



UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
ELETRICIDADE

Controle de Potência em Microrredes CA Isoladas com
Aerogeradores e Bancos de Baterias Distribuídos

José Gomes de Matos

São Luís, Maranhão, Brasil.

Março de 2014

José Gomes de Matos

***Controle de Potência em Microrredes CA Isoladas com
Aerogeradores e Bancos de Baterias Distribuídos***

Tese submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão, como requisito parcial à obtenção do grau de **Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica**.

Área de Concentração: Automação e Controle

Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr.
Orientador

São Luís, Maranhão, Brasil.

Março de 2014

Matos, José Gomes de

Controle de potência em microrredes CA isoladas com aerogeradores e bancos de baterias distribuídos/ José Gomes de Matos.-- São Luís, 2014.

203 f.

Impresso por computador (fotocópia).

Orientador: Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Maranhão, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade 2014.

1. Microrredes isoladas 2. Geração distribuída 3. Bancos de baterias

CDU 621.311.15

**CONTROLE DE POTENCIA EM MICRORREDES CA
ISOLADAS COM AEROGERADORES E BANCOS
DE BATERIAS DISTRIBUÍDOS**

José Gomes de Matos

Tese aprovada em 31 março de 2014.


Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr.
(Orientador)


Prof. Edson Hirokazu Watanabe, Dr.
(Membro da Banca Examinadora)


Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho, Dr.
(Membro da Banca Examinadora)


Prof. Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.
(Membro da Banca Examinadora)


Prof. Osvaldo Ronald Saavedra Mendez, Dr.
(Membro da Banca Examinadora)

*Ao Senhor Deus, que nunca me desamparou.
A mina esposa Leila e aos meus filhos Fernanda e Pedro Uri.*

Agradecimentos

Em primeiro lugar a Deus, por me guiar ao longo da vida.

A minha esposa Leila, pelo incentivo, amor, companheirismo e, sobretudo, pela paciência que teve comigo durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais e demais familiares, que entenderam a minha ausência do seu convívio durante essa jornada.

Ao meu orientador e amigo, Prof. Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, pelo incentivo que me foi dado para fazer esse Doutorado, pelo empenho e dedicação para me disponibilizar a infraestrutura material necessária à realização do trabalho experimental da pesquisa e, principalmente, pelas orientações e discussões ao longo do trabalho. Obrigado Amigo Professor.

Aos colegas que fazem o Instituto de Energia Elétrica/Núcleo de Energias Alternativas (IEE/NEA): João Victor Mapurunga Caracas, Felipe Simões Freitas e Silva, Wilson Martins Neto, Guilherme de Carvalho Farias, Marcel Soares Lima e Luís Felipe Moreira Teixeira pela inestimável colaboração na montagem do protótipo experimental da tese, pelas palavras e gestos de incentivo e, especialmente, pelas inúmeras discussões técnicas e científicas que tivemos ao longo deste trabalho, as quais foram muito importantes para o resultado final da pesquisa. Sem a participação de vocês, minha tarefa teria sido muito mais espinhosa.

Ao amigo Evandro de Carvalho Gomes, pela troca de ideias, participação em publicações e extraordinária ajuda, com horas gastas do seu precioso tempo, na soldagem das placas de circuito impresso dos módulos de aquisição de dados da montagem experimental.

À Eletrobrás, ao CNPQ e à CP Eletrônica pelo suporte financeiro e material disponibilizados.

A todos àqueles que não foram citados, mas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Finalmente, à Universidade Federal do Maranhão, especialmente aos colegas professores do Departamento de Engenharia de Eletricidade, que viabilizaram a oportunidade para eu fazer este Curso de Doutorado.

Resumo

Resumo da Tese apresentada ao PPGEE/UFMA como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

Controle de Potência em Microrredes CA Isoladas com Aerogeradores e Bancos de Baterias Distribuídos

José Gomes de Matos

Março/2014

Orientador: Prof. Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

Este trabalho propõe uma nova estratégia para controle da potência gerada em uma microrrede isolada, que opera em corrente alternada e que dispõe de geradores e bancos de baterias distribuídos ao longo da mesma. Embora não haja restrições quanto ao tipo de gerador a ser conectado à microrrede, neste estudo a aplicabilidade da estratégia proposta é analisada considerando a fonte de potência como sendo uma turbina eólica acoplada a um gerador síncrono a ímãs permanentes. A microrrede estudada é composta de um conversor eletrônico bidirecional, alimentado por um banco de baterias, que tem a função de formar a microrrede; um conversor eletrônico ligado ao gerador da turbina eólica e que funciona como alimentador da microrrede; além das cargas e demais sistemas periféricos de controle e manobra. O principal objetivo dessa estratégia é controlar a tensão terminal dos bancos de baterias abaixo de um determinado valor limite, mesmo quando momentaneamente a potência demandada pela carga conectada à microrrede seja inferior à capacidade de geração das fontes de potência. A estratégia proposta controla a tensão dos bancos de baterias, controlando a energia gerada que vem dos geradores. Isto é feito sem a utilização de carga auxiliar para consumir o excesso de energia e sem comunicação física entre os conversores eletrônicos dos bancos de baterias e os conversores eletrônicos conectados aos geradores. Uma técnica de controle *droop* modificada, com base na frequência da microrrede, é usada para informar aos conversores dos geradores sobre a quantidade de energia que eles estão liberados para gerar, a fim de manter a tensão dos bancos de baterias abaixo dos seus valores limites. O trabalho ainda apresenta as sistemáticas de projeto e sintonia dos controladores das variáveis associadas com o sistema de geração. Isso compreende o controle da tensão e da frequência da microrrede, o controle das tensões nos barramentos de corrente contínua de todos os conversores eletrônicos de potência e o controle da tensão terminal dos bancos de baterias. Todos os controladores são projetados no domínio discreto. Uma estratégia de desacoplamento dos efeitos das entradas de perturbações é incorporada a cada controlador. Nesse enfoque, é dada atenção especial ao controlador de tensão da microrrede, cujo efeito da

perturbação da corrente da carga é muito significativo para a qualidade de energia do sistema de geração. As questões relativas à maximização do aproveitamento energético das fontes renováveis são contempladas no controle do conversor da turbina eólica. A estratégia de controle proposta neste trabalho é validada a partir de resultados experimentais obtidos com um protótipo de microrrede de potência nominal 15 kW.

Palavras-Chave

Microrredes isoladas, geração distribuída, bancos de baterias, turbinas eólicas, inversores em paralelo, controle vetorial e geradores síncronos a ímãs permanentes.

Abstract

Abstract of Thesis presented to PPGEE/UFMA as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D. Sc.)

Power Control in AC Isolated Microrredes with Distributed Wind Turbines and Battery Banks

José Gomes de Matos

March/2014

Advisor: Prof. Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

This work proposes a new strategy to control the generated power in an alternating current autonomous microgrid that has distributed generators and battery banks. There are no restrictions regarding the type of generator to be connected, however in this particular study the effectiveness of the proposed strategy is analyzed by considering that the power source is a wind turbine coupled to a permanent magnet synchronous generator. The microgrid analyzed consists of at least one bidirectional electronic converter powered by a battery bank, which has the function of forming the microgrid; an electronic converter connected to a wind turbine generator, which operates as a power supplier to the microgrid; loads, and other peripheral systems of control and maneuver. The main objective of the proposed strategy is to maintain the terminal voltages of battery banks under control and below its upper limit, even when momentarily the power demanded by the loads connected to the microgrid is less than the power sources generation capacity. The proposed strategy controls the terminal voltage of the battery banks, controlling the power output that comes from the generators. This is done without the use of dump loads or any physical communication between the electronic converters connected to the battery banks and the electronic converters connected to the generators. A modified droop control technique, based on the grid frequency, is used to inform to the power generator electronic converters on the amount of energy they need to generate in order to maintain the state of charge of the battery banks below their limits. The work also presents the methodology to design and tuning the controllers of the associated variables of the generation system. This includes the voltage and frequency grid, the active and reactive power generated by the generators, the DC bus voltages in all electronic power converters and the terminal voltage of the battery banks. All controllers are designed in the discrete domain. A strategy to decouple the effects of the input disturbances is incorporated into each controller. Special attention is given to the grid voltage controller due the fact that the effect of the load current disturbance is very significant for the grid power quality. Issues

related to the operation of the wind turbine on its maximum power point are also addressed in the control of the power electronic converter connected to the generator. The control strategy proposed in this study is validated through experimental results obtained using a microgrid prototype of 15 kW rated power.

Keywords

Isolated Microgrids, distributed generation, battery banks, wind turbines, parallel inverters, vector control, and permanent magnet synchronous generator.

Lista de Abreviaturas

<i>Ah</i>	Ampère × hora
<i>BB</i>	Banco de Baterias
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CAR</i>	Conversor Alimentador da Rede
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CEMAR</i>	Companhia Energética do Maranhão S.A.
<i>CFR</i>	Conversor Formador da Rede
<i>CLG</i>	Conversor do Lado do Gerador
<i>CLP</i>	Controlador Lógico Programável
<i>CLR</i>	Conversor do Lado da Rede
<i>CSR</i>	Conversor de Suporte à Rede
<i>DID</i>	Desacoplamento da Perturbação da Entrada – (<i>Disturbance Input Decoupling</i>)
<i>ECSI</i>	Extrator das Componentes Simétricas Instantâneas
<i>FPB</i>	Filtro Passa Baixa
<i>FRSO</i>	Filtro Ressonante de Segunda Ordem
<i>GSIP</i>	Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes
<i>I</i>	Controlador Integral
<i>IEC</i>	Comissão Eletrotécnica Internacional – (<i>International Electrotechnical Commission</i>)
<i>LC</i>	Filtro indutivo e capacitivo
<i>MEP</i>	Modelo de Elemento da Pá
<i>MPP</i>	Ponto de Máxima Potência – (<i>Maximum Power Point</i>)
<i>MPPT</i>	Algoritmo rastreador do ponto de máxima potência – (<i>Maximum Power Point Tracker</i>)
<i>PI</i>	Controlador Proporcional e Integral
<i>PLL</i>	Phase-locked loop
<i>PV</i>	Fotovoltaico ou Painel Fotovoltaico - (<i>Photovoltaic</i>)

<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso – (<i>Pulse Width Modulation</i>)
<i>RGD</i>	Retificador alimentado pelo gerador diesel
<i>RPM</i>	Rotações por Minuto;
<i>SGD</i>	Sistema de Geração Distribuída
<i>SOC</i>	Estado e Carga de uma bateria ou de um banco de baterias – (<i>State of Charge</i>)
<i>TSR</i>	Razão entre a velocidade linear na ponta da pá e a velocidade do vento – (<i>Tip Speed Ratio</i>)

Lista de Símbolos

*	Sobrescrito que indica valor de referência (<i>set point</i>) de uma grandeza
e	Sobrescrito que significa grandezas referidas a um referencial dq sincronizado com o vetor das tensões da microrrede
r	Sobrescrito que significa grandezas referidas a um referencial dq sincronizado com o rotor do <i>GSIP</i>
g	Subscrito que significa grandezas do gerador
$ x $	Módulo de uma variável x
A	Área do rotor da turbina em m^2
C_{b1}	Capacitância do ramo série de sobre ou subtensão do modelo equivalente do banco de baterias
C_{bo}	Capacitância shunt do modelo equivalente que serve para modelar a variação da tensão de circuito aberto de uma bateria
C_c	Capacitância do capacitor do barramento <i>CC</i> do <i>CAR</i>
C_{dc}	Capacitância do capacitor do barramento <i>CC</i> do <i>CFR</i>
C_{fo}	Capacitor conectado entre fases do filtro <i>LC</i> de saída do <i>CFR</i>
C_{fy}	Capacitor equivalente por fase do filtro <i>LC</i> de saída do <i>CFR</i>
C_p	Coefficiente de desempenho de potência da turbina eólica
C_{potm}	Máximo valor de C_p (valor ótimo de C_p)
C_T	Coefficiente de desempenho de conjugado da turbina
E_s	Valor de pico da tensão fundamental fase-neutro da microrrede
e_{as}, e_{bs} e e_{cs}	Tensões instantâneas trifásicas nos terminais da microrrede
e_{dg} e e_{qg}	Tensões instantâneas de eixo d e eixo q do gerador
e_{ds} e e_{qs}	Tensões instantâneas de eixo d e eixo q da microrrede
E_{mf}	Valor de pico das tensões internas do <i>GSIP</i>
$e_{\alpha s}$ e $e_{\beta s}$	Componentes estacionárias totais das tensões da microrrede de eixos α e β
$e_{\alpha s}^-$ e $e_{\beta s}^-$	Componentes simétricas instantâneas de sequência negativa de eixos α e β

$e_{\alpha s}^+$ e $e_{\beta s}^+$	Componentes simétricas instantâneas de sequência positiva de eixos α e β
f_e	Frequência fundamental das grandezas da microrrede
i_{ag} , i_{bg} e i_{cg}	Correntes instantâneas trifásicas de linha nos terminais do gerador
i_{ao} , i_{bo} e i_{co}	Correntes instantâneas trifásicas de linha na saída do filtro LC do CFR (correntes de carga do inversor)
i_{as} , i_{bs} e i_{cs}	Correntes instantâneas trifásicas de linha na saída do CAR
i_b	Corrente instantânea de saída do banco de baterias
i_{CLG}	Corrente no barramento CC nos terminais do CLG
i_{CLR}	Corrente no barramento CC nos terminais do CLR
i_{dg} e i_{qg}	Correntes instantâneas de eixo d e eixo q do gerador
i_{ds} e i_{qs}	Correntes instantâneas de eixo d e eixo q do lado da rede no CAR
i_L	Corrente de carga do conversor $CC-CC$ que compõe o CFR
K	Constante do filtro ressonante de segunda ordem (ver (3.60) e (3.61))
K_{ib}	Ganho do integrador do controlador PI da malha de controle da tensão do banco de baterias
K_{ik}	Ganho do integrador do modelo discreto do PI da malha de controle k , onde k varia de 1 a 8 e corresponde a ordem com que a respectiva malha de controle é apresentada no texto
k_p	Inclinação (<i>droop</i>) da curva $f \times P$ em Hz/W
K_{pb}	Ganho do proporcional do controlador PI da malha de controle da tensão do banco de baterias
K_{pk}	Ganho proporcional do modelo discreto do PI da malha de controle k , onde k varia de 1 a 8 e corresponde a ordem com que a respectiva malha de controle é apresentada no texto
k_q	Inclinação (<i>droop</i>) da curva $V \times Q$, em V/Var
L_{dg} e L_{qg}	Indutâncias de eixo d e eixo q do gerador
L_{f1}	Indutâncias do filtro L de saída do CAR
L_{fo}	Indutâncias do filtro LC de saída do CFR
p	Operador derivativo d/dt

p_g	Número de polos do gerador;
P	Variável genérica para designar potência ativa no controle <i>droop</i>
P_b	Potência de saída do banco de baterias
P_g	Potência gerada nos terminais do gerador da turbina
P_{gin}	Potência interna (eletromagnética) gerada pelo gerador da turbina
P_{inv}	Potência nos terminais do <i>CFR</i> , positiva quando o inversor fornece potência à microrrede
P_M	Potência mecânica produzida pela turbina eólica
P_s	Potência ativa na microrrede
P_{Totm}	Potência gerada pela turbina no ponto ótimo de operação (é o valor de P_M com C_{potm} e λ_{otm})
P_W	Potência disponível no vento
Q	Variável genérica para designar potência reativa no controle <i>droop</i>
$qe_{\alpha s}$ e $qe_{\beta s}$	Componentes estacionárias totais de eixos α e β das tensões da microrrede, em quadratura com $e_{\alpha s}$ e $e_{\beta s}$, respectivamente
Q_{nom}	Capacidade nominal do banco de baterias em Ah
Q_s	Potência reativa na microrrede
R (ou R_T)	Raio do rotor da turbina em metros
R_1	Resistência do ramo série de sobre ou subtensão do modelo equivalente do banco de baterias
R_D	Resistência auxiliar de carga (<i>dump load</i>)
R_{f1}	Resistencia série do indutor do filtro L de saída do <i>CAR</i>
R_{fo}	Resistencia série do indutor do filtro LC de saída do <i>CFR</i>
r_g	Resistência do enrolamento do estator do <i>GSIP</i> da turbina eólica
R_p	Resistência que serve para modelar as perdas naturais no circuito equivalente de uma bateria
R_s	Resistência interna série do modelo equivalente do banco de baterias
T_g	Conjugado eletromagnético do gerador da turbina eólica
T_M	Conjugado mecânico no eixo da turbina

T_{Motm}	Conjugado mecânico produzido pela turbina no ponto ótimo de operação (é o valor de T_M com C_{potm} e λ_{otm})
T_{sb}	Tempo de amostragem do modelo discreto do controlador do estado de carga do banco de baterias
T_{sk}	Tempo de amostragem do modelo discreto da malha de controle k , onde k varia de 1 a 8 e corresponde a ordem com que a respectiva malha de controle é apresentada no texto
v_{ag}, v_{bg} e v_{cg}	Tensões instantâneas trifásicas nos terminais do gerador
v_{ai}, v_{bi} e v_{ci}	Tensões instantâneas trifásicas nos terminais do inversor do <i>CFR</i> , antes do filtro <i>LC</i>
v_{ao}, v_{bo} e v_{co}	Tensões instantâneas trifásicas nos terminais do inversor do <i>CFR</i> , medidas nos terminais de saída do filtro <i>LC</i>
v_{as}, v_{bs} e v_{cs}	Tensões instantâneas trifásicas nos terminais de saída do <i>CLR</i> , antes do filtro indutivo de harmônicos
v_b	Tensão instantânea nos terminais do banco de baterias
V_{bmax}	Tensão máxima de carregamento do banco de baterias (280 V)
V_{bn}	Tensão nominal do banco de baterias (240 V)
v_c	Tensão instantânea no Capacitor do <i>barramento CC</i> do <i>CAR</i>
v_{dc}	Tensão instantânea no Capacitor do <i>barramento CC</i> do conversor bidirecional formador de rede
V_{dc}	Tensão nominal do <i>barramento CC</i> do <i>CFR</i> (370 V)
v_{oc}	Tensão de circuito aberto da bateria
V_W	Velocidade do vento em m/s
w_c	Variável auxiliar, igual a v_c^2
w_{dc}	Variável auxiliar, igual a v_{dc}^2
Z_p	Impedância shunt equivalente de uma fonte de corrente
Z_s	Impedância série equivalente de uma fonte de tensão
Δf	Varição de frequência
ΔP	Varição de potência ativa
β	Ângulo de passo das pás da turbina em graus

λ	Relação entre a velocidade linear na ponta da pá e a velocidade do vento, o mesmo que “ <i>TST – Tip Speed Ratio</i> ”
λ_{mf}	Fluxo magnético permanente do gerador
λ_{otm}	Valor de λ para o qual C_p é igual a C_{potm}
θ_e	Ângulo de fase do vetor das tensões trifásicas da microrrede para as transformações de $\alpha\beta \rightleftharpoons dq$ do referencial sincronizado com o vetor das tensões da microrrede;
θ_r	Ângulo de posição do rotor para as transformações $\alpha\beta \rightleftharpoons dq$ do referencial síncrono com o rotor do <i>GSIP</i>
ρ	Densidade do ar em Kg/m^3 (1,225 Kg/m^3 ao nível do mar e a 15 °C)
ω_{ck}	Largura de faixa da malha de controle k , onde k varia de 1 a 8 e corresponde a ordem com que a respectiva malha de controle é apresentada no texto
ω_e	Frequência fundamental em rad/s das tensões e correntes do lado da microrrede
ω_R	Velocidade de rotação do eixo da turbina em radianos mecânicos por segundo
ω_r	Velocidade de rotação do eixo da turbina em radianos elétricos por segundo
ω_{Rotm}	Valor da velocidade de rotação do gerador sob o qual a potência gerada pela turbina é máxima numa determina velocidade do vento

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Microrrede com geração concentrada: a) com barramento concentrado em CC e b) com barramento concentrado em CA	37
Figura 1.2 – Exemplo de uma microrrede em CA com geradores e bancos de baterias distribuídos.	38
Figura 1.3 – Diagrama de blocos mostrando o fluxo de energia em um conversor bidirecional formador de rede.	40
Figura 1.4 – Representação idealizada de um conversor formador de rede operando como fonte de tensão controlada.	41
Figura 1.5 – Topologia do circuito de potência do conversor formador de rede.	42
Figura 1.6 – Diagrama de blocos mostrando o fluxo de energia em um conversor alimentador da rede.	42
Figura 1.7 – Representação idealizada de um conversor alimentador de rede operando como fonte de corrente controlada.	43
Figura 1.8 – Exemplo de topologia para o circuito de potência do conversor alimentador da rede com turbina eólica de velocidade variável.	44
Figura 1.9 – Divisão da carga entre 02 conversores fonte de tensão em paralelo numa rede de baixa tensão.	45
Figura 1.10 – Curvas de controle <i>droop</i> de um inversor bidirecional: a) frequência versus potência ativa e b) tensão versus potência reativa.	46
Figura 1.11 – Diagrama de blocos do controle do conversor de suporte à rede: a) operando como fonte de corrente e b) operando como fonte de tensão.	47
Figura 1.12 – Controle do estado de carga do banco de baterias com resistência auxiliar de descarga.	52
Figura 1.13 – Estratégia de controle do estado de carga do banco de baterias sem carga auxiliar proposta em [43].	53
Figura 1.14 – Gráfico da frequência versus potência no conversor bidirecional formador de rede.	56
Figura 1.15 – Princípio de funcionamento da estratégia proposta para controle de potência: a) ação de controle no ambiente do conversor formador de rede e b) ação de controle no ambiente do conversor alimentador da rede.	57

Figura 2.1 – Circuito de potência e diagrama de controle do conversor formador de rede.....	64
Figura 2.2 – Fluxograma de cálculo do ângulo de rotação do vetor das tensões da rede.....	68
Figura 2.3 – Curva de controle <i>droop</i> de tensão do conversor formador da rede.....	69
Figura 2.4 – Convenções adotadas para os eixos de referência estacionários e síncronos ligados ao vetor das tensões da rede.	70
Figura 2.5 – Conversor formador de rede: (a) circuito equivalente por fase e (b) diagrama de blocos por fase no referencial estacionário.	71
Figura 2.6 – Diagrama de blocos do conversor formador de rede no referencial síncrono <i>dq</i>	72
Figura 2.7 – Diagrama de blocos de controle da tensão do conversor formador de rede.....	73
Figura 2.8 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do conversor formador de rede: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.....	74
Figura 2.9 – Diagrama de blocos do controle de tensão sem os acoplamentos cruzados entre os eixos <i>d</i> e <i>q</i>	75
Figura 2.10 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do conversor formador de rede incorporando o efeito da malha interna de corrente: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.	76
Figura 2.11 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão para análise do desacoplamento das entradas de perturbação.....	77
Figura 2.12 – Tensões e corrente do conversor formador da rede no referencial síncrono sem o uso do DID no controlador de tensão.....	79
Figura 2.13 – Tensões e corrente do conversor formador da rede no referencial síncrono com o uso do DID no controlador de tensão.....	79
Figura 2.14 – Tensões e correntes de linha na saída do conversor formador de rede com o uso do DID: a) tensões de linha e b) correntes de linha.	80
Figura 2.15 – Tensões e correntes de linha na saída do conversor formador de rede sem uso do DID: a) tensões de linha e b) correntes de linha.	80
Figura 2.18 – Diagrama de blocos do modelo médio do conversor CC-CC.....	82
Figura 2.19 – Diagrama geral de blocos do controlador de tensão do barramento CC.	83

Figura 2.20 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do banco de baterias: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.....	84
Figura 2.21 – Diagrama de blocos do modelo linear do sistema de controle da tensão no barramento CC.....	86
Figura 2.22 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da tensão do barramento CC: a) modelo com o sistema físico no domínio da frequência e b) modelo de análise no domínio discreto.....	86
Figura 2.23 – Resposta em frequência da malha de controle de tensão do barramento CC do CFR para valores diferentes da tensão do banco de baterias.....	88
Figura 2.25 – Grandezas relativas ao controle da tensão do barramento CC do conversor formador de rede durante a entrada de um degrau de carga: a) Tensão no barramento CC, b) Potência de saída do inversor e c) Corrente de saída do banco de baterias.....	90
Figura 2.26 – Tensões e correntes no conversor com carga resistiva de 7,05 kW: a) Durante um transitório da carga e b) Durante o transitório de desligamento da carga....	91
Figura 2.27 – Tensões e correntes no conversor com potência reversa: a) Durante um transitório de entrada da fonte geradora de potência e b) Durante regime permanente.....	92
Figura 2.28 – Tensões e correntes no conversor em regime permanente com carga resistiva de 7,05 kW.....	92
Figura 3.1 – Diagramas de blocos de um sistema de geração eólica com velocidade variável e com acionamento direto do gerador.....	95
Figura 3.2 – Topologia do Conversor Alimentador de Rede.....	95
Figura 3.3 – Diagrama geral de controle do gerador e do conversor alimentador da rede.....	96
Figura 3.4 – Eixos de referência síncronos ligados ao vetor das tensões da rede.....	97
Figura 3.5 – Diagrama geral de controle do CLR; a) controle desenvolvido no eixo q e b) controle desenvolvido no eixo d	99
Figura 3.6 – Diagrama de blocos para implementação do controle da corrente do CLR num referencial síncrono.....	100
Figura 3.7 – Diagrama de blocos do controle das correntes no CLR.....	100

Figura 3.8 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do conversor do lado da rede: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.....	101
Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controle de tensão no barramento CC sem os acoplamentos cruzados entre os eixos d e q	104
Figura 3.10 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do barramento CC do CAR: a) modelo com o sistema físico no domínio da frequência e b) modelo de análise no domínio discreto.....	105
Figura 3.11 – Resposta em frequência da malha de controle de tensão do barramento CC do CAR para valores diferentes da tensão da microrrede.....	106
Figura 3.12 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC para análise do desacoplamento da entrada de perturbação devido à potência de saída do inversor.....	107
Figura 3.13 – Resposta dinâmica da tensão do barramento CC do CAR durante a geração de potência: a) No instante do início da geração de potência e b) No instante do desligamento da fonte geradora.....	108
Figura 3.14 – Diagrama de blocos de um PLL num referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de sequência positiva das tensões da rede.....	110
Figura 3.15 – Diagrama de blocos do modelo linear no domínio contínuo de um PLL em um referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de sequência positiva da rede.....	111
Figura 3.16 – Comparação da resposta ao degrau unitário da função de transferência do modelo linearizado de um PLL, em função da constante de amortecimento ζ , para uma largura de faixa projetada de 100 Hz.....	113
Figura 3.18 – Influência dos desequilíbrios de tensão sobre a resposta de um PLL sem filtragem da componente de sequência negativa: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e do vetor das tensões e c) a frequência da componente fundamental de tensão.....	115
Figura 3.19 – Influência da distorção harmônica sobre a resposta de um PLL com as tensões da rede distorcidas por 10% de quinta harmônica: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e do vetor das tensões e c) frequência da componente fundamental de tensão.....	116
Figura 3.20 – Diagrama de blocos de um filtro ressonante de segunda ordem – FRSO.....	116

Figura 3.21 – Diagramas de Bode das funções de transferência do filtro com frequência de ressonância igual a 60 Hz, para diferentes valores de K: a) para $G_{vs}(s)$ e b) para $G_{qvs}(s)$.	118
Figura 3.22 – Formas de onda dos sinais de saída do filtro ressonante de segunda ordem: a) para $K=0,1$ e b) para $K=0,707$	118
Figura 3.23 – Filtro ressonante com Filtro Passa Baixa para rejeição de offset no sinal de entrada sobre o sinal de saída em quadratura.	119
Figura 3.24 – Filtro ressonante com rejeição do offset do sinal de entrada: a) Diagrama de Bode de $G_{qvs}(S)$ e b) Sinais senoidais de entrada e saída, para $K= 0,707$ e $\omega_0=377$ rad/s.	120
Figura 3.25 – Diagrama de fase de um integrador discreto aproximado pelos métodos <i>Backward</i> e <i>Forward</i> Euler e aproximação de Tustin.	121
Figura 3.26 – Diagrama de blocos para implementação do filtro ressonante no domínio discreto com aproximação trapezoidal.	122
Figura 3.27 – Diagrama de blocos para implementação do cálculo das componentes simétricas instantâneas de sequência positiva e negativa das tensões de uma rede trifásica a três fios.	124
Figura 3.28 –Componentes simétricas instantâneas de tensão de sequência positiva e negativa de uma rede trifásica a três fios: a) tensões da rede; b) componentes instantâneas $\alpha\beta$ de sequência positiva e c) componentes instantâneas $\alpha\beta$ de sequência negativa.	125
Figura 3.29 – Formas de onda de sinais relacionados com o controle do <i>PLL</i> em rede desbalanceada com o uso do filtro ressonante e filtragem da componente de sequência negativa: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e do vetor das tensões de sequência positiva e c) sinal detectado para a frequência da componente fundamental.	125
Figura 3.30 – Formas de onda relacionadas com o controle do <i>PLL</i> mais filtro ressonante com redes distorcidas por 10% de quinta harmônica: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e detectado pelo <i>PLL</i> e c) sinal detectado para a frequência da componente fundamental.	126
Figura 3.31 – Diagrama de blocos para implementação do filtro ressonante no domínio discreto, com aproximação trapezoidal e frequência de ressonância estimada pelo <i>PLL</i> .	127

Figura 3.32 – Resposta a um degrau de frequência de 60 Hz para 66 Hz, com o filtro sintonizado na frequência ressonante de 60 Hz : a) frequência estimada e b) ângulo θ_e detectado pelo <i>PLL</i> .	128
Figura 3.33 – Resposta a um degrau de frequência de 60 Hz para 66 Hz, com o filtro sintonizado na frequência estimada pelo <i>PLL</i> : a) frequência estima e b) ângulo θ_e detectado pelo <i>PLL</i> .	128
Figura 3.34 – Turbina eólica de eixo horizontal, 03 pás e área de varredura do rotor igual a <i>A</i> .	130
Figura 3.35 – Curva de C_p versus λ para um ângulo de passo β igual a zero.	132
Figura 3.36 – Características típicas de operação de uma turbina eólica com ângulo de passo fixo ($\beta = 0$) em função da velocidade do vento e da velocidade de rotação: a) Potência e b) Conjugado. Diâmetro da turbina: 6,7 m.	134
Figura 3.37 – a) Circuito do <i>CLG</i> com as referências adotadas para as tensões e corrente e b) Sistema de eixos de referência girantes ligados ao rotor.	135
Figura 3.38 – Diagrama de blocos do controle da potência produzida pela turbina eólica.	138
Figura 3.39 – Curvas de conjugado versus velocidade de rotação da turbina e do gerador enfatizando a estabilidade do conjunto operando segundo o algoritmo de <i>MPPT</i> .	139
Figura 3.40 – Curvas de conjugado versus velocidade de rotação da turbina e do gerador enfatizando a o princípio da estratégia de controle da potência gerada em função da variação da frequência da microrrede.	140
Figura 3.41 – Diagrama de blocos do controle para reduzir a potência produzida pela turbina quando há restrição de potência gerada na microrrede.	141
Figura 3.42 – Diagrama de blocos do controle das correntes no <i>CLG</i> .	142
Figura 3.43 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do conversor do lado do gerador: a) modelo com o sistema físico no domínio da frequência e b) modelo de análise no domínio discreto.	143
Figura 4.1 – Microrrede <i>CA</i> com um conversor formador e um alimentador da rede.	150
Figura 4.2 – Fluxogramas das ações para o controle da potência gerada na microrrede: a) no ambiente do conversor formador de rede e b) no ambiente do conversor alimentador da rede.	151
Figura 4.3 – Diagramas de bloco da malha de controle de potência para limitar o estado de carga do banco de baterias no ambiente do conversor formador de rede.	152

Figura 4.4 – Diagramas de bloco do controle da potência gerada pelo conversor alimentador para limitar o estado de carga do banco de baterias.....	153
Figura 4.5 – Diagrama de blocos para análise sistema de controle do estado de carga do banco de baterias.....	154
Figura 4.6 – Circuito equivalente de Thevenin de uma bateria.....	155
Figura 4.7 – Modelo <i>RC</i> equivalente do banco de baterias contemplando um ramo resistivo paralelo para modelar a descarga natural.....	156
Figura 4.8 – Modelo <i>RC</i> equivalente do banco de baterias sem considerar o resistor de descarga natural.....	157
Figura 4.9 – Formas de onda experimentais de tensão e corrente no final do ciclo de carga de uma bateria do tipo chumbo-ácido de 30 Ah/12 V: a) Corrente de carga e b) Tensão terminal da bateria.....	159
Figura 4.10 – Formas de onda experimental e ajustada para a tensão de carga de uma bateria devido à aplicação de um pulso de corrente de carga.....	160
Figura 4.11 – Diagrama de controle da tensão terminal do banco de baterias: a) diagrama geral com o controlador no domínio discreto e a planta no domínio contínuo e b) diagrama de análise com controlador e planta no domínio discreto.....	162
Figura 4.12 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento constante de 9,2 m/s (amostras de resultados 1): a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede.....	165
Figura 4.13 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento constante de 9,2 m/s (amostras de resultados 2): a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede.....	166
Figura 4.14 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento variável: a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede.....	167
Figura 4.15 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento variável (continuação da Figura 4.14): a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede.....	168

Figura 4.16 – Padrão de velocidade variável de vento utilizado durante os ensaios das Figuras 4.14 e 4.15.	168
Figura 5.1 – Estrutura da Microrrede do Sistema Híbrido de Geração da Ilha de Lençóis. ...	171
Figura 5.2 – Diagrama de interligação elétrica do centro de potência.	172
Figura 5.3 – Vista do local de instalação com as turbinas eólicas em torres de 30 m de altura.	175
Figura 5.4 – Vista do gerador fotovoltaico.	175
Figura 5.5 – Rede de distribuição de energia e iluminação pública.	178
Figura 5.6 – Circuito do controlador de carga por linha do gerador fotovoltaico.	180
Figura 5.7 – Diagrama de interligação elétrica do Sistema da Ilha de Lençóis considerando a topologia de microrrede distribuída em CA.	182
Figura A.1 – Diagrama de blocos de uma malha de controle.	196
Figura A.2 – Diagrama de blocos de análise para desacoplamento da perturbação.	197
Figura B.1 – Diagramas de blocos do protótipo da microrrede.	198
Figura B.2 - Fotografia da Microrrede Experimental.	198
Figura B.3 – Detalhe da Montagem do Emulador da Turbina Eólica.	199

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Valores de referência para controle da frequência da rede.	67
Tabela 3.1 – Coeficientes c_1 a c_8 usados para o cálculo de C_p	130
Tabela 4.1 – Valores típicos de tensão de uma bateria de chumbo-ácido de 30 Ah, tensão nominal 12 V	158
Tabela 4.2 - Parâmetros do circuito equivalente de uma bateria tipo chumbo-ácido de 12 Ah, tensão nominal 12 V, no final do período de carga.....	159
Tabela 4.3 - Parâmetros do circuito equivalente de um banco de baterias tipo chumbo-ácido de 220 Ah, tensão nominal 240 V	161
Tabela 5.1 – Resumo das especificações técnicas da microrrede da Ilha de Lençóis.	173
Tabela 5.2 – Resumo das especificações técnicas da turbina eólica.....	174
Tabela 5.3 – Resumo das especificações técnicas de cada módulo do painel fotovoltaico...	176
Tabela B.1 – Características do Conversor Formador de Rede.	199
Tabela B.2 – Características do Conversor Formador de Rede.	201

Sumário

Capítulo 1 - INTRODUÇÃO GERAL.....	31
1.1 Contextualização.....	31
1.2 Microrredes Isoladas com Geração Distribuída – Estado da Arte.....	34
1.2.1. Tipos de Conversores Eletrônicos em uma Microrrede Isolada CA.....	39
1.2.2. Uso das Microrredes Isoladas com Bancos de Baterias.....	49
1.2.3. Controle do Estado de Carga de Banco de Baterias em uma Microrrede com Geração Distribuída.....	51
1.3 Identificação do Problema.....	52
1.4 Proposição.....	55
1.5 Motivação.....	58
1.6 Objetivos do Trabalho.....	59
1.7 Contribuições.....	59
1.8 Organização do Texto.....	61
Capítulo 2 - CONVERSOR FORMADOR DA REDE: CONTROLE DA TENSÃO E DA FREQUÊNCIA DA MICRORREDE.....	63
2.1 Introdução.....	63
2.2 Topologia do Conversor Formador de Rede.....	63
2.3 Controle da Frequência da Rede.....	65
2.4 Controle da Tensão RMS da Rede.....	68
2.4.1. Sintonia do controlador da malha de controle de corrente.....	73
2.4.2. Sintonia do controlador da malha de controle de tensão.....	75
2.4.3. Desacoplamento das Entradas de Perturbação - DID.....	77
2.4.4. Resultados de simulações computacionais.....	78
2.5 Controle da Tensão no Barramento CC.....	81
2.5.1. Sintonia do controlador da corrente da bateria.....	83
2.5.2. Sintonia do controlador da malha de tensão do barramento CC.....	85
2.5.3. Desacoplamento da entrada de perturbação - DID.....	88
2.5.4. Resultados de simulações computacionais referentes ao controle da tensão da tensão do barramento CC do CFR.....	89
2.5.5. Resultados Experimentais Referentes ao Controle do Conversor Formador de Rede.....	90
2.6 Conclusões do Capítulo 2.....	93

Capítulo 3 - CONVERSOR ALIMENTADOR DA REDE COM AEROGERADOR A IMÃS PERMANENTES.....	94
3.1 Introdução	94
3.2 Topologia e princípio de controle adotado para o conversor alimentador da rede..	94
3.3 Modelamento e controle do conversor do lado da rede	97
3.3.1. Sintonia da malha de controle de corrente do conversor do lado da rede.....	99
3.3.2. Malha de controle da tensão no barramento CC	102
3.3.3. Desacoplamento da entrada de perturbação - DID.....	106
3.3.4. Resultados experimentais referentes ao controle da tensão da tensão do barramento CC do conversor alimentador da rede.....	107
3.3.5. Monitoramento e sincronização do conversor com a rede elétrica	108
3.4 Modelamento e controle da geração e do conversor do lado do gerador	129
3.4.1. Modelamento da turbina eólica	129
3.4.2. Modelamento do gerador síncrono a imãs permanentes	135
3.4.3. Controle da potência gerada pelo conjunto turbina-gerador	137
3.4.3.1. Estratégia adotada para controlar a potência gerada pela turbina eólica.....	137
3.4.3.2. Redução da potência produzida pela turbina para controlar a potência gerada na microrrede	139
3.4.3.3. Limite do valor máximo da corrente de referência do gerador	141
3.4.3.4. Controle das correntes do gerador.....	142
3.5 Conclusões do Capítulo 3	144
Capítulo 4 - ESTRATÉGIA PROPOSTA PARA CONTROLAR A POTÊNCIA GERADA EM MICRORREDES ISOLADAS.....	146
4.1. Introdução	146
4.2. Considerações gerais sobre baterias	147
4.3. Princípio e funcionamento da estratégia proposta para o controle da potência gerada em uma microrrede	150
4.4. Modelamento do controlador da tensão terminal do banco de bateria	153
4.4.1. Modelo do banco de baterias.....	155
4.4.2. Determinação dos parâmetros do circuito equivalente do banco de baterias.....	157
4.4.3. Sintonia do controlador para limitar a tensão máxima no banco de baterias.....	161
4.5. Resultados experimentais	164
4.6. Conclusões do Capítulo 4	169
Capítulo 5 - EXEMPLO DE SISTEMA ELÉTRICO ONDE A ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA PODE SER EMPREGADA: A MICRORREDE DA ILHA DE LENÇÓIS	170

5.1	Introdução	170
5.2	Descrição do Sistema de Geração.....	170
5.2.1	Características Gerais	170
5.2.2	Subsistema de geração eólica	173
5.2.3	Subsistema de geração solar	175
5.2.4	Subsistema de armazenamento	176
5.2.5	Subsistema de inversão de tensão e formação da rede CA.....	177
5.2.6	Subsistema de geração de backup.....	177
5.2.7	Rede de distribuição de energia elétrica e iluminação pública.....	178
5.3	Estratégias de controle da geração de potência.....	178
5.3.1	Processo de carregamento do banco de baterias	179
5.3.2	Controle da potência gerada pelas turbinas eólicas	179
5.3.3	Controle da potência gerada pelo gerador fotovoltaico	180
5.3.4	Controle da potência gerada pelo gerador a diesel	181
5.4	Aspectos negativos da topologia da microrrede e da metodologia de controle utilizadas no sistema da Ilha de Lençóis.....	181
5.5	Aspectos positivos esperados com a aplicação da estratégia de controle de potência proposta neste trabalho no sistema da Ilha de Lençóis	181
5.6	Conclusões do Capítulo 5	184
Capítulo 6 - CONCLUSÕES GERAIS, SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS E PUBLICAÇÕES		185
6.1.	Conclusões Gerais.....	185
6.2.	Sugestões para trabalhos futuros.....	187
6.3.	Lista de Artigos Técnicos Produzidos sobre o Tema	187
6.3.1	Artigos em Periódicos	187
6.3.2	Artigos em Congressos.....	188
REFERÊNCIAS.....		189
Apêndice A - DESACOPLAMENTO DA ENTRADA DE PERTURBAÇÃO – DID.....		196
A.1.	Desacoplamento Total da Perturbação	196
A.2.	Desacoplamento aproximado da perturbação	197
Apêndice B - ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO DA MICRORREDE.....		198
B.1.	Descrição Geral.....	198
B.2.	Conversor Formador de Rede	199
B.3.	Conversor Alimentador da Rede.....	201
B.4.	Banco de Baterias	202

B.5. Emulador da Turbina Eólica	202
B.6. Programa de Controle do Sistema	202

Capítulo 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Contextualização

Um dos principais desafios para as próximas gerações certamente é o de gerar energia para atender às necessidades impostas pelo modo de vida das sociedades modernas. Apesar dessa realidade, ainda existem pessoas em vários lugares do mundo, principalmente em países pobres ou em desenvolvimento, que não têm acesso pleno à energia elétrica [1]. Um motivo para isso tem sido as dificuldades técnicas e econômicas associadas com a expansão das redes elétricas comerciais para atender às comunidades onde essas pessoas residem; notadamente aquelas localizadas em áreas geograficamente remotas, isoladas e de difícil acesso.

Particularmente no Brasil, o suprimento parcial de energia elétrica ou mesmo a falta total deste, ainda ocorre em muitas dessas comunidades residentes em áreas isoladas como, por exemplo, nas ilhas marítimas. Nessas localidades, o fornecimento de energia elétrica geralmente tem sido feito de forma precária, usando geradores a diesel, que operam em média de 3 a 4 horas por dia [2]. Fundamentalmente, essa prática se deve ao custo operacional para atendimento dessas comunidades 24 horas por dia a partir da geração a diesel. Esse custo pode ser considerado relativamente elevado quando se leva em conta a renda per capita das famílias residentes nesses locais, que em geral é baixa.

Uma alternativa para o atendimento pleno de comunidades isoladas com energia elétrica pode ser a utilização de recursos energéticos renováveis locais. Embora existam diferentes tipos de fontes renováveis de energia passíveis de serem utilizadas para esse fim [7], a energia solar e a energia eólica têm despontado como fontes renováveis com vocação natural para serem utilizadas na composição de sistemas de geração de energia para viabilizar o atendimento elétrico dessas comunidades [3], [4]. No Brasil, essa característica é particularmente acentuada, pois a radiação solar é abundante durante quase todo o tempo e em quase todas as regiões do país [5] e o vento existe com boa densidade energética, principalmente nas regiões litorâneas [6], onde exatamente predomina a existência de comunidades isoladas residentes em ilhas.

Em termos práticos, a energia solar tem sido utilizada a partir da sua conversão em energia térmica ou da sua conversão diretamente em energia elétrica [7], [8]. Embora a energia solar convertida para a forma térmica também possa ser usada para gerar eletricidade,

essa não tem sido a sua aplicação comercialmente mais difundida. Nesse formato, a energia solar tem sido empregada principalmente para aquecimento de água ou climatização de edificações e residências.

A conversão da energia solar diretamente em energia elétrica tem sido feita utilizando-se o princípio físico da célula fotovoltaica, que foi descoberto por Becquerel em 1839 [8]. Essa tecnologia é que tem viabilizado e mesmo popularizado a energia solar como fonte primária para geração de eletricidade. Suas aplicações têm sido desde o suprimento de energia para pequenas cargas ou para comunidades residentes em áreas isoladas até a produção de energia para injeção nas redes elétricas comerciais. É dessa forma que a energia solar será tratada neste trabalho.

A energia eólica, por seu turno, foi muito utilizada no passado como fonte de energia mecânica, com aplicações principalmente na moagem de grãos e bombeamento d'água [9], [10]. O surgimento da máquina a vapor em meados do século XVIII e o uso intensivo dos combustíveis fósseis, no entanto, fizeram com que a geração de energia a partir do vento fosse relegada por certo tempo a um plano secundário [10].

Na segunda metade do século XX, mais precisamente no final da década de 1960, com a elevação mundial nos preços dos combustíveis, motivada principalmente pela crise do petróleo que se iniciava, a energia eólica voltou a ser considerada uma alternativa possível e viável para contribuir com o atendimento da demanda mundial por energia. A consolidação da energia eólica como parcela importante da matriz energética mundial, no entanto, só veio a se consolidar a partir do início da década de 1990 [10].

Desde o período que se iniciou, na década de 1980 até os dias atuais, a tecnologia empregada na geração de energia eólica tem se desenvolvido de forma muito significativa. Avanços nas áreas da aerodinâmica, da mecânica e da engenharia de estruturas permitiu o aumento da potência nominal das turbinas, que passou de um limite médio da ordem de 50 kW nos anos 1980 para mais de 5 MW para as turbinas fabricadas no final da primeira década do século XXI [11]. Os progressos obtidos nas áreas das máquinas elétricas, eletrônica de potência, controle e processamento digital de sinais viabilizaram a migração dos sistemas de geração com turbinas de velocidade fixa e geradores de indução de rotor em gaiola para os modernos sistemas com turbinas de velocidade variável, que utilizam geradores síncronos a ímãs permanentes [17], [18].

Considerando os níveis de potência e a destinação da energia produzida, é possível separar as aplicações dos sistemas de energia eólica em dois grupos. O primeiro grupo está relacionado com os sistemas de geração de energia eólica, geralmente conectados à rede elétrica convencional e produzindo energia em escala comercial, com potências instaladas da ordem de centenas de MW ou mais por empreendimento [8]-[11]. Nesses sistemas, a principal meta é obter o máximo de potência que pode ser gerada pelas turbinas eólicas e

injetá-la no sistema elétrico sem afetar a qualidade da energia elétrica do mesmo, principalmente no que se refere às variações de tensão e frequência elétrica.

O segundo tipo de aplicação dos sistemas de geração eólica está relacionado com os pequenos sistemas de potência, que utilizam turbinas eólicas de pequeno porte, geralmente com potências não superiores a 100 kW. Esses sistemas podem ser concebidos para fornecimento de energia elétrica a cargas isoladas ou para suprir redes de distribuição de energia elétrica para atendimento de comunidades que vivem em áreas isoladas, tais como as ilhas oceânicas, áreas rurais, reservas indígenas, etc. Esses tipos de sistemas de geração são de particular interesse neste trabalho.

Uma maior autonomia no atendimento elétrico proporcionado por sistemas de geração isolados, baseados em fontes renováveis, é conseguida se duas ou mais dessas fontes puderem ser utilizadas de forma complementar, como, por exemplo, a energia eólica e a energia solar, formando o que se denomina de sistemas híbridos de geração. Estes tipos de sistemas têm se mostrado adequados para aplicações isoladas em áreas de difícil acesso, sendo responsáveis pela redução ou mesmo pela eliminação do consumo de óleo diesel nessas localidades, conforme é reportado em várias publicações, tais como em [2], [4], [12]-[16], [19]-[21]. A potência instalada nesses sistemas isolados depende do tamanho da comunidade a ser atendida, das potencialidades locais em termos de recursos energéticos renováveis e até da disponibilidade de recursos financeiros para implantação dos mesmos. Os valores das potências nominais desses pequenos sistemas têm sido reportados na literatura como sendo tipicamente da ordem de dezenas a poucas centenas de quilowatts.

