experimentais comprovam a excelente corrente de circulação dos conversores mestre-escravo sem comunicação. Esta corrente de circulação é menor do que a corrente de circulação teórica dos conversores *droop* de 5,14 %, conforme visto na Seção 4.4.

5.5 RESULTADOS DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA ATIVA

Perceba que na Figura 51 é mostrado o resultado experimental da resposta de frequência angular à variação do compartilhamento dos fluxos de potência ativa entre as cargas, o inversor mestre P_1 controlado em tensão e o inversor escravo P_2 , controlado em corrente. O comportamento dinâmico do controle da microrrede WMS ilhada é avaliado através da sua resposta aos degraus de carga. Conforme discutido na Seção 3.1, a oscilação no dobro da frequência da rede é eliminado na saída do calculador de potência com a utilização do filtro passa-baixa.

Figura 51 – Resposta da frequência ao compartilhamento de potência ativa.



Fonte: Próprio autor.

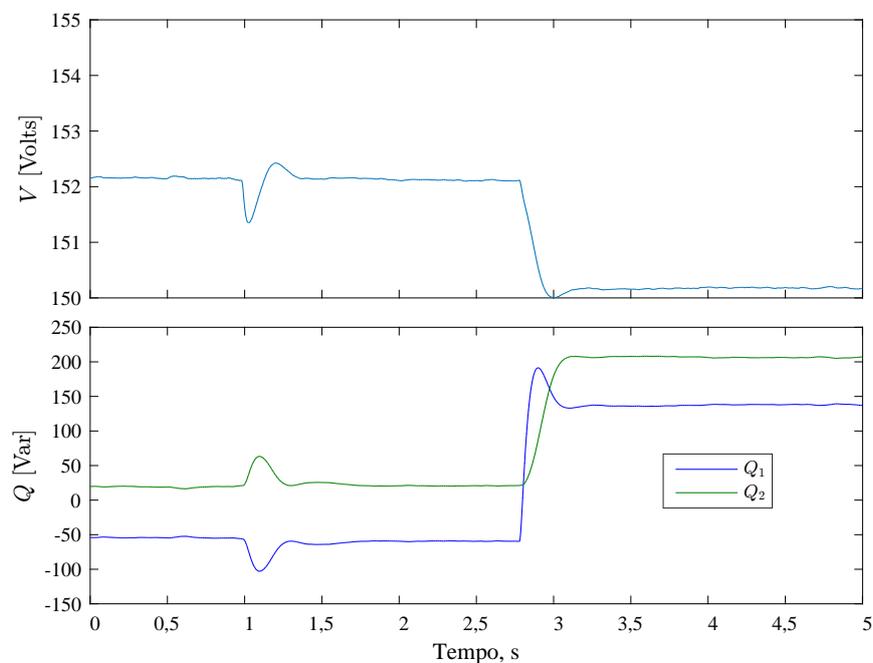
Observe que P_1 e P_2 compartilham muito próximas a potência ativa total das cargas. Perceba a perturbação da frequência angular em função dos transitórios das cargas. Os afundamentos de frequência ocorrem rapidamente até que ela estabiliza em valores ligeiramente

menores que a frequência nominal da rede. Como visto na Seção 4.3, o compartilhamento de potência ativa em baixo nível de carga apresenta um certo desvio.

5.6 RESULTADOS DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA REATIVA

Note que na Figura 52 são mostrados os resultados experimentais da resposta da amplitude de tensão da microrrede à variação do compartilhamento da carga reativa total entre a potência reativa do inversor mestre WMS Q_1 , e a potência reativa do inversor escravo WMS Q_2 . Conforme discutido na Seção 3.1, a oscilação no dobro da frequência frequência da rede é eliminado na saída do calculador de potência com a utilização do filtro passa-baixa.

Figura 52 – Resposta da amplitude de tensão ao compartilhamento de potência reativa.



Fonte: Próprio autor.