Um sistema de potência a ser implantado isoladamente da rede elétrica deve ser capaz de formar a própria rede elétrica local. No caso da operação em *CA*, a amplitude da tensão e a frequência elétrica devem ser controladas seguindo padrões adequados de qualidade de energia. Esses padrões, preferencialmente, não devem ser muito diferentes daqueles estabelecidos nas normas técnicas para o atendimento de consumidores urbanos de energia elétrica. Também é desejável que esses sistemas operem de forma autônoma, independentemente do caráter intermitente e sazonal das fontes renováveis de energia em uso. Em se tratando de localidades remotas, é preferível que o uso de combustível fóssil para geração de energia, como o óleo diesel, seja o menor possível. Isso é justificável devido aos custos envolvidos com a aquisição do próprio combustível, às dificuldades logísticas para suprimento e eventuais restrições ambientais locais. Essas premissas impõem a necessidade de um sistema de armazenamento de energia, com capacidade de suprimento das cargas por períodos com duração de horas ou até de dias. Embora, possam ser usados, por exemplo, volantes de inércia, sistemas de ar comprimido, bobinas supercondutoras, etc., como armazenadores de energia [8], [22], nos sistemas de geração que necessitam de energia de reserva por períodos prolongados, os sistemas de armazenamento práticos geralmente são

montados utilizando-se bancos de baterias eletroquímicas.

Em microrredes localizadas em áreas de difícil acesso, as moradias e outros pontos de consumo de energia elétrica podem ser fisicamente agrupados, mas podem ser dispersos o suficiente para que as distâncias das cargas a uma fonte de potência concentrada variem desde poucos metros a alguns quilômetros. Nesses casos, a distribuição de energia elétrica pode requerer a instalação de uma rede elétrica em média tensão (por exemplo, em 13.800 V), pois isso compensaria eventuais quedas de tensão entre a fonte e aqueles consumidores mais distantes da mesma. Essa é uma solução convencionalmente utilizada nas redes urbanas de distribuição de energia elétrica, porém, não parece ser atrativa para uma rede de distribuição elétrica em uma localidade remota. Isso se justifica, devido aos aspectos relacionados com a segurança e com a logística de operação e manutenção de sistemas elétricos em média ou alta tensão, os quais normalmente são mais críticos em uma localidade remota do que em uma comunidade urbana. Dentro dessa ótica, uma solução atrativa para o atendimento elétrico de localidades desse tipo é a implantação de uma microrrede com geração distribuída ao longo da mesma, de tal forma que as fontes de potência possam ser estrategicamente alocadas próximas dos pontos de maior consumo, de modo a viabilizar a distribuição elétrica em baixa tensão, independentemente do tamanho da comunidade.

Um aspecto importante para a operação dos sistemas de geração com fontes renováveis e sistema de armazenamento a base de bancos de baterias é manter o balanço de potência interno no sistema controlado. Isso é fundamentalmente crítico quando é possível gerar mais potência do que a carga pode consumir e o sistema de armazenamento ainda pode armazenar, num determinado instante. Nesses casos, se um efetivo controle da potência gerada não estiver implementado, a integridade do sistema de armazenamento, baseado em bancos de baterias, poderá ser comprometida.

Este trabalho de pesquisa está relacionado com o estudo de sistemas elétricos de potência, baseados em fontes renováveis e que são destinados ao suprimento de energia elétrica para comunidades isoladas. O estudo busca contribuir com uma estratégia de controle da potência gerada dentro do sistema isolado de potência, que dispõe de geradores e sistemas de armazenamento de energia baseados em bancos de baterias, distribuídos ao longo dessa microrrede.

1.2 Microrredes Isoladas com Geração Distribuída – Estado da Arte

Na literatura técnica, o termo “*Microgrid*” é utilizado para designar um conjunto de cargas e geradores interligados, formando um sistema elétrico único e controlado, que pode operar de forma isolada (autônoma) ou interligado com uma rede elétrica convencional [22]-[24]. Inicialmente, pensava-se em “*Microgrids*” como subsistemas elétricos, com potências nominais inferiores a 100 kW e que operavam sempre em baixa tensão (BT) [23].

Atualmente, o termo “*Microgrid*” tem sido empregado de forma mais abrangente, mais com o intuito de designar uma “célula” controlada do sistema de potência convencional, que pode funcionar interligada ou separada deste, sem a preocupação de quantificá-la quanto à potência nominal e a tensão de operação da mesma. Isso fica caracterizado, por exemplo, em [24], onde vários sistemas elétricos são tratados como “*Microgrids*”, mesmo sendo alguns deles de potência nominal acima de 1 MW e operando em média tensão (13.200 kV).

No Brasil, os termos microrrede ou minirrede têm sido utilizados em substituição ao termo “*Microgrid*” para caracterizar “pequenos” sistemas de geração distribuída, sem, no entanto, dar uma definição clara de quão pequenos ou grandes eles realmente sejam. A Resolução Normativa N° 482/2012 da ANEEL [25], no entanto, define micro geração distribuída como sendo aquela oriunda de central geradora elétrica com potência de até 100 kW, enquanto que a minigeração distribuída é definida como aquela que é produzida a partir de central geradora elétrica com potência entre 100 kW e 1 MW. Embora essa resolução não tenha sido elaborada com o objetivo de definir como devam ser denominadas as “*Microgrids*” no Brasil, ela sugere que a terminologia a respeito de geração distribuída também possa ser utilizada para esse fim. Portanto, é razoável que os sistemas elétricos isolados, formados por geradores a base de fontes renováveis ou não, que incorporem sistemas de armazenamento e cargas, que podem operar de forma autônoma e controlada, com potências instaladas até 100 kW, sejam denominados de microrredes. Os sistemas com essas mesmas características, mas com potências instaladas entre 100 kW e 1 MW poderiam ser denominados de minirredes. Neste trabalho, o termo microrrede será usado indiscriminadamente para caracterizar um sistema isolado de geração sem preocupação com o valor da potência instalada do mesmo.

Há mais de um século, quando terminou a “guerra das correntes”, travada entre Nicolai Tesla (CA) e Thomas Edson (CC), os sistemas de energia elétrica de potência têm operado predominantemente em CA [26]. Isso proporcionou o desenvolvimento de uma tecnologia consolidada para esses tipos de sistemas. Apesar disso, atualmente, algumas publicações têm alertado para a necessidade de uma discussão sobre as vantagens e desvantagens do uso da distribuição da energia elétrica em CC frente a tradicional distribuição em CA [27]-[29]. A motivação principal para isso tem sido o fato de que grande parte da carga atual é formada por equipamentos que necessitam de uma conversão CA-CC para funcionarem. Então, por que distribuir energia em CA se os equipamentos irão consumir energia em CC? Ocorre, porém, que essa questão não tem uma resposta tão simples. Os dispositivos de proteção elétrica, as tomadas de corrente, as lâmpadas, os equipamentos e eletrodomésticos comerciais geralmente são fabricados para funcionarem em corrente alternada. Assim, há de se esperar que uma mudança de distribuição comercial de energia, feita através das tradicionais redes CA para as redes CC, deverá ocorrer de forma gradual e provavelmente lenta, num período de tempo ainda incerto. Portanto, neste trabalho, serão

consideradas somente as microrredes com distribuição elétrica em CA.

No modo de operação interligada, o controle da tensão e da frequência do sistema elétrico da microrrede é feito pela rede convencional existente, que geralmente pode ser considerada como uma fonte de potência infinita diante da microrrede. No modo de operação isolada, a microrrede precisa gerar e controlar sua própria tensão e, se operar em CA, também precisa controlar a frequência.

Os geradores que podem ser interligados a uma microrrede CA podem ser classificados basicamente em dois grupos. Num primeiro grupo estão aqueles que podem ser diretamente conectados sem a necessidade do uso de um conversor eletrônico como interface entre o gerador e a microrrede. Nesse grupo estão, por exemplo, os geradores síncronos convencionais, com campo excitado em corrente contínua, que são tracionados por motores a diesel ou por pequenas turbinas térmicas ou hidráulicas. O segundo grupo compreende os geradores ou fontes de potência que necessitam de um conversor eletrônico para que possam ser interligados com a microrrede CA. Enquadram-se nesse grupo, por exemplo, os geradores que são tracionados por microturbinas a gás de alta rotação ou por turbinas eólicas de velocidade variável. As células combustíveis, os painéis solares fotovoltaicos e os bancos de baterias, cujas tensões de saída são em corrente contínua, também são exemplos de geradores ou fontes de potência que necessitam de conversores eletrônicos para viabilizar a interligação dos mesmos com uma rede em CA [23].

O tipo de configuração ou topologia a ser adotada para uma microrrede isolada depende de uma série de fatores, tais como o tamanho e a distribuição geográfica da comunidade alvo de atendimento energético, dos recursos disponíveis para instalação e manutenção do sistema de geração e distribuição de energia elétrica, do espaço físico para instalação dos geradores eólicos e/ou fotovoltaicos, fatores ambientais, questões relacionadas com a segurança, guarda e conservação dos equipamentos de geração, etc. Geralmente, as microrredes isoladas, com distribuição de energia elétrica em CA, podem se enquadrar em um dos três tipos a seguir:

- ✓ Microrredes com todas as fontes geradoras interligadas a um barramento centralizado em corrente contínua (*barramento CC*), conforme ilustrado na Figura 1.1 (a);
- ✓ Microrredes com todas as fontes geradoras interligadas a um barramento centralizado em corrente alternada (*barramento CA*), conforme ilustrado na Figura 1.1 (b) e
- ✓ Microrredes com geração distribuída e com as fontes geradoras interligadas a um barramento distribuído em CA (uma rede de distribuição de energia elétrica), conforme ilustrado na Figura 1.2.

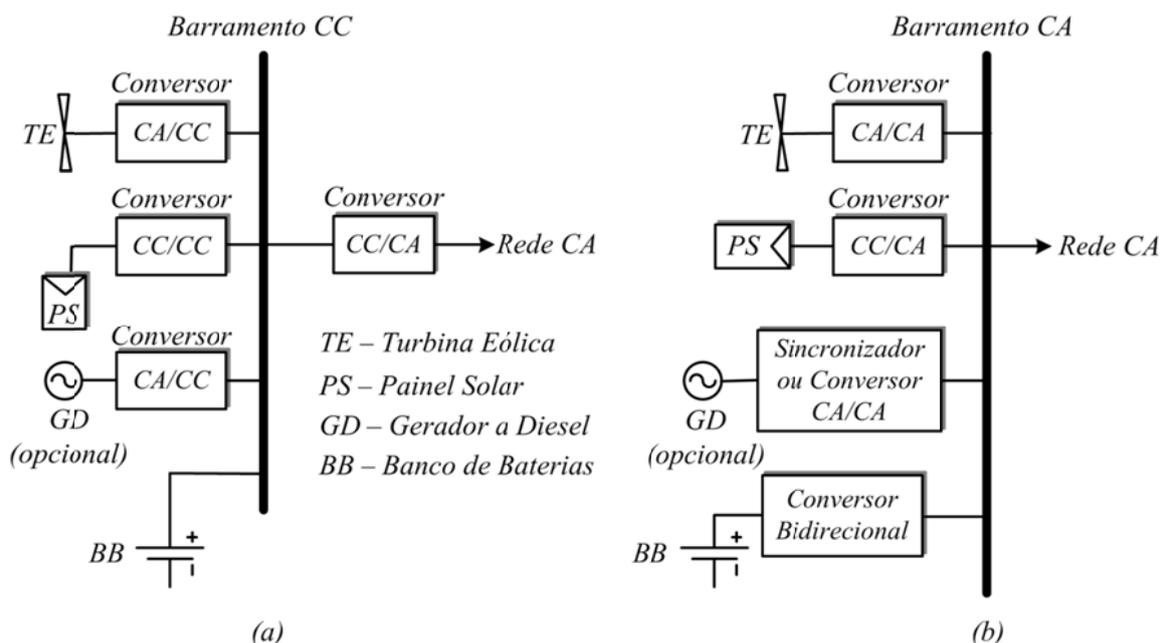


Figura 1.1 – Microrrede com geração concentrada: a) com barramento concentrado em CC e b) com barramento concentrado em CA.

As microrredes com barramento centralizado ou concentrado (Figura 1.1) têm a vantagem de concentrar os equipamentos de geração e conversão de energia em um só lugar e com isso facilitar a instalação de um sistema central para gerenciar e controlar o sistema de potência. Ao mesmo tempo em que é uma vantagem, o caráter concentrado da geração de potência representa uma desvantagem quando se considera o tamanho (extensão física) que os circuitos da microrrede de distribuição de energia elétrica precisam ter. Isso é crítico no caso de circuitos longos, por exemplo, pois as quedas de tensão nos pontos mais distantes da fonte centralizada podem ser significativas se a distribuição de energia elétrica for feita em baixa tensão. Essa característica pode dificultar, por exemplo, o atendimento de comunidades isoladas com cargas dispersas e espalhadas sobre uma área de grande extensão. Nesses casos, as quedas de tensão nos pontos finais dos circuitos mais longos poderiam ser reduzidas com a elevação da tensão de operação da microrrede ou pelo aumento da seção dos condutores dos circuitos. A elevação da tensão de operação da microrrede não seria uma solução atrativa para o caso do atendimento de uma localidade remota, pois, isso implicaria em maiores cuidados com a segurança, com a operação e com a manutenção do sistema elétrico, que deveria operar em média ou alta tensão. Esses cuidados requereriam recursos humanos, logísticos e materiais que não são fáceis de serem viabilizados em localidades remotas. A elevação da seção dos condutores da rede elétrica para minimizar as quedas de tensão também poderia não ser uma solução viável, pois isso poderia elevar os custos de implantação do sistema.

Uma alternativa para atendimento de localidades remotas com cargas dispersas e que demandam circuitos relativamente extensos são as microrredes CA com geração distribuída.

Um exemplo ilustrativo de como poderia ser a topologia de uma microrrede CA com geração distribuída é mostrado na Figura 1.2. Nessa figura, *CFR* é um conversor que tem a função de formar a microrrede, a partir da conversão da tensão em CC de um banco de baterias na tensão em CA da microrrede; *CAR* é um conversor denominado de alimentador da microrrede e é sempre interligado a uma fonte primária de energia, por exemplo, uma turbina eólica ou um painel fotovoltaico e *CSR* é um conversor que têm a função de dar suporte à microrrede, produzindo ou absorvendo localmente potência ativa e reativa com o objetivo de contribuir com regulação da tensão no ponto da microrrede onde ele é instalado. Um conversor de suporte à rede deve ser interligado a uma fonte firme¹ de potência (fonte despachável e não intermitente), podendo ser um banco de baterias, um gerador a diesel, etc.

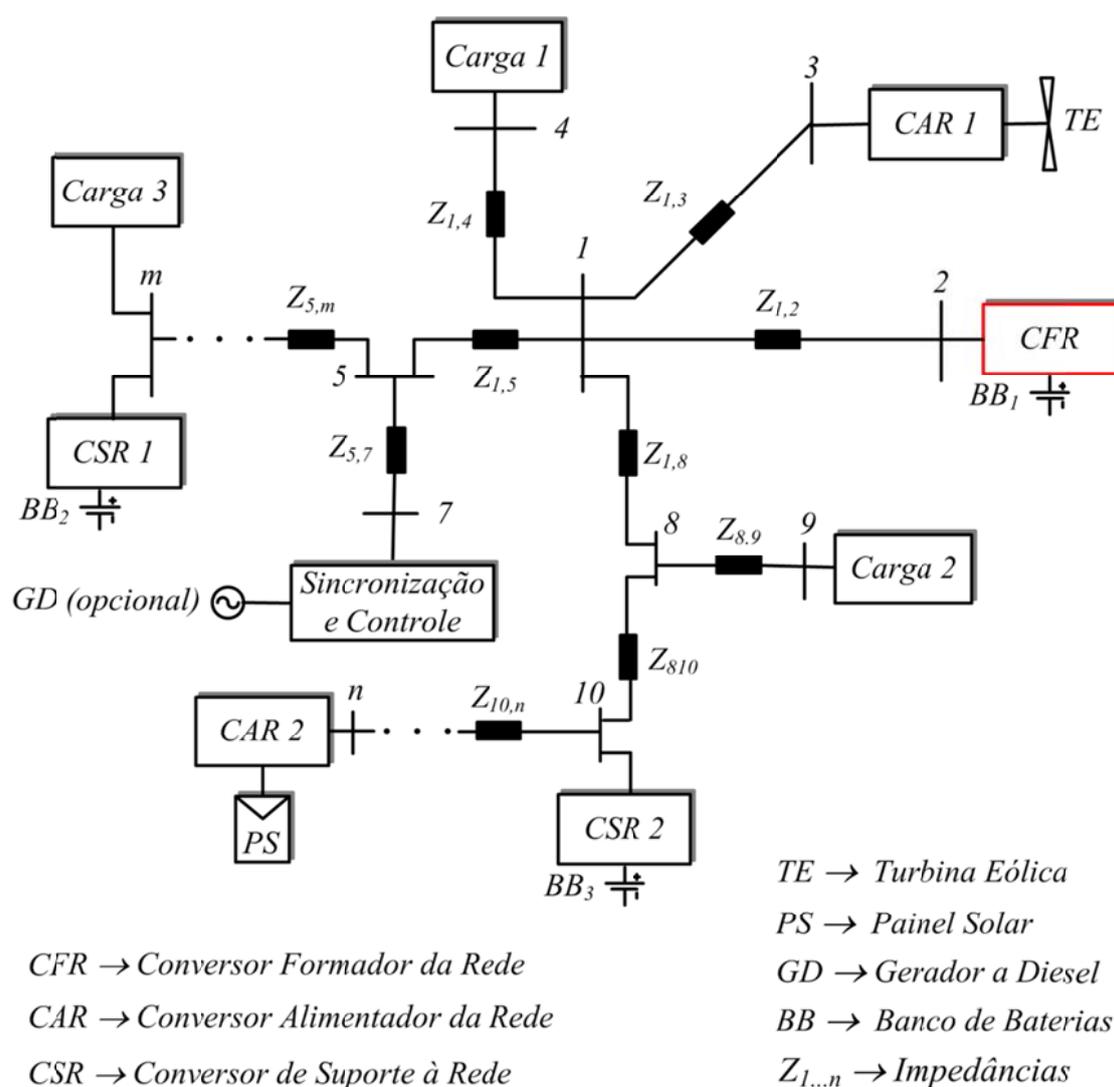


Figura 1.2 – Exemplo de uma microrrede em CA com geradores e bancos de baterias distribuídos.

¹ Fonte firme de potência é aquela que pode a qualquer instante fornecer uma quantidade de potência limitada somente pela capacidade nominal da mesma.

Uma das vantagens de uma microrrede CA com geração distribuída em comparação com uma microrrede com geração concentrada é que na primeira as fontes de potência podem ser alocadas próximas dos blocos de cargas maiores ou no final de circuitos mais longos, o que contribui para reduzir as perdas elétricas e as quedas internas de tensão na microrrede. Isso ajuda a viabilizar a distribuição de energia elétrica em baixa tensão, mesmo quando os circuitos da microrrede são extensos. Como já foi mencionado, a operação em baixa tensão de uma microrrede destinada a atender comunidades remotas é bastante desejável, visto que isso agrega maior segurança elétrica à operação do sistema elétrico, diminui os riscos de acidentes, principalmente se a rede elétrica de distribuição for aérea, facilita a operação e a manutenção dessas microrredes e ainda pode reduzir os custos de implantação.

Uma topologia de microrrede com geração distribuída também pode favorecer a instalação de geradores baseados em fontes renováveis, como o sol e o vento, em locais onde as potencialidades de geração sejam mais promissoras, mesmos que esses locais não estejam no interior da vila ou da área mais densamente povoada da comunidade. Esses geradores podem ser interligados aos pontos da microrrede que estejam mais próximos de onde eles são instalados, o que dispensa a interligação dos mesmos a uma central de processamento de energia, resultando em menos gastos com condutores, por exemplo. No caso dos geradores eólicos, em particular, a instalação dos mesmos em locais afastados dos locais habitados de uma comunidade isolada é quase imperativa, visto que essa prática reduz os riscos de acidentes devido a um eventual desmoronamento da torre, além de minimizar os efeitos negativos dos ruídos produzidos pelas partes móveis das turbinas [20].

Este trabalho de pesquisa está relacionado com o estudo de microrredes isoladas, com distribuição de energia elétrica em corrente alternada, que operam de forma autônoma, com geradores e sistemas de armazenamento de energia (bancos de baterias) distribuídos ao longo da mesma.

1.2.1. Tipos de Conversores Eletrônicos em uma Microrrede Isolada CA

Em uma microrrede isolada é necessário que seja criada a rede elétrica local. Isso pode ser feito, por exemplo, utilizando-se geradores síncronos convencionais tracionados por motores a diesel. No entanto, quando se considera o atendimento elétrico 24 horas por dia, o emprego de geradores a diesel implica na necessidade de uma logística adequada para suprimento regular de combustível e manutenções mais frequentes, principalmente do motor a diesel. Isso, certamente, não é simples de ser feito quando se trata de sistemas instalados em locais de difícil acesso. Também deve se ponderar o fato de que a operação permanente do gerador a diesel implica na emissão contínua de poluentes na natureza, além da geração de ruído, que deve ser mitigado de alguma forma. Portanto, a tarefa de formar a rede deve preferencialmente ser feita por conversores eletrônicos de potência, alimentados a partir de

uma fonte firme, por exemplo, um banco de baterias.

As fontes de energia renováveis, notadamente a eólica e a solar, devido às características intermitentes da energia que elas produzem, não podem ser diretamente conectadas a uma rede elétrica de *CA*. Isso significa que conversores eletrônicos de potência são necessários para fazer a interface entre essas fontes renováveis e uma microrrede. Situação análoga ocorre com os sistemas de armazenamento, por exemplo, bancos de baterias, que produzem tensão de saída em *CC* e que também necessitam de conversores para que possam se conectar com uma rede em *CA*.

Assim, dependendo da função que desempenham na microrrede *CA*, os conversores eletrônicos de potência podem ser classificados como *conversores formadores da rede (CFRs)*, *conversores alimentadores da rede (CARs)* e *conversores de suporte à rede (CSRs)* [31]. A Figura 1.2 mostra um exemplo de uma possível configuração de microrrede com a utilização desses três tipos de conversores, distribuídos ao longo da mesma.

1.2.1.1. Conversores Formadores de Rede

Os *CFRs* são utilizados para formar a rede elétrica de corrente alternada e controlar os valores da frequência e da tensão *RMS* da mesma. Esses conversores geralmente são conectados a um sistema de armazenamento de energia. Nesses casos, um melhor aproveitamento operacional dos *CFRs* é obtido se eles operarem de modo bidirecional, ou seja, podendo retirar ou fornecer energia ao sistema de armazenamento, conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 1.3. Um *CFR* pode ser representado por uma fonte ideal de tensão controlada, em série com uma baixa impedância, conforme ilustrado na Figura 1.4 [31].

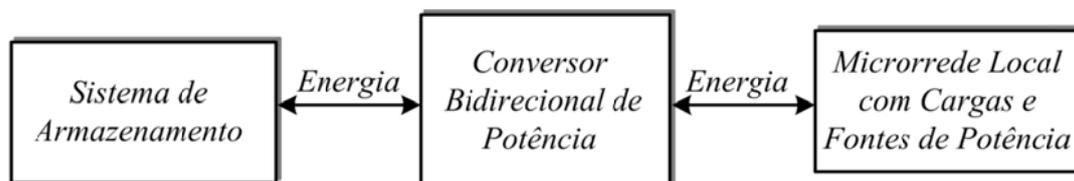


Figura 1.3 – Diagrama de blocos mostrando o fluxo de energia em um conversor bidirecional formador de rede.

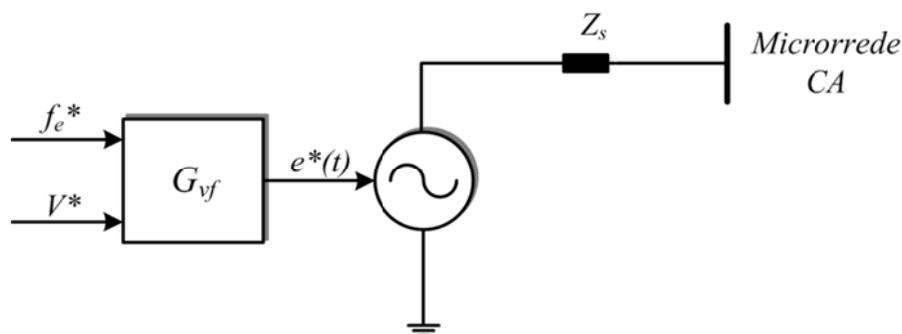


Figura 1.4 – Representação idealizada de um conversor formador de rede operando como fonte de tensão controlada.

Sendo:

- ✓ f_e^* a frequência de referência da rede a ser formada;
- ✓ V^* o valor da amplitude da tensão fundamental por fase da rede a ser formada;
- ✓ G_{vf} um controlador de tensão e frequência, cuja saída é o sinal $e^*(t)$ de referência para a tensão instantânea fundamental da rede e
- ✓ Z_s a impedância série equivalente de saída do CFR.

A Figura 1.5 mostra uma possível topologia de circuito para o módulo de potência de um CFR. Essa configuração consiste de um inversor com modulação por largura de pulsos (*PWM*), de um conversor *CC-CC* bidirecional, de um filtro *LC* e de um transformador, que isola galvanicamente o circuito do CFR do circuito da microrrede de distribuição. O inversor *PWM* é usado para converter a tensão *CC* para uma tensão *CA* com valores controlados de amplitude e frequência. O conversor *CC-CC* é utilizado para controlar a tensão do barramento *CC* do inversor *PWM* e também controlar o processo de carga e descarga do banco de baterias. O detalhamento dos controles associados com essa configuração de CFR é apresentado no Capítulo 2.

A topologia adotada para o inversor *PWM* na Figura 1.5 é a do conversor de dois níveis, em ponte trifásica. O conversor bidirecional *CC-CC* utiliza uma topologia que é tradicionalmente empregada em aplicações dessa natureza, conforme reportado em várias publicações [38], [41], [43]-[44]. Essa topologia utiliza 2 chaves de potência, Q_1 e Q_2 , que permitem o funcionamento do conversor *CC-CC* no modo abaixador de tensão (modo *buck*) ou elevador de tensão (modo *boost*), em caso de excesso ou de déficit de energia injetada na microrrede, respectivamente.

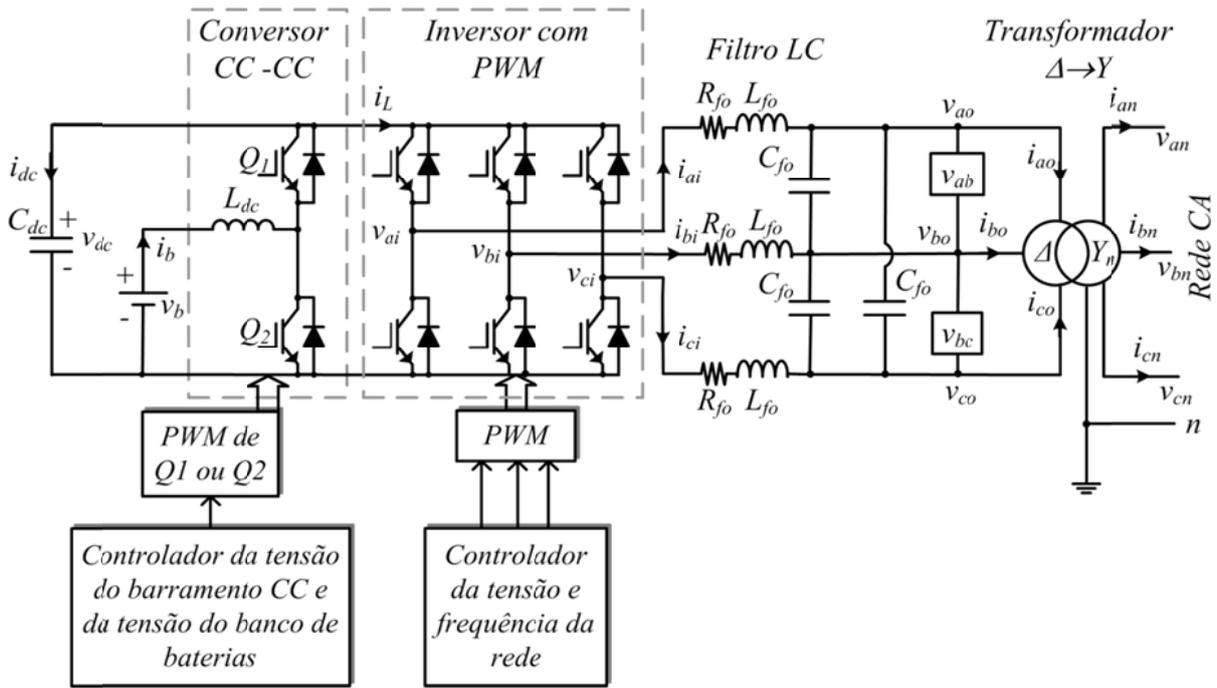


Figura 1.5 – Topologia do circuito de potência do conversor formador de rede

1.2.1.2. Conversores Alimentadores da Rede

Os CARs são os que “alimentam” a microrrede com energia, a partir das fontes primárias renováveis existentes, conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 1.6. Esses conversores controlam a potência ativa gerada pela fonte primária de energia renovável, utilizando algum tipo de algoritmo para fazer o gerador (fonte primária) funcionar no seu ponto de máxima produção de potência (*MPP*). A fonte primária de energia renovável pode ser, por exemplo, uma turbina eólica, um painel fotovoltaico, etc.



Figura 1.6 – Diagrama de blocos mostrando o fluxo de energia em um conversor alimentador da rede.

Uma vez que o *CAR* tem a função de injetar uma quantidade pré-definida de potência na microrrede em *CA*, independente das condições da mesma, o seu modo de funcionamento deve ser como fonte de corrente. A Figura 1.7 mostra o seu circuito equivalente, representado por uma fonte de corrente controlada, em paralelo com uma grande impedância de saída. Essa fonte de corrente precisa estar sincronizada com a tensão em *CA* da microrrede no ponto de conexão do conversor com a mesma para que a potência ativa injetada e a potência reativa injetada ou absorvida sejam adequadamente controladas [31]. A sincronização do *CAR* com a microrrede é tradicionalmente feita utilizando-se um *PLL*. O detalhamento da operação do

PLL e dos controles associados com a operação do *CAR* é apresentado no Capítulo 3.

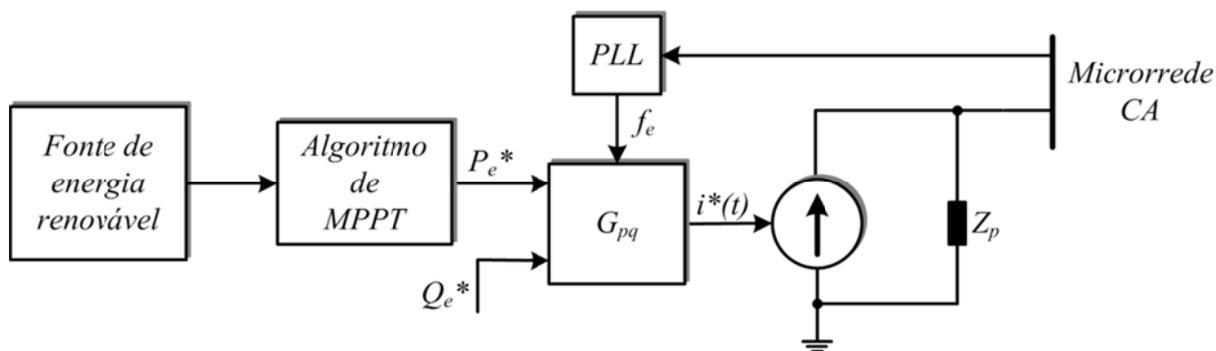


Figura 1.7 – Representação idealizada de um conversor alimentador de rede operando como fonte de corrente controlada.

Sendo:

- ✓ P_e^* o valor de referência da potência ativa a ser injetada na microrrede,
- ✓ Q_e^* o valor de referência da potência reativa a ser injetada ou absorvida da microrrede, geralmente fixada em zero para que a injeção de potência ativa seja feita com fator de potência unitário;
- ✓ G_{pq} o controlador de potência ativa e reativa, cuja saída é o sinal $i^*(t)$, que é a referência da corrente instantânea fundamental a ser injetada na microrrede;
- ✓ Z_p a impedância *shunt* equivalente de saída da fonte de corrente que modela o *CAR* e
- ✓ f_e a frequência elétrica da microrrede.

O valor da referência para a potência ativa P_e^* na Figura 1.7 é determinado a partir de um algoritmo de busca do ponto de máxima produção de potência (*MPPT*) da fonte primária de energia. Esse valor, no entanto, pode ser superior ao que o sistema elétrico pode absorver em determinadas circunstâncias, como, por exemplo, quando há mais energia gerada do que a carga pode consumir e o sistema de armazenamento pode armazenar. Nesses casos, algum mecanismo de controle da geração pode ser necessário para reduzir o valor de P_e^* para um novo valor que seja adequado para manter a funcionalidade da microrrede. Já o valor da referência para a potência reativa Q_e^* pode ser estipulado como sendo zero, para que a injeção de potência na microrrede seja feita com fator de potência unitário. Outra possibilidade é determinar o valor de Q_e^* a partir de alguma estratégia de controle de energia reativa que tenha, por exemplo, o objetivo de influir no controle do perfil de tensão do sistema.

A topologia do circuito de potência de um *CAR* depende do tipo de fonte primária de energia disponível, do nível de potência envolvido e também da tensão nominal da microrrede. Na Figura 1.8 é mostrada uma topologia de circuito de potência de um *CAR*, que é bastante usual em aplicações com pequenas turbinas eólicas [11].

A topologia com um conversor *back-to-back*, como a que é mostrada na Figura 1.8, utiliza dois inversores *PWM* de dois níveis em ponte trifásica, sendo um conversor do lado do gerador (*CLG*) e um conversor do lado da rede (*CLR*). O acoplamento entre esses dois conversores é feito por um *barramento em CC*. Essa será a topologia adotada neste trabalho no estudo dos *CARs*.

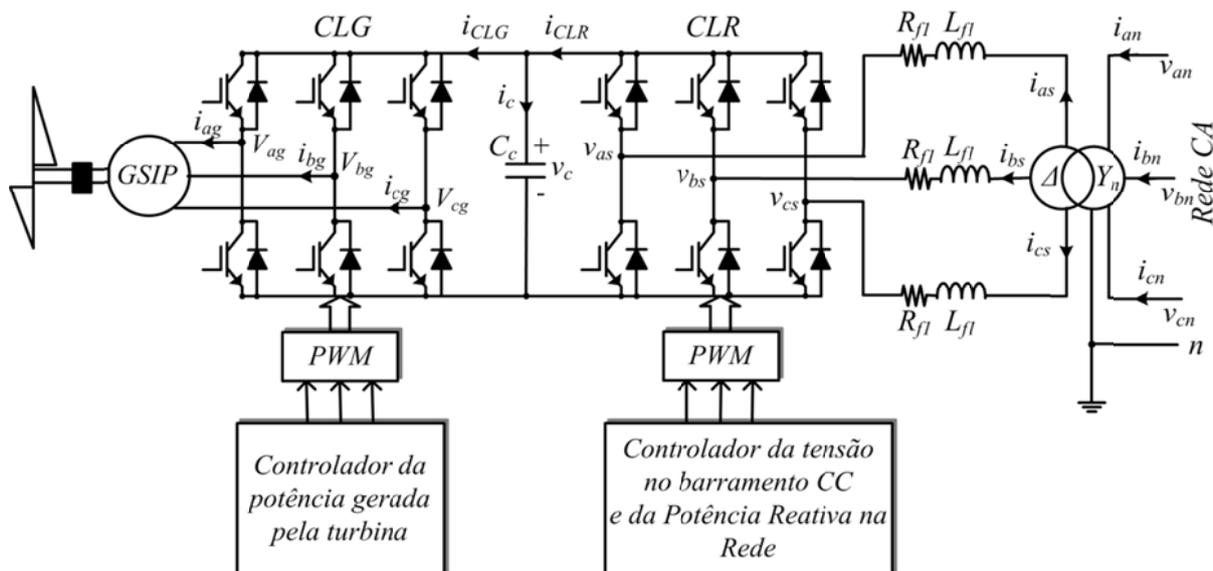


Figura 1.8 – Exemplo de topologia para o circuito de potência do conversor alimentador da rede com turbina eólica de velocidade variável.

1.2.1.3. Conversores de Suporte à Rede

Os *CSRs* são utilizados para injetar ou absorver potência em determinados pontos de uma microrrede (ver Figura 1.2) distribuída, interferindo nos fluxos internos de potência, com o objetivo de minimizar as quedas ou elevações de tensão entre pontos da mesma. Numa microrrede isolada autônoma esses conversores podem ser alimentados por sistemas de armazenamento de energia.

A simples interligação desses conversores a uma rede elétrica não é uma garantia de que eles irão dividir equitativamente a potência fornecida ou absorvida pela rede, pois a divisão de potência entre as unidades em paralelo é dependente das impedâncias equivalentes de saída entre cada conversor e o ponto de conexão da carga e das suas respectivas potências. Isso pode ser um problema para a operação de conversores distribuídos em microrredes de baixa tensão, pois o caráter distribuído e disperso das cargas faz com que as impedâncias entre a carga equivalente e cada conversor sejam diferentes. O entendimento para esse comportamento em uma rede com carga distribuída pode ser obtido a partir da Figura 1.9.

Observa-se nesta figura que mesmo se as impedâncias de saída Z_{s1} e Z_{s2} dos dois conversores $CSR1$ e $CSR2$ forem iguais, as impedâncias Z_{r1} e Z_{r2} dos trechos da rede entre a carga equivalente e os geradores dificilmente o serão. Além disso, as distâncias x_1 e x_2 entre cada conversor e o ponto de conexão da carga equivalente na rede podem variar com o tempo, o que implica em variações no tempo também das impedâncias Z_{r1} e Z_{r2} .

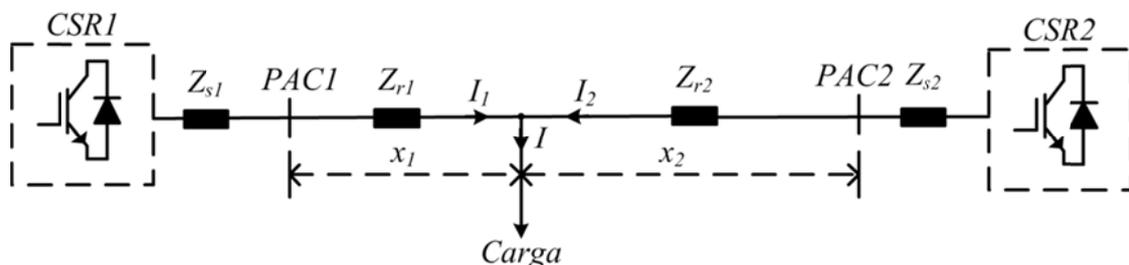


Figura 1.9 – Divisão da carga entre 02 conversores fonte de tensão em paralelo numa rede de baixa tensão.

Portanto, é necessária uma estratégia de controle para determinar quanto de potência ativa ou reativa deva ser injetada ou absorvida por um CSR que é interligado em paralelo com uma microrrede em um determinado ponto. Devido ao aspecto distribuído adotado para a microrrede é importante que isso seja feito com base em medições de grandezas locais, dispensando a comunicação física entre os diversos conversores presentes na microrrede. O controle sem comunicação física entre fontes de geração em paralelo tem sido feito baseado nas características de queda (*droop*) da frequência com o aumento da potência ativa e a da queda da tensão com o aumento da potência reativa indutiva de cada unidade de geração. Essa técnica de controle é denominada de método de controle *droop* [33]-[36]. Esse método de controle requer apenas a medição de sinais locais de frequência, tensão, potência ativa e potência reativa, o que dispensa a comunicação física entre as fontes (inversores). Isso faz com que esse método seja usualmente aplicado para o controle da divisão da potência ativa e da potência reativa total da carga entre as diversas fontes em paralelo de um sistema de geração distribuída quando a comunicação entre as fontes é dificultada pela localização física das mesmas [34]. Diferentemente do controle com comunicação física, onde a frequência e a tensão do sistema de geração distribuída podem ser controladas sem erros em relação aos valores de referência, o controle sem comunicação física só é possível se um pequeno erro for aceitável ou permitido entre os valores reais da frequência e da tensão do sistema em relação aos respectivos valores de referência dessas grandezas [35].

No controle *droop* convencional, as relações entre a frequência e a potência ativa e entre a tensão e a potência reativa são dadas por:

$$f_e - f_o = -k_p(P - P_o) \quad (1.1)$$

$$V - V_o = -k_q(Q - Q_o) \quad (1.2)$$

Sendo:

- ✓ f_e a frequência elétrica da rede num determinado instante, em Hz;
- ✓ V a tensão nos terminais do conversor, em Volts;
- ✓ P a potência ativa medida nos terminais do conversor, em W;
- ✓ Q a potência reativa medida nos terminais do conversor, em VAR;
- ✓ f_o a frequência elétrica da rede quando a potência ativa nos terminais do conversor for igual a P_o ;
- ✓ V_o a tensão nos terminais do conversor quando a potência reativa de saída do mesmo for igual a Q_o ;
- ✓ k_p a inclinação (*droop*) da curva $f \times P$, em Hz/W e
- ✓ k_q a inclinação (*droop*) da curva $V \times Q$, em V/Var .

Os valores de P_o e Q_o em (1.1) e (1.2) podem ser escolhidos de forma arbitrária. Em conversores alimentados por bancos de baterias, que podem operar de modo bidirecional, é conveniente fazer P_o e Q_o iguais a zero. Nesses casos, f_o é a frequência da rede quando a potência ativa nos terminais do conversor for nula e V_o é o valor da tensão nos terminais do conversor quando o mesmo opera com fator de potência unitário, ou seja, potência reativa nula. A potência ativa é convencionada positiva quando o banco de baterias fornece potência à rede (em regime de descarga) e negativa quando do contrário (em regime de carregamento). Quanto à potência reativa, os valores positivos referem-se a potência reativa indutiva e valores negativos referem-se a potência reativa capacitiva nos terminais do conversor. A Figura 1.10 mostra as curvas (retas) características para o controle *droop* convencional de um conversor bidirecional, adotando essas convenções.

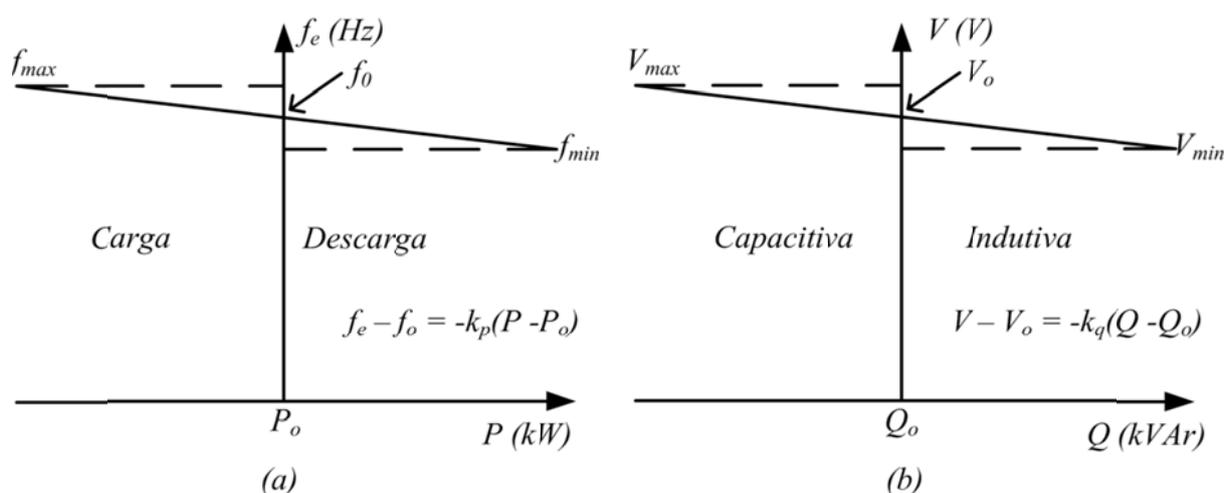


Figura 1.10 – Curvas de controle *droop* de um inversor bidirecional: a) frequência versus potência ativa e b) tensão versus potência reativa.

Os CSRs podem ser interligados à rede como fonte de corrente ou como fonte de tensão, conforme mostrado nas Figuras 1.11 (a) e 1.11 (b) [31].

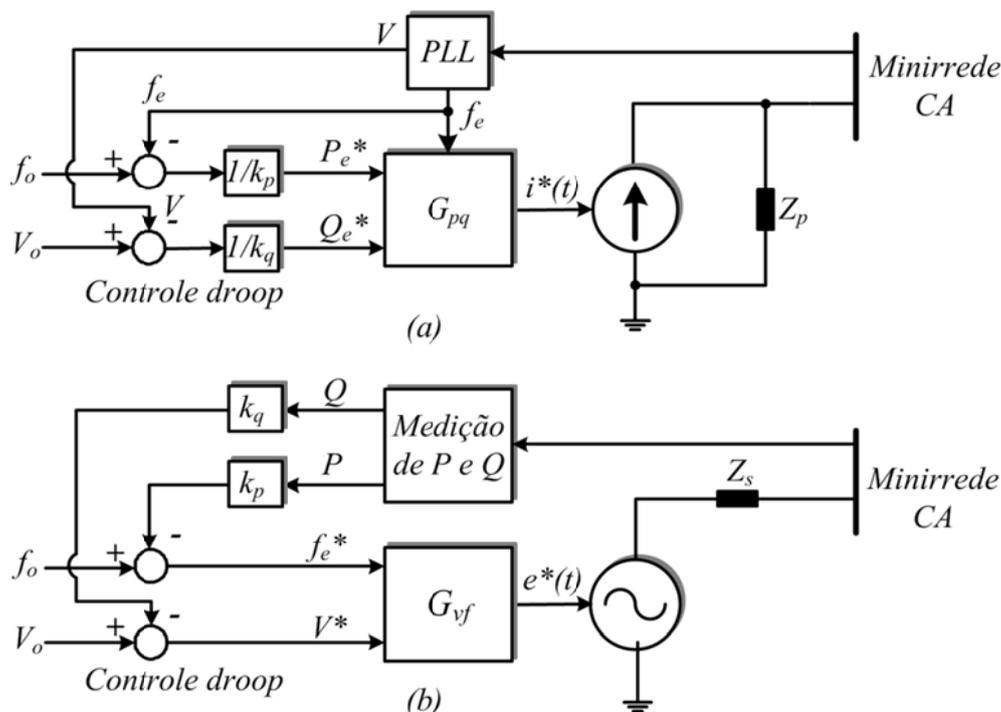


Figura 1.11 – Diagrama de blocos do controle do conversor de suporte à rede: a) operando como fonte de corrente e b) operando como fonte de tensão.

No modo como fonte de corrente (Figura 1.11 (a)), os valores de referências para a potência ativa e reativa são determinados por (1.3) e (1.4), a partir dos valores medidos de f_e e V . Nesse modo de interligação a divisão de potência entre conversores em paralelo não depende da impedância série de saída dos mesmos, porém, para o conversor funcionar há necessidade da existência de pelo menos um CFR. A fonte de corrente precisa estar perfeitamente sincronizada com a tensão CA da rede no ponto de conexão do conversor com a mesma para que as potências sejam adequadamente controladas. A sincronização da corrente com a tensão da rede é tradicionalmente feita com o emprego de um PLL. Pode-se observar, comparando-se as Figuras 1.7 e 1.11 (a), que um CAR e um CSR à rede no modo fonte de corrente funcionam fundamentalmente da mesma forma, com a diferença de que no primeiro as referências de potência são determinadas com base no algoritmo de MPPT da fonte de potência primária, enquanto que no segundo as referências de potência são determinadas pela estratégia de controle *droop*.

$$P^* = \frac{1}{k_p} (f_o - f_e) \quad (1.3)$$

$$Q^* = \frac{1}{k_q} (V_o - V) \quad (1.4)$$

Na operação do *CSR* como fonte de tensão (ver Figura 1.11 (b)) os valores de referências para a frequência e tensão são determinados por (1.5) e (1.6), a partir dos valores medidos da potência ativa P e da potência reativa Q .

$$f_e^* = f_0 - k_p P \quad (1.5)$$

$$V^* = V_0 - k_q Q \quad (1.6)$$

As expressões (1.1) e (1.2) são deduzidas na literatura com base nas equações para os fluxos de potência ativa e reativa entre duas barras de um sistema de potência, considerando-se que a impedância equivalente entre essas duas barras é predominantemente indutiva ($X/R \gg 1$) [35], [53], [54], [72]. Essa consideração é geralmente válida para sistemas de potência em alta tensão. Em redes de média tensão e, principalmente, nas de baixa tensão, as impedâncias das linhas são predominante resistivas ($X/R \ll 1$) [72]. Nessas condições o controle *droop* tradicional, que associa a potência ativa com a frequência e a potência reativa com a tensão (Figura 1.10), precisa ser remodelado, conforme proposto em [35], [53], [54]. De acordo com [35], para o caso geral em a que a impedância da rede é mista, com resistência e reatância indutiva, as expressões (1.1) e (1.2) podem ainda ser aplicadas, desde que sejam com relação às variáveis P' e Q' determinadas por (1.7), ao invés de serem aplicadas sobre P e Q . Isso mostra que a precisão do método de controle *droop* para a divisão de cargas entre conversores em paralelo distribuídos numa rede em *CA* de baixa tensão depende do conhecimento da impedância da rede. Isso pode requerer sofisticados algoritmos para estimar os valores de R e X a serem utilizados em (1.7).

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta & -\text{cos}\theta \\ \text{cos}\theta & \text{sen}\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X/Z & -R/Z \\ R/Z & X/Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Sendo:

- ✓ P' e Q' as potências ativas e reativas “virtuais”;
- ✓ P e Q as potências ativa e reativa medidas nos terminais do conversor;
- ✓ θ o ângulo da impedância equivalente de saída do conversor ($\mathbf{Z} = Z \angle \theta$) e
- ✓ R, X e Z a resistência, a reatância indutiva e o módulo da impedância equivalente do conversor e rede.

Uma alternativa para tornar o método de controle *droop* independente da impedância da rede pode ser a inserção de uma impedância física entre o conversor e a rede, com valor adequadamente calculado para que a impedância equivalente de saída do conversor seja predominante em relação à impedância resistiva da rede. Essa solução aumenta o tamanho do conversor e influi no valor da tensão do barramento CC, que precisa ser aumentada para compensar a queda de tensão na impedância auxiliar que foi inserida no sistema. Outra solução pode ser emular o efeito da impedância série do conversor através de uma

impedância virtual a ser introduzida através do controle do conversor, como, por exemplo, é reportado em [31], [36]. Independente da solução adotada, a incerteza quanto ao valor correto da impedância da rede de baixa tensão ainda persiste e dificulta o dimensionamento tanto da impedância física quanto da impedância virtual a ser inserida entre os conversores fonte de tensão e a microrrede para que os mesmo dividam proporcionalmente a potência quando colocados em paralelo.

1.2.2. Uso das Microrredes Isoladas com Bancos de Baterias

Conforme já descrito nesta tese, as microrredes isoladas em CA podem ter aplicação prática na formação de sistemas elétricos de potência para atendimento de comunidades residentes em áreas isoladas [2], [4], [12], [19]-[21]. Particularmente, as microrredes com geração distribuída, conforme ilustrado na Figura 1.2, podem favorecer tecnicamente a distribuição de energia elétrica nessas comunidade, principalmente quando os pontos de consumo são distantes uns dos outros. Com o caráter distribuído da geração as fontes de potência podem ser alocadas próximas dos pontos de maior demanda, podendo contribuir para um melhor perfil de tensão dentro da microrrede.

A solução que se apresenta como mais imediata para geração da rede elétrica em microrredes, como as descritas no parágrafo anterior, é o uso da geração através de geradores a diesel. Trata-se de uma tecnologia consolidada, com custo de implantação relativamente baixo se comparado com alternativas, como, por exemplo, a geração solar ou a eólica. O principal fator que tem contribuído para que essa tecnologia não seja intensivamente usada para o atendimento elétrico pleno dessas comunidades tem sido o seu custo de operação, devido principalmente ao preço do óleo diesel e aos custos relacionados à logística (transporte, estocagem, manuseio, etc.) necessária para que o mesmo chegue até às localidades remotas e geralmente de difícil acesso. Para que se tenha uma ideia desses valores, o custo do óleo diesel para chegar até ao Sistema Híbrido de Geração Eólico-Solar-Diesel de da Ilha de Lençóis, que será descrito no Capítulo 5 [2], [20]-[21], é aproximadamente R\$ 3,20 por litro². Na composição desse custo foi considerado somente o preço do insumo mais os gastos com frete e estiva, mesmo com o transporte geralmente sendo feito de forma precária e em condições não muito seguras. Admitindo-se um consumo de 0,3 litros por kWh, estimado para esse tipo de geração, o custo do kWh produzido neste sistema exemplo seria de no mínimo de R\$ 0,96 (\cong R\$ 1,00) por kWh gerado se fosse usado somente óleo diesel. Esse valor é certamente alto para ser suportado pelas populações residentes nesses locais, que geralmente são de baixa renda. Outro fator que pode desestimular o uso do óleo diesel para geração de energia elétrica nessas localidades está relacionado com o apelo ecológico para reduzir o consumo de combustíveis fósseis no

² Valores praticados em dezembro de 2013.

planeta.

Portanto, quando se discute somente o custo operacional e ambiental da geração a diesel, o cenário acima apresentado sugere que as microrredes concebidas para operação isolada, sempre que possível, devam ser baseadas em fontes locais de energia renováveis.

Considerando-se que deva haver continuidade do fornecimento de energia elétrica aos consumidores dessas comunidades e considerando também o caráter intermitente das fontes renováveis, notadamente se for sol e vento, há necessidade de um sistema de armazenamento de energia, com capacidade de reserva de carga para suprimento da demanda durante os períodos em que não houver geração pelas fontes renováveis. Esses sistemas de armazenamento têm sido montados com bancos de baterias eletroquímicas, conforme reportado, por exemplo, em [19]-[21], [30].

Não existe uma imposição quanto à localização de bancos de baterias dentro do ambiente de uma microrrede. Na realidade ainda existem debates se o banco de baterias deva ser concentrado ou distribuído e instalado junto a cada fonte de potência existente [47]. Isso significa que a locação dos bancos de baterias em uma microrrede pode ser definida com base nas particularidades da mesma.

Uma dessas particularidades é quando a microrrede de distribuição de energia elétrica opera em baixa tensão (380 V, por exemplo). Nesses casos, em microrredes com maior extensão, por exemplo, da ordem de alguns quilômetros, é provável que a distribuição de energia em baixa tensão resulte em quedas inadequadas de tensão nas instalações daqueles consumidores mais distantes da fonte geradora de potência, caso esta seja concentrada. Isso pode ocorrer mesmo quando a fonte estiver localizada no centro de cargas da área habitada. Esse problema pode ser mitigado com a instalação de outras fontes de potência firmes, que possam servir de apoio ao controle do perfil de tensão interno da rede. Essas fontes de apoio ao controle de tensão podem ser supridas por bancos de baterias que podem ser distribuídas e alocadas próximas dos pontos de maior densidade de carga, obedecendo a algum critério de projeto específico.

Nas microrredes isoladas, as fontes de potência renovável, notadamente os aerogeradores, podem ser que tenham de ser instalados em locais distantes dos blocos de cargas. Assim, se os bancos de baterias forem também instalados nesses locais não trariam benefícios ao controle do perfil de tensão da microrrede nem ao aumento da eficiência do sistema de geração. Essa prática ainda poderia implicar em maior complexidade do *CAR* ligado à fonte primária, além de requerer maior investimento em infraestrutura física para abrigar o banco de baterias junto ao local de instalação do aerogerador. Dessa forma, nas microrredes isoladas de baixa tensão, configuradas conforme a Figura 1.2, os bancos de baterias podem ser empregados de forma mais eficiente se eles forem utilizados como fontes de potência para os *CFRs* e para os *CSRs*.

1.2.3. Controle do Estado de Carga de Banco de Baterias em uma Microrrede com Geração Distribuída

A primeira função de um banco de baterias dentro de uma microrrede isolada é manter o balanço interno de energia do sistema, principalmente nas situações transitórias de picos de geração ou de picos de demanda de carga. Nas microrredes autônomas, os bancos de baterias têm ainda a função de armazenar energia suficiente para suprir as cargas durante o tempo de autonomia projetado para o sistema de geração. Esse período pode ser da ordem de horas ou até mesmo de dias. Portanto, uma questão fundamental em microrredes com geradores e bancos de baterias é controlar o estado de carga das baterias, tanto nos casos de falta quanto nos casos de excesso de geração no sistema.

Quando há deficiência de geração a partir das fontes primárias de energia, uma solução para impedir que o estado de carga dos bancos de baterias alcance valores inaceitáveis é um gerenciamento pelo lado da demanda; inicialmente com restrição de fornecimento de energia às cargas não críticas e, em caso limite, interrupção total do fornecimento de energia para evitar o esgotamento do sistema de armazenamento. Em situações como no caso das comunidades isoladas, o formato disperso e a equidade de importância dos consumidores dificultam a aplicação dessas medidas. Uma solução utilizada para garantir a continuidade de suprimento elétrico com sistemas de geração a base de fontes renováveis tem sido o uso de uma fonte de *backup*, como por exemplo, um gerador a diesel. Essa alternativa tem sido efetiva para manter a continuidade de fornecimento de energia elétrica e a reposição do estado de carga das baterias nesses tipos de sistemas [20], [21].

No caso de excesso de energia gerada na microrrede, acima do que o sistema de armazenamento é capaz de absorver e a carga pode consumir, ou se perde o controle das tensões dos barramentos em *CC* dos conversores (ver Figura 1.5), ou o estado de carga dos bancos de baterias tende a ultrapassar o seu limite máximo. Isso se reflete na perda de controle do valor da tensão terminal do banco, pondo em risco a integridade do mesmo. Uma solução para essa situação tem sido dissipar o excesso de energia gerado em uma carga resistiva auxiliar (“*dump load*”), conforme reportado em [37], [38], [41], [42], [49]. O princípio de funcionamento dessa técnica é ilustrado na Figura 1.12 [37]. Basicamente a chave Q_D que energiza a resistência de descarga R_D é controlada para manter constante a tensão sobre o capacitor do barramento de corrente contínua do conversor bidirecional quando é detectado que há mais energia no sistema do que o banco de baterias pode absorver. Essa solução tem se mostrado efetiva, porém, para a sua implantação há a necessidade de se incorporar ao sistema um componente de potência a mais, que é a resistência de descarga. Isso aumenta o volume do sistema de conversão de energia e eleva o seu custo de instalação e manutenção. Também deve ser levado em consideração que os geradores das fontes renováveis continuam gerando energia, mesmo quando isso não está sendo mais necessário, o

que pode resultar em redução do tempo de vida útil desses equipamentos. Afinal, por que continuar gerando energia se a mesma será apenas dissipada?

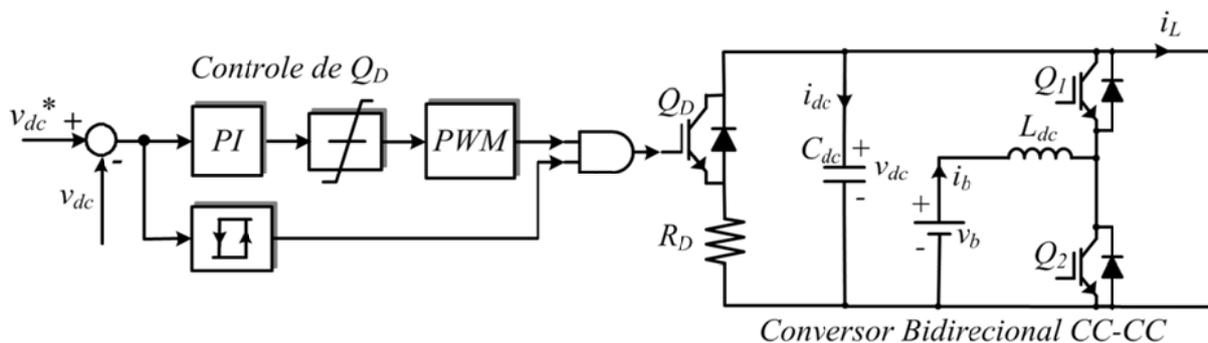


Figura 1.12 – Controle do estado de carga do banco de baterias com resistência auxiliar de descarga.

Outra solução para o “problema” de superávit de geração em microrredes com bancos de baterias é limitar ou restringir a quantidade de potência gerada pelas fontes primárias para que o balanço de energia interno seja mantido no sistema e a tensão terminal dos bancos de baterias não ultrapasse o seu valor limite pré-estabelecido, resguardando a integridade física dos mesmos. Isso é relativamente simples de ser feito se o banco de baterias estiver no mesmo local da fonte de potência. Porém, no caso de microrredes com geração e bancos de baterias distribuídos, há necessidade que os controladores dos conversores dos geradores (*alimentadores da rede*) sejam de alguma maneira “informados” de quanto deva ser a potência a ser gerada por cada gerador, para que o objetivo do controle seja alcançado, mesmo que esses conversores estejam fisicamente distantes dos conversores conectados aos bancos de baterias.

1.3 Identificação do Problema

Conforme apresentado na seção anterior, o controle do estado de carga dos bancos de baterias em uma microrrede com geração distribuída, sem o uso de resistências auxiliares de descarga para dissipar eventuais excedentes de potência gerada, só pode ser feito através do controle da potência que é gerada e injetada na microrrede pelas fontes a ela conectadas. Devido ao caráter distribuído da microrrede, o controle de potência deve ser implementado a partir de medições locais, feitas junto de cada gerador e de cada banco de baterias, para evitar a necessidade de comunicação física entre esses subsistemas. Para que o controle da geração seja efetivado pelo conversor de um determinado gerador baseado em fonte renovável de energia é necessário que a sua unidade de controle possa identificar se o sistema de armazenamento existente na microrrede ainda é capaz de absorver potência ou se o mesmo já atingiu seu limite máximo de armazenamento. No caso do sistema de armazenamento já estiver no seu limite de capacidade, há necessidade de uma redução na referência de potência que deve ser gerada pelo gerador, a qual foi determinada com base no seu algoritmo de

MPPT. Isso requer alguma forma de “comunicação” entre os *CARs* e o *CFR*, o qual é conectado ao banco de baterias, de acordo com a topologia de microrrede proposta neste trabalho. Para que a confiabilidade do sistema de geração não fique vulnerável a eventuais defeitos no sistema de comunicação entre os conversores de potência dos geradores e do banco de baterias, é desejável que a comunicação entre eles seja feita sem uso de interligação física dedicada para esse fim.

Uma solução para controlar a potência gerada e o estado de carga de bancos de baterias em microrredes é proposta em [47], [48]. Essa proposição considera que todos os geradores e inversores internos à microrrede operam como fontes de tensão em paralelo e que dividem a carga de acordo com a metodologia de controle *droop*. O princípio de funcionamento dessa técnica é mostrado na Figura 1.13. Ela consiste basicamente em aumentar a frequência de saída do conversor alimentado pelo banco de baterias de um valor $\Delta f'_e$ acima do valor da frequência determinado pelo controle *droop* convencional, quando o estado de carga medido ultrapassa o valor máximo. Pelo princípio do controle *droop*, esse aumento de frequência implica em uma redução na potência gerada pelos demais geradores, tendo como consequência o controle do estado de carga do banco de baterias em um valor abaixo do valor limite ajustado. Essa solução, no entanto, não se aplica a uma microrrede isolada que tem como fontes de potência, por exemplo, aerogeradores e painéis fotovoltaicos. Isso se deve ao fato de que esses geradores não operam segundo a estratégia de controle *droop*, que é baseado na divisão da potência demandada da carga entre os geradores presentes na microrrede. Em vez disso, eles operam buscando extrair o máximo de potência (*MPP*) da fonte renovável, através de algoritmos que não levam em conta o valor da frequência elétrica da microrrede. O princípio de funcionamento desses algoritmos é maximizar a geração de potência, quando houver disponibilidade para isso, e armazenar o excesso gerado acima do valor demandado pela carga, para ser utilizado quando houver estiagem do recurso energético renovável, que por natureza é intermitente.

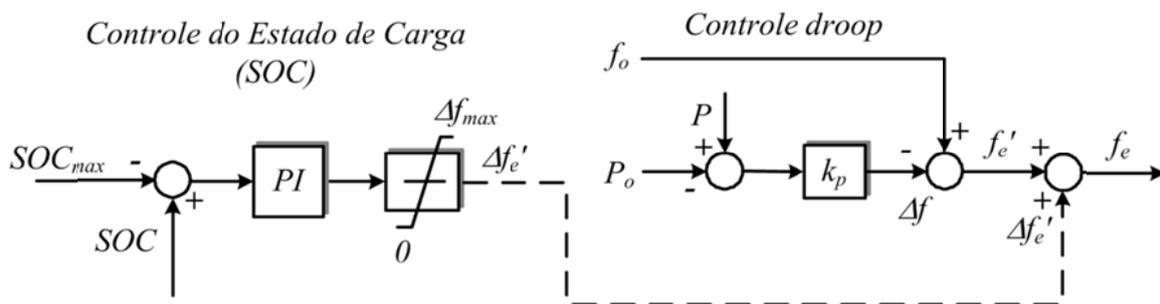


Figura 1.13 – Estratégia de controle do estado de carga do banco de baterias sem carga auxiliar proposta em [47].

A estratégia de controle que é proposta em [73] também usa a frequência da microrrede como meio de comunicação entre o conversor que forma a rede e o conversor que controla a potência gerada pela fonte renovável. A microrrede é composta de um painel solar,

um banco de baterias e um gerador a diesel. A microrrede funciona tanto isolada quanto interligada com uma rede elétrica *CA* convencional. O gerador a diesel é usado como backup no modo isolado quando não há suficiente potência sendo injetada pelo painel solar e o banco de baterias estiver descarregado. De acordo com a estratégia de controle proposta, quando a microrrede está isolada da rede convencional e do gerador a diesel, a frequência é mantida constante pelo inversor formador de rede (alimentado pelo banco de baterias). Somente quando a tensão do banco de baterias atinge um determinado valor é que a frequência começa a ser reduzida linearmente com o crescimento dessa tensão. Quando um valor limite mínimo para a frequência é alcançado, o painel fotovoltaico é desconectado da microrrede, cessando o fluxo de potência para a bateria. Nos casos reais em que várias fontes de potência podem ser conectadas na microrrede (mais de um banco de baterias, conforme ilustrado na Figura 1.2), a frequência da microrrede precisa variar com a potência nos terminais dos conversores para que a potência seja dividida entre eles, usando a estratégia de controle *droop*. Nessas situações, em que a frequência precisa ser variável, é problemático estabelecer um valor mínimo para a frequência que sirva como indicativo da necessidade de desconexão das fontes de potência da rede, devido à existência de superávit de geração de potência dentro da mesma.

Em [74] é proposta uma estratégia de controle da potência gerada em uma minirrede³ isolada que tem como fontes de potência um painel fotovoltaico de 230 kWp, uma turbina eólica com gerador de indução diretamente conectada na rede CA (turbina de velocidade constante), de 550 kW, um banco de baterias de 900 V - 7,3 MWh e um grupo gerador a diesel, que é usado como backup. O banco de baterias alimenta um conversor que forma a rede elétrica local. A tensão da rede é mantida constante, enquanto a frequência da rede varia linearmente com o estado de carga (SOC) do banco de baterias. Quando a frequência atinge o limite máximo predefinido, que caracteriza baterias plenamente carregadas (SOC = 100%), a turbina eólica e o painel fotovoltaico são desligados da rede. Apesar da atuação tipo “liga-desliga”, essa estratégia consegue evitar a sobrecarga do banco de baterias, de acordo com os resultados de simulações apresentados. Um problema relacionado com essa estratégia é que a frequência da rede é sempre uma função linear e crescente com o estado de carga do banco, independente do valor do mesmo. Isso pode inviabilizar o emprego da estratégia de controle *droop* para divisão da potência se outros bancos de baterias ou outras fontes de potência despacháveis (geradores a diesel, por exemplo) forem conectados na rede, pois, a estratégia de controle *droop* se baseia numa relação linear decrescente da frequência com a potência nos terminais dos conversores.

O que se observa é que não há na literatura publicações que apresentem uma solução geral para o problema do controle de potência em microrredes isoladas CA, com bancos de

³ O sistema testado nesta publicação tem potência acima de 100 kW, daí o termo minirrede.

baterias e fontes primárias de potência predominantemente renováveis e intermitentes do tipo eólica e solar. Portanto, existe a necessidade de uma estratégia de controle de potência, que possa ser utilizada com microrredes de baixa tensão isoladas e com fontes renováveis de potência. Isso será discutido na seção que segue.

1.4 Proposição

Nas microrredes isoladas com geração distribuídas a divisão da potência entre as fontes firmes, como os bancos de baterias, geradores a diesel, etc., é geralmente feita através do método de controle *droop*, que usa a frequência da rede como agente de comunicação entre os conversores. Os geradores eólicos e painéis fotovoltaicos conectados nessas redes não seguem a estratégia de controle *droop*, pois, geralmente são operados nos seus pontos de máxima produção de potência, visando maximizar a utilização das suas capacidades instaladas e absorver o máximo da potência disponibilizada pelas fontes renováveis.

Com as fontes renováveis operando com máxima produção de potência (*MPP*), o simples valor absoluto da frequência da rede, calculado de acordo com a estratégia de controle *droop*, não é suficiente para indicar se está havendo ou não excesso de geração e, portanto, se a tensão terminal dos bancos de baterias está tendendo a superar o seu limite máximo de operação. Isso pode ser observado a partir do gráfico de $f \times P$ do conversor bidirecional formador de rede, que é conectado ao banco de baterias, mostrado na Figura 1.14. Observa-se desse gráfico que qualquer ponto sobre a reta C_1 (curva *droop*), do lado esquerdo do eixo f_e , informa apenas que o banco de baterias está em processo de carga, absorvendo uma quantidade de potência P , mas sem nenhuma informação quanto ao valor da tensão terminal do banco de baterias. Ou seja, um valor de frequência próximo de f_{max} ou próximo de f_o informa que o banco de baterias está recebendo muita ou pouca potência, respectivamente, independente da tensão terminal do banco ser alta ou baixa em qualquer das duas situações. Portanto, para que a frequência elétrica possa ser usada para caracterizar que há excesso de geração de potência na microrrede, é necessário que em seu valor seja embutida alguma informação que possa sinalizar essa condição de operação. Uma alternativa é utilizar a tensão terminal do banco de baterias para identificar se há geração de potência em excesso na microrrede. Assim, se essa situação for detectada, a frequência elétrica pode ser determinada com base em alguma estratégia de cálculo, que resulte em valores de frequência sempre maiores do que f_{max} e menores do que $f_{max} + \Delta f_{max}$, conforme ilustrado pela área hachurada na Figura 1.14. Valores de frequência nessa faixa podem ser usados para identificar a operação da microrrede com superávit de geração de potência.

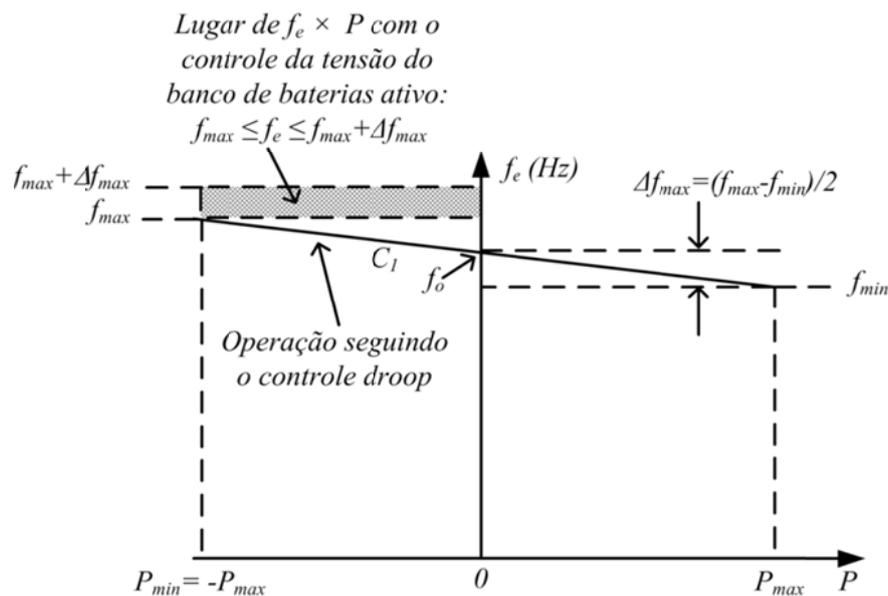


Figura 1.14 – Gráfico da frequência versus potência no conversor bidirecional formador de rede.

Este trabalho propõe uma estratégia de controle da potência gerada em uma microrrede com geração e bancos de baterias distribuídos, sem a utilização de cargas auxiliares nem comunicação física entre os conversores eletrônicos dos geradores e dos bancos de baterias, independente da distância física entre eles. De acordo com essa estratégia, o controle do CFR verifica a tensão terminal do banco de baterias para saber se ela atingiu a máxima tensão de carga permitida e, em caso afirmativo, varia a frequência da rede para informar às outras fontes que devem diminuir a sua geração. Com base no valor da frequência da microrrede, os sistemas de controle de geração das fontes de potência interligadas à mesma decidem se deve ou não haver restrição de potência gerada por cada uma delas. O princípio de funcionamento dessa estratégia de controle é ilustrado através dos diagramas de blocos do exemplo da Figura 1.15, para uma microrrede com um CFR e um CAR, que tem como fonte primária de potência uma turbina eólica.

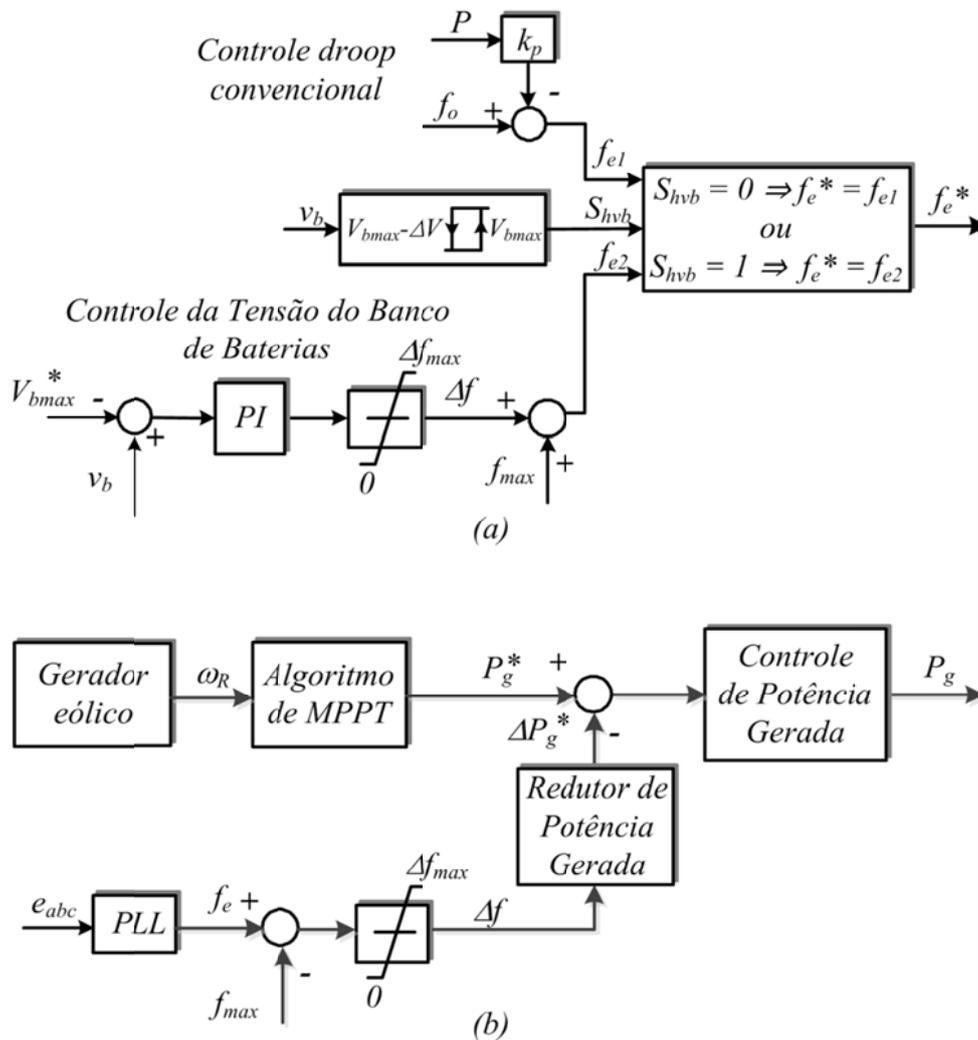


Figura 1.15 – Princípio de funcionamento da estratégia proposta para controle de potência: a) ação de controle no ambiente do conversor formador de rede e b) ação de controle no ambiente do conversor alimentador da rede.

A ação de controle junto ao CFR, que é ligado ao banco de baterias (Figura 1.15 (a)), serve inicialmente para identificar se há excesso de geração de potência na microrrede. Isso é feito com base no valor da tensão terminal do banco de baterias (v_b). Se a tensão v_b torna-se maior ou igual ao seu valor limite máximo (V_{bmax}), conforme mostrado no laço de histerese na figura, a variável S_{hvb} assume o valor 1, indicando que o controle da tensão do banco deve ser ativado. O valor de referência para a frequência da rede, neste caso, é determinado através do controlador PI, na parte inferior da Figura 1.15 (a). Esse valor é sempre igual ou superior a f_{max} e inferior a $f_{max} + \Delta f_{mas}$, correspondendo aos pontos (f_e, P) localizados dentro da área hachurada da Figura 1.14. A frequência da rede dentro dessa faixa ($f_{max} \leq f_e \leq f_{max} + \Delta f_{mas}$) caracteriza que está havendo excesso de geração e que a tensão terminal do banco de baterias precisa ser controlada, não importando quanto de potência esteja sendo injetado no banco de baterias. Uma vez ativado ($S_{hvb} = 1$), o controle da tensão do banco de baterias somente será desativado quando essa tensão se reduzir abaixo de um valor mínimo

$(V_{bmax} - \Delta V)$, suficiente para que a saída do laço de histerese na Figura 1.15 (a) torne-se nula, ou seja, $S_{hvb} = 0$. Nessa condição, a frequência da rede é determinada pelo controle *droop* convencional, com base na potência medida nos terminais do *CFR* (parte superior da Figura 1.15 (a)). Os valores da frequência, nessa condição de operação, são sempre menores do que f_{max} e maiores do que f_{min} e obedecem à curva C_1 na Figura 1.14. Uma análise quanto ao valor numérico da banda de tensão do banco de baterias no laço de histerese da Figura 1.15 (a) será apresentada no Capítulo 4.

O segundo ambiente onde o controle da potência precisa agir é junto ao conversor do gerador da fonte renovável, conforme mostrado no exemplo da Figura 1.15 (b), sendo e_{abc} as tensões instantâneas entre fase e neutro no ponto de interligação desta com o *CAR*. Esse exemplo é ilustrativo para o caso particular de uma turbina eólica, porém, o controle proposto pode ser aplicado a qualquer tipo de fonte de potência, desde que o algoritmo de geração da fonte seja adequadamente remodelado para incluir um redutor de potência gerada em função da frequência. Essa ação de controle mede o valor de f_e através de um *PLL* e utiliza o valor do incremento de frequência (Δf) acima de f_{max} para calcular o decremento de potência (ΔP_g^*) a ser aplicado na referência de potência (P_g^*), que foi determinada pelo algoritmo de geração de potência do gerador. No caso de fontes renováveis esse algoritmo é o de *MPPT*. Deve-se observar que esse decremento de potência deve ser nulo se a frequência da rede for menor ou igual a f_{max} . O detalhamento do funcionamento e a forma de implementação dessa proposta de estratégia de controle são apresentados ao longo dos Capítulos 2 a 4 deste trabalho de pesquisa.

1.5 Motivação

Embora não se tenha tido acesso a dados oficiais, sabe-se que no litoral das regiões Norte e Nordeste do Brasil, há um número considerável de ilhas habitadas, onde a população ainda não tem acesso à energia elétrica e, conseqüentemente, aos benefícios que a eletricidades traz à vida das pessoas. As razões para essa lacuna podem ser atribuídas ao alto custo e às eventuais dificuldades técnicas e logísticas para levar energia elétrica convencional às comunidades residentes nesses locais isolados.

Em muitas dessas localidades, no entanto, há disponibilidade de recursos energéticos renováveis, especialmente vento e de sol. Portanto, é oportuno analisar a viabilidade do aproveitamento dessas fontes renováveis para gerar energia e suprir as necessidades energéticas da população. Exemplos de sistemas híbridos de geração de energia elétrica a partir de fontes solar e eólica e que já atendem a comunidades isoladas dessas regiões são relatados em [16], [19]-[21].

A motivação principal deste trabalho é agregar conhecimento ao estudo sobre o controle e a operação de microrredes isoladas, que utilizam geradores baseados em fontes

renováveis de energia, especialmente o vento e o sol. Esta pesquisa contribui para a redução dos custos de implantação de operação de microrredes, incrementando a viabilidade de aplicação das mesmas para atendimento elétrico de localidades isoladas.

1.6 Objetivos do Trabalho

Os objetivos desta tese de doutorado são os seguintes:

- ✓ Elaborar e sistematizar uma estratégia para o controle de potência dentro de uma microrrede isolada, com geração e bancos de baterias distribuídos ao longo da mesma, com o objetivo de garantir a operação segura dos bancos de baterias, sem que a tensão terminal desses bancos ultrapasse os seus limites operacionais permitidos, mesmo quando a capacidade de geração for maior que a potência demandada pela carga e os bancos de baterias estiverem carregados;
- ✓ Sistematizar uma metodologia de projeto e sintonia das malhas de controle de tensão e frequência de uma microrrede para operação isolada, utilizando um *CFR* alimentado por um banco de baterias;
- ✓ Sistematizar uma metodologia de projeto e sintonia das malhas de controle de tensão do barramento *CC* de um *CFR*, utilizando uma topologia de conversor que opere de forma bidirecional e viabilize o controle de carga e descarga do banco de baterias que alimenta o mesmo;
- ✓ Sistematizar uma metodologia de projeto e sintonia do controle da geração de uma turbina eólica de velocidade variável, com gerador a ímãs permanentes, interligada a uma microrrede isolada em corrente alternada.

1.7 Contribuições

A contribuição principal deste trabalho consiste em desenvolver uma estratégia para controle de potência em uma microrrede isolada, com geração distribuída, visando controlar a tensão terminal de bancos de baterias também distribuídos na microrrede, sem o emprego de cargas auxiliares ou comunicação física entre os geradores e os conversores interligados aos bancos de baterias.

O emprego dessa estratégia deverá contribuir para agregar à operação das microrredes algumas características relevantes, como, por exemplo:

- ✓ Possibilidade de melhoria na eficácia do sistema no que se refere ao aproveitamento da energia disponível nas fontes renováveis, pois a estratégia proposta favorece que os geradores funcionem sempre de acordo com o que determina os seus algoritmos de

MPPT;

- ✓ Favorecimento à distribuição de energia em baixa tensão dentro da microrrede. Essa característica é desejável para facilitar a operação e a manutenção do sistema e para a segurança das pessoas em uma comunidade remota, com poucos recursos logísticos e técnicos para operar e manter uma rede elétrica de distribuição em média tensão;
- ✓ Possibilidade de redução de custos de implantação do sistema de geração, uma vez que os geradores poderão ser distribuídos e interligados à rede elétrica nos pontos desta que sejam mais próximos de onde os mesmos forem instalados, eliminando a necessidade de conectá-los inicialmente com uma central de processamento, para só depois de processada a energia possa ser distribuída na rede;
- ✓ Embora não tenha sido quantificado nesta tese, espera-se que a vida útil do sistema de armazenamento, a base de baterias eletroquímicas, seja preservada ou até melhorada, uma vez que a estratégia proposta favorece o controle do estado de carga desse sistema, reduzindo os riscos do mesmo operar fora dos seus limites de tensão permitidos. Isso é muito importante, pois os bancos de baterias são elementos críticos para a operação de uma microrrede isolada e que requerem substituição com periodicidade maior do que os demais componentes do sistema de geração.

Basicamente, a estratégia de controle proposta consiste em restringir a quantidade de potência que cada gerador deve gerar para que a tensão terminal dos bancos de baterias seja mantida abaixo do seu valor operacional máximo permitido, evitando-se, assim, diminuição da vida útil das baterias. A estratégia usa a frequência da rede como agente de comunicação entre os conversores de potência para informar quanto cada um deles deve gerar para que o balanço de potência interno na microrrede seja mantido.

Também agrega valor técnico e científico a este trabalho a identificação de modelos de componentes do sistema elétrico e sistematização de procedimentos relacionados com a estratégia de controle de potência proposta, conforme descritos a seguir:

- ✓ Sistematização de um modelo para um banco de baterias tipo chumbo-ácido, baseado em um circuito elétrico equivalente simples, cujos parâmetros são de fácil determinação experimental. Esse modelo viabiliza a sintonia do controlador de tensão terminal do banco, dentro do escopo da proposta de controle da potência gerada numa microrrede.
- ✓ Proposição de um algoritmo de controle da potência que é produzida por uma turbina eólica de velocidade variável, acoplada a um gerador síncrono a ímãs permanentes, que viabiliza o controle da potência gerada pela turbina em função da frequência da rede à qual a turbina é interligada.
- ✓ Sistematização de procedimentos de projeto de um *PLL*, que é implementado num

referencial síncrono, para ser utilizado para sincronização de um *CAR* (fonte de corrente) com uma rede elétrica, que pode possuir tensões trifásicas desbalanceadas e distorcidas e opera com frequência variável. Esse *PLL* incorpora um filtro de segunda ordem sintonizado na frequência fundamental estimada da rede e um módulo extrator das componentes instantâneas de sequência positiva e negativa das tensões da rede.

- ✓ Proposição de um modelo para sintonia do controlador da tensão do barramento *CC* do *CFR*. Esse modelo é baseado em valores médios de tensão, corrente e potência nos terminais do conversor *CC-CC* bidirecional e é utilizado para sintonizar o controlador da tensão do barramento *CC* do *CFR* e o processo de carga e descarga do banco de baterias.

1.8 Organização do Texto

Este texto é composto por 6 capítulos, incluindo essa Introdução Geral. Neste capítulo é feita uma descrição sobre as microrredes isoladas com geradores e bancos de baterias distribuídos ao longo das mesmas. Os problemas relacionados com o controle da potência gerada na microrrede, para garantir a integridade dos bancos de baterias, são identificados e uma proposição para a realização desse controle é apresentada. O capítulo ainda apresenta a motivação, os objetivos e as contribuições deste trabalho.

No Capítulo 2 é descrito o funcionamento do *CFR* e as estratégias adotadas para o controle da tensão e da frequência da microrrede. Nesse capítulo são detalhadas as metodologias de projeto das diversas malhas de controle associadas com o conversor bidirecional formador de rede, contemplando, inclusive, o desacoplamento da perturbação da corrente da carga sobre a tensão da rede.

No Capítulo 3 são descritos os controles associados com o gerador e com o *CAR*, considerando a fonte de potência como sendo uma turbina eólica acoplada a um gerador síncrono a ímãs permanentes. Essa descrição contempla a apresentação de um modelo aerodinâmico para a turbina eólica e uma abordagem sobre a operação da mesma no seu ponto de produção de máxima potência, além das metodologias de projeto e sintonia das malhas de controle associadas com o conversor bidirecional (*back-to-back*) utilizado no controle do gerador. Também são apresentadas as técnicas de sincronização do conversor com a rede, utilizando um *PLL* implementado num referencial sincronizado com o vetor das tensões da rede. O controle das variáveis do lado do gerador é feito num referencial sincronizado com o rotor.

O Capítulo 4 é dedicado ao detalhamento da proposta de estratégia de controle da potência gerada pelos geradores distribuídos dentro da microrrede. Essa estratégia de controle regula a tensão terminal dos bancos de baterias abaixo dos seus valores limites permitidos e, com isso, evita redução da vida útil dos mesmos. É apresentado o modelamento do sistema

Capítulo 1. Introdução Geral

elétrico (microrrede) e do banco de baterias para viabilizar a sintonia do controlador da tensão terminal do banco. O princípio de funcionamento da estratégia de controle proposta é explicado com base em uma microrrede simples formada por um *CFR* e por um *CAR* já detalhados anteriormente nos Capítulos 2 e 3.

O Capítulo 5 apresenta um exemplo de microrrede *CA* isolada onde a estratégia de controle de potência, proposta neste trabalho, pode ser aplicada. Trata-se da microrrede que atende à Comunidade da Ilha de Lençóis, no Município de Cururupu – Ma, reportada em [2], [20], [21]. São analisadas qualitativamente as perspectivas de melhoria do desempenho do mesmo, caso a configuração de rede com geração distribuída seja implantada utilizando a estratégia de controle da potência gerada, proposta nesta tese.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho e as sugestões de continuidade da pesquisa a partir de trabalhos futuros. Também é apresentada uma lista com as publicações sobre o tema, feitas em revistas e congressos técnicos.

Capítulo 2

CONVERSOR FORMADOR DA REDE: CONTROLE DA TENSÃO E DA FREQUÊNCIA DA MICRORREDE

2.1 Introdução

Em microrredes isoladas a rede elétrica precisa ser criada por uma fonte de potência local, por exemplo, um gerador síncrono acionado por um motor a diesel ou por um conversor eletrônico. Em localidades onde há recursos renováveis para geração de energia, geralmente a rede elétrica tem sido formada por um conversor eletrônico de potência, alimentado por um banco de baterias, conforme reportado em várias publicações, [2], [3], [4], [12], [19]-[21]. Essa solução é a que será adotada neste trabalho.

Este capítulo apresenta o modelamento e o projeto das diversas malhas de controle associadas com o *CFR*, contemplando o controle da tensão e da frequência da rede, o controle da tensão no barramento *CC* do inversor e o controle dos processos de carga e descarga do banco de baterias.

2.2 Topologia do Conversor Formador de Rede

A Figura 2.1 mostra a topologia do circuito de potência e o diagrama geral de controle do *CFR* utilizado neste trabalho.

O circuito de potência é composto por um inversor de tensão trifásico com *PWM* [39], um filtro indutivo-capacitivo (filtro *LC*), um banco de capacitores conectado ao barramento *CC* (C_{dc}), um conversor *CC-CC* e um transformador isolador de tensão (T_1), com o primário conectado em triângulo e o secundário conectado em estrela com neutro acessível. O *CFR* é conectado a um banco de baterias e opera de forma bidirecional, ou seja, podendo tanto retirar quanto fornecer energia à rede. O módulo inversor *PWM* é utilizado para controlar o valor da amplitude da tensão fundamental da rede e sua respectiva frequência, enquanto que o conversor *CC-CC* serve para controlar a tensão sobre o capacitor C_{dc} e limitar os valores de corrente e tensão sobre o banco de baterias.

O sistema de controle do *CFR* é composto pelos módulos de cálculo das transformadas de Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$) e de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) [40]; pelo módulo de cálculo da potência ativa *P* e reativa *Q*; por um módulo denominado de controle *droop* modificado, que é utilizado para calcular os valores de referência da tensão e da frequência da rede (V^* e f_e^*) e a referência do ângulo de fase do vetor das tensões (θ_e^*); pelos blocos de controle da

frequência e tensão da rede e da tensão do barramento *CC* e por um módulo de controle da tensão máxima do banco de baterias. Esse módulo incorpora o algoritmo de controle da potência gerada na microrrede, que é o objeto e principal contribuição desta pesquisa, cujo princípio de funcionamento foi apresentado no Capítulo 1 (ver Figuras 1.14 e 1.15).

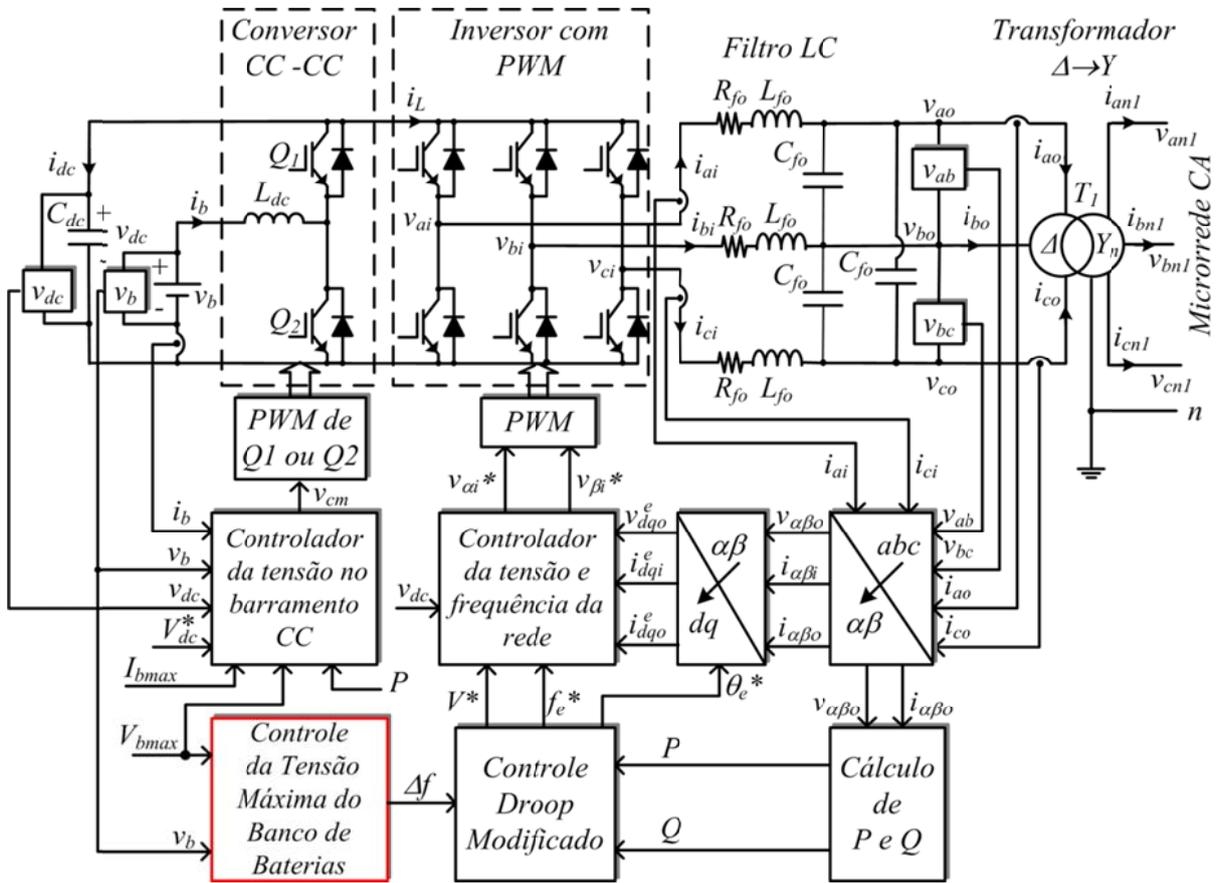


Figura 2.1 – Circuito de potência e diagrama de controle do conversor formador de rede.

Sendo:

- ✓ v_{ai} , v_{bi} e v_{ci} as tensões instantâneas de fase na saída do inversor *PWM*;
- ✓ i_{ai} , i_{bi} e i_{ci} as correntes instantâneas de linha no indutor do filtro *LC*;
- ✓ v_{ab} e v_{bc} as tensões instantâneas de linha na saída do *CFR*, medidas nos terminais do capacitor do filtro *LC*;
- ✓ v_{ao} , v_{bo} e v_{co} as tensões instantâneas de fase na saída do *CFR*, calculadas a partir das tensões de linha medidas;
- ✓ i_{ao} , i_{bo} e i_{co} as correntes instantâneas de linha na saída do *CFR*, medidas no lado Δ do transformador T_1 ;
- ✓ i_{an1} , i_{bn1} e i_{cn1} as correntes instantâneas de linha no lado *Y* do transformador T_1 ;
- ✓ v_{an1} , v_{bn1} e v_{cn1} as tensões instantâneas de fase no lado *Y* de T_1 ;

- ✓ $x_{\alpha\beta i}$ ou $x_{\alpha\beta o}$ uma variável (v ou i) que indica componentes de tensão ou corrente no referencial estacionário $\alpha\beta$;
- ✓ $x_{dq i}^e$ ou $x_{dq o}^e$ uma variável (v ou i) que indica componentes de tensão ou corrente no referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de fase da rede;
- ✓ V^* o valor de referência da amplitude da tensão fundamental por fase da rede;
- ✓ f_e^* o valor de referência da frequência das grandezas elétricas da rede;
- ✓ θ_e^* o valor de referência do ângulo de posição do vetor das tensões de fase da rede, imposto pelo *CFR*;
- ✓ P e Q a potência ativa e a potência reativa médias, respectivamente, na saída do *CFR*;
- ✓ v_{dc} e i_{dc} a tensão e a corrente instantâneas no capacitor do barramento *CC*;
- ✓ v_d e i_d a tensão e a corrente instantâneas, respectivamente, nos terminais do banco de baterias;
- ✓ i_L a corrente no lado *CC* do inversor *PWM*, sendo positiva quando o banco de baterias alimenta a carga e negativa quando o banco de baterias estiver sendo carregado;
- ✓ V_{bmax} e I_{bmax} os valores máximos da tensão e da corrente, respectivamente, nos terminais do banco de baterias;
- ✓ V_{dc}^* a tensão de referência do barramento *CC*;
- ✓ v_{cm} a tensão de comando na saída do controlador de tensão do barramento *CC* (índice de modulação para o PWM das chaves Q_1 e Q_2);
- ✓ C_{fo} a capacitância do capacitor do filtro *LC*, conectado entre linhas na saída *CFR*;
- ✓ L_{fo} e R_{fo} a indutância e a resistência por fase, respectivamente, do indutor do filtro *LC*;
- ✓ C_{dc} a capacitância equivalente do capacitor do barramento *CC*;
- ✓ L_{dc} a indutância do conversor *CC-CC*, conectado em série com o banco de baterias;
- ✓ * o sobrescrito que indica o valor de referência para uma grandeza qualquer;
- ✓ Δf o incremento de frequência da rede, determinado de acordo com a estratégia de controle de potência gerada, conforme ilustrado na Figura 1.15 (a).