No início, sem carga reativa, praticamente apenas o inversor mestre absorve cerca de $50Var$. Observe a perturbação da amplitude de tensão com os transitórios de carga. Após $1s$, ocorre uma perturbação da amplitude de tensão em função do transitório da primeira carga 1, que é puramente resistiva. Observe que apesar do fator de potência unitário dessa carga, ainda assim há um acoplamento momentâneo da potência reativa com a potência ativa. Imediatamente em seguida, o compartilhamento de reativo volta à situação inicial e amplitude da tensão da microrrede também. Cerca de $2s$ depois, o sistema aciona a carga reativa 2 com cerca de $350Var$, reduzindo a tensão. Passado o transitório, o compartilhamento de potência reativa estabiliza com um nível de erro mais elevado quando comparado ao compartilhamento de potência ativa. Esta característica acontece porque o controle mestre-escravo sem comunicação utiliza em seu

modelo as expressões do controle *droop*. Perceba que isto ocorre porque há uma diferença entre as impedâncias de saída entre o inversor controlado em corrente e o inversor controlado em tensão. Um maior coeficiente de inclinação de tensão melhora o compartilhamento de potência reativa. Porém, é necessário manter um compromisso também com a queda de tensão resultante dentro de limites aceitáveis.

5.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo é apresentado o protótipo da microrrede controlada pelo método mestre-escravo sem comunicação apresentado no Capítulo 3.

São discutidos alguns detalhes da implementação dos sistemas de força e controle do protótipo da microrrede. Resultados experimentais dos principais módulos de controle do método mestre-escravo sem comunicação são apresentados separadamente.

Por fim, são apresentados resultados experimentais de toda a microrrede operando no modo desconectado da rede pública durante os transitórios de cargas resistivas e indutivas. Assim, o objetivo deste capítulo, em implementar a técnica de controle primário de uma microrrede simplificada com controle mestre-escravo sem comunicação, é atendido. Nesta implementação experimental não foi considerado o modo conectado à rede. Neste modo, as referências de potência dos conversores são fixas, e não se aplica o controle primário de compartilhamento de cargas entre eles.

Os resultados experimentais obtidos comprovam a validade do modelo de controle apresentado no Capítulo 3 e a eficiência da estratégia de implantação digital do mesmo.

6 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho abordou o novo conceito em inversores para microrredes chamado de hierarquia de controle. Em resumo, a hierarquia de controle inicia com um laço de controle interno de tensão do PWM de cada inversor. Em um nível abaixo, o controle primário de compartilhamento de potência de um gerador distribuído pode usar diferentes estratégias formadoras de rede e controladas em tensão, ou seguidoras de rede e controladas em corrente. O nível secundário é um controle supervisor para gestão de critérios de qualidade de toda a microrrede. No nível mais baixo, o controle terciário regula a referência nominal de frequência e amplitude de tensão da microrrede conectada ou ilhada.

6.1 CONCLUSÕES GERAIS

Esse novo conceito trouxe consigo vários desafios. Alguns deles são:

- A necessidade em atenuar distúrbios oriundos de transitórios da rede elétrica.
- O compromisso em manter um equilíbrio entre um bom compartilhamento de reativo e um limite de queda tensão.
- A necessidade em obter um bom compartilhamento de potência ativa durante os transitórios de carga.
- A limitação em usar uma fonte primária de energia renovável que em geral depende de condições do tempo e do clima.
- A necessidade em efetuar uma transição suave durante a conexão ou desconexão da rede elétrica.

O controle de tensão da estratégia de compartilhamento de potência com controle *droop* não pode ser usado diretamente em fontes renováveis, pois em geral esses tipos de geradores possuem um ponto de operação de potência muito variável. Por essa razão, o foco do Capítulo 2 é a estratégia mestre-escravo clássica que usa apenas um gerador distribuído controlado em tensão e os demais controlados em corrente. Esse capítulo também estuda o método DSOGI-FLL usado como oscilador da referência de tensão da microrrede ilhada, e usado para a sincronização dos inversores controlados em corrente.

Até agora ainda existem poucas pesquisas na análise do controle primário de geradores distribuídos controlados em corrente sem comunicação. A vantagem da estratégia *droop* é que ela emula nos inversores o comportamento de grande inércia das máquinas síncronas para menor interferência dos transitórios de carga. Como os inversores escravos são controlados em

corrente, eles podem controlar as potências ativa e reativa para contribuir na regulação de tensão e frequência.