2.3 Controle da Frequência da Rede

O valor para o qual a frequência deve ser controlada é determinado de acordo com o diagrama de blocos da Figura 1.15 (a). Assim, quando a potência gerada na microrrede for menor que a potência demandada pela carga mais a potência que o banco de baterias pode absorver, sem que a sua tensão terminal ultrapasse seu valor limite máximo, faz-se $S_{hvb} = 0$ na Figura 1.15 (a) e o valor da frequência é determinado por (2.1). Por outro lado, quando a potência gerada na microrrede for suficiente para que a tensão terminal do banco de baterias torne-se igual à sua tensão limite máxima, faz-se $S_{hvb} = 1$ na Figura 1.15 (a) e o valor da frequência é determinado por (2.2).

$$f_e^* = f_o - k_p P_{inv}, \text{ para } f_{min} \leq f_e^* \leq f_{max} \quad (2.1)$$

$$f_e^* = f_{max} + \Delta f, \text{ para } f_{max} \leq f_e^* \leq (f_{max} + \Delta f_{max}). \quad (2.2)$$

Sendo:

- ✓ f_e^* o valor de referência da frequência instantânea da tensão da microrrede, em Hz;
- ✓ f_o a frequência base ou frequência nominal da microrrede, em Hz;
- ✓ k_p a constante de inclinação da reta de controle *droop*, dada por (2.3);
- ✓ P_{inv} a potência ativa média medida nos terminais do *CFR*, determinada por (2.4) e
- ✓ Δf_{max} a variação máxima da frequência da rede em relação à f_o , no modo de operação sem restrição da potência gerada, conforme ilustrado na Figura 1.14;
- ✓ f_{min} e f_{max} os valores mínimo e máximo, respectivamente, da frequência, conforme ilustrado na Figura 1.14;
- ✓ P_{max} o valor máximo da potência que pode ser fornecida pelo *CFR*;
- ✓ P_{min} o valor máximo da potência que pode ser absorvida pelo *CFR*, sendo considerado neste trabalho $P_{min} = -P_{max}$;
- ✓ $v_{\alpha o}$ e $v_{\beta o}$ os valores das tensões de eixo α e β nos terminais do *CFR*;
- ✓ $i_{\alpha o}$ e $i_{\beta o}$ os valores das corrente de eixos α e β na saída do conversor *CFR*, medidas do lado Δ do Transformador T_1 da Figura 2.1;

As variáveis de eixos α e β são determinadas de acordo com (2.8).

$$k_p = \frac{f_{max} - f_{min}}{P_{max} - P_{min}} \quad (2.3)$$

$$P_{inv} = \frac{3}{2} (v_{\alpha o} i_{\alpha o} + v_{\beta o} i_{\beta o}) \quad (2.4)$$

Uma questão fundamental é especificar os valores numéricos aceitáveis para a variação da frequência com relação à frequência nominal da microrrede isolada. A escolha do valor máximo de variação de frequência a ser permitido no sistema é um compromisso entre a qualidade de energia do sistema e a facilidade de implantação do controle *droop* de frequência de acordo com (2.1). Valores muito pequenos de Δf_{max} seriam ideais do ponto de vista de qualidade de energia, porém, poderiam implicar em dificuldades na implementação do controle, tendo em vista que as medições de frequência teriam que ser feitas com precisão compatível com a reduzida faixa de variação da mesma. Um ponto de partida para fixar essa variação de frequência é verificar o que estabelece as normas técnicas vigentes e fazer uma análise, pelo menos qualitativa, da sensibilidade das cargas que serão alimentadas pela

microrrede. Com isso pode-se ter uma ideia de quanto se deve permitir variar a frequência em torno do valor estabelecido como nominal.

A norma IEEE Std 1547.2-2008 [61] estabelece que sistemas de geração distribuída devam ser desconectados do sistema de potência comercial se a frequência do sistema estiver fora da faixa de 59,3 Hz a 60,5 Hz, considerando um sistema com frequência nominal de 60 Hz. No entanto, essa norma não fixa os limites máximos e mínimos para a variação de frequência durante a operação isolada do sistema de geração distribuída.

Já a norma Europeia EN-50160 de 2010 estabelece que, para sistemas isolados, a frequência pode variar entre $\pm 2\%$ com relação à frequência nominal durante 95% do período de tempo de uma semana, sendo que nos 5% de tempo restante é permitida uma variação da frequência de até 15% em relação à frequência nominal.

O sistema proposto neste trabalho deverá operar de forma autônoma para atendimento de cargas em minirredes isoladas. Portanto, tomando-se como base o que estabelece a EM 50160, será adotada uma excursão de frequência de até 0,6 Hz (-1%) para baixo e 1,2 Hz (+2%) para cima em relação à frequência nominal de 60 Hz. Assim, os valores a serem adotados neste trabalho para f_o , f_{min} , f_{max} , f_{max_CPG} e Δf_{max} são os listados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Valores de referência para controle da frequência da rede.

f_o	60,0 Hz
Δf_{max}	0,60 Hz
$f_{min} = f_o - \Delta f_{max}$	59,4 Hz
$f_{max} = f_o + \Delta f_{max}$	60,6 Hz
$f_{max_CPG} = f_{max} + \Delta f_{max}$	61,2 Hz

O termo f_{max_CPG} é o limite máximo da frequência durante a operação do sistema no modo de controle da potência gerada, conforme ilustrado na Figura 1.14.

Conhecendo-se o valor da frequência, o valor de referência do ângulo elétrico θ_e de rotação do vetor das tensões da rede (que é imposta pelo CFR) é determinado de acordo com a Figura 2.2.

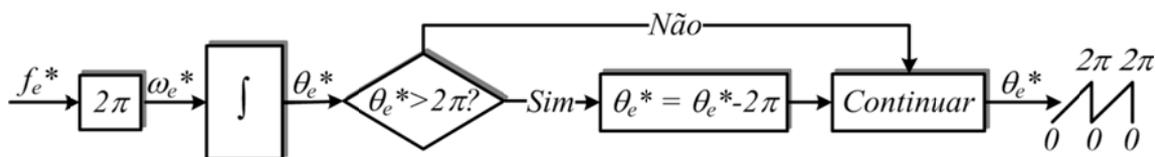


Figura 2.2 – Fluxograma de cálculo do ângulo de rotação do vetor das tensões da rede.

2.4 Controle da Tensão RMS da Rede

Para fins de controle será considerada como tensão da microrrede a tensão nos terminais do conversor. Essa tensão é a que é medida sobre o filtro *LC* na saída do *CFR* da Figura 2.1. O valor de referência para o pico da fundamental dessa tensão pode ser mantido constante ou pode obedecer à curva de controle *droop* mostrada na Figura 2.3, sendo o seu valor determinado por:

$$V^* = V_o - k_q Q_{inv} \quad (2.5)$$

Sendo:

- ✓ V^* o valor de referência para a tensão de pico por fase nos terminais do capacitor do filtro *LC* do conversor (ver v_{ao} , v_{ao} e v_{ao} na Figura 2.1);
- ✓ V_o o valor da tensão terminal do conversor com fator de potência unitário;
- ✓ k_q a constante de inclinação da reta de controle *droop* de tensão, dada por (2.6).
- ✓ Q_{inv} a potência reativa medida nos terminais do conversor, dada por (2.7);
- ✓ V_{min} e V_{max} os valores mínimo e máximo, respectivamente, do pico da tensão fundamental de fase, conforme ilustrado na Figura 2.3;
- ✓ Q_{max} o valor máximo da potência reativa indutiva que pode ser fornecida pelo *CFR*;
- ✓ Q_{min} o valor máximo da potência reativa capacitiva que pode ser fornecida pelo *CFR*, sendo considerado neste trabalho $Q_{min} = -Q_{max}$.

$$k_q = \frac{V_{max} - V_{min}}{Q_{max} - Q_{min}} \quad (2.6)$$

$$Q_{inv} = \frac{3}{2} (v_{\alpha o} i_{\beta o} - v_{\beta o} i_{\alpha o}) \quad (2.7)$$

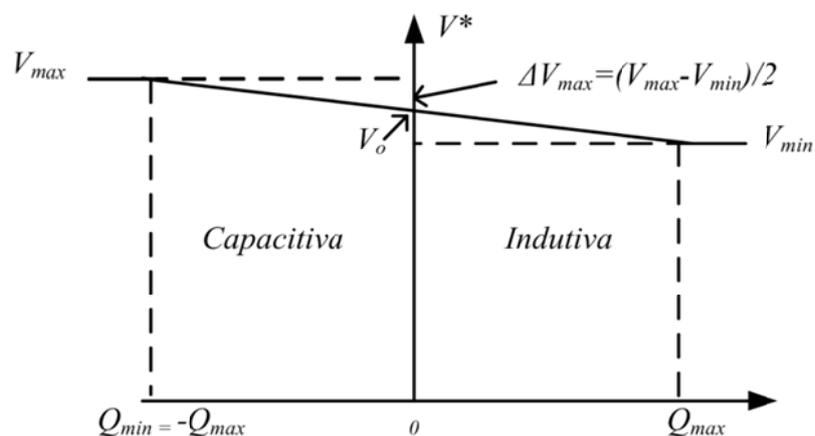
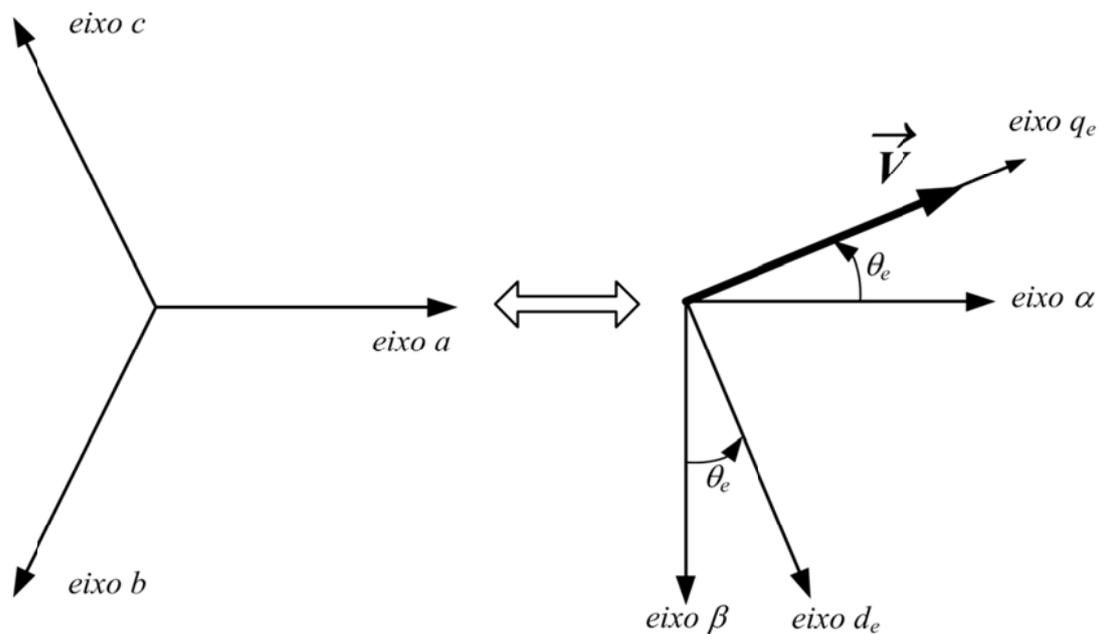


Figura 2.3 – Curva de controle *droop* de tensão do conversor formador da rede.

O valor permitido para a variação em torno do valor nominal da tensão da microrrede pode ser de $\pm 5\%$. Essa variação atende às regras estabelecidas na legislação brasileira, notadamente os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, regulamentados pela Resolução ANEEL 469/2011 [75]. Segundo essa legislação, os limites de variação adequada da tensão RMS em uma rede de distribuição de energia elétrica de tensão nominal 380 V, devem ser de 348 V a 396 V para as tensões entre fases e de 201 V a 231 V para as tensões entre fase e neutro.

Quando não há outros conversores interligados na microrrede operando de acordo com o controle *droop*, o valor de referência para a tensão pode ser mantido constante, independente da potência reativa. Nesses casos, um valor adequado é o da tensão nominal para a qual a microrrede foi projetada.

O controlador de tensão é implementado num referencial girante *dq* sincronizado com o vetor das tensões trifásicas de saída do conversor (\vec{V}), conforme mostrado na Figura 2.4. Para as convenções indicadas na nesta figura, as transformações matemáticas utilizadas para converter as variáveis trifásicas (*abc*) para as variáveis bifásicas $\alpha\beta$ (estacionárias) e $\alpha\beta$ para *dq* (girantes) e vice versa são dadas por (2.8) a (2.11) [40]. Nestas transformações a componente homopolar foi omitida, pelo fato das variáveis trifásicas referirem-se a um sistema trifásico a três fios (primário do transformador estrela/triângulo da Figura 2.1) que, por natureza, não tem a componente de sequência zero.



(a) Sistema trifásico abc estacionário

(b) Sistemas $\alpha\beta$ estacionário e dq girante

Figura 2.4 – Convenções adotadas para os eixos de referência estacionários e síncronos ligados ao vetor das tensões da rede.

$$abc \rightarrow \alpha\beta \equiv \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\alpha\beta \rightarrow abc \equiv \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\alpha\beta \rightarrow dq \equiv \begin{bmatrix} f_q^e \\ f_d^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$dq \rightarrow \alpha\beta \equiv \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^e \\ f_d^e \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Sendo:

- ✓ f_a, f_b e f_c as tensões ou correntes trifásicas;
- ✓ f_α e f_β as tensões ou correntes bifásicas no referencial estacionário;
- ✓ f_d^e e f_q^e as tensões ou correntes de eixo d e eixo q num referencial síncrono;
- ✓ θ_e o ângulo de fase de \vec{V} .

Em termos de vetores complexos, as variáveis $\alpha\beta$ e dq são dadas por (2.12) e (2.13), sendo j o número complexo $\sqrt{-1}$ [40].

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = f_{\alpha} - jf_{\beta} \quad (2.12)$$

$$\vec{f}_{dq}^e = f_q^e - jf_d^e \quad (2.13)$$

O modelo médio equivalente por fase do conversor e do filtro LC , utilizando vetores complexos no referencial $\alpha\beta$, é mostrado na Figura 2.5, sendo p o operador d/dt , “ i ” um subscrito que indica variáveis nos terminais do inversor PWM e “ o ” um subscrito que indica grandezas nos terminais do filtro LC (ver Figura 2.1).

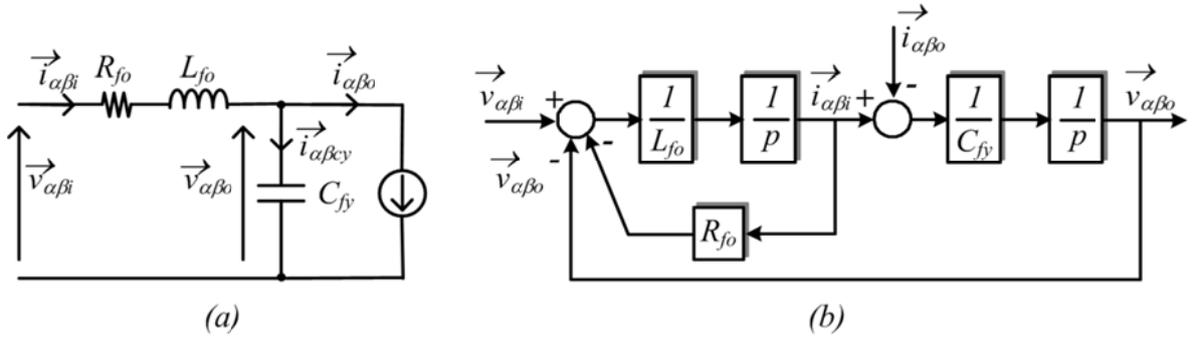


Figura 2.5 – Conversor formador de rede: (a) circuito equivalente por fase e (b) diagrama de blocos por fase no referencial estacionário.

As equações de estado do modelo médio do conversor, em termos dos vetores complexos estacionários $\alpha\beta$, são dadas por:

$$L_{fo} \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta i}}{dt} = -R_{fo}\vec{i}_{\alpha\beta i} + \vec{v}_{\alpha\beta i} - \vec{v}_{\alpha\beta o} \quad (2.14)$$

$$C_{fy} \frac{d\vec{v}_{\alpha\beta o}}{dt} = \vec{i}_{\alpha\beta i} - \vec{i}_{\alpha\beta o} \quad (2.15)$$

A variável C_{fy} em (2.15) representa a capacitância equivalente do filtro LC por fase, dada por:

$$C_{fy} = 3C_{fo} \quad (2.16)$$

Convertendo (2.14) e (2.15) para o referencial dq síncrono, as equações de estado do conversor em termos das componentes de eixo q_e e de eixo d_e são dadas por (2.17) a (2.20).

$$L_{fo} \frac{di_{qi}^e}{dt} = -R_{fo}i_{qi}^e + v_{qi}^e - v_{qo}^e - \omega_e L_{fo} i_{di}^e \quad (2.17)$$

$$L_{fo} \frac{di_{di}^e}{dt} = -R_{fo}i_{di}^e + v_{di}^e - v_{do}^e + \omega_e L_{fo} i_{qi}^e \quad (2.18)$$

$$C_{fy} \frac{dv_{qo}^e}{dt} = i_{qi}^e - i_{qo}^e - \omega_e C_{fy} v_{do}^e \quad (2.19)$$

$$C_{fy} \frac{dv_{do}^e}{dt} = i_{di}^e - i_{do}^e + \omega_e C_{fy} v_{qo}^e \quad (2.20)$$

Com base em (2.17) a (2.20) se obtém o diagrama de blocos do CFR no referencial síncrono, mostrado na Figura 2.6.

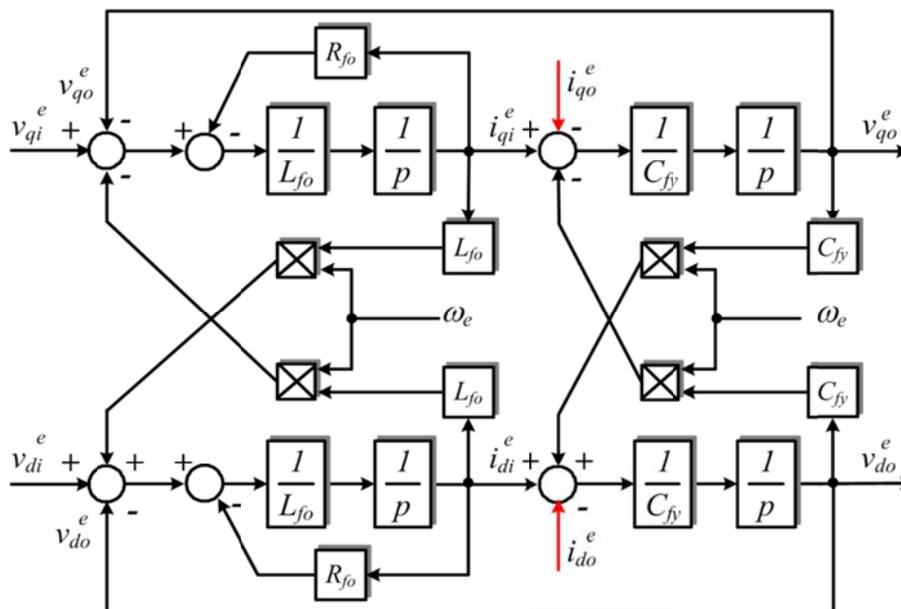


Figura 2.6 – Diagrama de blocos do conversor formador de rede no referencial síncrono dq .

Na Figura 2.7 são mostrados os diagramas de blocos dos controladores de tensão do CFR. Esse controle possui duas malhas em cascata: a malha externa controla a tensão da rede enquanto que a interna controla a corrente suprida pelo conversor. Fisicamente, os sinais controlados são a tensão sobre o capacitor C_{fy} e a corrente sobre o indutor L_{fo} . Os termos⁴ $\omega_e \hat{L}_{fo} i_{di}^e$, $\omega_e \hat{L}_{fo} i_{qi}^e$, $\omega_e \hat{C}_{fy} v_{do}^e$ e $\omega_e \hat{C}_{fy} v_{qo}^e$ têm como objetivo eliminar o efeito dos acoplamentos cruzados que existem entre as correntes e tensões de eixos d e q , mostrados na Figura 2.6. As tensões v_{qo}^e e v_{do}^e , que são somadas aos sinais de saída das malhas de corrente, são para compensar as ações das perturbações dessas tensões da rede sobre o controle da corrente suprida pelo conversor. O termo G_{DID1} é uma função de transferência que relaciona as entradas de perturbação com o sinal a ser aplicado na saída do controlador de tensão para desacoplar o efeito dessas perturbações de entrada sobre esse controle. Essas perturbações são as componentes i_{qo}^e e i_{do}^e da corrente de carga e as componentes $\omega_e C_{fy} v_{do}^e$ e $\omega_e C_{fy} v_{qo}^e$ dos acoplamentos cruzados introduzidos pelo modelamento do sistema no referencial dq , mencionadas no início deste parágrafo e mostradas na Figura 2.6.

⁴ O símbolo ^ sobre uma determinada variável significa que é usado o valor estimado da grandeza.

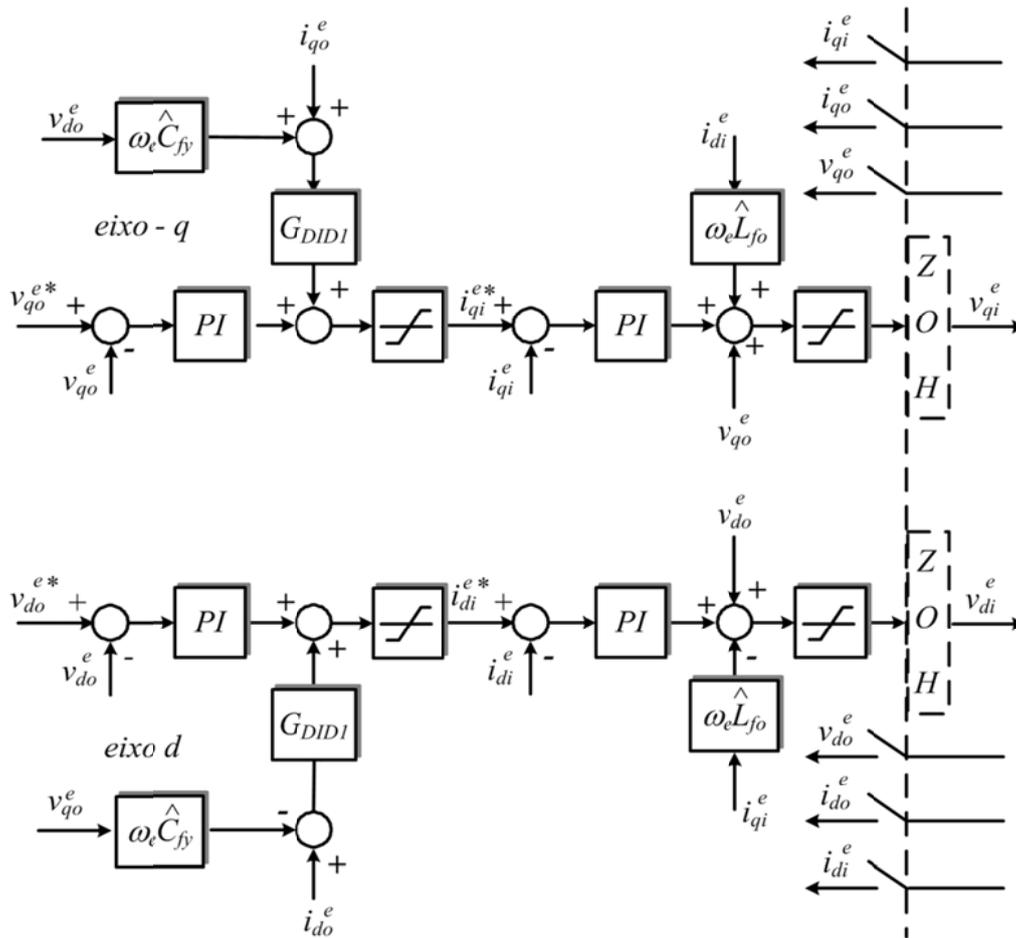


Figura 2.7 – Diagrama de blocos de controle da tensão do conversor formador de rede.

2.4.1. Sintonia do controlador da malha de controle de corrente

Admitindo-se que os acoplamentos cruzados e os efeitos das perturbações tenham sido idealmente desacoplados ou anulados, a malha de controle de corrente pode ser simplificada na forma dos diagramas de blocos mostrados na Figura 2.8, referentes ao eixo q . O diagrama para controle da corrente de eixo d tem a mesma topologia e não será repetido aqui. O modelamento do sistema físico no domínio discreto (Figura 2.8(b)) é para permitir que o projeto do controlador seja elaborado diretamente nesse domínio, uma vez que a implementação do mesmo será feita também de forma discreta.

Sendo:

$$A_{f1} = e^{-\frac{T_{s1}}{\tau_{fo}}} \quad (2.21)$$

$$B_{f1} = 1 - A_{f1} \quad (2.22)$$

$$\tau_{fo} = L_{fo}/R_{fo} \quad (2.23)$$

Em (2.21), T_{s1} é o intervalo de amostragem do modelo discreto da malha de controle de corrente do CFR .

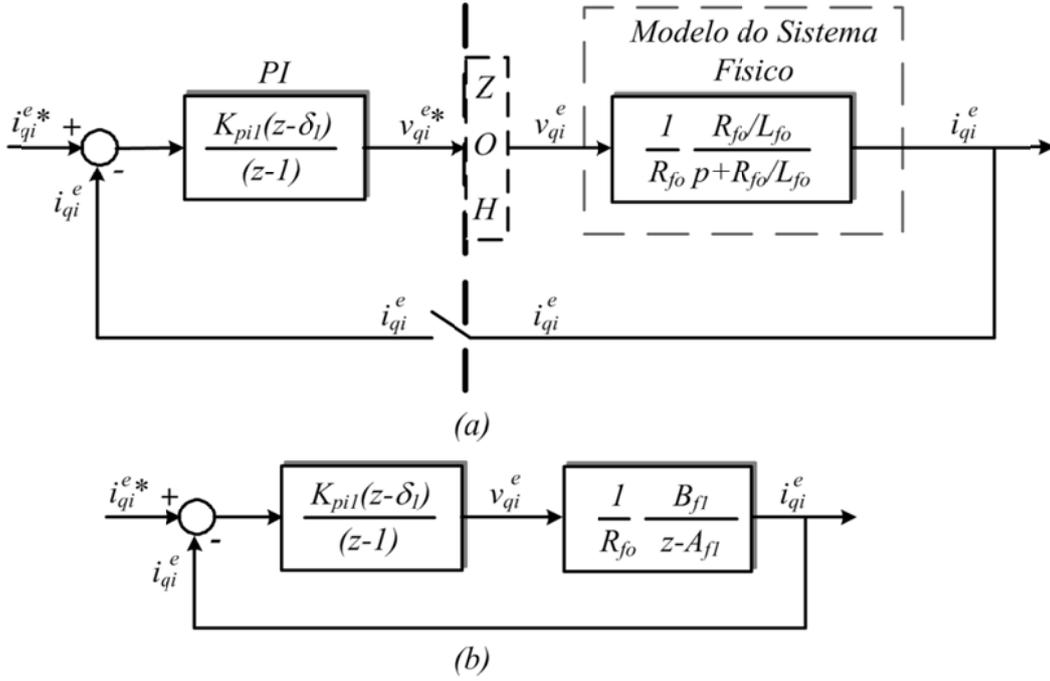


Figura 2.8 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do conversor formador de rede: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.

Uma das possibilidades de sintonia de controladores PI é considerar o zero do controlador PI igual ao polo da planta. Considerando que os parâmetros da planta sejam estimados, isto equivale a fazer $\delta_1 \geq \hat{A}_{f1}$, sendo \hat{A}_{f1} o valor estimado de A_{f1} . Assim, a função de transferência de malha fechada do diagrama de blocos da Figura 2.8 (b) se resume a aproximadamente (2.26).

$$\frac{i_{qi}^e(z)}{i_{qi}^{e*}(z)} = \frac{K_{TI1}}{z - (1 - K_{TI1})} \quad (2.24)$$

Sendo:

$$K_{TI1} = (K_{pi1} B_{f1}) / R_{fo} \quad (2.25)$$

Se a largura de faixa da malha de corrente for igual a f_{c1} em Hz, o polo de malha fechada da malha de corrente no domínio discreto é dado por:

$$1 - K_{TI1} = e^{-2\pi f_{c1} T_{s1}} \quad (2.26)$$

Assim, os parâmetros do controlador PI são determinados por (2.27) a (2.30).

$$K_{TI1} = 1 - e^{-2\pi f_{c1} T_{s1}} \quad (2.27)$$

$$K_{pi1} = (K_{TI1} R_{fo}) / B_{f1} \quad (2.28)$$

$$K_{p1} = \delta_1 K_{pi1} \rightarrow K_{p1} = \hat{A}_{f1} K_{pi1} \quad (2.29)$$

$$K_{i1} = (K_{pi1} - K_{p1})/T_{s1} \quad (2.30)$$

Sendo:

- ✓ K_{p1} o ganho do módulo proporcional do *PI* da malha interna de corrente e
- ✓ K_{i1} o ganho do módulo integrador do *PI* da malha interna de corrente.

2.4.2. Sintonia do controlador da malha de controle de tensão

A Figura 2.9 mostra o diagrama de blocos usado para sintonia do controle da tensão de eixo q , sem os efeitos dos acoplamentos cruzados entre os eixos d e q . O diagrama de blocos para controle da tensão de eixo d tem a mesma topologia, não havendo necessidade de repeti-lo aqui.

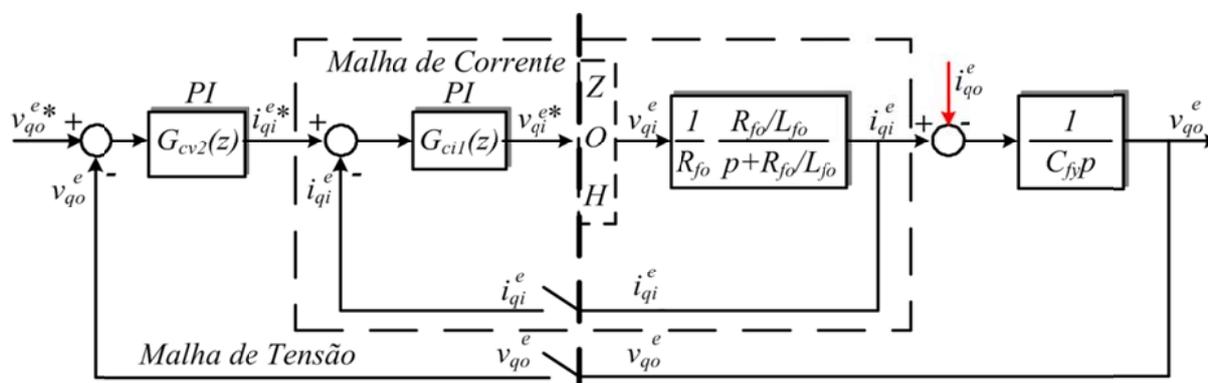


Figura 2.9 – Diagrama de blocos do controle de tensão sem os acoplamentos cruzados entre os eixos d e q .

Aproximando-se a malha interna de corrente da Figura 2.9 por um sistema equivalente de primeira ordem com largura de faixa igual a $\omega_{c1} = 2\pi f_{c1}$, a malha utilizada para a sintonia do controlador de tensão pode ser representada pelos diagramas de blocos da Figura 2.10. Essa aproximação é uma das maneiras de sintonizar sistemas de controle discreto que usam períodos de amostragem diferentes. Embora essa não seja a situação deste controle em particular, essa modelagem continua sendo útil neste trabalho, pois ela reduz a ordem do sistema, o que facilita a sintonia do controlador de tensão.

Sendo:

$$\delta_{z2} = \frac{T_{s2} \delta_{wc2} - \tau_{w2} (1 - \delta_{wc2})}{T_{s2} - \tau_{w2} (1 - \delta_{wc2})} \quad (2.31)$$

$$\tau_{w2} = 1/\omega_{c1} \quad (2.32)$$

$$\delta_{wc2} = e^{-T_{s2}/\tau_{w2}} \quad (2.33)$$

$$K_{wc2} = 1 - \delta_{wc2} \quad (2.34)$$

$$K_{wv2} = \frac{1}{C_{fy}} \left(\frac{T_{s2}}{1 - \delta_{wc2}} - \tau_{w2} \right) \quad (2.35)$$

Em (2.31), (2.33) e (2.35), T_{s2} é o intervalo de amostragem da malha de controle de tensão.

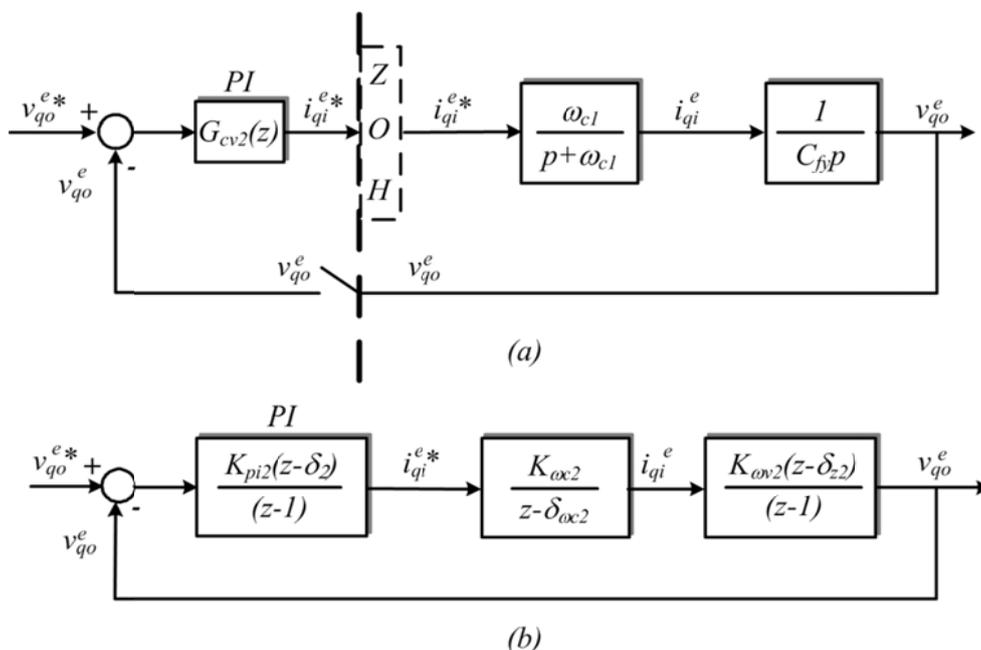


Figura 2.10 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do conversor formador de rede incorporando o efeito da malha interna de corrente: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.

Os parâmetros K_{pi2} e δ_2 do controlador PI da malha de tensão foram determinados utilizando lugar das raízes, a partir do modelo discreto mostrado na Figura 2.10 (b). Os valores de K_{p2} e K_{i2} podem ser determinados analiticamente, conforme apresentado em (3.32) e (3.33), sendo K_{p2} o ganho do módulo proporcional e K_{i2} o ganho do módulo integrador, respectivamente.

$$K_{p2} = \delta_2 K_{pi2} \quad (2.36)$$

$$K_{i2} = (K_{pi2} - K_{p2}) / T_{s2} \quad (2.37)$$

Neste projeto de controle da tensão da rede, o critério adotado é o do que a malha interna de corrente seja aproximadamente 3 vezes mais rápida do que a malha externa de tensão, sendo esse desempenho aferido pelo tempo de subida⁵ da resposta de cada malha ao degrau unitário.

⁵ Tempo necessário para a resposta ao degrau unitário variar desde zero a 90% do valor final.

2.4.3. Desacoplamento das Entradas de Perturbação - DID

A Figura 2.6 mostra que as entradas de perturbação ao controle da tensão do conversor são as componentes i_{d0}^e e i_{q0}^e da corrente de saída e as componentes $\omega_e C_{fy} v_{d0}^e$ e $\omega_e C_{fy} v_{q0}^e$ devido aos acoplamentos cruzados entre os eixos d e q do modelo do sistema no referencial síncrono. Uma vez que as correntes e tensões de saída podem ser medidas, o efeito dessas perturbações sobre a resposta de saída do controlador pode ser minimizado.

A Figura 2.11 mostra o modelo de análise para desacoplamento das entradas de perturbações sobre a malha de controle da tensão de eixo q . Nesse modelo a malha interna de corrente é representada por um sistema equivalente de primeira ordem, designada na figura pela função de transferência $G_{p1}(p)$. O termo $i_{qp}^e(z)$ representa a entrada equivalente de perturbação, que leva em conta a corrente de carga e o acoplamento cruzado do modelo dq .

O princípio básico para dedução de $G_{DID1}(z)$ é impor a condição de que o efeito das perturbações é nulo sobre a saída do sistema nos instantes de amostragem [79]. De acordo com essa condição e com a metodologia apresentada no Apêndice A, tem-se que $G_{DID1}(z)$ é dada por:

$$G_{DID1}(z) = \frac{Z[ZOH(s)G_{p2}(s)]}{Z[ZOH(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)]} \quad (2.38)$$

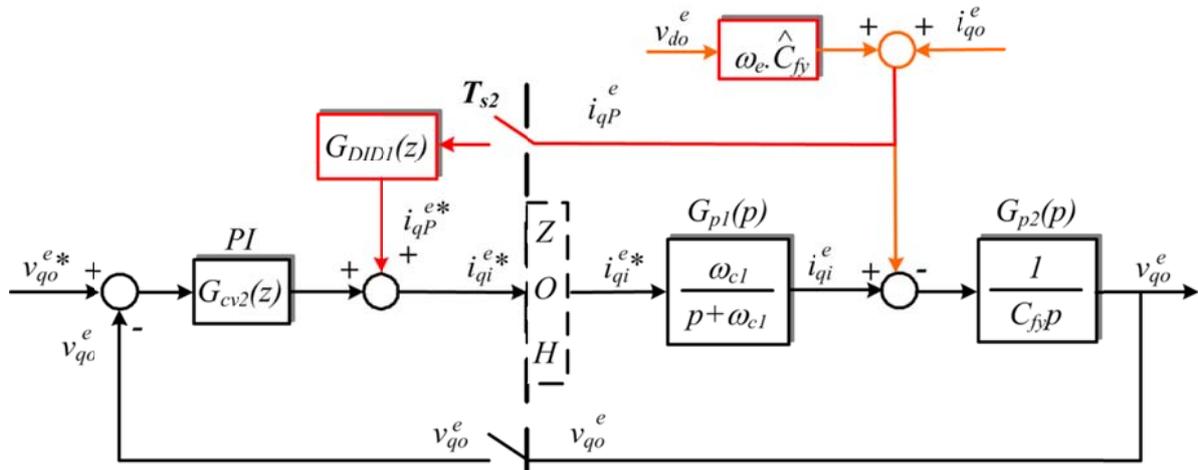


Figura 2.11 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão para análise do desacoplamento das entradas de perturbação.

A partir das expressões de $G_{p1}(p)$ e $G_{p2}(p)$, mostradas na Figura 2.11, tem-se:

$$Z[ZOH(s)G_{p2}(s)] = \frac{T_{s2}}{C_{fy}} \frac{1}{z-1} \quad (2.39)$$

$$Z[ZOH(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)] = \frac{K_{w2}}{C_{fy}} \frac{z - \delta_{z2}}{(z-1)(z - \delta_{wc2})} \quad (2.40)$$

Substituindo-se (2.39) e (2.40) em (2.38) tem-se a função de transferência entre a entrada de perturbação amostrada e o comando de desacoplamento a ser aplicado na saída do controlador da malha de tensão, ou seja:

$$G_{DID1}(z) = K_{DID1} \frac{z - \delta_{wc2}}{z - \delta_{z2}} \quad (2.41)$$

$$K_{DID1} = \frac{T_{s2}}{K_{w2}} \quad (2.42)$$

Os termos δ_{z2} e δ_{wc2} são dados por (2.31) e (2.33), respectivamente, e o termo K_{w2} é dado por:

$$K_{w2} = T_{s2} - \tau_{w2}(1 - \delta_{wc2}) \quad (2.43)$$

Essa metodologia de desacoplamento é particularmente válida somente se as perturbações não variarem de forma muito mais rápida que o intervalo de amostragem.

2.4.4. Resultados de simulações computacionais

O controlador *PI* da malha interna de corrente foi sintonizado para que a resposta em malha fechada tenha uma largura de faixa igual a 750 Hz. Já o *PI* da malha de tensão foi sintonizado para uma largura de faixa de aproximadamente 240 Hz. Com isso os tempos de subida projetados para as respostas das duas malhas são 0,491 ms para malha de corrente e 1,46 ms para a malha de tensão. O filtro *LC* na saída do conversor da Figura 2.1 utiliza uma indutância L_{fo} igual a 0,65 mH e uma capacitância C_{fo} igual a 90 µF. Os demais parâmetros e especificações do *CFR* são apresentados no Apêndice A.

A Figura 2.12 mostra a resposta dinâmica das componentes de eixos *q* e *d* das tensões e correntes na saída do *CFR* (no referencial síncrono), devido a uma carga do tipo RL que é conectada à microrrede no instante igual a 0,6 s, sem a ação do desacoplamento da perturbação (*DID*). A potência da carga é de 14,4 kW, com fator de potência 0,95. A Figura 2.13 mostra a resposta dinâmica das mesmas variáveis ao mesmo evento, porém, incluindo no controlador de tensão o efeito do *DID*. Esses resultados mostram de maneira evidente a melhoria obtida na resposta dinâmica do controlador da microrrede com a inclusão do desacoplamento das perturbações de entrada sobre o controle da tensão, de acordo com a metodologia apresentada no item 2.4.3. Os valores de referência para v_{qo} e v_{do} são 179,62 V e 0 V, respectivamente.

As Figuras 2.14 e 2.15 mostram as formas de onda das tensões e correntes de linha (no referencial estacionário) na saída do *CFR*, sem e com o emprego do *DID*, respectivamente. Os resultados mostram que as alterações nas formas de onda da tensão são quase imperceptíveis durante o transitório de conexão da carga quando o *DID* é utilizado no

controlador de tensão. Por outro lado, quando o *DID* não é utilizado, é observado um afundamento considerável nas tensões de linha.

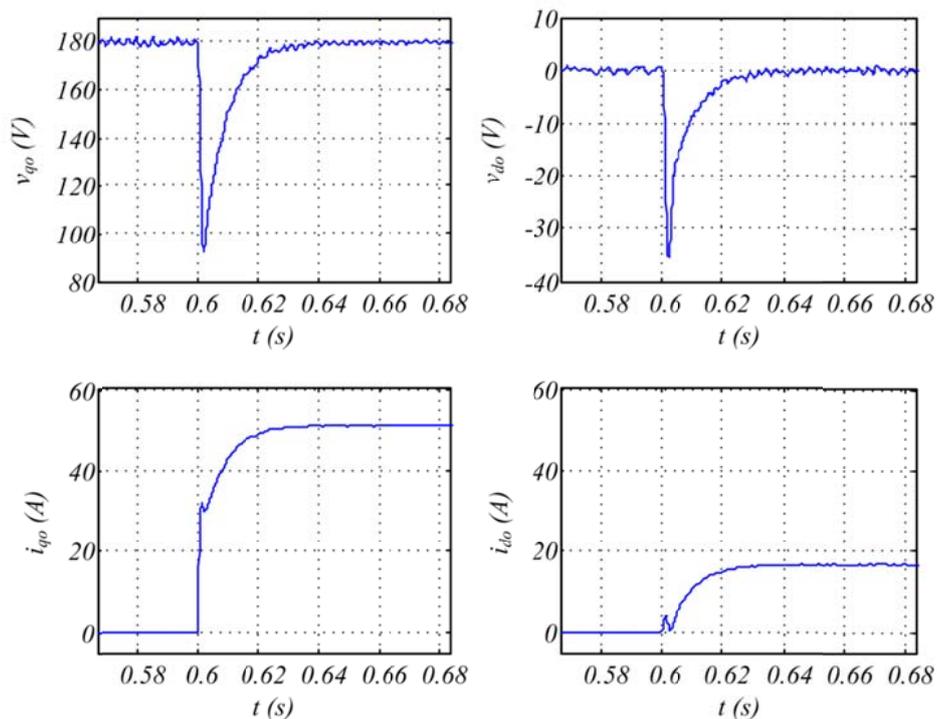


Figura 2.12 – Tensões e corrente do conversor formador da rede no referencial síncrono sem o uso do DID no controlador de tensão.

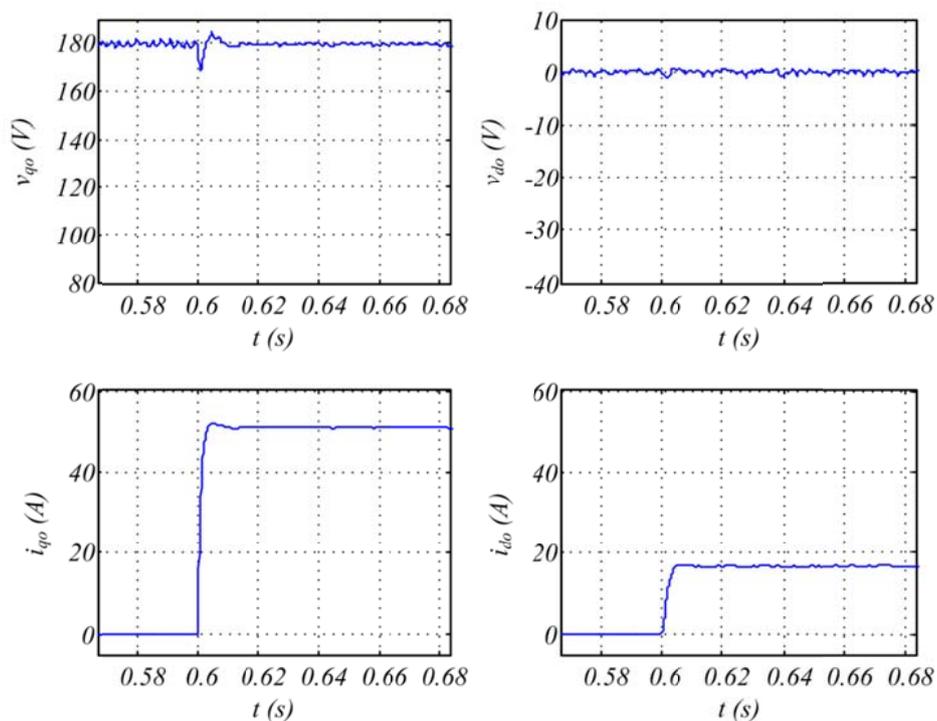


Figura 2.13 – Tensões e corrente do conversor formador da rede no referencial síncrono com o uso do DID no controlador de tensão.

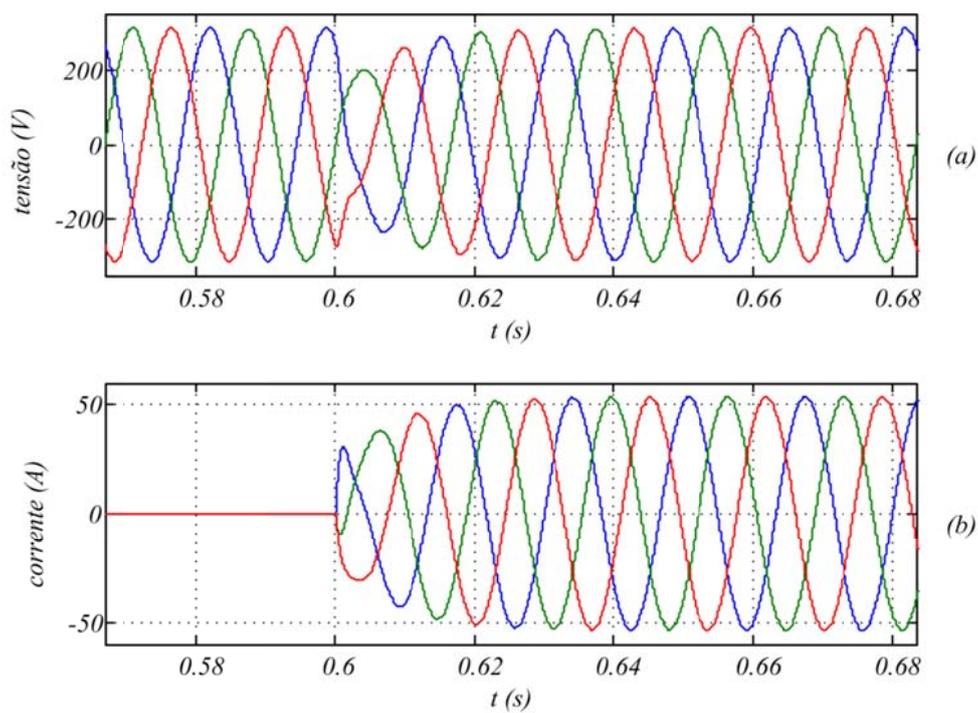


Figura 2.14 – Tensões e correntes de linha na saída do conversor formador de rede com o uso do DID: a) tensões de linha e b) correntes de linha.

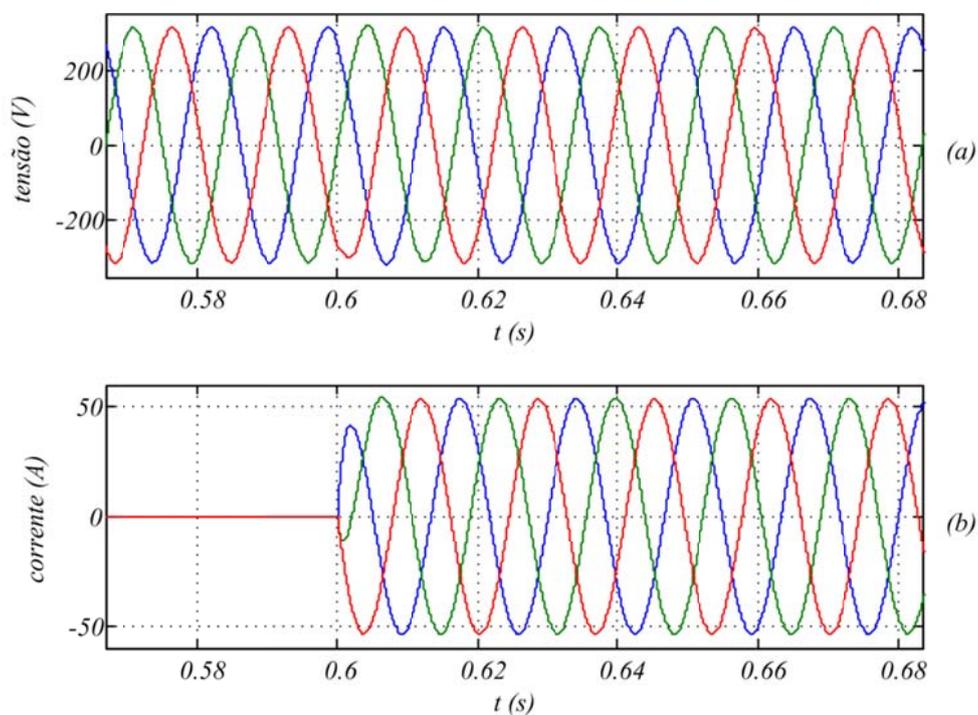


Figura 2.15 – Tensões e correntes de linha na saída do conversor formador de rede sem uso do DID: a) tensões de linha e b) correntes de linha.

2.5 Controle da Tensão no Barramento CC

O controle da tensão no barramento CC do conversor formador de rede é feito utilizando o conversor bidirecional CC-CC, conforme mostrado na Figura 2.16.

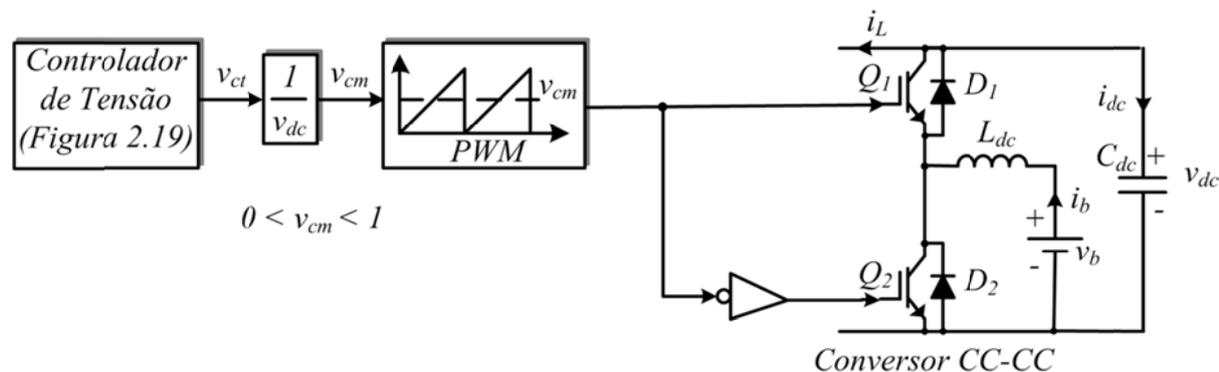


Figura 2.16 – Princípio de funcionamento do controle da tensão no barramento CC do conversor formador de rede.

Sendo:

- ✓ v_{cm} a tensão média normalizada a ser sintetizada pelo *PWM* através das chaves Q_1 e Q_2 , de modo que sinal de saída do *PWM* é igual a 1 quando v_{cm} for maior que a onda portadora triangular de amplitude unitária e zero em caso contrário ;
- ✓ v_{ct} a tensão de comando de saída do controlador da tensão do barramento *CC*.
- ✓ v_{dc} o valor da tensão do barramento *CC*, controlada em 370 V.

Fundamentalmente, quando a potência de saída nos terminais do inversor da Figura 2.1 for positiva, o banco de baterias alimenta a carga e o conversor *CC-CC* opera no modo “*boost*”, através da chave Q_2 e do diodo D_1 . Por outro lado, quando a bateria estiver absorvendo potência, o conversor *CC-CC* opera no modo “*buck*”, através da chave Q_1 e do diodo D_2 .

A ação do controlador do conversor *CC-CC* é equivalente a se conectar uma fonte de tensão controlada v_{xy} entre os terminais xy do circuito do conversor, conforme mostrado na Figura 2.17 (a). Desprezando-se as harmônicas de tensão produzidas pela comutação de Q_1 e Q_2 , o circuito da Figura 2.17 (a) é equivalente ao da Figura 2.17 (b), sendo v_{ct} o valor médio de v_{xy} em cada período de amostragem. A tensão nos terminais do capacitor do barramento *CC* pode ser modelada como uma função que depende da diferença entre a potência nos terminais do banco de baterias e a potência nos terminais do inversor formador de rede, conforme mostrado na Figura 2.17 (c).

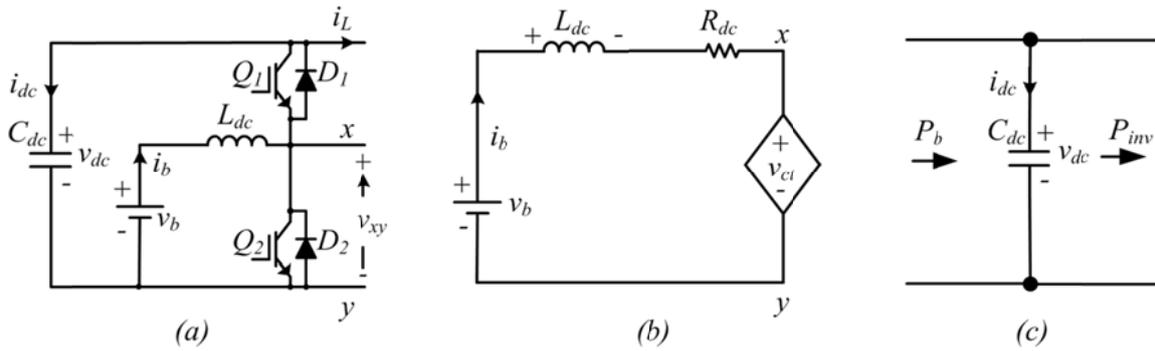


Figura 2.17 – Modelo médio do conversor CC-CC: a) circuito original do conversor; b) modelo equivalente médio do circuito do indutor e banco de baterias e c) modelo médio do capacitor do barramento CC.

A equação de estado da corrente na bateria, obtida com base no modelo médio da Figura 2.17 (b), é dada por:

$$L_{dc} \frac{di_b}{dt} = -R_{dc}i_b - v_{ct} + v_b \quad (2.44)$$

Se as perdas nos conversores e no capacitor forem desconsideradas no modelo, a variação da energia armazenada no capacitor é igual à variação da potência ativa em seus terminais. Essa variação de potência, de acordo a Figura 2.17 (c), é igual à diferença entre a potência P_b fornecida pelo banco de baterias e a potência ativa P_{inv} fornecida à carga pelo inversor do CFR. Isso é modelado conforme (2.45).

$$\frac{1}{2} C_{dc} \frac{dv_{dc}^2}{dt} = P_b - P_{inv} \quad (2.45)$$

Definindo uma nova variável de estado $w_{dc} \equiv v_{dc}^2$ [57] e fazendo $P_b = v_b i_b$ em (2.45), tem-se uma nova equação dinâmica para a tensão no barramento CC, que é dada por (2.46).

$$\frac{dw_{dc}}{dt} = \frac{2}{C_{dc}} (v_b i_b - P_{inv}) \quad (2.46)$$

Com base em (2.44) e (2.46) se obtém o digrama de blocos do modelo do conversor CC-CC, mostrado na Figura 2.18.

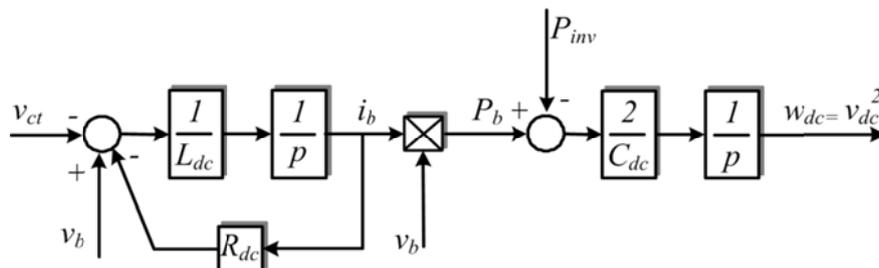


Figura 2.18 – Digrama de blocos do modelo médio do conversor CC-CC.

O diagrama de blocos da Figura 2.18 sugere que o controle da tensão do barramento CC do CFR pode ser implementado controlando-se a variável auxiliar $w_{dc} \equiv v_{dc}^2$ ao invés da variável v_{dc} . O diagrama de blocos para esse controle é mostrado na Figura 2.19. Semelhantemente ao controlador da tensão da rede (Figura 2.7), esse controlador possui duas malhas em cascata, sendo uma malha externa que controla a tensão sobre o capacitor C_{dc} e uma malha interna que controla a corrente no banco de baterias. Além disso, há o desacoplamento da perturbação, neste caso P_{inv} , que é feita usando-se a função de transferência G_{DID2} .

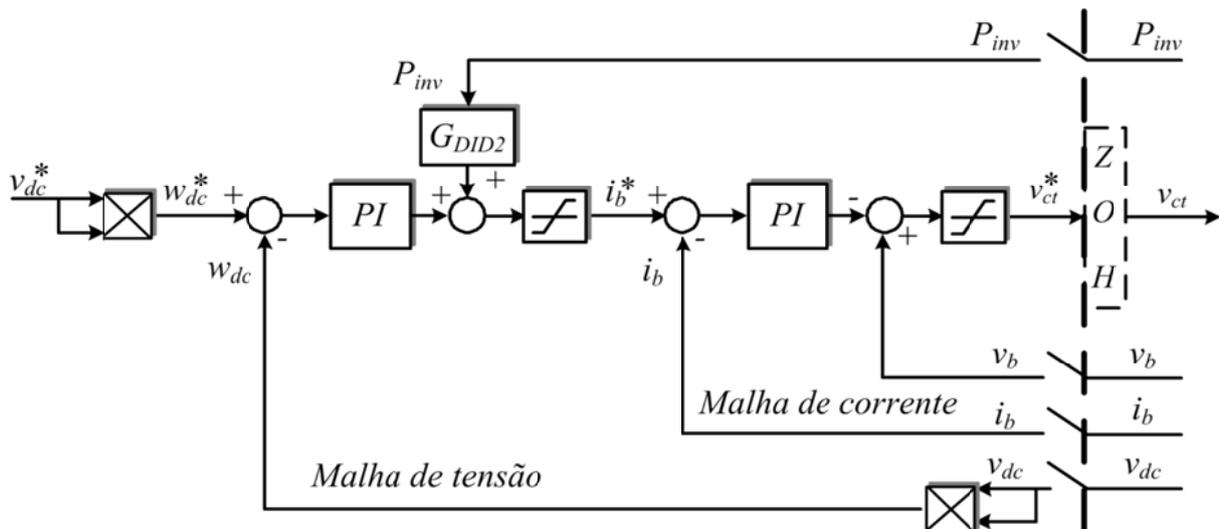


Figura 2.19 – Diagrama geral de blocos do controlador de tensão do barramento CC.

2.5.1. Sintonia do controlador da corrente da bateria

Semelhantemente à análise feita para a malha de controle de corrente do lado da rede (seção 2.4.1), considera-se que há desacoplamento ideal da tensão terminal da bateria sobre a corrente no indutor L_{dc} , de modo que a malha de controle de corrente da Figura 2.19 pode ser simplificada para análise e projeto do controlador desta corrente, conforme apresentado nos diagramas de blocos da Figura 2.20.

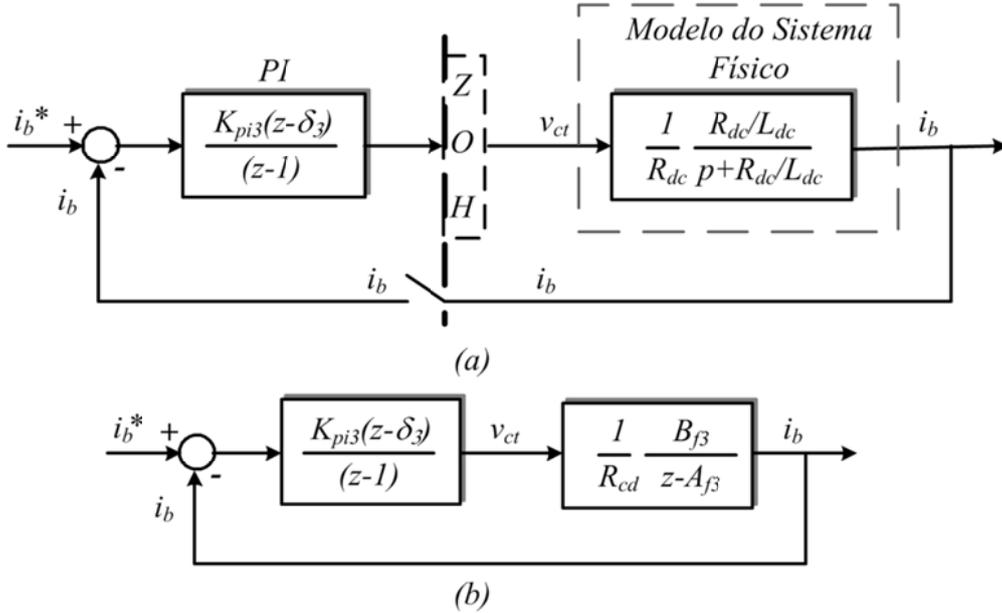


Figura 2.20 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do banco de baterias: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.

Sendo:

$$A_{f3} = e^{-\frac{T_{s3}}{\tau_{dc}}} \quad (2.47)$$

$$B_{f3} = 1 - A_{f3} \quad (2.48)$$

$$\tau_{dc} = L_{dc}/R_{dc} \quad (2.49)$$

Em (2.47), T_{s3} é o intervalo de amostragem do modelo discreto da malha de controle de corrente no banco de baterias.

Considerando o zero do controlador PI aproximadamente igual ao polo da planta, ou seja, $\delta_3 \geq \hat{A}_{f3}$ sendo \hat{A}_{f3} o valor estimado de A_{f3} , a função de transferência de malha fechada do diagrama de blocos da Figura 2.20 (b) é aproximada por (2.50).

$$\frac{i_b(z)}{i_b^*(z)} = \frac{K_{TI3}}{z - (1 - K_{TI3})} \quad (2.50)$$

Sendo:

$$K_{TI3} = (K_{pi3}B_{f3})/R_{dc} \quad (2.51)$$

Se a largura de faixa da malha de corrente do banco de baterias for igual a f_{c3} em Hz, o polo de malha fechada da malha de corrente no domínio discreto é dado por:

$$1 - K_{TI3} = e^{-2\pi f_{c3}T_{s3}} \quad (2.52)$$

Assim, os parâmetros do controlador PI são determinados por (2.53) a (2.56).

$$K_{TI3} = 1 - e^{-2\pi f_{c3} T_{s3}} \quad (2.53)$$

$$K_{pi3} = (K_{TI3} R_{dc}) / B_{f3} \quad (2.54)$$

$$K_{p3} = \delta_3 K_{pi3} \quad (2.55)$$

$$K_{i3} = (K_{pi3} - K_{p3}) / T_{s3} \quad (2.56)$$

Sendo:

- ✓ $K_{p3} \rightarrow$ o ganho do módulo proporcional do *PI* de corrente;
- ✓ $K_{i3} \rightarrow$ o ganho do módulo integrador do *PI* de corrente.

2.5.2. Sintonia do controlador da malha de tensão do barramento CC

O modelo do conversor CC-CC mostrado na Figura 2.18 é não linear, uma vez que e o mesmo necessita da potência P_b nos terminais do banco de bateria, cujo valor é o produto da tensão e da corrente nos terminais do banco.

Essa não linearidade implica numa dependência dos parâmetros do controlador da malha externa de tensão em relação ao ponto de operação do banco de baterias, notadamente com relação ao valor da tensão terminal.

Do ponto de vista prático, o valor da tensão terminal de um banco de baterias em regime permanente não se afasta muito do seu valor nominal. Por exemplo, num banco com baterias tipo chumbo-ácido, com tensão nominal de 240 V, a variação de tensão com o banco totalmente descarregado (210 V) e com tensão máxima de carregamento (280 V) é de -12,5% a aproximadamente +16,7% com relação à tensão nominal [56]. Além disso, a variação da tensão terminal tem uma dinâmica muito mais lenta que a dinâmica da corrente de um banco de baterias.

Assim, é razoável considerar para fins de projeto do controlador de tensão que a potência nos terminais do banco de baterias seja dada por (2.57), sendo V_{bn} a tensão nominal do banco.

$$P_b \cong V_{bn} i_b \quad (2.57)$$

A Figura 2.21 mostra o diagrama para análise do controle da tensão do barramento CC, levando em consideração a aproximação da potência de entrada do banco dada por (2.57).

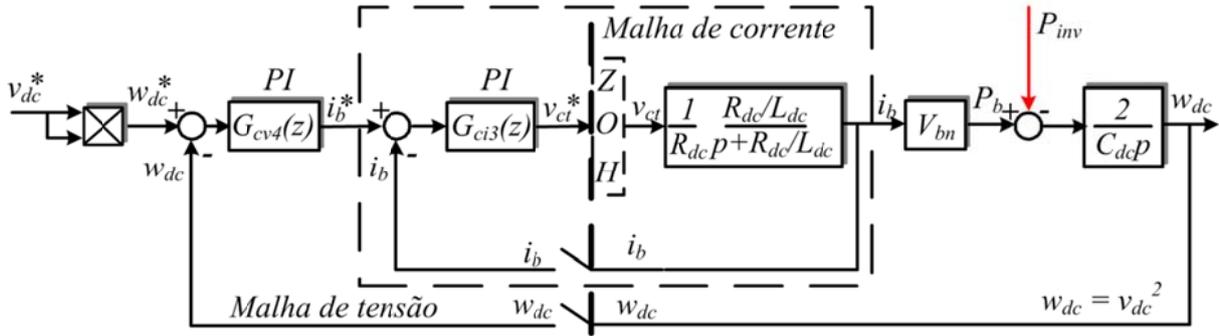


Figura 2.21 – Diagrama de blocos do modelo linear do sistema de controle da tensão no barramento CC.

Aproximando-se a malha interna de corrente da Figura 2.21 por um sistema equivalente de primeira ordem com largura de faixa $\omega_{c3} = 2\pi f_{c3}$, os diagramas de blocos utilizados para a sintonia da malha de controle de tensão são mostrados na Figura 2.22.

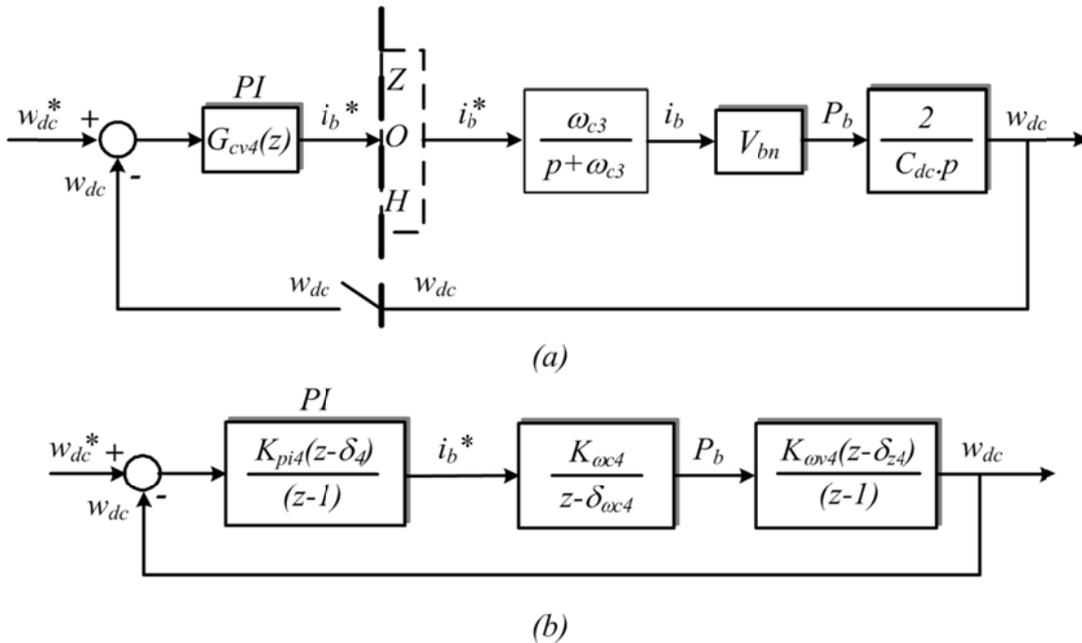


Figura 2.22 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da tensão do barramento CC: a) modelo com o sistema físico no domínio da frequência e b) modelo de análise no domínio discreto.

Sendo:

$$\delta_{z4} = \frac{T_{s4}\delta_{wc4} - \tau_{w4}(1 - \delta_{wc4})}{T_{s4} - \tau_{w4}(1 - \delta_{wc4})} \quad (2.58)$$

$$\tau_{w4} = 1/\omega_{c3} \quad (2.59)$$

$$\delta_{wc4} = e^{-T_{s4}/\tau_{w4}} \quad (2.60)$$

$$K_{wc4} = (1 - \delta_{wc4})V_{bn} \quad (2.61)$$

$$K_{wv4} = \frac{2}{C_{dc}} \left(\frac{T_{s4}}{1 - \delta_{wc4}} - \tau_{w4} \right) \quad (2.62)$$

Em (2.58) (2.60) e (2.62), T_{s4} é o intervalo de amostragem da malha de controle de tensão do barramento CC.

A partir do modelo discreto mostrado na Figura 2.22 (b) foi realizada a sintonia da malha de controle da tensão do barramento CC utilizando lugar das raízes. O critério de projeto adotado para esse caso particular de projeto é o de que a resposta dinâmica da malha externa de tensão seja aproximadamente 10 vezes mais lenta que a resposta dinâmica da malha interna de corrente. Os valores de K_{pi4} e δ_4 foram calculados usando-se lugar das raízes. Os ganhos K_{p4} e K_{i4} dos módulos proporcional e integrador do *PI*, respectivamente, são determinados por:

$$K_{p4} = \delta_4 K_{pi4} \quad (2.63)$$

$$K_{i4} = (K_{pi4} - K_{p4})/T_{s4} \quad (2.64)$$

Os parâmetros do controlador da malha de tensão do barramento CC do CFR foram determinados considerando o valor de $V_b = V_{bn} = 240$ V, conforme modelado na Figura 2.22. Os valores de K_{p4} e K_{i4} nessas condições são aqueles apresentados no Apêndice B. A Figura 2.23 mostra a resposta em frequência da malha de controle de tensão, enfatizando a variação de largura de faixa da mesma quando a tensão do banco de baterias varia entre os valores mínimo (210 V) e máximo (280 V) permitidos. Observa-se que na faixa de excursão do valor de V_b a largura de faixa varia no máximo em aproximadamente $\pm 10\%$ do valor projetado considerando $V_b = V_{bn}$. Isso mostra que a aproximação feita em (2.57) não a funcionalidade do controlador projetado.

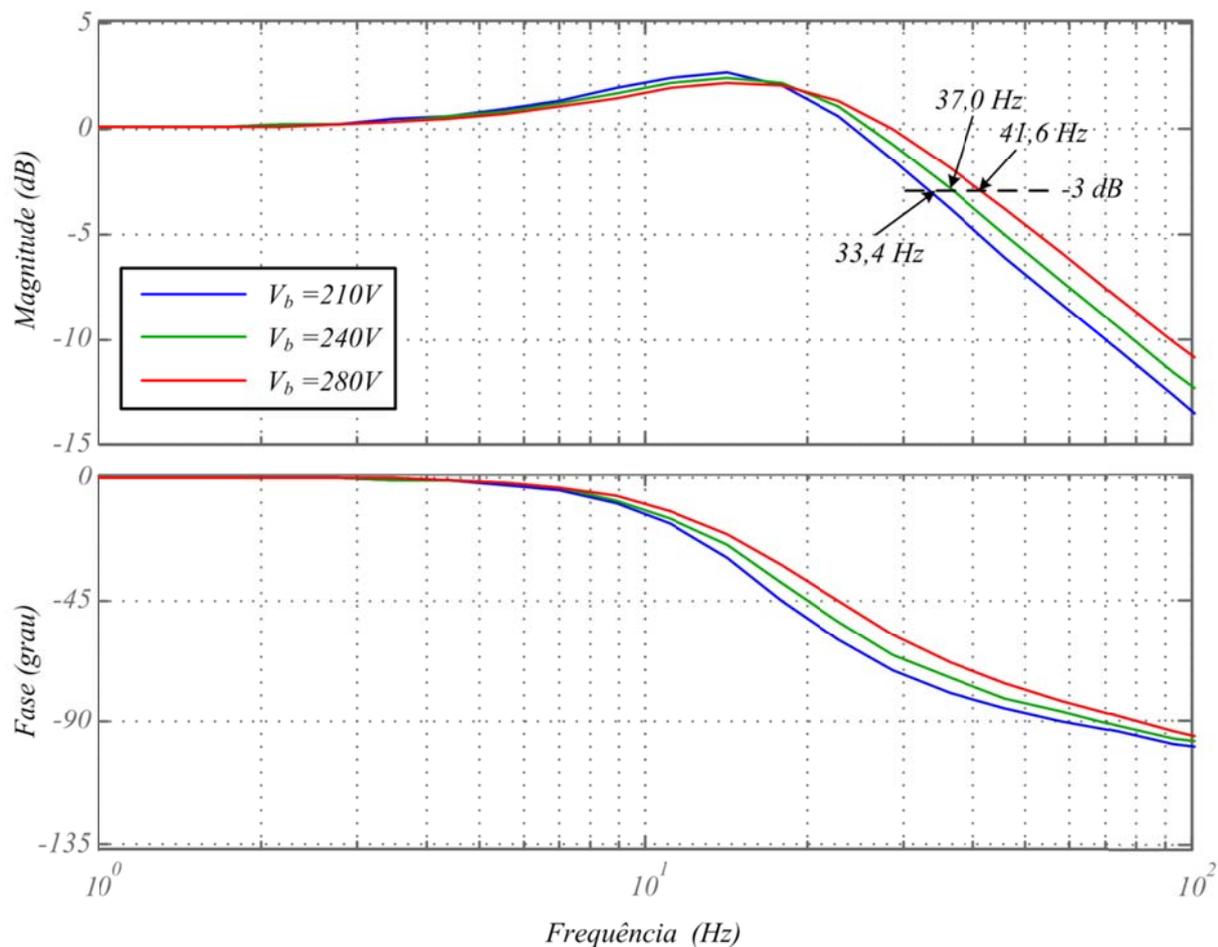


Figura 2.23 – Resposta em frequência da malha de controle de tensão do barramento CC do CFR para valores diferentes da tensão do banco de baterias.

2.5.3. Desacoplamento da entrada de perturbação - DID

A Figura 2.18 mostra a potência P_{inv} de saída do inversor como uma perturbação ao controle da tensão do barramento CC do CFR. Uma vez que P_{inv} pode ser medida, o seu efeito sobre a resposta de saída do controlador de tensão pode ser anulado. A Figura 2.24 mostra o modelo de análise para desacoplamento dessa perturbação sobre a resposta da malha de controle de tensão.

Seguindo o mesmo procedimento empregado na seção 2.4.3., mostra-se que a função de transferência $G_{DID2}(z)$ é modelada como:

$$G_{DID2}(z) = \frac{I_{bP}^*(z)}{P_{inv}(z)} = K_{DID2} \frac{z - \delta_{wc4}}{z - \delta_{z4}} \quad (2.65)$$

$$K_{DID2} = \frac{T_{s4}}{K_{w4}V_{bn}} \quad (2.66)$$

$$K_{w4} = T_{s4} - \tau_{w4}(1 - \delta_{wc4}) \quad (2.67)$$

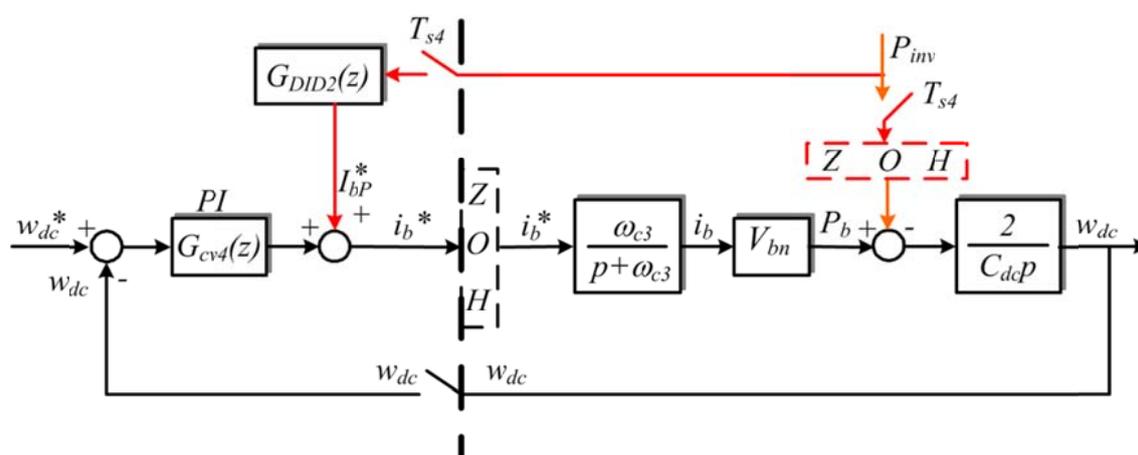


Figura 2.24 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC para análise do desacoplamento da entrada de perturbação devido à potência de saída do inversor.

2.5.4. Resultados de simulações computacionais referentes ao controle da tensão da tensão do barramento CC do CFR

O controlador PI da malha interna de controle da corrente do banco de baterias foi sintonizado para uma resposta em malha fechada com largura de faixa igual a 500 Hz. O PI da malha externa de tensão do barramento CC foi sintonizado para uma resposta em malha fechada com largura de faixa de aproximadamente 40 Hz ($\cong 10$ vezes mais lenta que malha de corrente). Os tempos de subida projetados para as respostas das malhas de corrente na bateria e tensão no barramento CC são 0,736 ms e 8,34 ms, respectivamente. A indutância L_{dc} do conversor $CC-CC$ da Figura 2.1 é igual 1,35 mH, a capacitância C_{dc} é igual 18,8 mF e tensão de referência do barramento CC é de 370 V (ver especificações completas do CFR no Apêndice B).

A Figura 2.25 mostra a resposta dinâmica da tensão do barramento CC a uma alteração brusca na potência fornecida pelo CFR . Inicialmente o sistema estava em vazio e no instante $t = 0,6$ s uma carga igual a 14,4 kW é conectada no secundário do transformador T_1 da Figura 2.1. Momentaneamente o capacitor C_{dc} supre a carga e como consequência a sua tensão sofre uma redução para depois se estabelecer no valor que tinha anteriormente. Em regime permanente, quando a carga é suprida somente pelo banco de baterias, a tensão em C_{dc} se estabiliza no valor de referência igual a 370 V. A variação na tensão do barramento CC do CFR durante o transitório de entrada da carga foi de aproximadamente 0,5 V ($\cong 0,13\%$ do valor da tensão de referência 370 V).

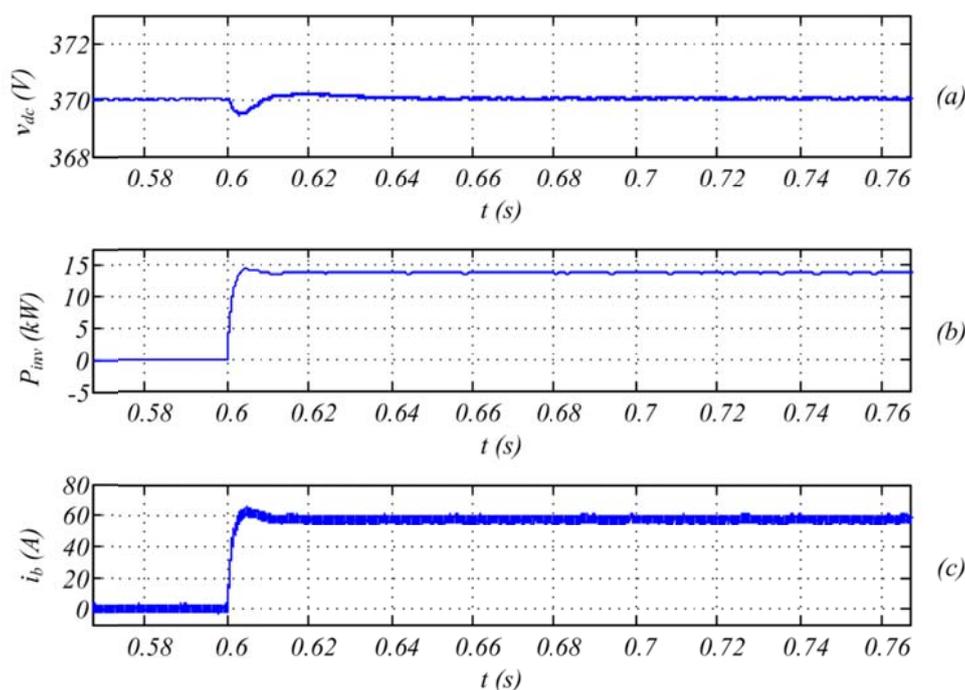


Figura 2.25 – Grandezas relativas ao controle da tensão do barramento CC do conversor formador de rede durante a entrada de um degrau de carga: a) Tensão no barramento CC, b) Potência de saída do inversor e c) Corrente de saída do banco de baterias.

2.5.5. Resultados Experimentais Referentes ao Controle do Conversor Formador de Rede

Nesta seção são apresentados resultados experimentais obtidas com um protótipo de um CFR, montado em laboratório para validar as abordagens teóricas apresentadas neste trabalho de pesquisa. A topologia do circuito de potência do conversor é igual à apresentada na Figura 2.1 e as suas especificações são detalhadas no Apêndice B. A potência nominal do conversor é 15 kW, a tensão do barramento CC é 370 V e o transformador T_1 tem o lado Δ em 220 V e o lado Y em 380 V nominais.

A Figura 2.26 (a) mostra as formas de onda da tensão no barramento CC (v_{dc}), das correntes de linha no lado Y e no lado Δ do transformador T_1 (i_{an1} e $i_{a\phi}$) e da tensão fase-neutro no lado Y de T_1 (v_{an1}), durante um transitório de entrada de um degrau de carga nos terminais do CFR, composta de lâmpadas incandescentes, com potência nominal de 7,05 kW. Os resultados mostram que há um afundamento de aproximadamente 10 V na tensão do barramento CC, o que corresponde a 2,7% do valor controlado dessa tensão, que é 370 V. O valor de pico da tensão da rede (tensão de fase no lado Y do transformador T_1) mostra um afundamento durante o transitório também de aproximadamente 10 V (3,2 %) com relação ao valor anterior à entrada da carga, que era 311 V. Os resultados mostram que as tensões recuperam os valores originais de antes do transitório em aproximadamente 1 período da tensão da rede. Os valores mais elevados dos picos das correntes no início do transitório se justificam pelo tipo de carga resistiva utilizada nos testes. As lâmpadas incandescentes têm

uma resistência a frio muito menor que o valor a quente; daí a maior corrente de partida observada nos ensaios. Esse fenômeno fez com que a carga equivalente realmente vista pelo conversor no momento da partida fosse muito superior à carga nominal de regime permanente, implicando em variações relativamente maiores para tensões do conversor. A Figura 2.26 (b) mostra as formas de onda dos mesmos sinais da Figura 2.26 (a) para enfatizar o efeito do desligamento da carga. Observa-se uma sutil elevação na tensão v_{dc} e uma pequena elevação no valor de pico de v_{an1} , durante o transitório.

A Figura 2.27 (a) mostra as formas de onda da tensão no barramento CC (v_{dc}), da corrente de linha e da tensão fase-neutro no lado Y do transformador T_1 (i_{an1} e v_{an1}), quando é injetado aproximadamente uma potencia igual a 5,8 kW nos terminais do CFR (entrada em operação da turbina eólica relatada no capítulo 3 deste trabalho). Os resultados mostram que as elevações na tensão do barramento CC e na tensão de pico da rede são inferiores a 3% dos respectivos valores anteriores ao evento. Também pode ser observado que as tensões recuperam os valores originais de antes do transitório em aproximadamente de 1 período da tensão da rede. A Figura 2.27 (b) mostra as formas de onda desses sinais durante a operação do conversor em regime permanente.

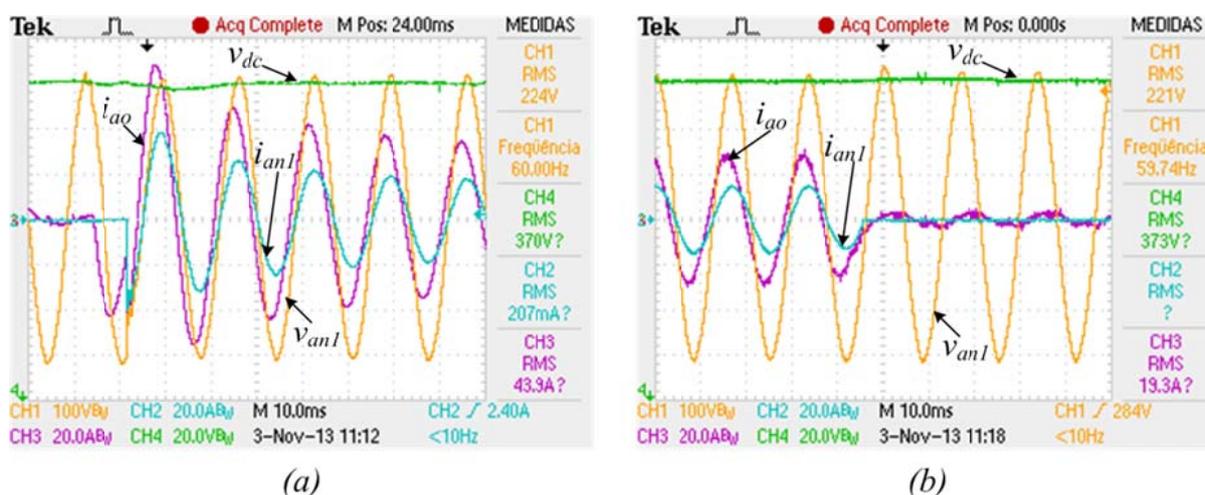


Figura 2.26 – Tensões e correntes no conversor com carga resistiva de 7,05 kW: a) Durante um transitório da carga e b) Durante o transitório de desligamento da carga.

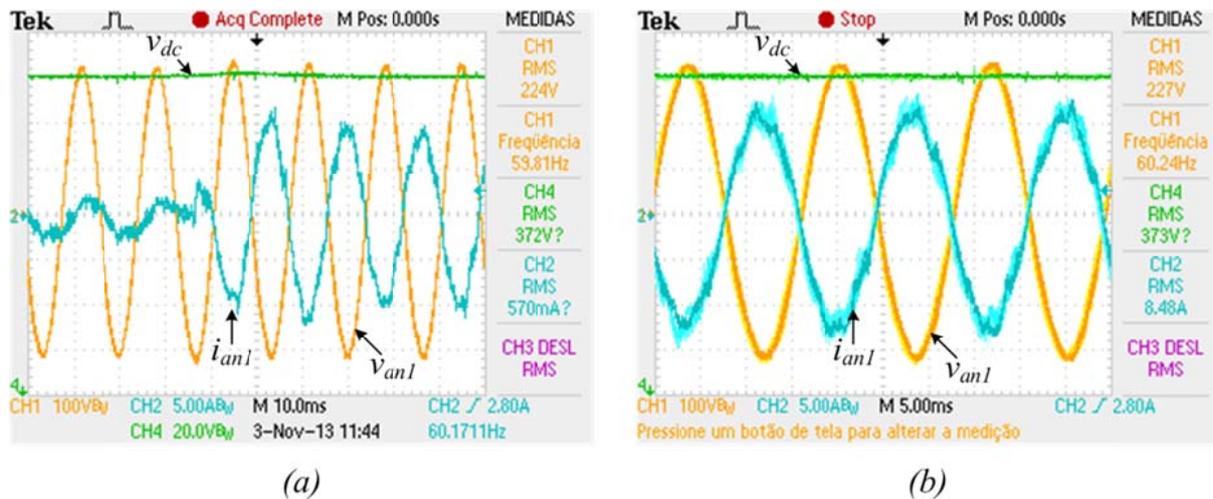


Figura 2.27 – Tensões e correntes no conversor com potência reversa: a) Durante um transitório de entrada da fonte geradora de potência e b) Durante regime permanente.

A Figura 2.28 (a) mostra o comportamento de regime permanente de tensões e corrente CA no conversor devido a uma carga resistiva de 7,05 kW, sendo v_{ab} a tensão entre as fase a e b , medida no lado Δ do transformador T_1 . Embora não estejam sendo quantificados os índices de distorção harmônica totais desses sinais na figura, pode-se observar qualitativamente, que as formas de onda dos mesmos são praticamente senoidais.

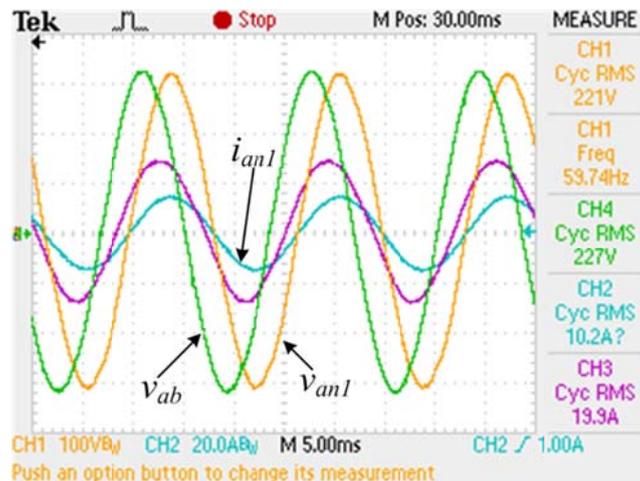


Figura 2.28 – Tensões e correntes no conversor em regime permanente com carga resistiva de 7,05 kW.

2.6 Conclusões do Capítulo 2

Este capítulo apresentou o modelamento do *CFR*. O modelo foi desenvolvido em termos dos valores médios das variáveis do sistema, desconsiderando-se os efeitos das componentes harmônicas devido à operação dos conversores eletrônicos de potência.

Foram apresentadas as metodologias e o equacionamento necessário para o projeto e sintonia dos controladores da tensão e da frequência da rede, do controle da tensão no barramento *CC* do inversor e o controle dos processos de carga e descarga do banco de baterias.

Também foi apresentado o modelamento matemático para desacoplar as ações das perturbações da corrente de carga e da potência de saída do conversor sobre as variáveis controladas do sistema, que são a tensão da rede e tensão do barramento *CC* do inversor. A metodologia utilizada para fazer o desacoplamento da perturbação da corrente de carga sobre tensão de saída do conversor, praticamente eliminou o efeito dessa perturbação e melhorou sensivelmente a resposta dinâmica do controlador de tensão.

Os resultados de simulações computacionais e experimentais demonstraram a funcionalidade do modelamento apresentado neste capítulo para o projeto dos sistemas de controle da tensão RMS da rede, bem como para o controle da tensão do barramento *CC* do *CFR*.

Capítulo 3

CONVERSOR ALIMENTADOR DA REDE COM AEROGERADOR A IMÃS PERMANENTES

3.1 Introdução

Em uma microrrede os geradores de energia podem ser baseados em fontes renováveis. Nesses geradores a tensão e frequência de saída dependem do aspecto intermitente e sazonal da fonte de potência primária de energia.

Para esses tipos de geradores a interligação com uma rede elétrica requer um conversor eletrônico para compatibilizar as características variáveis de tensão e frequência do gerador com as características praticamente constantes da tensão e frequência da microrrede. Dentro do contexto de uma microrrede isolada esses conversores podem ser denominados de alimentadores ou supridores da rede, pois são eles os responsáveis por processar a energia proveniente das fontes primárias e suprir a microrrede com a energia necessária ao consumo das cargas conectadas à mesma.

Este capítulo descreve a operação do gerador e do conversor alimentador de uma microrrede isolada, considerando a fonte de potência sendo uma turbina eólica acoplada a um gerador síncrono a imãs permanentes. Essa descrição contempla a apresentação do modelamento do conversor e da turbina eólica, além das metodologias de projeto e sintonia das malhas de controle associadas com o sistema de geração.

3.2 Topologia e princípio de controle adotado para o conversor alimentador da rede

A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos de um sistema de conversão de energia eólica de velocidade variável, com acoplamento direto entre o gerador e o rotor da turbina (sem caixa de engrenagens), conectado a uma rede elétrica. Nesse tipo de configuração pode ser utilizado qualquer tipo de gerador elétrico, porém, a tendência atual é que ele seja do tipo síncrono com múltiplos polos a imãs permanentes (Gerador Síncrono a Imãs Permanentes – *GSIP*) [17].

O *CAR* corresponde ao bloco tracejado mostrado na Figura 3.1. Do ponto vista funcional e de hardware, uma possibilidade é esse conversor ser formado por 3 blocos principais: um conversor do lado da rede (*CLR*), um barramento em corrente contínua (“*Link CC*”) e um conversor do lado do gerador (*CLG*).

O barramento *CC* tem a função de desacoplar os sinais de tensões do gerador, com

frequência e amplitude variáveis, daqueles sinais de tensões com frequência e amplitude aproximadamente constantes vistas do lado da microrrede.

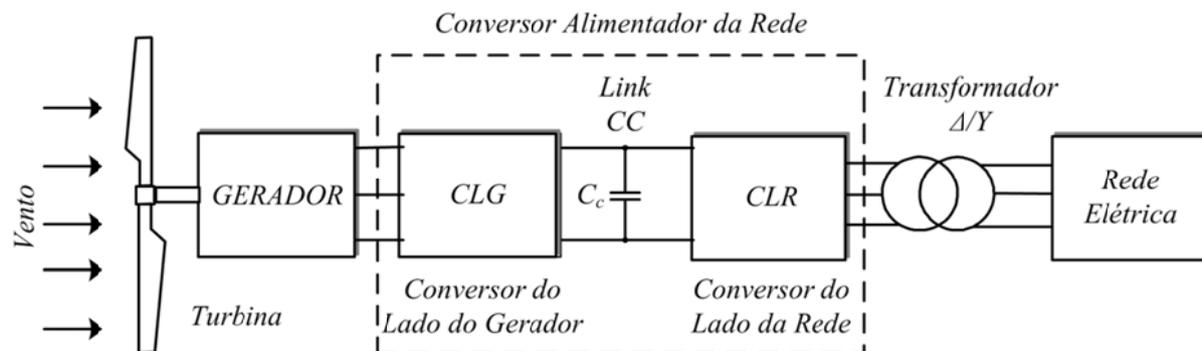


Figura 3.1 – Diagramas de blocos de um sistema de geração eólica com velocidade variável e com acionamento direto do gerador.