Por esses motivos, o Capítulo 3 apresenta uma estratégia para superar essa limitação chamada de controle mestre-escravo sem comunicação WMS. Na estratégia WMS, a diferença básica é que o inversor mestre é controlado em tensão com a ajuda do método *droop* no modo ilhado. Os demais inversores e o inversor mestre quando está conectado à rede elétrica são controlados em corrente com a ajuda do método *droop* reverso.

A estratégia mestre-escravo é muito criticada nas publicações que defendem o controle *droop* porque o inversor mestre precisa transmitir as referências de potência para os inversores escravos. Assim, o Capítulo 4 faz uma análise comparativa entre os métodos *droop* e o mestre-escravo sem comunicação, usando uma mesma microrrede padrão e os mesmos transitórios de carga. A Tabela 5 apresenta um resumo comparativo entre essas duas estratégias de controle primário.

Tabela 5 – Resumo comparativo entre o controle *droop* e o WMS.

	Vantagens	Desvantagens
WMS	Recupera melhor a tensão após transitório	Sobrecorrente maior em regime transitório
WMS	Compartilhamento de potência melhor em regime	Dependência do mestre sem redundância
WMS	Menor corrente de circulação	Compartilhamento de ativo impreciso
<i>droop</i>	Compartilhamento de ativo preciso	Maior corrente de circulação
<i>droop</i>	Sem comunicação como o WMS	Menor regulagem de tensão e frequência
<i>droop</i>	Expansível, modular e flexível	Alta dependência dos coeficientes de inclinação

Veja que a maior desvantagem da estratégia mestre-escravo sem comunicação é a sobrecorrente durante o transitório de desconexão com a rede. Entretanto, sua aplicação pode ser justificada com o uso do inversor mestre acoplado a sistemas de armazenamento de energia, como baterias, super-capacitores e armazenadores *fly-wheel*.

O Capítulo 5 apresenta os detalhes da implementação de uma microrrede com controle WMS desconectada da rede e dos protótipos dos inversores mestre e escravo. Esse capítulo também mostra de forma separada os resultados dos vários blocos que compõem o sistema de controle WMS, analisando seus comportamentos dinâmicos em função dos transitórios de carga. Os resultados comprovam o excelente desempenho da estrutura de microrrede mestre-escravo sem comunicação adaptada.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Os estudos desenvolvidos nesta dissertação propõem a continuação dos seguintes temas para os próximos trabalhos:

- Investigar o desempenho da estratégia de controle de inversores mestre-escravo sem comunicação para microrredes que incluam também cargas monofásicas e cargas não-lineares.
- Investigar com mais detalhes outras alternativas de garantir o compartilhamento de cargas entre os inversores usando os níveis de controle secundário, terciário e apresentando resultados experimentais.
- Investigar a fundo outras alternativas de técnicas que combinem o controle primário com outras estratégias de impedância virtual para corrigir os erros do compartilhamento de potência reativa.

REFERÊNCIAS

- Agência Nacional de Energia Elétrica. *Resolução normativa (ANEEL) no 482/2012*. 2012. <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Citado na página 19.
- Agência Nacional de Energia Elétrica. *Resolução normativa (ANEEL) no 687/2015*. 2015. <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Citado na página 19.
- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- AZEVEDO, G. M. de S. *Controle e Operação de Conversores em Microrredes*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Agosto 2011. Citado na página 49.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. Fault detection system to trigger the microgrid disconnection procedures. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado 5 vezes nas páginas 20, 22, 28, 45 e 46.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. Safe transient operation of microgrids based on master-slave configuration. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2191–2195. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.
- BARSALI, S. et al. Control techniques of dispersed generators to improve the continuity of electricity supply. In: *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 789–794 vol.2. Citado na página 51.
- CAI, J. M. N. A multi-level control architecture for master-slave organized microgrids with power electronic interfaces. *Electric Power Systems Research*, v. 109, n. 3, p. 8–19, Janeiro 2014. Citado na página 23.
- CHEN, X.; WANG, Y. H.; WANG, Y. C. A novel seamless transferring control method for microgrid based on master-slave configuration. In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 351–357. Citado na página 45.
- COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small signal stability for single phase inverter connected to stiff ac system. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2180–2187 vol.4. ISSN 0197-2618. Citado na página 54.
- CORTÉS, P. et al. Model predictive control of an inverter with output lc filter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, Junho 2009. Citado na página 30.
- CORTÉS, P. et al. Direct power control of an afe using predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2516–2523, Setembro 2008. Citado na página 30.
- FRANKLIN, J. D. P. G. F.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. Citado na página 39.