Conforme já mencionado no Capítulo 1, a topologia de circuito adotada neste estudo para o CAR é a de um conversor *back-to-back* de dois níveis, mostrada na Figura 3.2. Essa topologia tem sido a mais consolidada e a que tem tido maior penetração no mercado para aplicações com turbinas eólicas de velocidade variável e geradores em baixa tensão [11]. Sistemas elétricos de baixa tensão em CA são aqueles com tensão nominal RMS de linha maiores do que 100 V e menores do que 1000 V, segundo a Norma IEC 60038 [63].

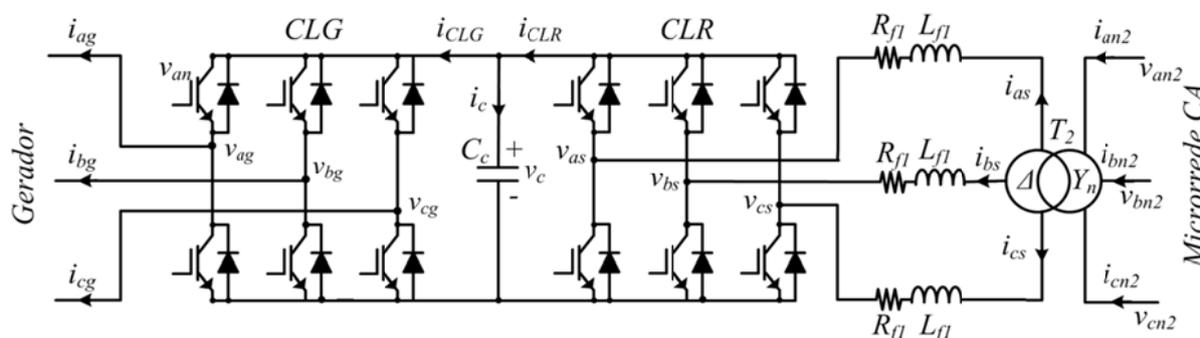


Figura 3.2 – Topologia do Conversor Alimentador de Rede.

A Figura 3.3 mostra o digrama geral de controle do gerador e do CAR. As funções dos conversores CLG e CLR dependem do tipo de gerador e da estratégia de controle que se deseja implantar para o sistema de geração. No caso de sistemas com fontes renováveis, devido ao aspecto intermitente e variável da geração, o CLR é utilizado para controlar e manter constante a tensão do barramento CC, podendo ainda ser utilizado para controlar a potência reativa que deve ser injetada ou absorvida da rede. O CLG, por sua vez, tem a função de controlar o conjugado eletromagnético do gerador para que a turbina opere no seu ponto de máxima geração de potência para cada velocidade de vento. O funcionamento desta estratégia de controle é explicado mais adiante.

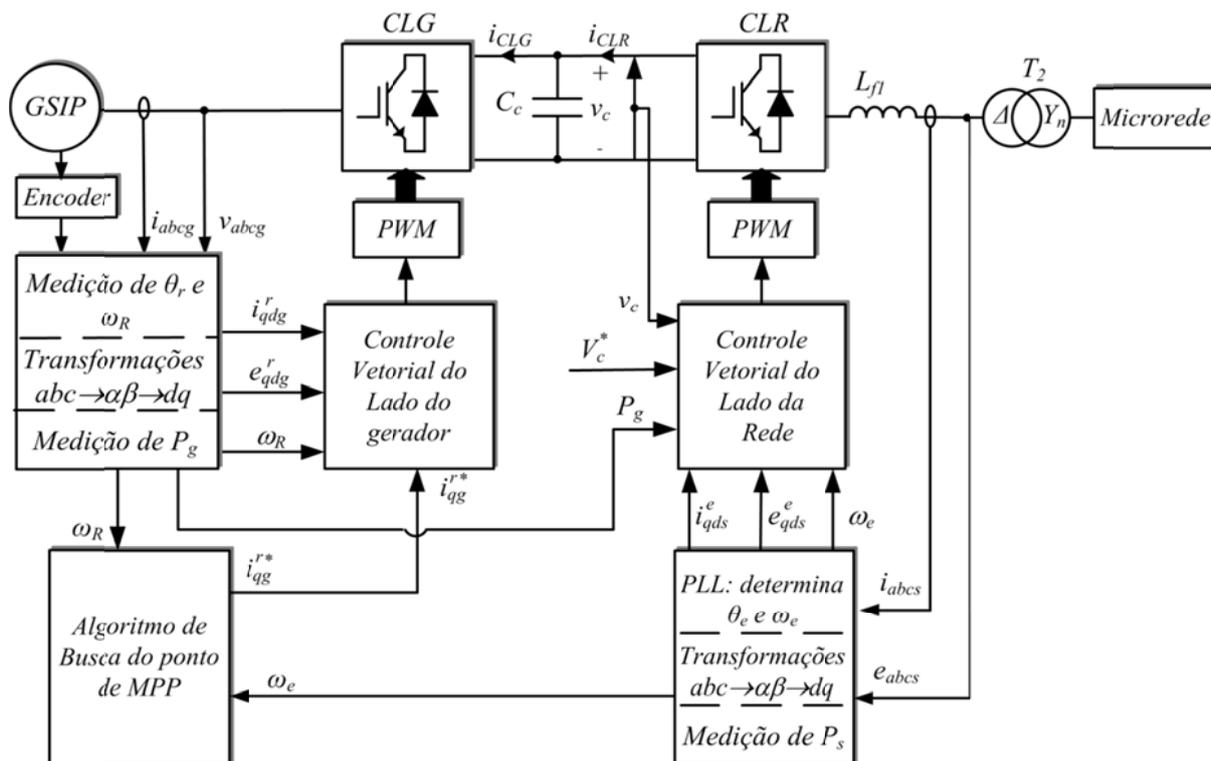


Figura 3.3 – Digrama geral de controle do gerador e do conversor alimentador da rede.

Sendo:

- ✓ i_{abcs} e e_{abcs} as correntes de linha e as tensões trifásicas por fase da microrrede do lado Δ do transformador T_1 ;
- ✓ i_{abcg} e v_{abcg} as correntes e as tensões trifásicas por fase do gerador da turbina;
- ✓ i_{qdg}^r e e_{qdg}^r as correntes e as tensões do gerador no referencial dq sincronizado com o rotor do gerador;
- ✓ i_{qds}^e e e_{qds}^e são as correntes e tensões do conversor CLR no referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de fase da microrrede;
- ✓ ω_e a frequência das grandezas elétricas da rede em radianos elétricos por segundo;
- ✓ ω_R a velocidade do rotor do gerador em radianos mecânicos por segundo;
- ✓ θ_e o ângulo de posição do vetor das tensões de fase da microrrede, em rad elétricos, vistas do lado do CLR ;
- ✓ θ_r o ângulo de posição do rotor, em rad elétricos;
- ✓ P_s a potência ativa nos terminais do CLR ;
- ✓ P_g a potência ativa gerada medida nos terminais de saída do CLG ;
- ✓ v_c a tensão instantânea sobre o capacitor do barramento CC;
- ✓ * o sobrescrito que indica o valor de referência para uma grandeza qualquer.

O controle do CLR é implementado num referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de fase no ponto de interligação do conversor com a rede. Já o controle vetorial do CLG é implementado num referencial dq sincronizado com o rotor do gerador. O

detalhamento referente à conversão das variáveis trifásicas (abc) para as variáveis dq (girantes) foi apresentado através de (2.8) a (2.11) no Capítulo 2.

A determinação da frequência e do ângulo de fase do vetor das tensões da rede é feita utilizando um PLL síncrono aplicado sobre as tensões medidas no ponto de interligação do conversor com a rede.

A obtenção da velocidade e da posição do rotor é feita neste trabalho em particular utilizando-se um sensor de velocidade e posição.

3.3 Modelamento e controle do conversor do lado da rede

As referências adotadas para as correntes e tensões no modelamento do CLR e do CLG são aquelas para a operação da máquina no modo motor, ou seja, correntes saindo da rede e entrando no conversor, conforme mostrado na Figura 3.2.

O controle vetorial do CLR utiliza um sistema de eixos de referência síncrono alinhado com o vetor das tensões da microrrede (\vec{E}_s), conforme mostrado na Figura 3.4. São consideradas tensões da microrrede, para efeitos deste controle, aquelas no ponto de interligação do CLR com o lado Δ de T_1 na Figura 3.3. Nesse referencial síncrono as tensões de eixo direto e quadratura em regime permanente são dadas por (3.1) e (3.2). Com isso, as equações da potência ativa e reativa nos terminais do conversor (terminais do indutor do lado da rede) são dadas por (3.3) e (3.4), respectivamente.

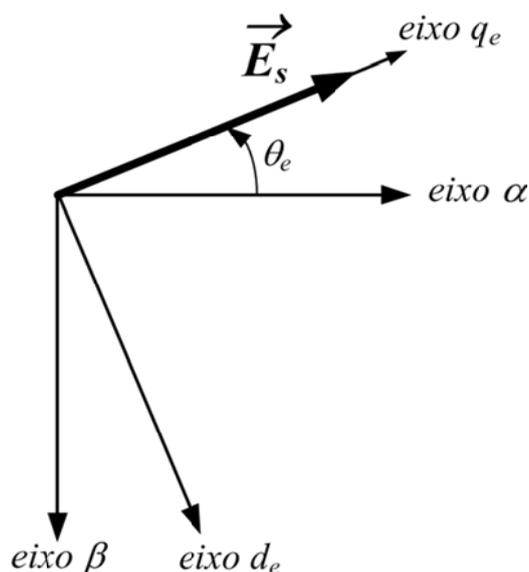


Figura 3.4 – Eixos de referência síncronos ligados ao vetor das tensões da rede.

$$e_{qs}^e = E_s \quad (3.1)$$

$$e_{ds}^e = 0 \quad (3.2)$$

$$P_s = \frac{3}{2}(e_{qs}^e i_{qs}^e + e_{ds}^e i_{ds}^e) = \frac{3}{2}e_{qs}^e i_{qs}^e \rightarrow P_s = \frac{3}{2}E_s i_{qs}^e \quad (3.3)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(e_{qs}^e i_{ds}^e - e_{ds}^e i_{qs}^e) = \frac{3}{2}e_{qs}^e i_{ds}^e \rightarrow Q_s = \frac{3}{2}E_s i_{ds}^e \quad (3.4)$$

Sendo:

- ✓ P_s e Q_s as potências ativa e reativa no ponto de conexão do inversor com a microrrede;
- ✓ e_{ds}^e e e_{qs}^e as tensões de eixo d_e e eixo q_e da microrrede;
- ✓ i_{ds}^e e i_{qs}^e as correntes de eixo d_e e eixo q_e da microrrede;
- ✓ E_s o valor de pico das tensões de fase da microrrede;
- ✓ e o sobrescrito que significa grandeza no referencial sincronizado com o vetor girante das tensões da rede.

De (3.3) e (3.4) tem-se que se a tensão terminal da microrrede for constante, as potências P_s e Q_s são diretamente proporcionais a i_{qs}^e e i_{ds}^e , respectivamente. Assim, essas correntes podem ser utilizadas para controlar de forma independente a potência ativa e a potência reativa no ponto de conexão do conversor com a rede.

Fisicamente há uma relação direta entre o fluxo de potência ativa nos terminais do conversor e a tensão sobre o capacitor do barramento CC , de modo que o valor v_c pode ser mantido constante a partir do controle da corrente i_{qs}^e .

A Figura 3.5 mostra o diagrama de blocos simplificado com o princípio geral de controle do CLR , no domínio contínuo do CLR . Observa-se que o controle desenvolvido no eixo q possui duas malhas em cascata, sendo uma malha externa que controla a tensão do barramento CC e uma malha interna que controla a corrente i_{qs}^e suprida pelo conversor. Com relação ao eixo d , o controle possui somente a malha de corrente, cujo valor de referência é função da potência reativa que se deseja no ponto de conexão do conversor com a rede.

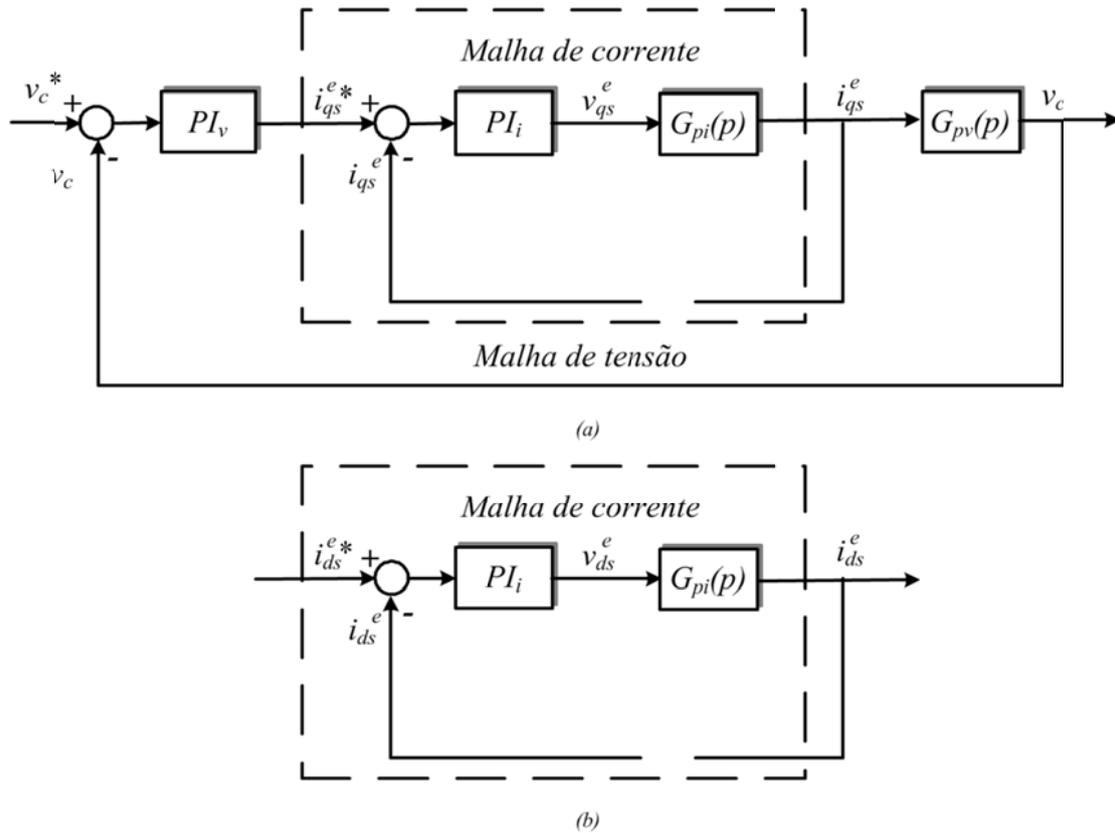


Figura 3.5 – Diagrama geral de controle do CLR; a) controle desenvolvido no eixo q e b) controle desenvolvido no eixo d .

Sendo:

- ✓ PI_i e PI_v os controladores das malhas de corrente e tensão, respectivamente;
- ✓ $G_{pi}(p)$ a função de transferência do modelo físico entre v_{qs}^e e i_{qs}^e ou v_{ds}^e e i_{ds}^e ;
- ✓ $G_{pv}(p)$ a função de transferência do modelo físico entre v_c e i_{qs}^e .

3.3.1. Sintonia da malha de controle de corrente do conversor do lado da rede

O controle das correntes de eixo q e eixo d é implementado conforme ilustrado na Figura 3.6.

As tensões da rede juntamente com as tensões de saída do conversor e o filtro indutivo RL são modelados no referencial síncrono conforme (3.5) e (3.6). As convenções adotadas para as correntes e tensões são aquelas da Figura 3.2, ou seja, o sentido positivo das correntes é da microrrede para o conversor.

$$v_{qs}^e = -R_f i_{qs}^e - L_f \frac{di_{qs}^e}{dt} - \omega_e i_{ds}^e + e_{qs}^e \quad (3.5)$$

$$v_{ds}^e = -R_f i_{ds}^e - L_f \frac{di_{ds}^e}{dt} + \omega_e i_{qs}^e + e_{ds}^e \quad (3.6)$$

Com base em (3.5) e (3.6) se obtém o diagrama de controle das correntes i_{qs}^e e i_{ds}^e , mostrado na Figura 3.7, juntamente com o modelo físico do indutor do filtro.

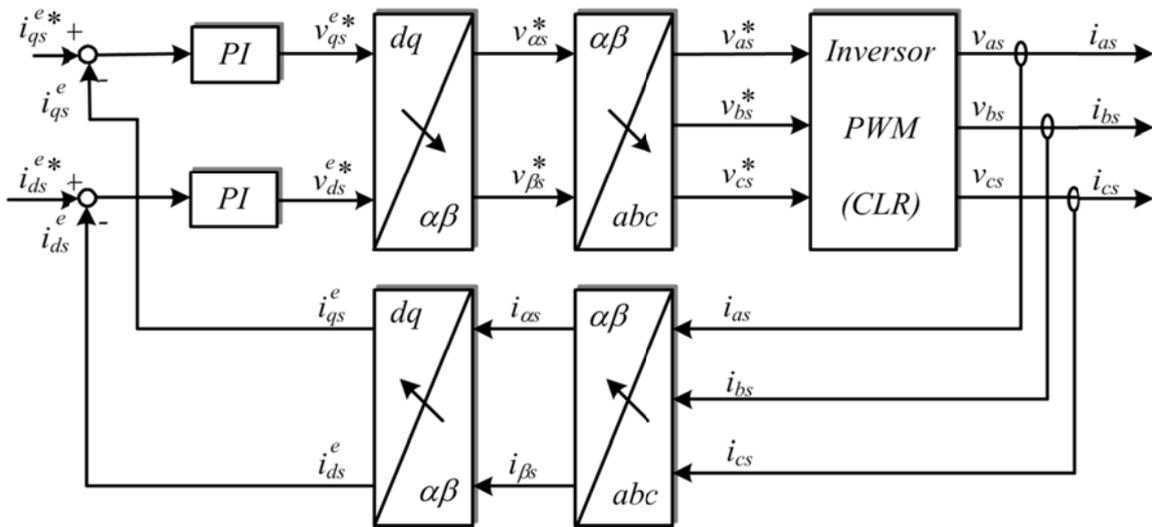


Figura 3.6 – Diagrama de blocos para implementação do controle da corrente do CLR num referencial síncrono.

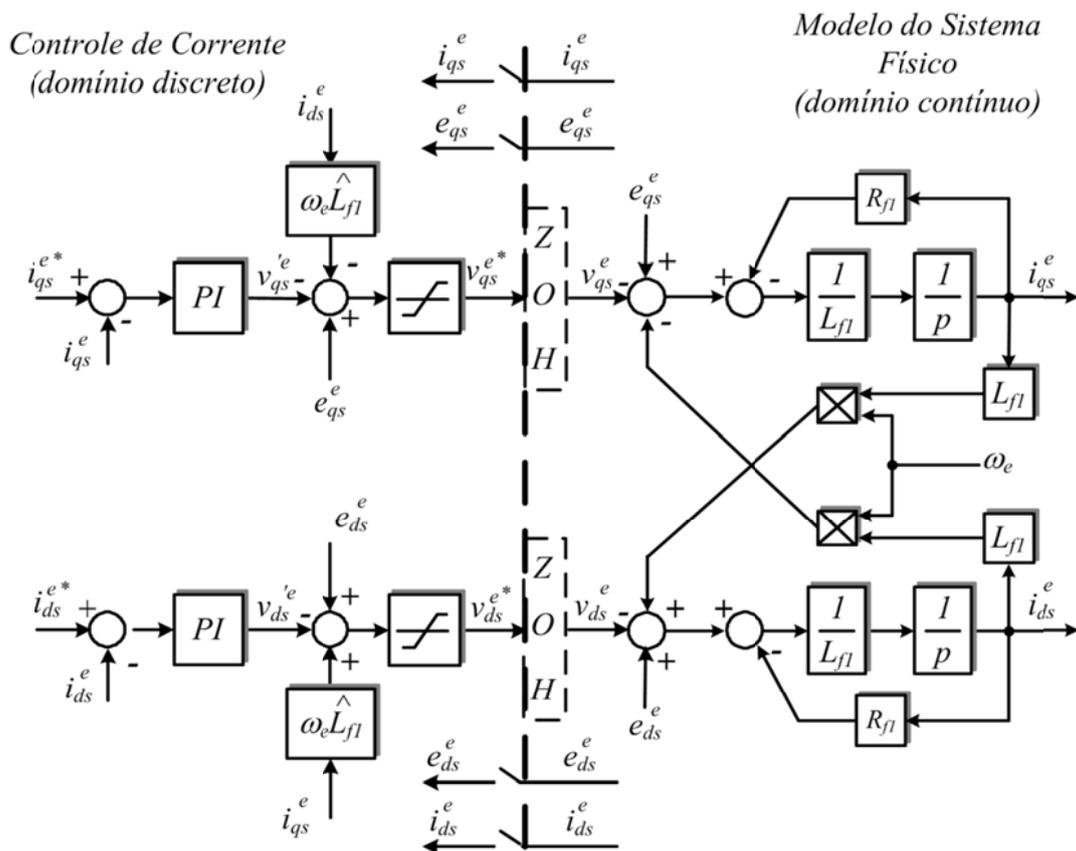


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do controle das correntes no CLR.

Os termos $\omega_e \hat{L}_{f1} i_{ds}^e$ e $\omega_e \hat{L}_{f1} i_{qs}^e$ na Figura 3.7 têm como objetivo eliminar o efeito do acoplamento cruzado que existe entre as correntes de eixos d e q (veja lado direito da figura). As tensões e_{qs}^e e e_{ds}^e somadas aos sinais de saída dos controladores PI s são para compensar as ações das perturbações e_{qs}^e e e_{ds}^e sobre o controle da corrente.

A corrente de referência i_{qs}^{e*} na Figura 3.7 é o sinal de saída da malha externa de controle da tensão v_c no barramento CC .

A corrente i_{ds}^{e*} é proporcional à potência reativa que se deseja ter na saída do conversor. De (3.4) tem-se:

$$i_{ds}^{e*} = \left(\frac{2}{3} \frac{1}{E_s} \right) Q_s^* \quad (3.7)$$

Admitindo-se que os acoplamentos cruzados entre os eixos d e q e os efeitos das perturbações e_{qs}^e e e_{ds}^e tenham sido idealmente compensadas, o diagrama de blocos da Figura 3.7 pode ser simplificado conforme mostrado na Figura 3.8, para a corrente i_{qs}^e . O diagrama simplificado para a corrente i_{ds}^e é idêntico ao de i_{qs}^e e, portanto, não é repetido aqui.

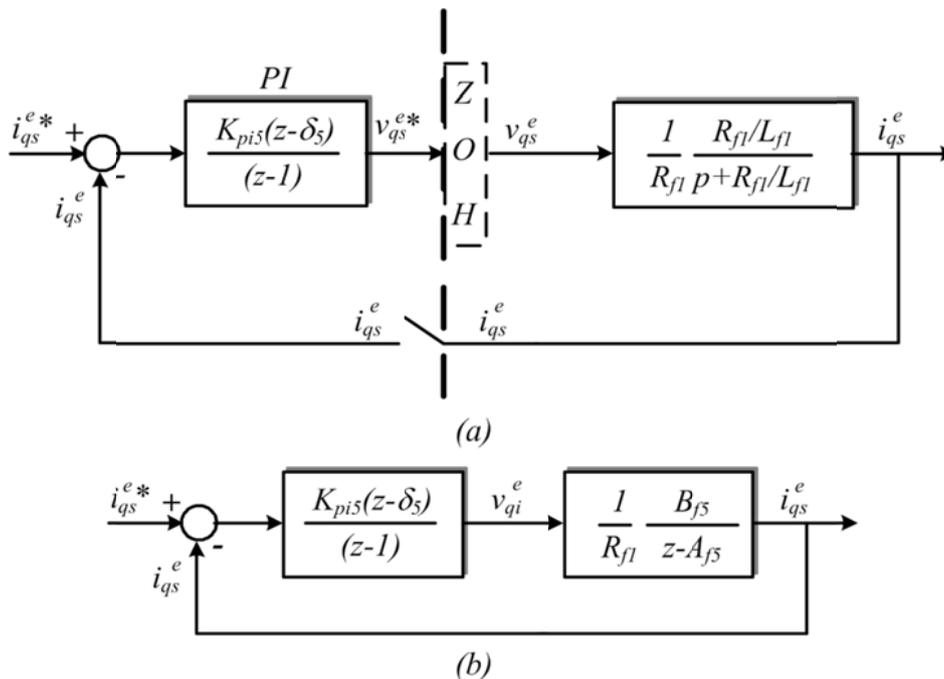


Figura 3.8 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do conversor do lado da rede: a) modelo com o sistema físico no domínio contínuo e b) modelo de análise no domínio discreto.

Sendo:

$$A_{f5} = e^{-\frac{T_{s5}}{\tau_{f1}}} \quad (3.8)$$

$$B_{f5} = 1 - A_{f5} \quad (3.9)$$

$$\tau_{f1} = L_{f1}/R_{f1} \quad (3.10)$$

Em (3.8), T_{s5} é o intervalo de amostragem do modelo discreto da malha de controle de corrente do CAR.

Considerando o zero do controlador *PI* aproximadamente igual ao polo da planta, ou seja, $\delta_5 \geq \hat{A}_{f5}$, sendo \hat{A}_{f5} o valor estimado de A_{f5} , a função de transferência de malha fechada do diagrama de blocos da Figura 3.8 (b) é resumida a (3.11).

$$\frac{i_{qs}^e(z)}{i_{qs}^{e*}(z)} = \frac{K_{TI5}}{z - (1 - K_{TI5})} \quad (3.11)$$

Sendo:

$$K_{TI5} = (K_{pi5}B_{f5})/R_{f1} \quad (3.12)$$

Se a largura de faixa da malha de corrente for igual a f_{c5} em Hz, o polo de malha fechada da malha de controle de corrente no domínio discreto é dado por:

$$1 - K_{TI5} = e^{-2\pi f_{c5}T_{s5}} \quad (3.13)$$

Assim, os parâmetros do controlador *PI* da malha de corrente do CAR são dados por (3.14) a (3.17).

$$K_{TI5} = 1 - e^{-2\pi f_{c5}T_{s5}} \quad (3.14)$$

$$K_{pi5} = (K_{TI5}R_{f1})/B_{f5} \quad (3.15)$$

$$K_{p5} = \delta_5 K_{pi5} \quad (3.16)$$

$$K_{i5} = (K_{pi5} - K_{p5})/T_{s5} \quad (3.17)$$

Sendo:

- ✓ K_{p5} o ganho do módulo proporcional do *PI* da malha interna de corrente e
- ✓ K_{i5} o ganho do módulo integrador do *PI* da malha interna de corrente.

3.3.2. Malha de controle da tensão no barramento CC

Da Figura 3.2, a corrente i_c no capacitor C_c e a potência P_c nos terminais do barramento CC são dadas por (3.18) e (3.19).

$$i_c = C_c \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_c} (i_{CLR} - i_{CLG}) \quad (3.18)$$

$$P_c = v_c i_{CLR} \quad (3.19)$$

Se as perdas no filtro e no conversor forem desprezadas, a potência no ponto de conexão do *CLR* com a rede pode ser considerada aproximadamente igual à potência nos terminais do capacitor. Assim, a partir de (3.3) e (3.19) determina-se a corrente i_{CLR} que é dada por (3.20).

$$v_c i_{CLR} = \frac{3}{2} E_s i_{qs}^e \Rightarrow i_{CLR} = \frac{3 E_s}{2 v_c} i_{qs}^e \quad (3.20)$$

Substituindo (3.20) em (3.18) encontra-se (3.21), que é uma equação dinâmica não linear relacionando v_c e i_{qs}^e .

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_c} \left(\frac{3 E_s}{2 v_c} i_{qs}^e - i_{CLG} \right) \quad (3.21)$$

A não linearidade de (3.21) não permite o uso de técnicas de sistemas lineares para o projeto da malha de controle de v_c . Uma alternativa a esse problema é trabalhar com a derivada da energia armazenada no capacitor C_c em vez da derivada da tensão.

Se as perdas nos conversores e no capacitor forem desconsideradas no modelo, a variação da energia armazenada no capacitor é igual à variação da potência ativa em seus terminais. Essa variação de potência, de acordo com as convenções da Figura 3.2, é igual à diferença entre a potência ativa P_s recebida da rede e a potência ativa P_g nos terminais do gerador (deve ser observado que a referência adotada é a rede “alimentando” o conversor). Isso é modelado por (3.22), sendo E_c a energia armazenada no capacitor C_c , dada por $(1/2)C_c v_c^2$.

$$\frac{dE_c}{dt} = \frac{1}{2} C_c \frac{d}{dt} (v_c^2) = P_s - P_g \quad (3.22)$$

A equação (3.22) ainda é uma relação não linear em v_c . O problema dessa não linearidade pode ser solucionado se v_c^2 for substituído por uma nova variável de estado dada por (3.23) [57].

$$w_c = v_c^2 \quad (3.23)$$

Substituindo (3.3) e (3.23) em (3.22), tem-se (3.24), que é uma equação dinâmica linear relacionando w_c e i_{qs}^e , desde que G_c seja constante. Isso é verdade se a rede elétrica for simétrica e a amplitude do valor das tensões de fase for constante e igual a E_s .

$$\frac{dW_c}{dt} = \frac{2}{C_c} (K_c i_{qs}^e - P_g) \quad (3.24)$$

Sendo K_c dado por:

$$K_c = \frac{3}{2} E_s \quad (3.25)$$

A Figura 3.9 mostra, finalmente, o diagrama para análise do controle da tensão no barramento CC , deduzido com base em (3.24) e (3.25).

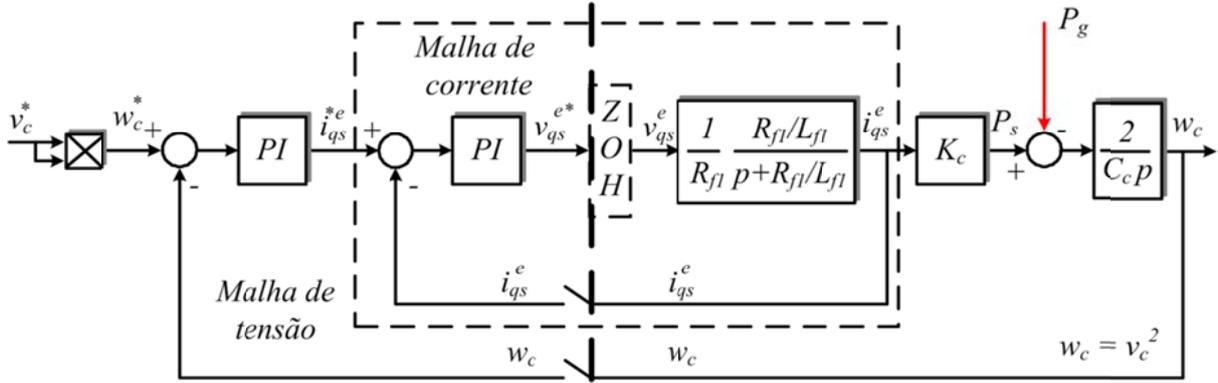


Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controle de tensão no barramento CC sem os acoplamentos cruzados entre os eixos d e q .

Considerando a malha interna de corrente na Figura 3.9 seja equivalente a um sistema de primeira ordem com a função de transferência dada por (3.26), a malha de controle de tensão pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 3.10 (a).

$$G_{pi5}(p) = \frac{i_{qs}^e(p)}{i_{qs}^{e*}(p)} = \frac{\omega_{c5}}{p + \omega_{c5}} \quad (3.26)$$

Sendo $\omega_{c5} = 2\pi f_{c5}$ e f_{c5} a largura de faixa do controlador de corrente em Hz.

A Figura 3.10 (b) mostra o diagrama de blocos para análise do controlador de tensão no domínio discreto, sendo:

$$\delta_{z6} = \frac{T_{s6} \delta_{wc6} - \tau_{w6} (1 - \delta_{wc6})}{T_{s6} - \tau_{w6} (1 - \delta_{wc6})} \quad (3.27)$$

$$\tau_{w6} = 1/\omega_{c5} \quad (3.28)$$

$$\delta_{wc6} = e^{-T_{s6}/\tau_{w6}} \quad (3.29)$$

$$K_{wc6} = (1 - \delta_{wc6}) K_c \quad (3.30)$$

$$K_{wv6} = \frac{2}{C_c} \left(\frac{T_{s6}}{1 - \delta_{wc6}} - \tau_{w6} \right) \quad (3.31)$$

Em (3.27), (3.29) e (3.31), T_{s6} é o intervalo de amostragem da malha de controle de tensão no barramento CC .

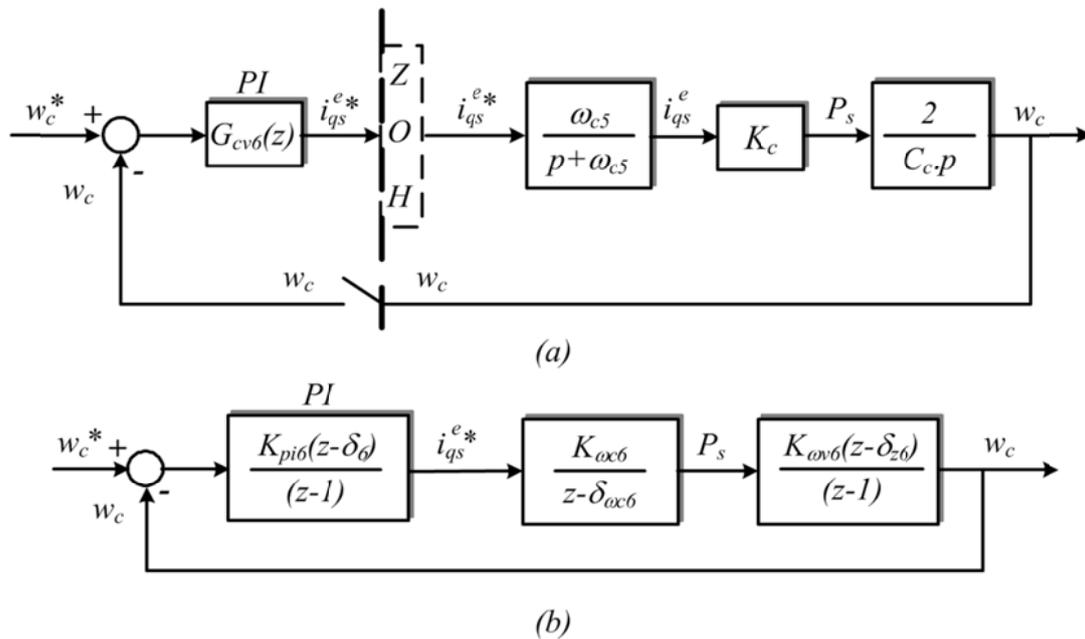


Figura 3.10 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do barramento CC do CAR: a) modelo com o sistema físico no domínio da frequência e b) modelo de análise no domínio discreto.

Semelhantemente ao procedimento adotado no Capítulo 2, os parâmetros do controlador PI (K_{pi6} e δ_6) da malha de tensão são determinados utilizando-se lugar das raízes, a partir do modelo discreto mostrado na Figura 3.10 (b). Os valores dos ganhos K_{p6} e K_{i6} do PI, sendo K_{p6} o ganho do módulo proporcional e K_{i6} o ganho do módulo integrador, respectivamente são determinados por:

$$K_{p6} = \delta_6 K_{pi6} \quad (3.32)$$

$$K_{i6} = (K_{pi6} - K_{p6}) / T_{s6} \quad (3.33)$$

O critério de projeto adotado para este sistema em particular é o de que a resposta dinâmica da malha externa de tensão seja aproximadamente 10 vezes mais lenta do que a resposta dinâmica da malha interna de corrente.

Os parâmetros do controlador da malha de tensão do barramento CC do CAR foram determinados considerando o valor de E_s igual ao valor nominal. Os valores de K_{p6} e K_{i6} nessas condições são aqueles apresentados no Apêndice B. A Figura 3.11 mostra a resposta em frequência da malha de controle de tensão, enfatizando a variação de largura de faixa da mesma quando a tensão da microrrede varia entre $0,9 pu$ e $1,0 pu$. Observa-se que nessa faixa de variação de tensão a largura de faixa varia no máximo em aproximadamente $\pm 10\%$ do valor projetado considerando a tensão nominal. Isso mostra que a consideração de tensão constante na rede feita no modelamento para projetar o controlador não compromete funcionalidade do mesmo quando a tensão da rede varia dentro do limite de $\pm 10\%$.

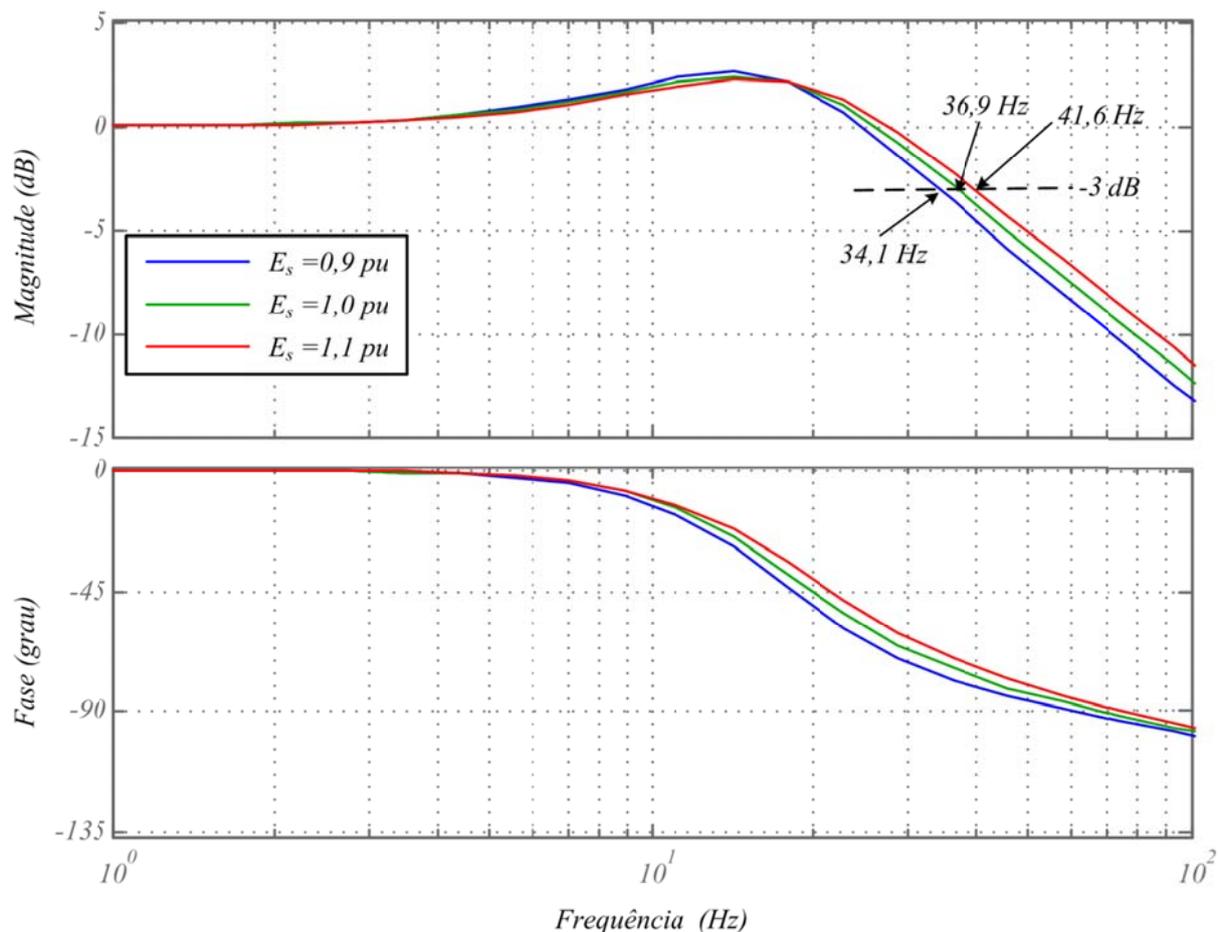


Figura 3.11 – Resposta em frequência da malha de controle de tensão do barramento CC do CAR para valores diferentes da tensão da microrrede.

3.3.3. Desacoplamento da entrada de perturbação - DID

A Figura 3.9 mostra a potência P_g nos terminais do CLG como uma perturbação ao controle da tensão do barramento CC do CAR. Uma vez que P_g pode ser medida, o seu efeito sobre a resposta de saída do controlador de tensão pode ser anulado. A Figura 3.12 mostra o modelo de análise para desacoplamento dessa perturbação sobre a resposta da malha de controle tensão.

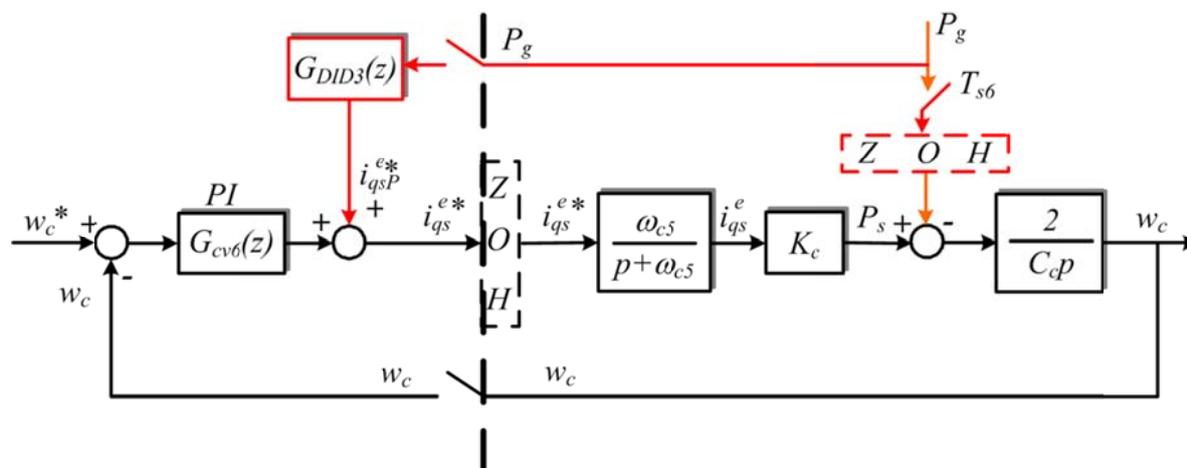


Figura 3.12 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC para análise do desacoplamento da entrada de perturbação devido à potência de saída do inversor.

Seguindo o mesmo procedimento empregado nas seções 2.4.3 e 2.5.3, mostra-se que a função de transferência $G_{DID6}(z)$ é modelada como:

$$G_{DID3}(z) = \frac{i_{qsP}^{e*}(z)}{P_g(z)} = K_{DID3} \frac{z - \delta_{wc6}}{z - \delta_{z6}} \quad (3.34)$$

$$K_{DID3} = \frac{T_{s6}}{K_{w6}K_c} \quad (3.35)$$

$$K_{w6} = T_{s6} - \tau_{w6}(1 - \delta_{wc6}) \quad (3.36)$$

3.3.4. Resultados experimentais referentes ao controle da tensão da tensão do barramento CC do conversor alimentador da rede

Nesta seção são apresentados resultados experimentais obtidos com um protótipo de um CAR. A topologia do circuito de potência do conversor é igual à apresentada na Figura 3.2. As especificações completas do protótipo do conversor são apresentadas no Apêndice B. A fonte de potência primária (gerador) é um emulador de turbina eólica com capacidade aproximada de 9 kW, a potência nominal do conversor é 15 kW, a tensão do barramento CC é 470 V e o transformador T_2 tem o lado Δ em 220 V e o lado Y em 391 V nominais. O a indutância L_{f1} do conversor back-to-back na Figura 3.2 é igual 2,8 mH e a capacitância C_c igual 6000 μ F.

O controlador PI da malha interna de controle da corrente foi sintonizado para uma resposta em malha fechada com largura de faixa igual a 500 Hz. O PI da malha externa de tensão do barramento CC foi sintonizado com uma largura de faixa aproximadamente igual a 40 Hz. Com isso a os tempos de subida projetados para as respostas das duas malhas são 0,736 ms para malha de corrente e 8,32 ms para a malha de tensão.

A Figura 3.13 mostra resultados experimentais da resposta dinâmica da tensão do barramento CC devido a entrada (a) e saída (b) de funcionamento da geração de potência pela turbina eólica. As variáveis monitoradas são a tensão no barramento CC (v_c), as correntes de linha no lado Δ e no lado Y do transformador T_2 (i_{as} e i_{an2} , respectivamente) e a tensão entre fase e neutro de T_2 (v_{an2}). Inicialmente a turbina (emulador) estava girando à vazio e a velocidade do vento era igual a 9,2 m/s. Nessa velocidade de vento o emulador da turbina tem capacidade de injetar na rede uma potência aproximada de 5,8 kW. No instante em que a injeção de potência é iniciada, identificado pelo início do crescimento das correntes i_{as} e i_{an2} na Figura 3.13 (a), a tensão v_c sofre uma elevação de aproximadamente 10 V (2,1 %) em relação ao seu valor anterior à geração de potência. No instante de desligamento da turbina, identificado pelo momento a partir do qual a corrente i_{as} é sempre nula na Figura 3.13 (b), a tensão v_c sofre um afundamento da mesma ordem de grandeza da elevação ocorrida quando do início da geração. Esses resultados demonstram qualitativamente a viabilidade do modelamento e da metodologia utilizada para projetar e sintonizar o controlador da tensão do barramento CC .

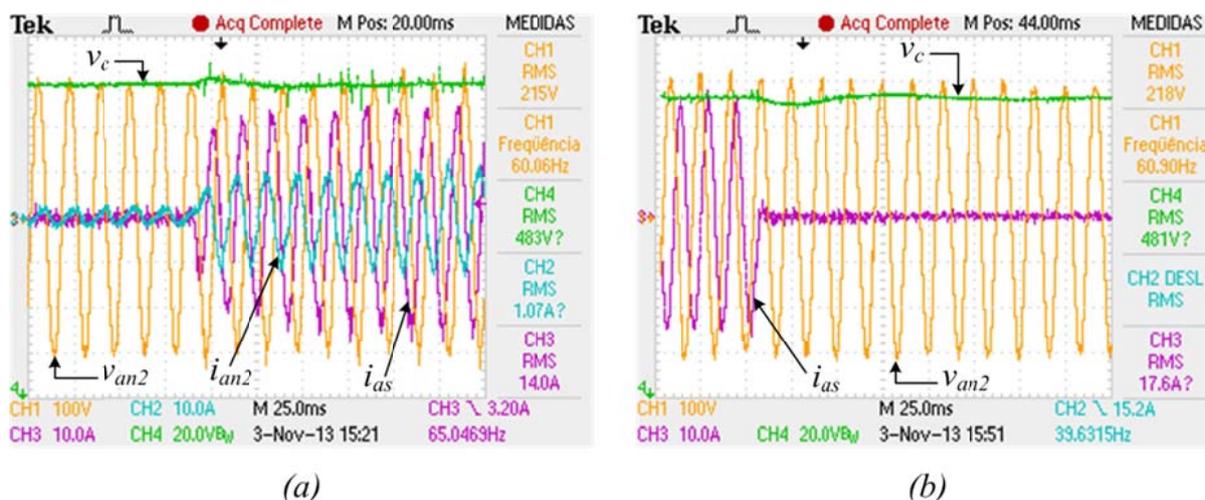


Figura 3.13 – Resposta dinâmica da tensão do barramento CC do CAR durante a geração de potência: a) No instante do início da geração de potência e b) No instante do desligamento da fonte geradora.

3.3.5. Monitoramento e sincronização do conversor com a rede elétrica

A operação interligada de um sistema de geração distribuído (SGD) com uma rede elétrica requer a sincronização das grandezas do inversor/conversor do SGD com as grandezas elétricas da rede. Essa sincronização significa, em termos práticos, que as tensões de saída do conversor e da rede devem ter a mesma frequência fundamental e os seus vetores devem ser adequadamente defasados para que o fluxo de potência entre as duas fontes possa ser feito de forma desejada e controlada.

Um algoritmo de sincronização deve determinar a cada instante o ângulo e a amplitude dos vetores das tensões em relação a um referencial fixo. Essas informações são usadas para sincronizar as variáveis de estado de controle do sistema de geração com as variáveis da rede [64]. No caso do controle do *CLR*, isso significa determinar, por exemplo, o ângulo θ_e entre o vetor \vec{E}_s e o eixo estacionário α mostrados na Figura 3.4.

A técnica que utiliza um *PLL* num referencial síncrono é a mais extensivamente utilizada para sincronização de conversores com uma rede *CA* trifásica [62], [65]. Essa técnica é relativamente rápida e tem boa precisão quando a rede é balanceada e não poluída com harmônicas. Em condições reais, no entanto, as redes geralmente têm algum desequilíbrio e algum conteúdo harmônico. Nessas condições, a resposta do *PLL* convencional no referencial síncrono é inaceitavelmente imprecisa [66]. Isso implica na necessidade de se filtrar os sinais de tensão da rede e de se determinar as suas componentes fundamentais de sequência positiva e negativa para que o *PLL* determine o ângulo espacial do vetor dessas componentes.

A Figura 3.14 mostra o diagrama de blocos de um *PLL* síncrono, para extração do ângulo θ_e do vetor das tensões fundamentais de sequência positiva. Os sentidos convencionados para os eixos $\alpha\beta$ e dq são aqueles mostrados na Figura 3.4, que se refere a um sistema de referência sincronizado com o vetor das tensões fundamentais de sequência positiva de uma rede *CA* trifásica. Com essas convenções, em regime permanente, a componente $e_{q_s}^e$ é igual à amplitude das tensões de fase (E_s) e $e_{d_s}^e$ é igual a zero.

Na Figura 3.14, *FR+ECSI* é um bloco que incorpora um filtro ressonante (*FR*) sintonizado na frequência fundamental da rede e um extrator de componentes simétricas instantâneas (*ECSI*) de sequência positiva e de sequência negativa, determinadas com base nas componentes $\alpha\beta$ das tensões de fase da rede. O bloco *MOD* reinicializa o valor da integral de ω_e para o valor zero, toda vez que o ângulo θ_e atingir o valor 2π . O bloco *MOD* mais o bloco integrador ($1/p$) formam um oscilador controlado por tensão (*VCO*). A descrição do funcionamento e modelamento do *PLL*, do *FR* e do *ECSI* serão feitos a seguir.

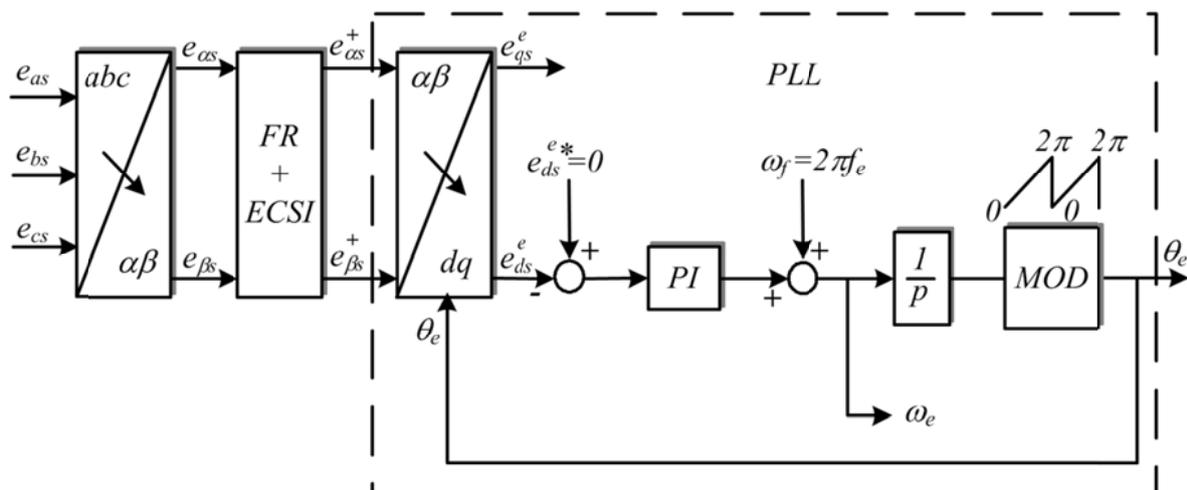


Figura 3.14 – Digrama de blocos de um PLL num referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de sequência positiva das tensões da rede.

Sendo:

- ✓ $e_{\alpha s}^+$ e $e_{\beta s}^+$ as componentes instantâneas de sequência positiva de eixos α e β , respectivamente;
- ✓ f_e a frequência fundamental nominal da rede em Hz;
- ✓ ω_f a frequência fundamental nominal da rede em rad/s.

3.3.5.1. Sintonia do PLL com base no modelo linear equivalente de pequenos sinais

O PLL na Figura 3.14 tem a função de determinar o ângulo θ_e que mantém $e_{ds}^e = 0$ ao longo do tempo. As expressões utilizadas para as transformações das variáveis trifásicas no domínio do tempo para um sistema de referência dq sincronizado com o vetor das tensões da rede ($abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$) são dadas por (2.8) e (2.10).

Se as tensões por fase da rede (e_{as} , e_{bs} e e_{cs}) forem trifásicas e equilibradas (sequência negativa nula), elas podem ser expressas por (3.37) a (3.39).

$$e_{as} = E_s \cos(\omega_f t + \theta_{e0}) \quad (3.37)$$

$$e_{bs} = E_s \cos(\omega_f t - 2\pi/3 + \theta_{e0}) \quad (3.38)$$

$$e_{cs} = E_s \cos(\omega_f t + 2\pi/3 + \theta_{e0}) \quad (3.39)$$

Substituindo (3.37) a (3.39) em (2.8) e aplicando o resultado em (2.10), tem-se:

$$e_{qs}^e = E_s \cos(\theta_e^* - \theta_e) \quad (3.40)$$

$$e_{ds}^e = -E_s \sin(\theta_e^* - \theta_e) \quad (3.41)$$

sendo θ_e^* o valor do ângulo de fase do vetor girante das tensões trifásicas e equilibradas da

rede em relação a um referencial fixo, ou seja:

$$\theta_e^* = \omega_f t + \theta_{e0} \quad (3.42)$$

Para valores de $(\theta_e^* - \theta_e)$ muito pequenos, e_{qs}^e e e_{ds}^e podem ser aproximadas por (3.43) e (3.44). Com isso, o diagrama de blocos de controle não linear da Figura 3.14 pode ser analisado utilizando pequenos sinais conforme o diagrama de blocos linear mostrado na Figura 3.15.

Observa-se de (3.43) e (3.44) que se θ_e for igual a θ_e^* , e_{ds}^e é nulo e o sistema de referência síncrono estará girando “sincronizado” ao vetor das tensões da rede, como mostrado no diagrama de vetores da Figura 3.4.

$$e_{qs}^e \cong E_s \quad (3.43)$$

$$e_{ds}^e \cong -E_s(\theta_e^* - \theta_e) \quad (3.44)$$

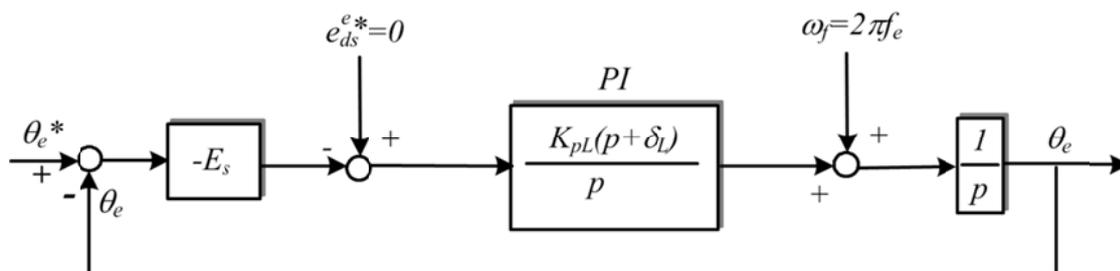


Figura 3.15 – Diagrama de blocos do modelo linear no domínio contínuo de um PLL em um referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de sequência positiva da rede

A partir da Figura 3.15, encontra-se a função de transferência de malha fechada do PLL que é dada por (3.45).

$$G_{\theta L}(p) = \frac{\theta_e}{\theta_e^*} = \frac{K_{TL}(p + z_L)}{p^2 + K_{TL}p + K_{TL}z_L} \quad (3.45)$$

Sendo:

$$K_{TL} = K_{pL}E_s \quad (3.46)$$

Escrevendo (3.45) em termos do coeficiente de amortecimento ζ e da frequência natural não amortecida ω_n de um sistema linear de segunda ordem [59], tem-se:

$$G_{\theta L}(p) = \frac{\theta_e}{\theta_e^*} = \frac{2\zeta\omega_n p + \omega_n^2}{p^2 + 2\zeta\omega_n p + \omega_n^2} \quad (3.47)$$

Sendo:

$$K_{TL} = 2\zeta\omega_n \quad (3.48)$$

$$z_L = \frac{\omega_n}{2\zeta} \quad (3.49)$$

De (3.48) e (3.49) observa-se que os parâmetros K_{TL} e z_L do controlador PI podem ser determinados a partir de valores pré-definidos de ζ e ω_n . Se o valor de ζ em um sistema de segunda ordem simples (sem zeros) for especificado na faixa de $1/\sqrt{2} \leq \zeta \leq 1$, o sobressinal da resposta do sistema a uma entrada em degrau será inferior a 5% do valor de regime permanente. Já o valor de ω_n é determinado em função da largura de faixa ω_c desejada para o PLL e do valor estabelecido para ζ . Assim, a partir de (3.45), encontra-se:

$$\omega_n = \omega_c \sqrt{\sqrt{d^2 + 1} - d} \quad (3.50)$$

$$d = 1 + 2\zeta^2 \quad (3.51)$$

Sendo $\omega_c = 2\pi f_c$, onde f_c é a largura de faixa em (Hz) da resposta do sistema em malha fechada.

A Figura 3.16 mostra a resposta ao degrau unitário do modelo em pequenos sinais do PLL , para 2 valores de ζ : $\zeta = 1/\sqrt{2}$ e com $\zeta = 1$, para uma mesma largura de faixa de 100 Hz. Observa-se que a resposta com $\zeta = 1$ apresenta um sobressinal menor do que a resposta com ζ igual a $1/\sqrt{2}$, porém, com um tempo de estabelecimento maior. Os tempos de subida são basicamente iguais nos dois casos. Em razão do tempo de estabelecimento menor, o valor de $\zeta = 1/\sqrt{2}$ será adotado para sintonizar o controlador PI do PLL . O sobressinal superior a 5% se deve ao efeito do zero existente no modelo linear em pequenos sinais expresso por (3.45).

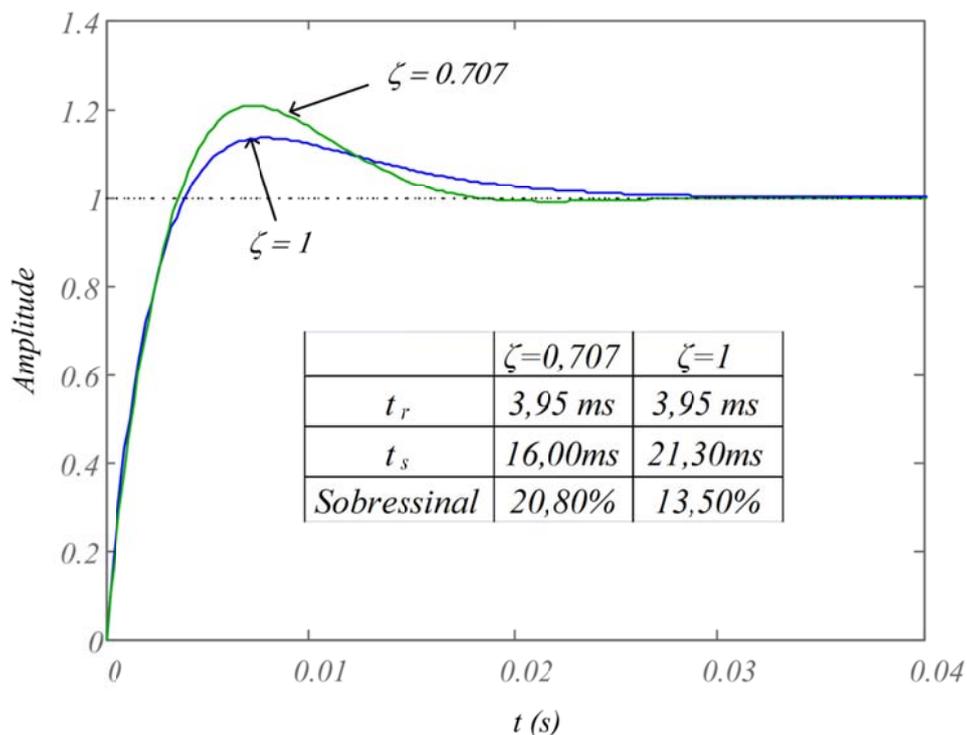


Figura 3.16 – Comparação da resposta ao degrau unitário da função de transferência do modelo linearizado de um PLL, em função da constante de amortecimento ζ , para uma largura de faixa projetada de 100 Hz.

Sendo:

- ✓ t_r o tempo de subida e
- ✓ t_s o tempo de estabelecimento, definido como o tempo necessário para que o erro entre o sinal da saída e o valor de referência se mantenha inferior a 2% em relação ao valor de referência.

No domínio discreto, o diagrama do modelo linearizado de pequenos sinais do PLL da Figura 3.15 é representado pela Figura 3.17.

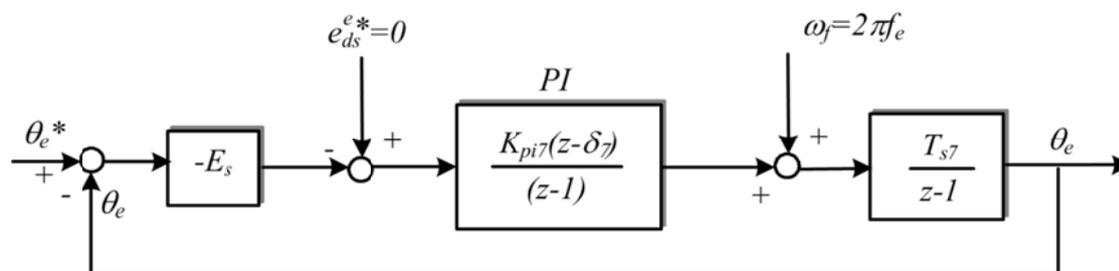


Figura 3.17 – Diagrama de blocos do modelo linear no domínio discreto de um PLL em um referencial dq sincronizado com o vetor das tensões de sequência positiva da rede

Sendo:

- ✓ K_{pi7} o ganho do controlador PI do PLL no domínio discreto;

- ✓ δ_7 o zero do PI no domínio discreto e
- ✓ T_{s7} o intervalo de amostragem da malha de controle do PLL .

A função de transferência de malha fechada do sistema da Figura 3.17 é dada por:

$$G_{\theta L}(z) = \frac{K_{T7}(z - \delta_7)}{z^2 - (2 - K_{T7})z + (1 - K_{T7}\delta_7)} \quad (3.52)$$

Sendo:

$$K_{T7} = E_s K_{pi7} T_{s7} \quad (3.53)$$

O critério de projeto adotado neste texto para sintonizar o PI discreto sem o uso de métodos de tentativa e erro é projetar o controlador para que os polos do sistema em malha fechada tenham o mesmo comportamento dinâmico de um sistema de segunda ordem subamortecido. Assim, para uma dada largura de faixa f_c especificada, a frequência natural não amortecida ω_n é dada por (3.51) e K_{T7} e δ_7 podem ser determinados por (3.54) e (3.55) [59].

$$K_{T7} = 2[1 - e^{-\zeta\omega_n T_{s7}} \cos(\omega_d T_{s7})] \quad (3.54)$$

$$\delta_7 = \frac{1 - e^{-2\zeta\omega_n T_{s7}}}{K_{T7}} \quad (3.55)$$

Sendo:

- ✓ $\omega_d \rightarrow$ a frequência natural amortecida, dada por

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.56)$$

De posse de K_{T7} e δ_7 determinam-se K_{p7} e K_{i7} , que são os ganhos proporcional e integral que compõem o PI discreto da malha de controle do PLL, respectivamente.

De (3.53), tem-se:

$$K_{pi7} = \frac{K_{T7}}{E_s T_{s7}} \quad (3.57)$$

Logo, os parâmetros K_{p7} e K_{i7} do controlador PI são dados por (3.58) e (3.59) [58].

$$K_{p7} = \delta_7 K_{pi7} \quad (3.58)$$

$$K_{i7} = \frac{(K_{pi7} - K_{p7})}{T_{s7}} \quad (3.59)$$

A Figura 3.18 mostra as formas de onda das tensões da rede, do ângulo θ_e e da

frequência, para um *PLL* projetado com largura de faixa igual a 100 Hz. O intervalo de amostragem é 100 μ s, $\zeta = 1/\sqrt{2}$ e os parâmetros K_{p7} e K_{i7} são calculados com base em (3.58) e (3.59). As formas de onda são desenhadas inicialmente para uma rede trifásica com tensões equilibradas e simétricas. No instante 0,05 s, a tensão da fase *B* sofre um afundamento de 50%. Os resultados mostram que o *PLL* estima corretamente o ângulo do vetor e da frequência enquanto as tensões do sistema são equilibradas, porém, para sistemas desequilibrados, a componente de sequência negativa se propaga através do *PLL* e interfere nos valores do ângulo de fase e na frequência extraídos.

Outro problema relacionado com o uso do *PLL* síncrono é quando os sinais das tensões da rede são distorcidos. Isso pode ser visto no exemplo da Figura 3.19, que mostra as tensões da rede e os sinais detectados para θ_e e para a frequência fundamental utilizando o mesmo *PLL* da Figura 3.18, porém, com as tensões de fase da rede distorcidas por uma componente de 5ª harmônica de amplitude igual a 10% da componente fundamental. Os resultados mostram que a distorção harmônica interfere nos valores que são determinados pelo *PLL*, principalmente com relação a frequência fundamental da rede.

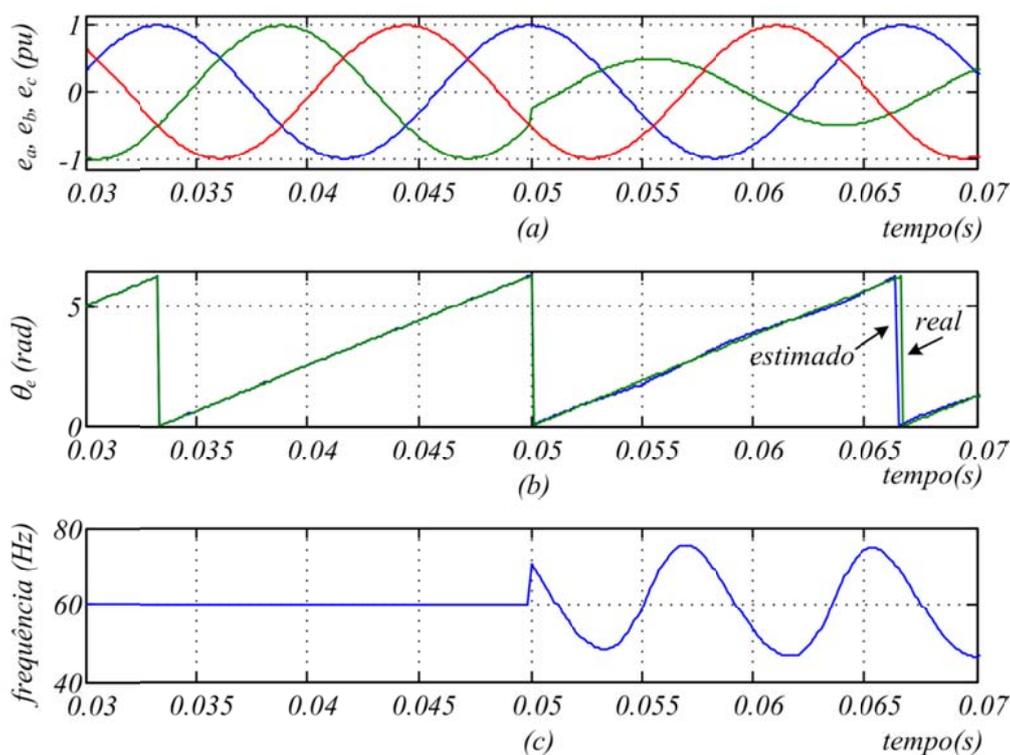


Figura 3.18 – Influência dos desequilíbrios de tensão sobre a resposta de um *PLL* sem filtragem da componente de sequência negativa: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e do vetor das tensões e c) a frequência da componente fundamental de tensão.

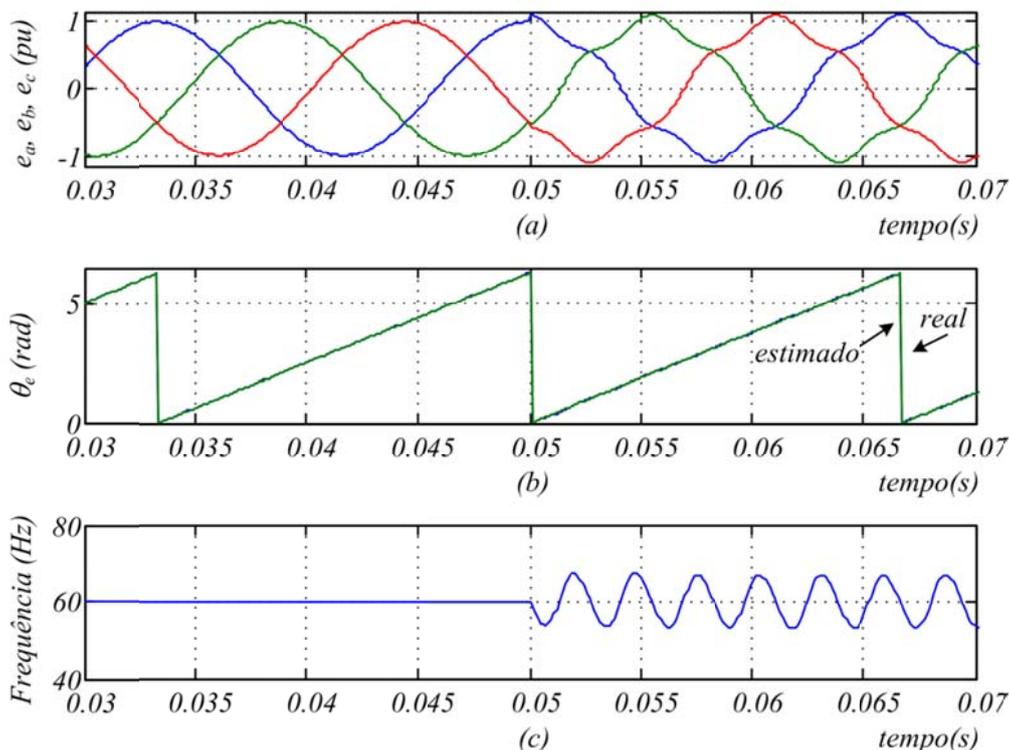


Figura 3.19 – Influência da distorção harmônica sobre a resposta de um *PLL* com as tensões da rede distorcidas por 10% de quinta harmônica: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e do vetor das tensões e c) frequência da componente fundamental de tensão.

3.3.5.2. Filtro Ressonante de Segunda Ordem

Para melhorar a precisão e o desempenho do *PLL* síncrono com a rede desbalanceada e/ou distorcida, há necessidade de se filtrar os sinais de tensão da rede e determinar as componentes fundamentais de sequência positiva e negativa das mesmas. Uma possível maneira de fazer isso é utilizando a estrutura de um filtro ressonante de segunda ordem (*FRSO*), mostrado na Figura 3.20 [67]. Idealmente, essa estrutura produz dois sinais na saída, sendo um de mesma amplitude e em fase com a fundamental do sinal de entrada ($e'_{\alpha s}$) e outro, também de mesma amplitude, porém, atrasado de 90° ($qe'_{\alpha s}$).

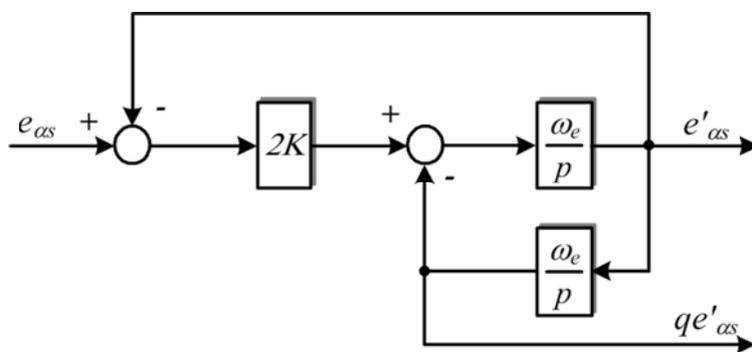


Figura 3.20 – Digrama de blocos de um filtro ressonante de segunda ordem – *FRSO*.

Sendo:

- ✓ $e'_{\alpha s}$ a componente fundamental de $e_{\alpha s}$, na frequência ω_e ;
- ✓ $qe'_{\alpha s}$ uma componente de tensão em quadratura e atrasada de 90° em relação a $e'_{\alpha s}$, na frequência ω_e ;
- ✓ K é uma constante que afeta a largura de faixa do *FRSO*.

As funções de transferência ($e'_{\alpha s}/e_{\alpha s}$) e ($qe'_{\alpha s}/e_{\alpha s}$), no domínio da frequência, referentes à Figura 3.20, são dadas por (3.60) e (3.61), respectivamente.

$$G_{vs}(s) = \frac{e'_{\alpha s}}{e_{\alpha s}} = \frac{2K\omega_e s}{s^2 + 2K\omega_e s + \omega_e^2} \quad (3.60)$$

$$G_{qvs}(s) = \frac{qe'_{\alpha s}}{e_{\alpha s}} = \frac{2K\omega_e^2}{s^2 + 2K\omega_e s + \omega_e^2} \quad (3.61)$$

A Figura 3.21 mostra os diagramas de Bode de $G_{vs}(s)$ e $G_{qvs}(s)$ para $K = 0,1$ e $K = 0,707$, respectivamente, com ω_e igual a 377 rad/s. A Figura 3.22 mostra as formas de onda de $e_{\alpha s}$, $e'_{\alpha s}$ e $qe'_{\alpha s}$ para os mesmos valores de K . Observa-se dessas figuras que em regime permanente e na frequência com ω_e igual a 377 rad/s, $e'_{\alpha s}$ e $qe'_{\alpha s}$ são defasados de 90° e que $e'_{\alpha s}$ está em fase com $e_{\alpha s}$. Também se observa que à medida que o valor de K é reduzido o filtro rejeita mais acentuadamente os sinais de entrada que tenham frequência diferente da sua frequência de ressonância, porém a resposta dinâmica do mesmo torna-se relativamente mais lenta que se o valor de K fosse maior. Portanto, a decisão quanto ao valor de K que se deve utilizar depende da relação de compromisso entre a faixa de passagem do filtro e a rapidez da sua resposta dinâmica.

Em aplicações de monitoramento para sincronização de geradores ou conversores eletrônicos com uma rede CA, cuja frequência pode variar ligeiramente em torno do valor da frequência nominal fundamental, por exemplo, 60 ± 1 Hz, não é interessante utilizar um filtro ressonante com faixa de passagem muito estreita (K muito pequeno), pois isso atenuaria o valor da amplitude dos sinais de saída do filtro. Isso é exemplificado com os diagramas de Bode da Figura 3.21, para K igual a 0,1 e K igual a 0,707. Além disso, a resposta dinâmica do filtro é mais oscilatória e mais lenta para menores valores de K , conforme mostrado na Figura 3.22. Observa-se nessa figura que a saída de um filtro ressonante com $K = 0,707$ é capaz de atingir o regime permanente devido a um degrau de 1 pu na amplitude do sinal de entrada em menos de um período da frequência fundamental de 60 Hz desse sinal, enquanto que se o valor de K fosse igual a 0,1 o regime permanente somente seria estabelecido em mais de 3 períodos de 60 Hz. Esses resultados sugerem que um valor de $K = 0,707$ pode ser uma escolha adequada para esse tipo de aplicação.

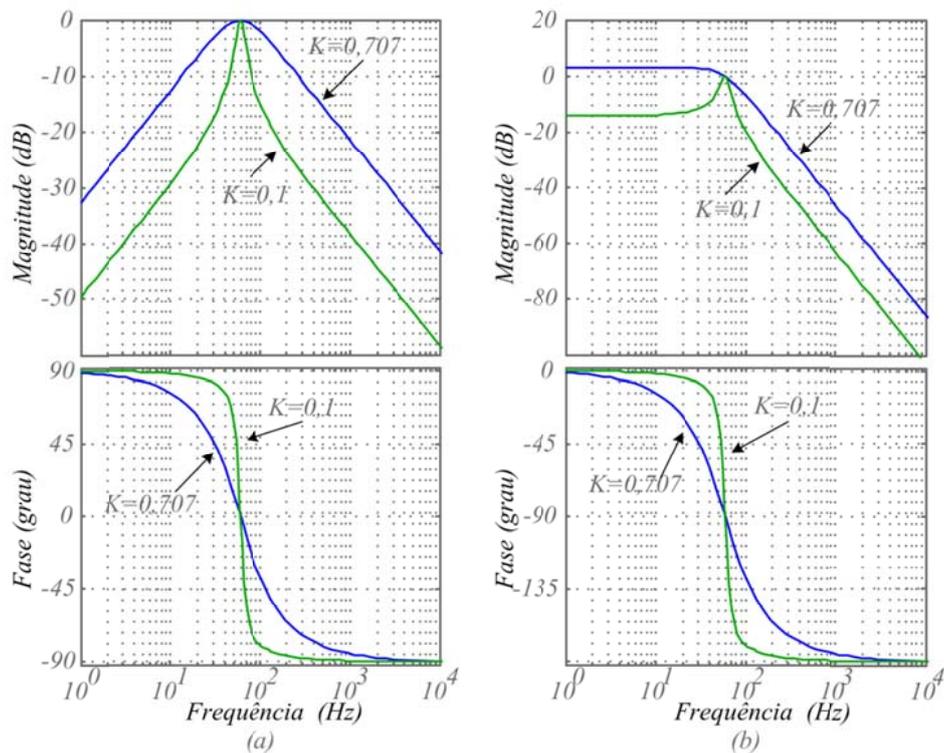


Figura 3.21 – Diagramas de Bode das funções de transferência do filtro com frequência de ressonância igual a 60 Hz, para diferentes valores de K : a) para $G_{vs}(s)$ e b) para $G_{qvs}(s)$.

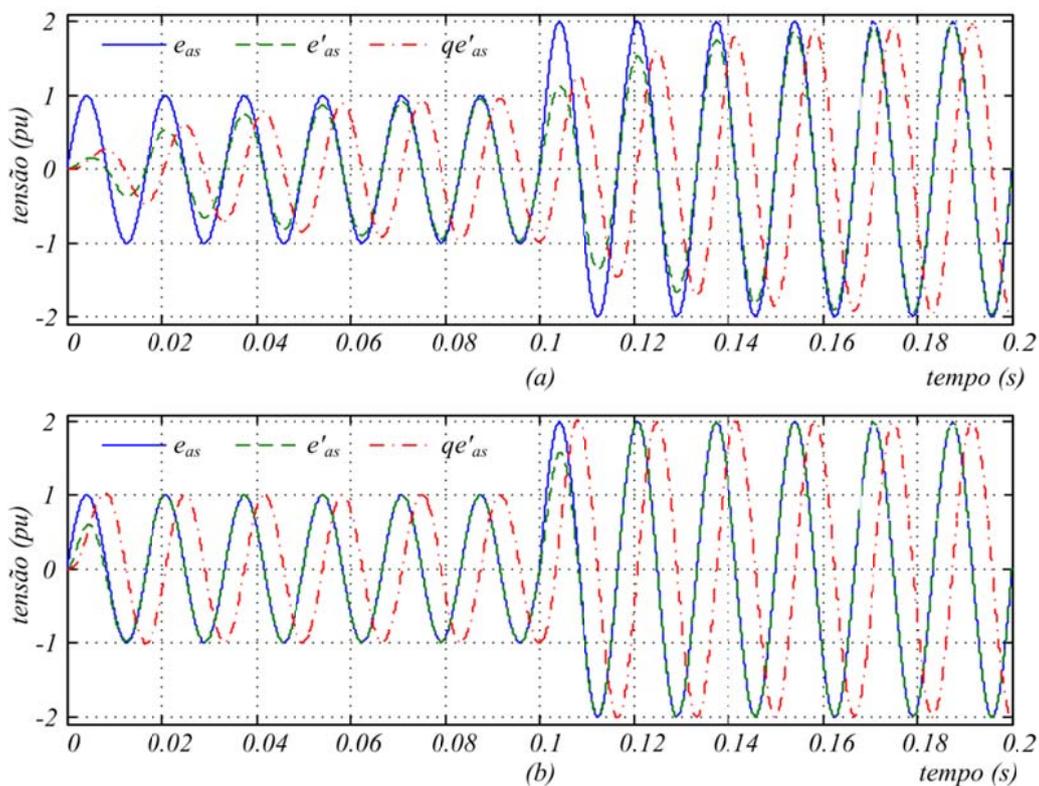


Figura 3.22 – Formas de onda dos sinais de saída do filtro ressonante de segunda ordem: a) para $K=0,1$ e b) para $K=0,707$

Um ponto importante que precisa ser levado em consideração quanto ao uso filtro ressonante da Figura 3.20 é quando o sinal da rede possui algum nível CC. Como pode ser visto em (3.60) e (3.61) e na Figura 3.21, o filtro ressonante rejeita o nível CC do sinal de entrada, porém, a componente em quadratura $qe'_{\alpha s}$ é diretamente afetada pelo mesmo. Uma solução para esse problema é proposta em [67]. Ela consiste em calcular o erro $\varepsilon = e_{\alpha s} - e'_{\alpha s}$, multiplicá-lo por $2K$, filtrar o resultado usando um filtro passa baixa (*FPB*) para eliminar eventual conteúdo harmônico associado a $e_{\alpha s}$ e, finalmente, subtrair o resultado de $qe'_{\alpha si}$, conforme mostrado na Figura 3.23. A justificativa para essa solução vem do fato de que idealmente a componente $e'_{\alpha s}$ é desprovida de qualquer conteúdo harmônico ou nível CC. Logo, em regime permanente, o erro $\varepsilon = e_{\alpha s} - e'_{\alpha s}$ será igual ao nível CC mais os harmônicos existentes no sinal de entrada $e_{\alpha s}$. Dessa forma, filtrando-se esse sinal de erro e multiplicando o mesmo por $2K$, tem-se como resultado um sinal que é igual ao nível CC presente em $qe'_{\alpha si}$, pois o ganho de $G_{qvs}(s)$ em (3.61) para frequência zero é igual a $2K$. Subtraindo-se o sinal de saída do *FPB* do sinal $qe'_{\alpha si}$, tem-se o sinal $qe'_{\alpha s}$, que é desprovido de nível CC e é atrasado e em quadratura com $e_{\alpha s}$, conforme desejado.

A Figura 3.24 (a) mostra o diagrama de Bode de $G_{qvs}(s) = qe'_{\alpha s}(s)/e_{\alpha s}(s)$ considerando a uso do *FPB* da Figura 3.23. Pode-se ver que o ganho de $G_{qvs}(s)$ é nulo para sinais de entrada com frequência zero, diferentemente do que ocorreu quando o *FPB* não foi utilizado, conforme mostrado na Figura 3.21 (b), onde o ganho para frequência nula foi igual a 1. A Figura 3.24(b) mostra os sinais de entrada e saída do filtro ressonante com o uso do *FPB* para uma entrada senoidal que possui um nível CC igual a sua amplitude máxima. Observa-se que o nível CC de entrada é rejeitado nos sinais de saída, enfatizando a eficácia da solução indicada na Figura 3.23. Esses resultados foram obtidos para $K = 0,707$ e $\omega_o = 2\pi 60 = 377 \text{ rad/s}$.

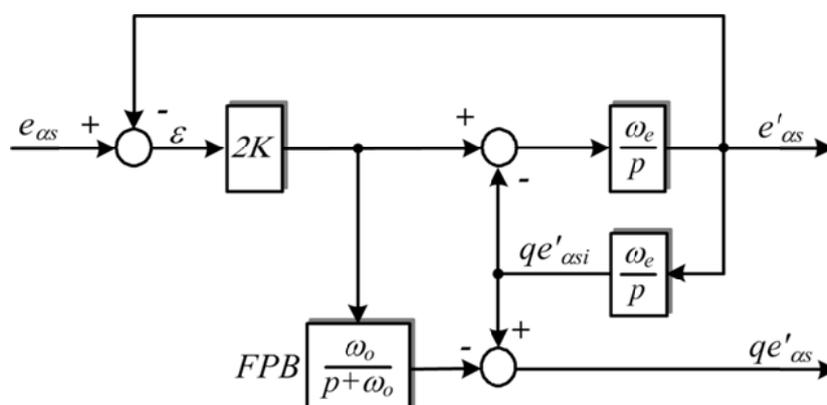


Figura 3.23 – Filtro ressonante com Filtro Passa Baixa para rejeição de offset no sinal de entrada sobre o sinal de saída em quadratura.

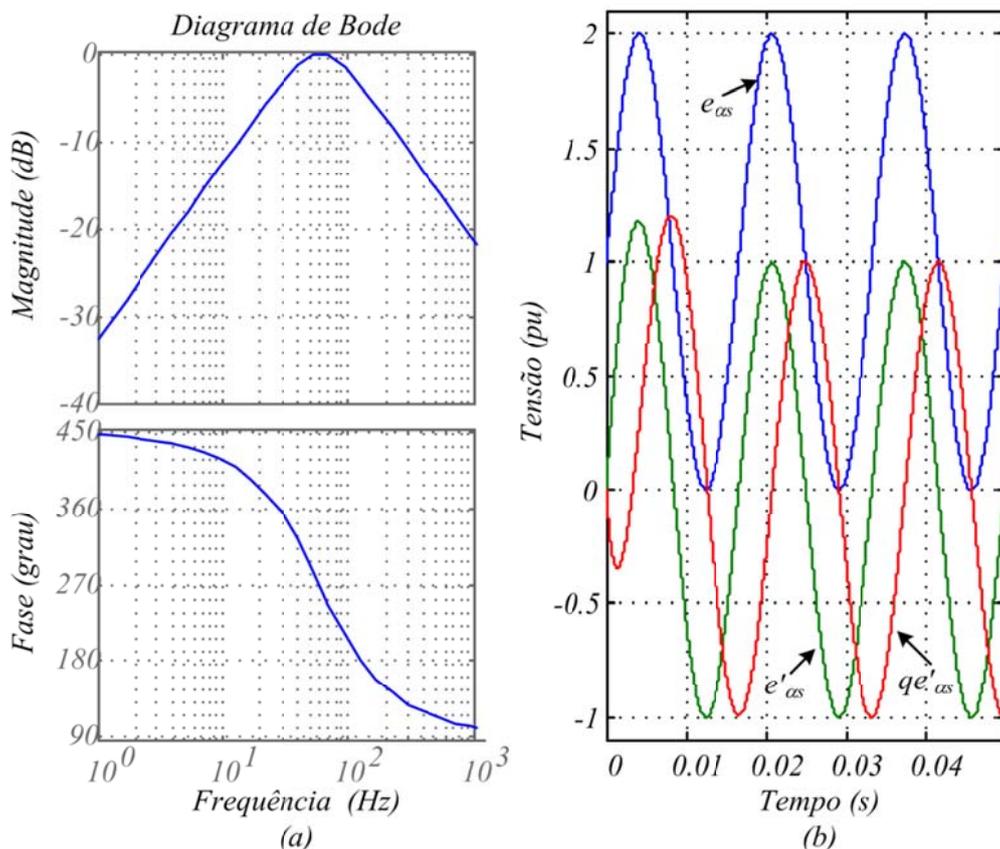


Figura 3.24 – Filtro ressonante com rejeição do offset do sinal de entrada: a) Diagrama de Bode de $G_{qv_s}(s)$ e b) Sinais senoidais de entrada e saída, para $K=0,707$ e $\omega_o=377$ rad/s.

3.3.5.3. Modelo Discreto do Filtro Ressonante de Segunda Ordem

O modelo discreto para implementação do filtro ressonante mostrado na Figura 3.23 pode ser obtido utilizando-se algum método de conversão de um sistema contínuo em um sistema discreto. Dentre os diversos métodos disponíveis, os mais comumente utilizados são através da Transformada – Z, também chamado de *Backward Euler*, o *Forward Euler* e o método de aproximação trapezoidal ou bilinear, também denominado de aproximação de *Tustin* [58], [67]. De acordo com esses métodos, o termo $(1/p)$ é aproximado da seguinte forma:

- ✓ Para o método *Backward Euler*:

$$\frac{1}{p} = T_s \frac{z}{z-1} \quad (3.62)$$

- ✓ Para o método *Forward Euler*:

$$\frac{1}{p} = T_s \frac{1}{z-1} \quad (3.63)$$

✓ Para o método de aproximação trapezoidal ou Tustin:

$$\frac{1}{p} = \frac{T_s z + 1}{2 z - 1} \quad (3.64)$$

As aproximações do integrador $1/p$ pelos métodos de Euler não apresentam ângulo de fase igual a -90 graus em toda a faixa de frequência, conforme mostrado na Figura 3.25. Isso é um problema no uso dessas aproximações para discretizar o filtro ressonante da Figura 3.23, pois os sinais e'_{asi} e qe'_{asi} não seriam defasados de 90 graus, como desejado. A solução, portanto, é utilizar a aproximação trapezoidal (aproximação bilinear ou de Tustin) dada por (3.64), que apresenta defasagem de -90 graus em toda a faixa de frequência.

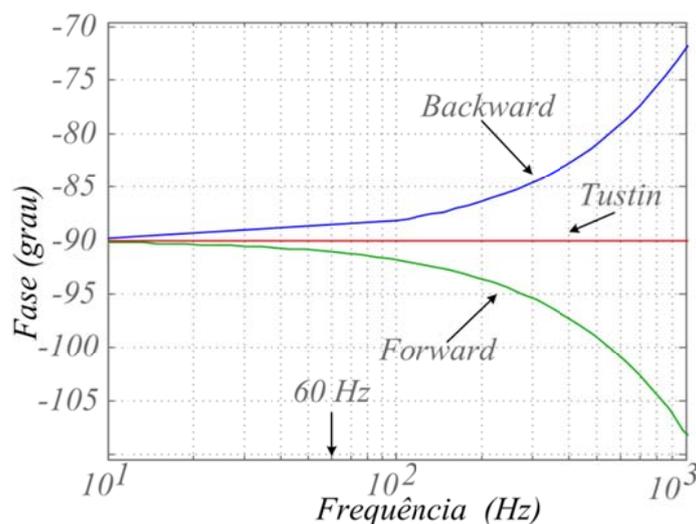


Figura 3.25 – Diagrama de fase de um integrador discreto aproximado pelos métodos *Backward* e *Forward* Euler e aproximação de Tustin.

Substituindo $s = \frac{2z-1}{T_s z+1}$ em (3.60) e (3.61), após as devidas manipulações algébricas,

tem-se:

$$G_{vs}(z) = \frac{e'_{asi}(z)}{e_{as}(z)} = \frac{b_0(1 - z^{-2})}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (3.65)$$

$$G_{qvs}(z) = \frac{qe'_{asi}(z)}{e_{as}(z)} = \frac{b_1(1 + z^{-1})^2}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (3.66)$$

Sendo:

$$a_1 = \left(\frac{8}{T_s^2} - 2\omega_e^2 \right) \frac{1}{a_0} \quad (3.67)$$

$$a_2 = \left(\frac{2A}{T_s} - \frac{4}{T_s^2} - \omega_e^2 \right) \frac{1}{a_0} \quad (3.68)$$

$$A = 2K\omega_e \quad (3.69)$$

$$b_o = \frac{2A}{T_s} \frac{1}{a_o} \quad (3.70)$$

$$b_1 = \frac{A\omega_e}{a_o} \quad (3.71)$$

$$a_o = \frac{4}{T_s^2} + \frac{2A}{T_s} + \omega_e^2 \quad (3.72)$$

O filtro passa baixa de primeira ordem, usado na Figura 3.23 no módulo de rejeição ao nível CC do sinal de entrada, é implementado de acordo com (3.73) e (3.74), sendo ω_o a largura de faixa do filtro em rad/s.

$$FPB(z) = \frac{1 - p_o}{z - p_o} \quad (3.73)$$

$$p_o = e^{-\omega_o T_s} \quad (3.74)$$

A Figura 3.26 mostra o diagrama de blocos proposto em [67] para implementação do filtro ressonante, com base em (3.65) e (3.73), sendo $w = 2\omega_e T_s$.

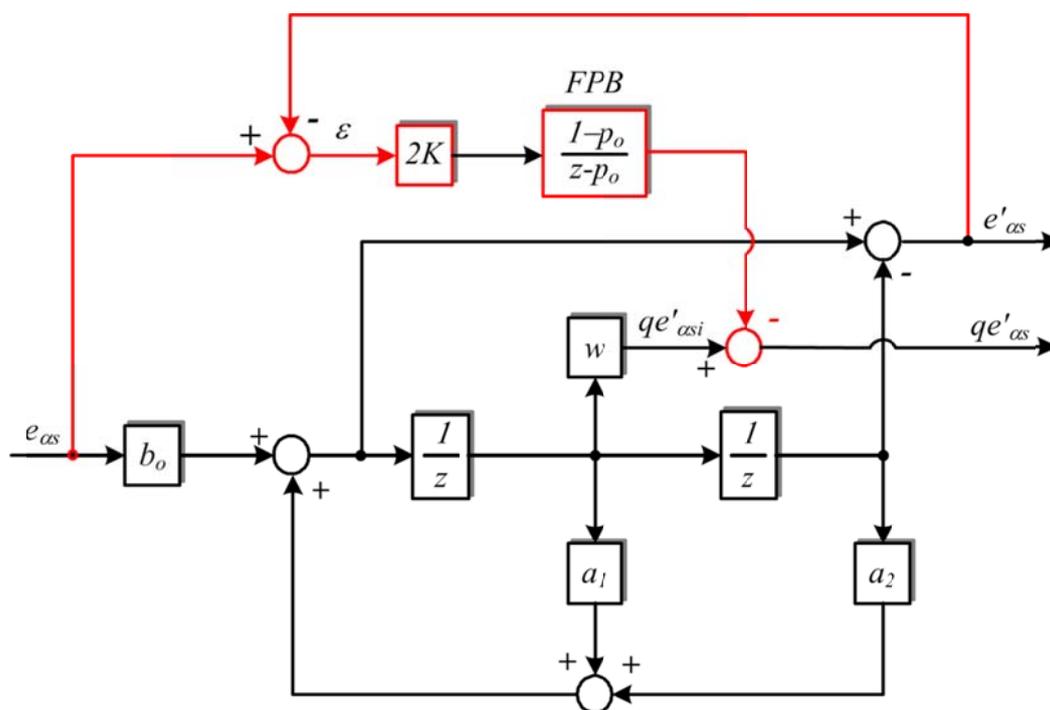


Figura 3.26 – Diagrama de blocos para implementação do filtro ressonante no domínio discreto com aproximação trapezoidal.

3.3.5.4. Determinação das componentes simétricas instantâneas das tensões da rede

Em um sistema trifásico a três condutores, as componentes simétricas instantâneas de tensão podem ser determinadas por (3.75) a (3.78), a partir das componentes bifásicas estacionárias $\alpha\beta$ [67].

$$e_{\alpha s}^+ = \frac{1}{2}(e_{\alpha s} + qe_{\beta s}) \quad (3.75)$$

$$e_{\beta s}^+ = \frac{1}{2}(e_{\beta s} - qe_{\alpha s}) \quad (3.76)$$

$$e_{\alpha s}^- = \frac{1}{2}(e_{\alpha s} - qe_{\beta s}) \quad (3.77)$$

$$e_{\beta s}^- = \frac{1}{2}(e_{\beta s} + qe_{\alpha s}) \quad (3.78)$$

Sendo:

- ✓ $e_{\alpha s}$ e $e_{\beta s}$ as componentes estacionárias totais das tensões da rede de eixos α e β , respectivamente, calculadas por (2.8);
- ✓ $qe_{\alpha s}$ e $qe_{\beta s}$ as componentes estacionárias totais de eixos α e β das tensões da rede, em quadratura com $e_{\alpha s}$ e $e_{\beta s}$, respectivamente;
- ✓ $e_{\alpha s}^+$ e $e_{\beta s}^+$ as componentes simétricas instantâneas de sequência positiva de eixos α e β , respectivamente e
- ✓ $e_{\alpha s}^-$ e $e_{\beta s}^-$ as componentes simétricas instantâneas de sequência negativa de eixos α e β , respectivamente;

A determinação das componentes simétricas instantâneas de sequência positiva e negativa através de (3.75) a (3.78) requer o conhecimento dos sinais $qe_{\alpha s}$ e $qe_{\beta s}$ em quadratura com $e_{\alpha s}$ e $e_{\beta s}$, respectivamente. Isso pode ser obtido utilizando-se a estrutura do filtro ressonante de segunda ordem (FRSO) da Figura 3.26. O diagrama de blocos para implementação do cálculo de $e_{\alpha s}^+$, $e_{\alpha s}^-$, $e_{\beta s}^+$ e $e_{\beta s}^-$ de uma rede trifásica a três condutores é mostrado na Figura 3.27.