- GUERRERO, J. M. et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 994–1004, Abril 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 56.
- GUERRERO, J. M. et al. A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 5, p. 1205–1213, Setembro 2004. ISSN 0885-8993. Citado na página 52.
- GUERRERO, J. M. et al. Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 4, p. 1126–1135, Agosto 2005. ISSN 0278-0046. Citado na página 58.
- HAN, H. et al. Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 7, n. 1, p. 200–215, Janeiro 2016. Citado na página 23.
- HAN, H. et al. An improved droop control strategy for reactive power sharing in islanded microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 6, p. 3133–3141, Junho 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 58.
- HATZIARGYRIOU, N. et al. Microgrids - large scale integration of microgeneration to low voltage grids. In: *Proceedings of CIGRE 2006, 41st annual session conference*. [S.l.: s.n.], 2006. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 61.
- HUA, C.-C.; LIAO, K.-A.; LIN, J.-R. Parallel operation of inverters for distributed photovoltaic power supply system. In: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 1979–1983. Citado na página 51.
- LASCU, C. et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1826–1835, Setembro 2007. Citado na página 30.
- LASSETER, R. et al. *Integration of distributed energy resources. The CERTS Microgrid Concept*. [S.l.], 2002. Citado na página 19.
- LIU, H. et al. An enhanced dual droop control scheme for resilient active power sharing among paralleled two-stage converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 8, p. 6091–6104, Agosto 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 56.
- MICALLEF, A. et al. Secondary control for reactive power sharing in droop-controlled islanded microgrids. In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1627–1633. ISSN 2163-5137. Citado na página 58.
- MONSHIZADEH, P. et al. A communication-free master-slave microgrid with power sharing. In: *2016 American Control Conference (ACC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3564–3569. Citado na página 68.
- MOURSI, M. S. E. et al. A dynamic master/slave reactive power-management scheme for smart grids with distributed generation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 3, p. 1157–1167, Junho 2014. Citado na página 22.

PALIZBAN, O.; KAUHANIEMI, K. Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 44, p. 797 – 813, Janeiro 2015. Citado na página 21.

PAPATHANASSIOU, S.; HATZIARGYRIOU, N.; STRUNZ, K. A benchmark low voltage microgrid network. Janeiro 2005. Citado na página 61.

RODRÍGUEZ, P. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.

RODRIGUEZ, P. et al. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. In: . [S.l.: s.n.], 2008. p. 755–760. Citado 6 vezes nas páginas 37, 39, 40, 41, 42 e 44.

SERPA, L. A.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. A virtual-flux decoupling hysteresis current controller for mains connected inverter systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1766–1777, Setembro 2007. Citado na página 30.

SONG, H.-S.; NAM, K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 953–959, Outubro 1999. Citado na página 30.

SUH, Y.; LIPO, T. A. Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for pwm ac/dc converter under generalized unbalanced operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 3, p. 825–835, Maio 2006. Citado na página 29.

SUH, Y.; TIJERAS, V.; LIPO, T. A. A control method in dq synchronous frame for pwm boost rectifier under generalized unbalanced operating conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 1425–1430 vol.3. Citado na página 30.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, Setembro 2006. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. Citado na página 35.

TULADHAR, A. et al. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. In: *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 94–100 vol.1. Citado na página 54.

VANDOORN, T. et al. Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 19, p. 613 – 628, Março 2013. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 27.

VERMA, V.; TALPUR, G. G. Decentralized master-slave operation of microgrid using current controlled distributed generation sources. In: *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado na página 25.

WEN, C.; JIA, J. Research and analysis of the improved inverse-droop control strategy for dual mode inverters in micro grid. In: *2016 Tsinghua University-IET Electrical Engineering Academic Forum*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 57.

WU, D. et al. Control and analysis of droop and reverse droop controllers for distributed generations. In: *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD14)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 57.

YAO, W. et al. Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 2, p. 576–588, Fevereiro 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 71.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, Março 2002. Citado na página 36.