A Figura 3.28 mostra as componentes simétricas instantâneas de tensão de eixos α e β , obtidas de acordo com a Figura 3.27, para uma rede trifásica a três fios. Os resultados simulados mostram total concordância com os resultados esperados. Observa-se inicialmente que as tensões da rede são simétricas e as componentes de sequência negativa são nulas. Em $t=0,05$ s a tensão da fase C é reduzida a zero, de forma que após esse instante o sistema torna-se assimétrico, passando a existir simultaneamente as componentes de tensão de eixos α e β de sequência positiva e de sequência negativa.

As Figuras 3.29 e 3.30 mostram os resultados de simulações obtidos com o *PLL* da Figura 3.14, que utiliza um estágio com um filtro ressonante de segunda ordem e um algoritmo de cálculo das componentes simétricas instantâneas das tensões da rede. A Figura 3.29 refere-se a uma a rede desbalanceada com a tensão da fase *B* igual a 50% do valor da amplitude das outras duas fases, enquanto que a Figura 3.30 mostra resultados simulados para as condições de uma rede distorcida por uma componente de quinta harmônica com amplitude de 10% da componente fundamental. Comparando as Figuras 3.29 e 3.30 com as Figuras 3.18 e 3.19, obtidas com um *PLL* sem desacoplar as componentes de sequência positiva e negativa, observa-se que o uso do filtro ressonante e o desacoplamento das componentes simétricas instantâneas melhoram sensivelmente os resultados detectados pelo *PLL* no que se refere á frequência da rede e ao ângulo θ_e do vetor das tensões. A frequência nominal da rede é considerada igual a 60 Hz.

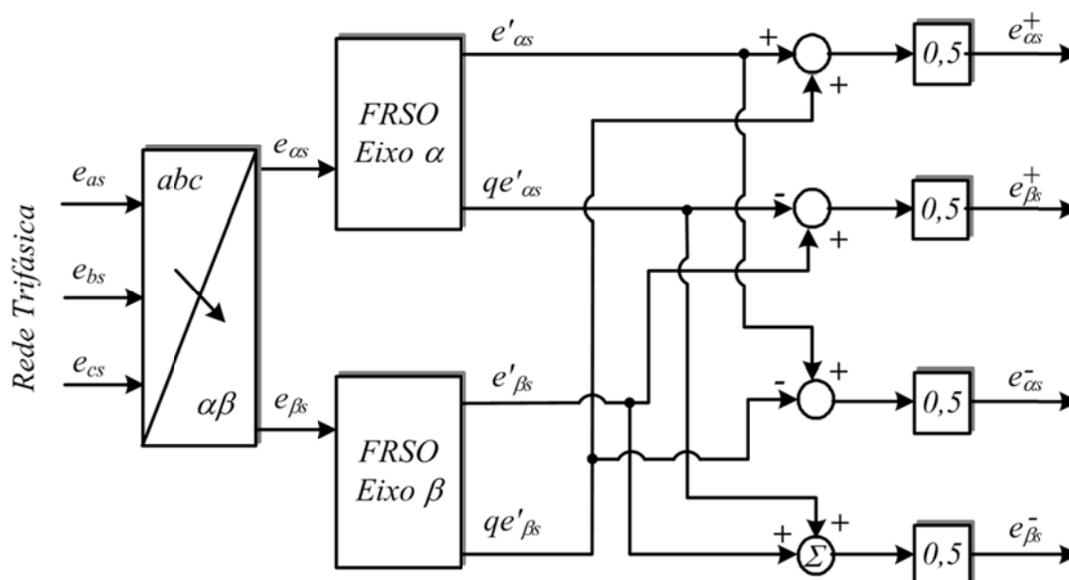


Figura 3.27 – Diagrama de blocos para implementação do cálculo das componentes simétricas instantâneas de sequência positiva e negativa das tensões de uma rede trifásica a três fios.

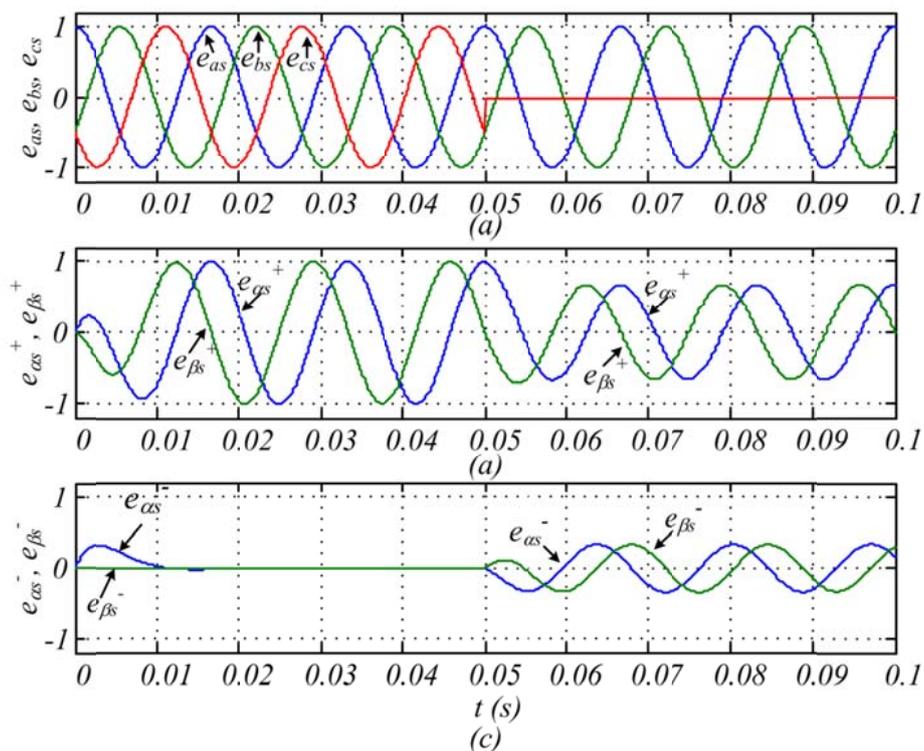


Figura 3.28 –Componentes simétricas instantâneas de tensão de sequência positiva e negativa de uma rede trifásica a três fios: a) tensões da rede; b) componentes instantâneas $\alpha\beta$ de sequência positiva e c) componentes instantâneas $\alpha\beta$ de sequência negativa.

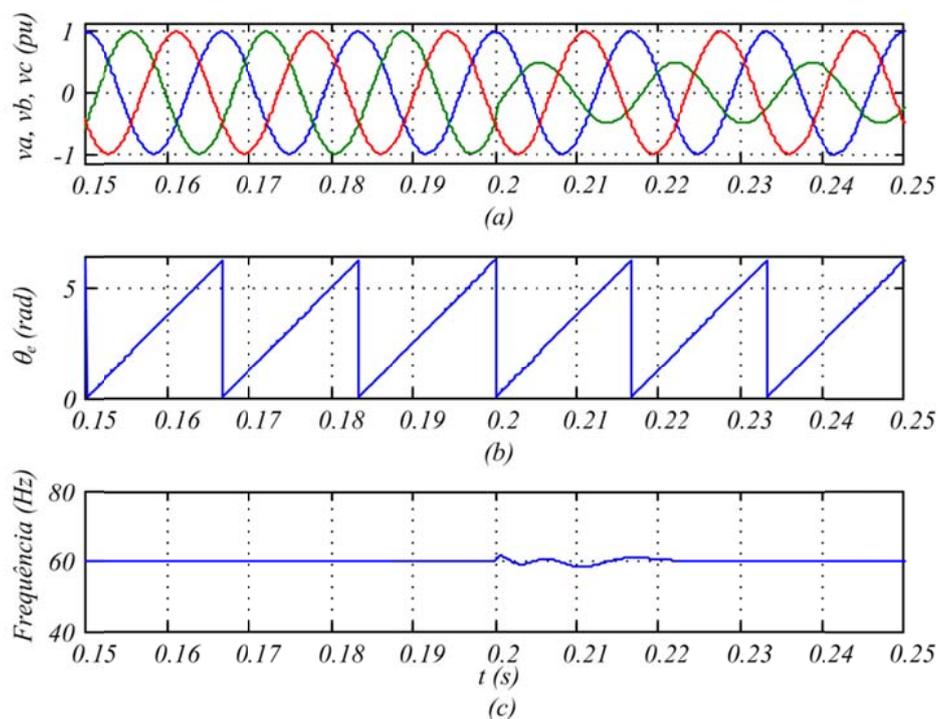


Figura 3.29 – Formas de onda de sinais relacionados com o controle do PLL em rede desbalanceada com o uso do filtro ressonante e filtragem da componente de sequência negativa: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e do vetor das tensões de sequência positiva e c) sinal detectado para a frequência da componente fundamental.

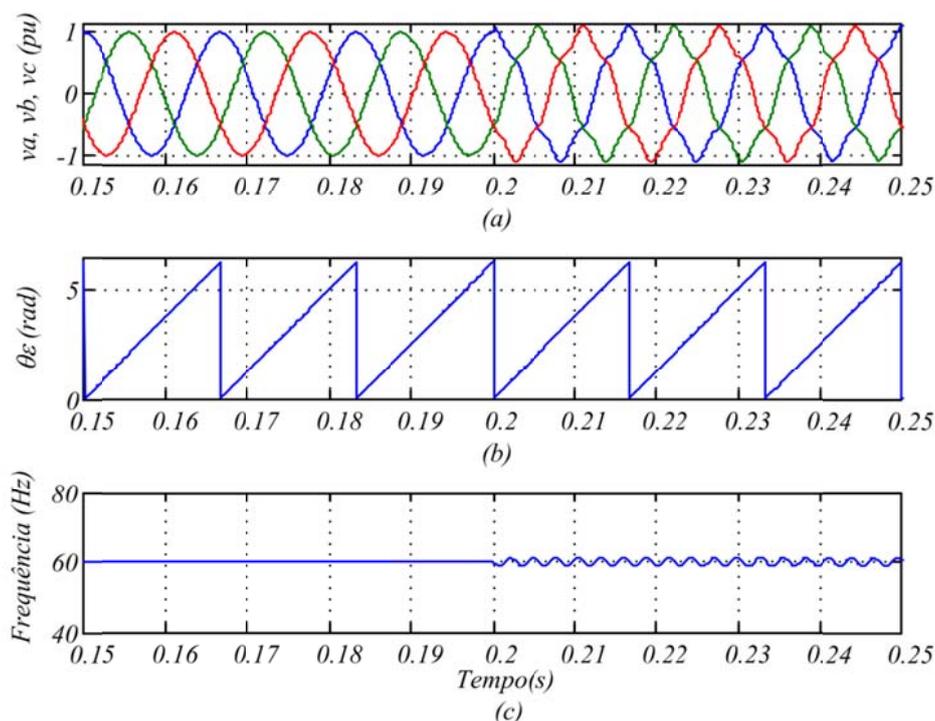


Figura 3.30 – Formas de onda relacionadas com o controle do *PLL* mais filtro ressonante com redes distorcidas por 10% de quinta harmônica: a) tensões de fase da rede; b) ângulo θ_e detectado pelo *PLL* e c) sinal detectado para a frequência da componente fundamental.

A estrutura do *FRSO* até aqui apresentada (Figuras 3.23 e 3.26) é sintonizada para ter uma frequência de ressonância fixa e igual a ω_e , que é a frequência fundamental da rede. Isso representa um problema quando o filtro é utilizado para monitorar uma rede de frequência variável, pois, nessas condições os valores das grandezas de saída do filtro serão atenuadas com relação às grandezas reais da rede e terão valores de fases diferentes de 0 e -90 graus, conforme esperado para a situação ideal (frequência da rede é igual à frequência de ressonância do filtro).

Nesses casos, uma solução é utilizar a frequência fundamental da rede que é estimada pelo *PLL*, para sintonizar o filtro ressonante [67]. A Figura 3.31 mostra as modificações introduzidas no diagrama de blocos da Figura 3.26 para implementação dessa solução, onde os parâmetros $a_0(\hat{\omega}_e)$, $a_1(\hat{\omega}_e)$, $a_2(\hat{\omega}_e)$ e $w(\hat{\omega}_e)$ são parâmetros do filtro determinados agora em função da frequência fundamental estimada pelo *PLL*, $\hat{\omega}_e$. A frequência ω_e é o sinal de saída do controlador *PI* do *PLL*, conforme mostrado na Figura 3.14. Esse sinal pode apresentar oscilações de alta frequência durante os transitórios provocados por alterações na amplitude, na fase ou na própria frequência da tensão da rede. Essas oscilações podem ser atenuadas com um filtro passa baixa, conforme mostrado na Figura 3.31. A largura de faixa desse filtro deve ser projetada suficientemente baixa para que ele elimine as oscilações existentes em ω_e , mas sem ser exageradamente reduzida para que possa introduzir atrasos inaceitáveis no valor estimado de $\hat{\omega}_e$. Nesse trabalho, o valor adotado para a largura de faixa

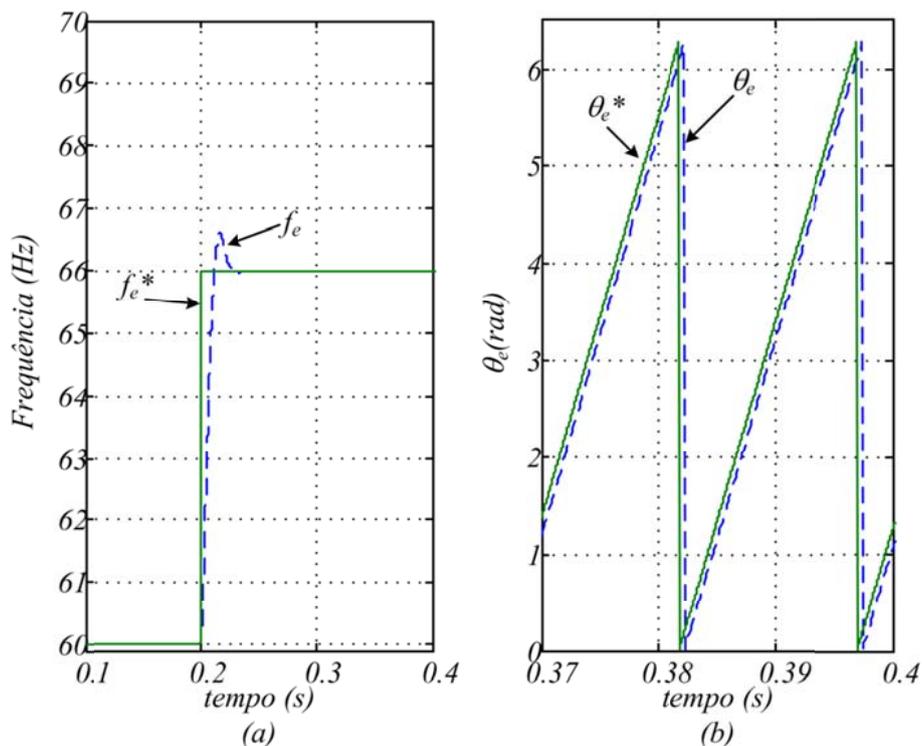


Figura 3.32 – Resposta a um degrau de frequência de 60 Hz para 66 Hz, com o filtro sintonizado na frequência ressonante de 60 Hz : a) frequência estimada e b) ângulo θ_e detectado pelo PLL.

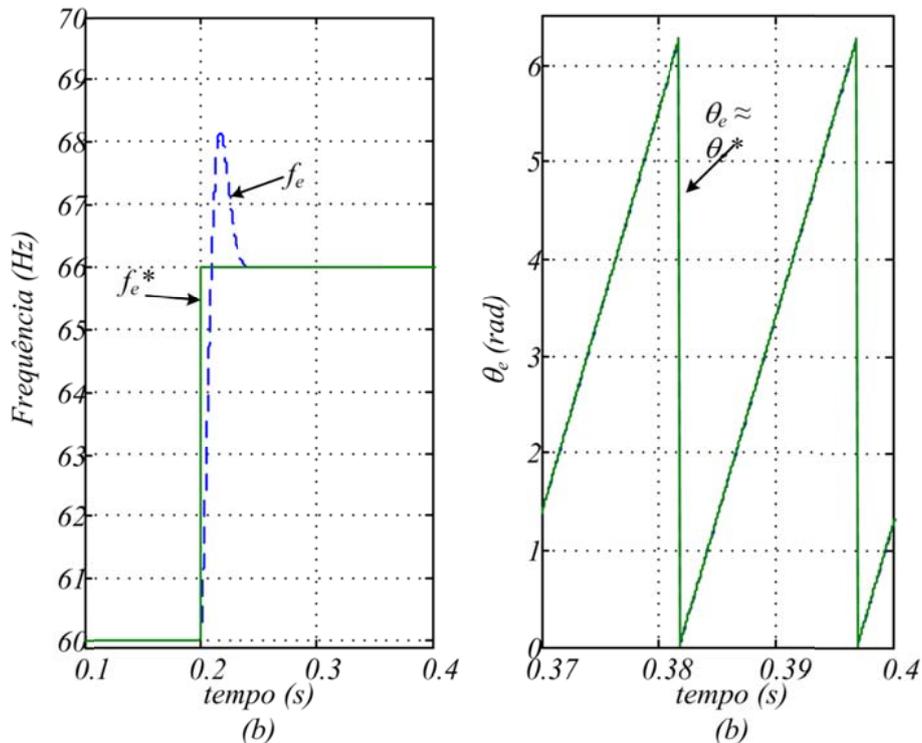


Figura 3.33 – Resposta a um degrau de frequência de 60 Hz para 66 Hz, com o filtro sintonizado na frequência estimada pelo PLL: a) frequência estimada e b) ângulo θ_e detectado pelo PLL.

3.4 Modelamento e controle da geração e do conversor do lado do gerador

Este estudo considera que o aerogerador na Figura 3.1 é formado por uma turbina eólica de eixo horizontal, com 3 pás, conforme ilustrado na Figura 3.34. O gerador utilizado é do tipo síncrono a imãs permanente, com fluxo radial e imãs montados na superfície do rotor.

3.4.1. Modelamento da turbina eólica

A produção de conjugado e potência por uma turbina eólica pode ser explicado com base em duas modelagens matemáticas: o modelo do momento do elemento de pá (*MEP*) e o modelo algébrico estático da turbina, que é elaborado em termos do coeficiente de desempenho C_p [9], [10].

O modelo *MEP* é bastante preciso, porém, devido a sua relativa complexidade e ao elevado esforço computacional que ele exige, tem tido pouca aplicabilidade prática.

Já o modelo algébrico estático simplifica a obtenção das características de desempenho da turbina, tais como as curvas de potência versus velocidade do vento ou potência versus velocidade de rotação do rotor. O detalhamento desse modelo é feito a seguir, como base em [9], [10].

A quantidade de potência disponível em uma massa de ar que atravessa o rotor de uma turbina de área A é dada por

$$P_W = \frac{1}{2} \rho A V_W^3 \quad (3.79)$$

Sendo:

- ✓ P_W a potência disponível no vento em Watts;
- ✓ ρ a densidade do ar em kg/m^3 ($1,225 \text{ kg/m}^3$ ao nível do mar e 15°C);
- ✓ A a área do rotor da turbina em m^2 ($A = \pi R^2$), conforme ilustrado na Figura 3.34 e
- ✓ V_W a velocidade do vento em m/s .

A potência disponível no eixo da turbina, no entanto, é uma parcela de P_W e é dada por

$$P_M = \left(\frac{1}{2} \rho \cdot A\right) C_p(\lambda, \beta) V_W^3 = \left(\frac{1}{2} \rho \pi R^2\right) C_p(\lambda, \beta) V_W^3 \quad (3.80)$$

Sendo:

- ✓ β o ângulo de passo das pás em relação ao plano de rotação da turbina;
- ✓ C_p o coeficiente de desempenho da turbina, o qual é função de λ e β e
- ✓ λ a relação entre a velocidade linear na ponta da pá e a velocidade do vento (“*Tip Speed Ratio – TSR*”), dada por

$$\lambda = \frac{\omega_R R}{V_W} \quad (3.81)$$

Sendo:

- ✓ ω_R a velocidade de rotação da turbina em radianos mecânicos por segundo e
- ✓ R o raio do rotor da turbina em metros.

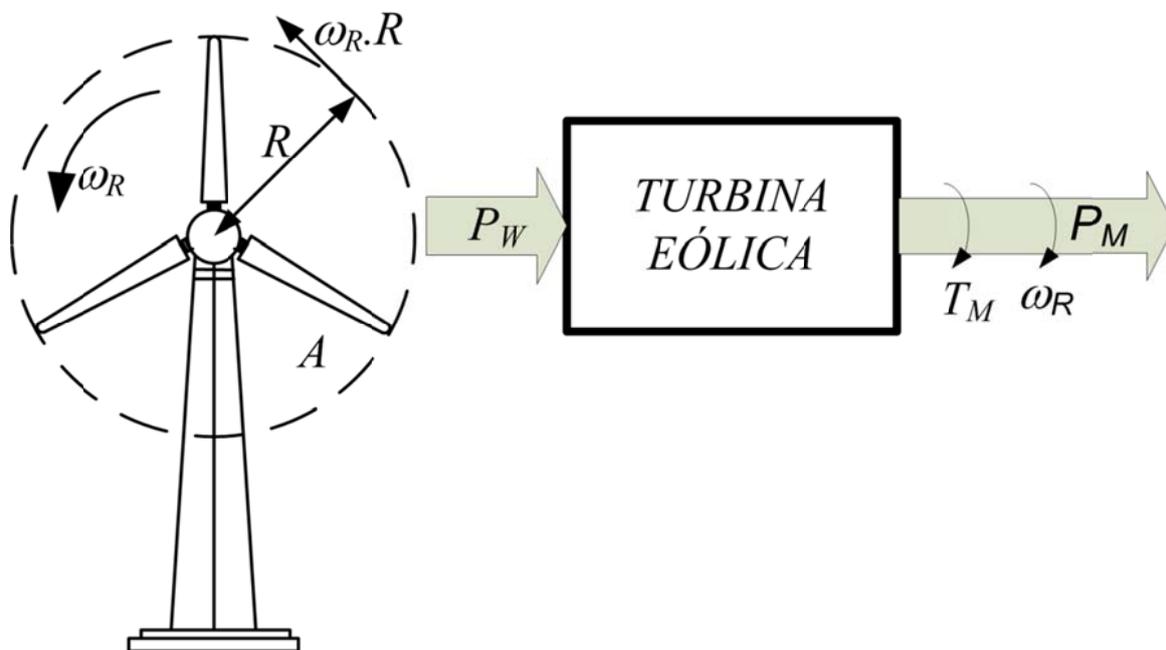


Figura 3.34 – Turbina eólica de eixo horizontal, 03 pás e área de varredura do rotor igual a A .

De acordo com [9] o coeficiente $C_p(\lambda, \beta)$ pode ser expresso por (3.82). Os coeficientes c_1 a c_8 que são dados na Tabela 3.1. Os valores desses coeficientes podem ser modificados para descrever as características de uma turbina específica. Nesses casos métodos adequados de aproximação numérica precisam ser empregados para determinar c_1 a c_8 a partir de dados experimentais da turbina em uso.

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \quad (3.82)$$

Sendo:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + c_7 \beta} - \frac{c_8}{\beta^3 + 1}} \quad (3.83)$$

Tabela 3.1 – Coeficientes c_1 a c_8 usados para o cálculo de C_p .

c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8
0,5176	116	0,40	5,00	21	0,0068	0,08	0,035

O conjugado no eixo do rotor da turbina é dado por (3.84).

$$T_M = P_M / \omega_R \quad (3.84)$$

De (3.80), (3.81) e (3.84) encontra-se o conjugado T_M em função de V_w , λ e β , conforme expresso por:

$$T_M = \left(\frac{1}{2} \rho \pi R^3 \right) C_T(\lambda, \beta) V_w^2 \quad (3.85)$$

Onde C_T é definido como o coeficiente de desempenho de conjugado, dado por:

$$C_T(\lambda, \beta) = C_p(\lambda, \beta) / \lambda \quad (3.86)$$

A Figura 3.35 mostra uma curva de $C_p \lambda$, obtida com base em (3.82) e (3.83), para os coeficientes c_1 a c_8 da Tabela 3.1. As curvas são calculadas para um ângulo de passo $\beta = 0$, que é o ângulo de máximo desempenho da turbina. A Figura 3.35 mostra que há um valor ótimo, denominado λ_{otm} , para o qual o coeficiente de desempenho C_p é máximo (C_{potm}). Em termos teóricos, o valor limite para C_{potm} é o limite de Betz que é igual a $16/27$ ou 0.5926 ($\approx 60\%$) [9]. Em termos práticos C_{potm} geralmente é da ordem de 40% a 50% [18].

Portanto, o desempenho da turbina para uma determinada velocidade de vento é maximizado se ela operar no ponto ótimo (λ_{otm} , C_{potm}), da curva $C_p \times \lambda$.

De (3.81) observa-se que λ depende de ω_R , de V_w e de R . Logo, para uma determinada velocidade de vento V_w , a operação no ponto de máximo desempenho só pode ser conseguida com a variação da velocidade de rotação ω_R do rotor da turbina.

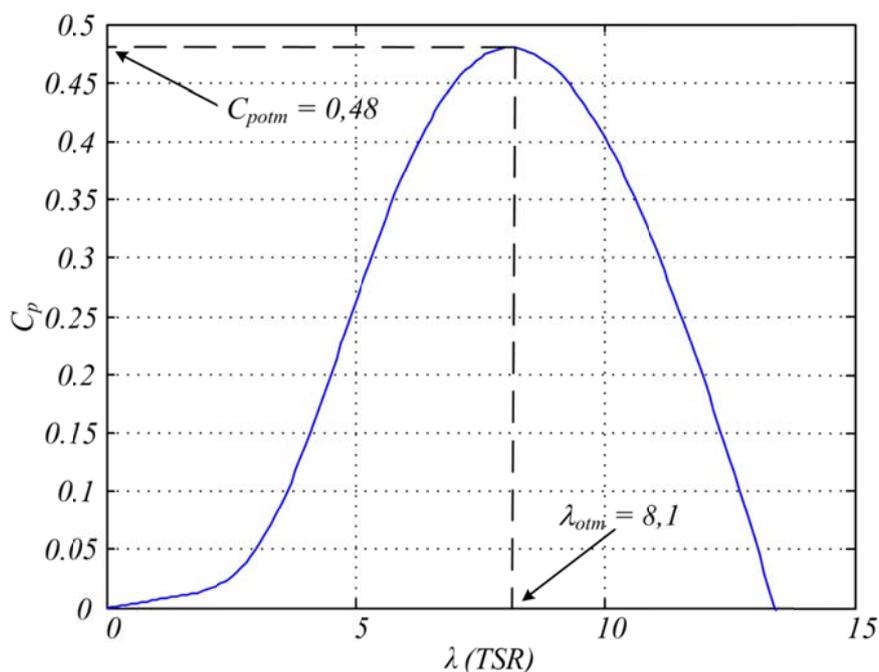


Figura 3.35 – Curva de C_p versus λ para um ângulo de passo β igual a zero.

A Figura 3.36(a) mostra características de potência gerada em função da velocidade de rotação para vários valores de velocidade do vento. Essas curvas são calculadas com base em (3.82) e (3.83), com ângulo de passo $\beta = 0$. Unindo-se os pontos de máxima potência referentes a cada velocidade do vento na Figura 3.36(a) encontra-se a curva de potência máxima que pode ser gerada, a qual é a curva limite de operação com eficiência ótima da turbina. Esses pontos são os de operação da turbina com λ_{otm} e C_{potm} mostrados na Figura 3.35.

As características de conjugado mostradas na Figura 3.36(b) são obtidas a partir da Figura 3.36(a) utilizando-se (3.84). A curva de conjugado com máxima potência de saída da turbina é obtida unindo-se os pontos das curvas de conjugado referentes às velocidades de rotação que produziram potência máxima na Figura 3.36(a).

Assim, de (3.80), (3.81), (3.85) e (3.86), tem-se (3.87) a (3.89).

$$\omega_{Rotm} = K_{\omega} V_W \quad (3.87)$$

$$P_{Motm} = K_P V_W^3 \quad (3.88)$$

$$T_{Motm} = K_T V_W^2. \quad (3.89)$$

Sendo:

$$K_{\omega} = \lambda_{otm}/R \quad (3.90)$$

$$K_P = (1/2)\rho\pi R^2 C_{potm} \quad (3.91)$$

$$K_T = (1/2)\rho\pi R^3(C_{potm}/\lambda_{otm}) \quad (3.92)$$

As equações (3.87) a (3.92) revelam que na condição de operação ótima da turbina, a velocidade de rotação, o conjugado e a potência gerada têm as seguintes características:

- ✓ A velocidade de rotação do eixo da turbina é diretamente proporcional à velocidade do vento;
- ✓ O conjugado mecânico produzido no eixo da turbina é proporcional ao quadrado da velocidade do vento e
- ✓ A potência mecânica absorvida (potência máxima gerada) é proporcional ao cubo da velocidade do vento.

Extraindo-se V_W de (3.87) e substituindo em (3.88) e (3.92), encontram-se as expressões (3.93) e (3.94) para P_{Totm} e T_{Motm} em função de ω_{Rotm} .

$$P_{Motm} = K_{Potm}\omega_{Rotm}^3 \quad (3.93)$$

$$T_{Motm} = K_{Totm}\omega_{Rotm}^2 \quad (3.94)$$

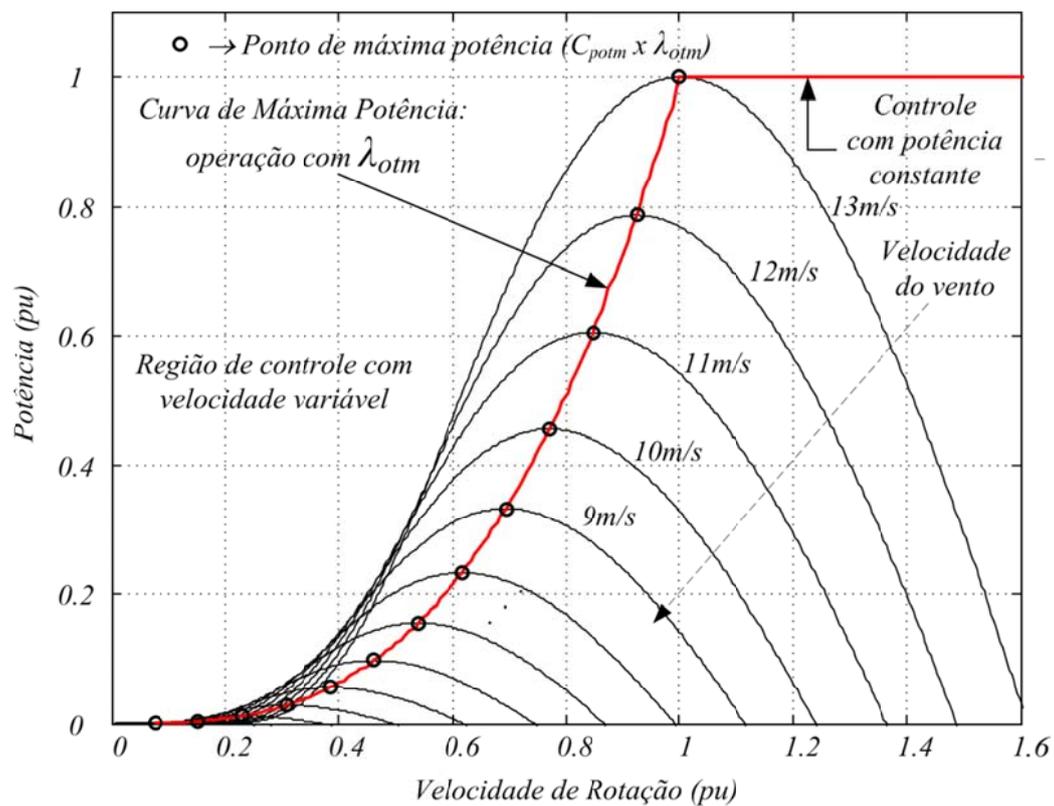
Sendo:

$$K_{Potm} = K_P/K_\omega^3 \quad (3.95)$$

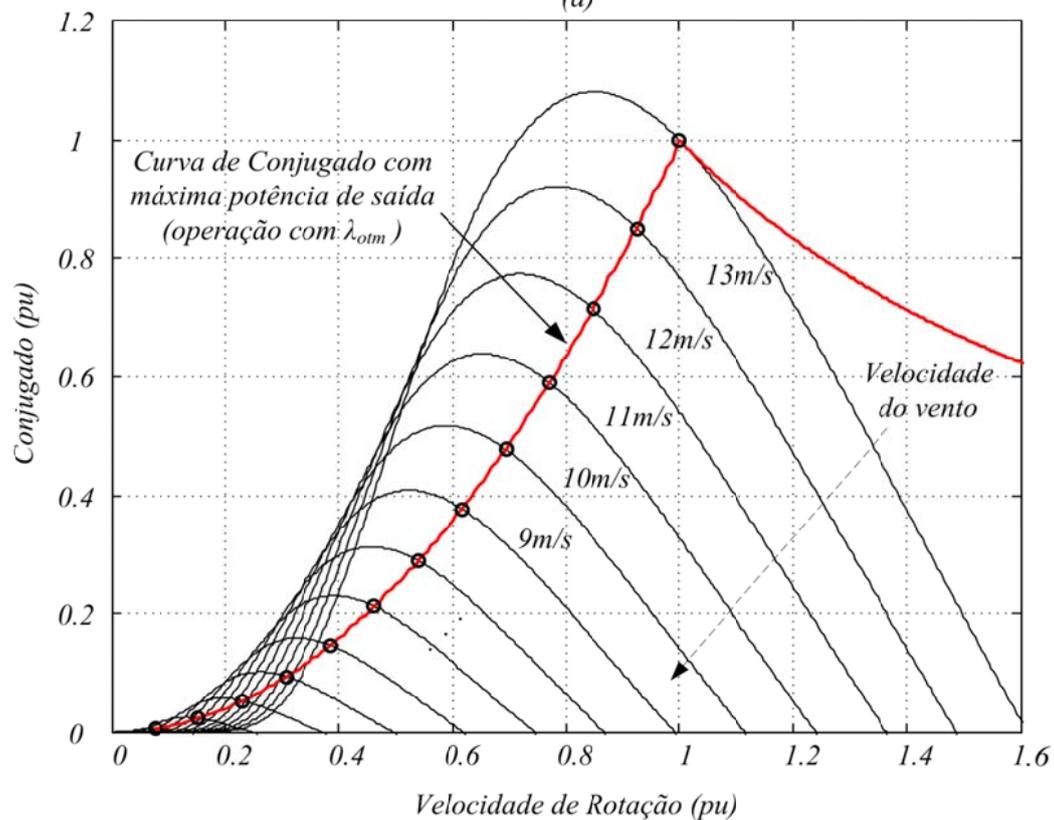
$$K_{Totm} = K_T/K_\omega^2 \quad (3.96)$$

Substituindo-se (3.90) em (3.95) e (3.96) encontra-se que K_{Potm} é igual a K_{Totm} , sendo dados por:

$$K_{Potm} = K_{Totm} = (1/2)\rho C_{potm} A \left(\frac{R}{\lambda_{otm}}\right)^3 \quad (3.97)$$



(a)



(b)

Figura 3.36 – Características típicas de operação de uma turbina eólica com ângulo de passo fixo ($\beta=0$) em função da velocidade do vento e da velocidade de rotação: a) Potência e b) Conjugado. Diâmetro da turbina: 6,7 m.

3.4.2. Modelamento do gerador síncrono a imãs permanentes

O modelo do *GSIP* é elaborado num referencial girante sincronizado com o rotor do gerador, conforme ilustrado na Figura 3.37, sendo d_r e q_r os eixos do referencial girante síncrono, α e β os eixos de um referencial estacionário ligado ao estator do gerador, \vec{I}_g o vetor das correntes do gerador e θ_r é o ângulo de posição do rotor em relação a um referencial fixo no estator, que neste texto também é o ângulo de fase do vetor \vec{I}_g em relação ao eixo α , deste que o controle de corrente seja elaborado de tal forma que o vetor das correntes trifásicas do gerador seja alinhado com o eixo q_r .

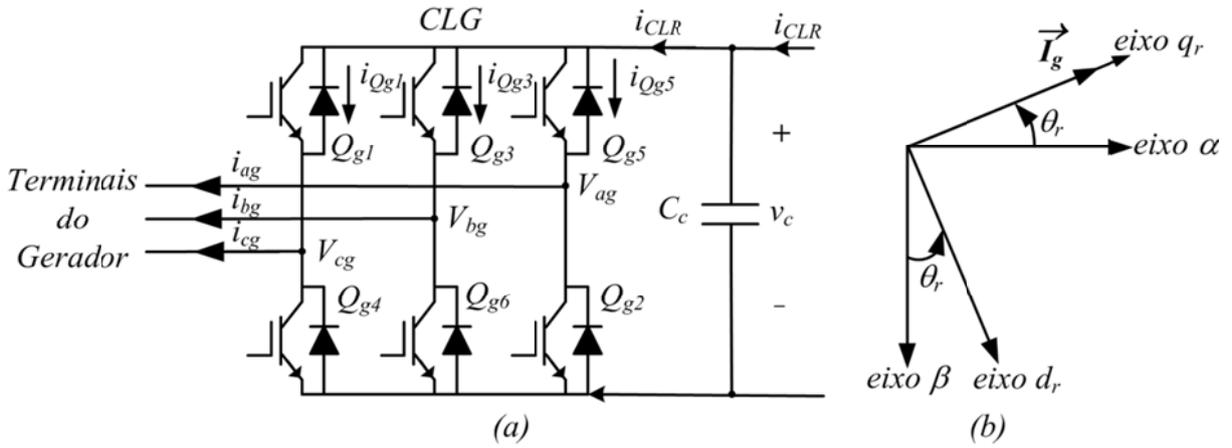


Figura 3.37 – a) Circuito do CLG com as referências adotadas para as tensões e corrente e b) Sistema de eixos de referência girantes ligados ao rotor.

A conversão das variáveis trifásicas (abc) para as variáveis dq (girantes) e vice-versa é feita conforme já apresentado através de (2.8) a (2.11) no Capítulo 2.

O modelo de um *GSIP* no referencial síncrono ligado ao rotor do gerador é dado por (3.98) a (3.104) [40], [68]. Esse modelo considera as referências das correntes entrando na máquina, conforme mostrado na Figura 3.37(a).

$$v_{dg}^r = r_g i_{dg}^r + L_{dg} \frac{di_{dg}^r}{dt} - \omega_r L_{qg} i_{qg}^r \quad (3.98)$$

$$v_{qg}^r = r_g i_{qg}^r + L_{qg} \frac{di_{qg}^r}{dt} + \omega_r L_{dg} i_{dg}^r + \omega_r \lambda_{mf} \quad (3.99)$$

$$P_g = \frac{3}{2} (v_{qg}^r i_{qg}^r + v_{dg}^r i_{dg}^r) \quad (3.100)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} (v_{qg}^r i_{dg}^r - v_{dg}^r i_{qg}^r) \quad (3.101)$$

$$T_g = \frac{3p_g}{2} (\lambda_{dg}^r i_{qg}^r - \lambda_{qg}^r i_{dg}^r) \quad (3.102)$$

$$\lambda_{dg}^r = L_{dg} i_{dg}^r + \lambda_{mf} \quad (3.103)$$

$$\lambda_{qe}^r = L_{qg} i_{qg}^r \quad (3.104)$$

Sendo:

- ✓ v_{dg}^r e v_{qg}^r as tensões de eixo d e q , respectivamente;
- ✓ i_{dg}^r e i_{qg}^r as correntes de eixo d e q , respectivamente;
- ✓ L_{dg} e L_{qg} as indutâncias de d e q , respectivamente;
- ✓ ω_r a velocidade do rotor do gerador em rad ele./s;
- ✓ r_g a resistência por fase do gerador;
- ✓ λ_{mf} o fluxo magnético permanente de excitação do gerador;
- ✓ P_g e Q_g as potências ativa e reativa nos terminais do estator do gerador, respectivamente;
- ✓ T_g o conjugado eletromagnético;
- ✓ p_g o número de polos magnéticos do gerador da turbina;
- ✓ λ_{dg}^r e λ_{qg}^r os fluxos magnéticos de eixo d e q , respectivamente;
- ✓ $_g$ um subscrito relativo às grandezas do gerador;
- ✓ r um sobrescrito que significa referencial girante sincronizado com o rotor.

Substituindo-se (3.103) e (3.104) em (3.102) encontra-se (3.105), que é uma expressão para o conjugado eletromagnético do gerador em função das indutâncias e das correntes de eixo direto e em quadratura no referencial sincronizado com o rotor.

$$T_g = \frac{3 p_g}{2} \frac{p_g}{2} [\lambda_{mf} i_{qg}^r + (L_{dg} - L_{qg}) i_{dg}^r i_{qg}^r] \quad (3.105)$$

Fazendo a componente de eixo direto da corrente i_{dg}^r igual a zero em (3.105), o conjugado do gerador é dado por

$$T_g = \frac{3 p_g}{2} \frac{p_g}{2} (\lambda_{mf} i_{qg}^r) = K_{Tg} i_{qg}^r \quad (3.106)$$

Sendo:

$$K_{Tg} = \frac{3 p_g}{2} \frac{p_g}{2} \lambda_{mf} \quad (3.107)$$

Portanto, se λ_{mf} puder ser considerado constante, há uma relação linear entre o conjugado eletromagnético e a componente de corrente i_{qg}^r .

O controle de velocidade do conjunto turbina-gerador pode ser feito a partir da variação do conjugado eletromagnético, que por sua vez pode ser controlado pela componente de corrente estatórica de eixo q (i_{qg}^r), conforme será mostrado na seção a seguir.

3.4.3. Controle da potência gerada pelo conjunto turbina-gerador

O controle da potência gerada por uma turbina eólica de velocidade variável pode ser feito por variação do ângulo de passo das pás ou por variação da velocidade de rotação [9] a [11]. Assim, nas turbinas de pás com ângulo de passo fixo, a maximização da potência gerada só pode ser realizada por variação da velocidade de rotação. A operação no ponto de máxima potência para cada velocidade de vento é conseguida se a turbina funcionar numa velocidade de rotação tal que implique em valores ótimos de C_p e λ (λ_{otm} , C_{potm}), conforme mostrado nas Figuras 3.35 e 3.36.

Basicamente existem dois grupos de estratégias ou métodos de controle para rastrear o ponto de máxima produção de potência (*MPPT*). Num primeiro grupo estão àquelas técnicas que precisam do conhecimento da curva ($C_p \times \lambda$) da turbina. O segundo grupo compreende as técnicas de busca do *MPP* sem necessidade de conhecimento das características da turbina [11], [32], [50], [69]. Os métodos que seguem essa estratégia geralmente são conhecidos como métodos de “perturbe e observe”, pois a grande maioria deles baseia-se em alterar uma determinada variável de controle e verificar o que essa alteração provoca numa outra variável controlada. Nos algoritmos de busca pelo *MPP* de turbinas eólicas a variável de controle (ou variável a ser perturbada) quase sempre é a velocidade e a variável a ser controlada (ou a ser observada) é a potência de saída do gerador. Um das restrições que se tem feito a respeito desses métodos é a dificuldade de variação rápida da velocidade de rotação das turbinas devido às elevadas inércias envolvidas [17], [69].

Neste trabalho será usada uma estratégia de controle baseada no que é proposto em [51]. Segundo essa estratégia o *MPP* é encontrado quando o conjugado produzido pelo gerador for controlado de acordo com a curva de conjugado ótimo da turbina eólica em função da velocidade de rotação mostrada na Figura 3.36 (b). O detalhamento do funcionamento dessa estratégia é apresentado em seguida.

3.4.3.1. Estratégia adotada para controlar a potência gerada pela turbina eólica

A Figura 3.38 mostra digrama de blocos da estratégia de controle adotada neste trabalho para fazer a turbina operar no seu ponto de máxima produção de potência (*MPP*). Nessa estratégia de controle o conjugado eletromagnético de referência a ser produzido pelo gerador (T_g^*) é obtido a partir do conhecimento da velocidade de rotação e da curva de conjugado ótimo da turbina, mostrada na Figura 3.36(b). O cálculo do conjugado de referência é feito igualando-se (3.94) e (3.106), conforme (3.108). Assim, o valor de referência para a corrente de eixo q do gerador, que irá imprimir ao conjunto um conjugado eletromagnético T_g^* , é dado por (3.109).

$$T_g^* = K_{Totm} \omega_R^2 = K_{Tg} i_{qg}^{r*} \quad (3.108)$$

$$i_{qg}^{r*} = \frac{K_{Totm}}{K_{Tg}} \omega_R^2 = K_{iq} \omega_R^2 \quad (3.109)$$

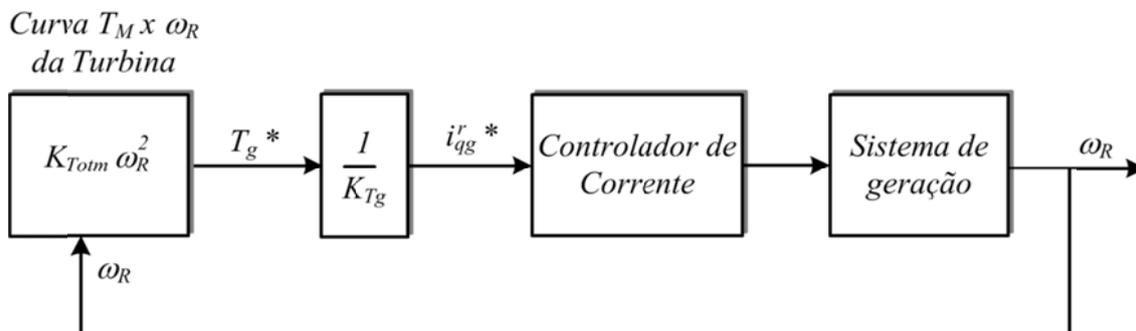


Figura 3.38 – Diagrama de blocos do controle da potência produzida pela turbina eólica.

O princípio físico dessa estratégia de controle pode ser explicado com base na Figura 3.39. O conjugado mecânico T_M produzida pela turbina depende da velocidade do vento V_W e da velocidade de rotação ω_R do eixo do conjunto turbina-gerador. O conjugado de referência T_g^* de saída do gerador é determinado por (3.108) e só depende de ω_R . Os pontos de T_g^* versus ω_R são, portanto, pontos sobre a curva de máxima potência, conforme indicado na Figura e 3.39. A velocidade de rotação do eixo do gerador é acelerada ou desacelerada em função da diferença existente entre T_M e T_g^* . Se ω_R for menor do que ω_{Rotm} , como no caso do ponto P_1 , o conjugado T_M é maior do que T_g^* e o rotor é acelerado até ω_R se igualar a ω_{Rotm} e T_M se igualar a T_g^* . Se por outro lado ω_R for maior do que ω_{Rotm} , como no caso do ponto P_2 , T_M é menor do que T_g^* , de modo que o rotor é desacelerado até que ω_R se iguale a ω_{Rotm} e T_M se iguale a T_g^* . Portanto, idealmente, P_{otm} é um ponto de operação estável em regime permanente do conjunto turbina-gerador para uma determinada velocidade de vento V_W .

O método de controle descrito acima requer o conhecimento das constantes K_{Potm} e K_{Tg} para determinar i_{qg}^{r*} (3.109). De acordo com (3.97) K_{Potm} depende das dimensões físicas da turbina, dos valores de C_{potm} e λ_{otm} e da densidade do ar. As dimensões (comprimento das pás) e os valores de C_{potm} e λ_{otm} geralmente podem ser obtidos junto ao fabricante da turbina. O valor da densidade do ar (ρ) depende da temperatura e da altitude, de modo que pode variar de acordo com o local de instalação da turbina. A constante K_{Tg} é dada por (3.107) e depende de fluxo magnético de excitação do gerador (λ_{mf}), que também varia com a temperatura. Para o propósito deste trabalho, no entanto, as dependências dessas grandezas com a temperatura e o local de instalação da turbina não estão sendo consideradas.

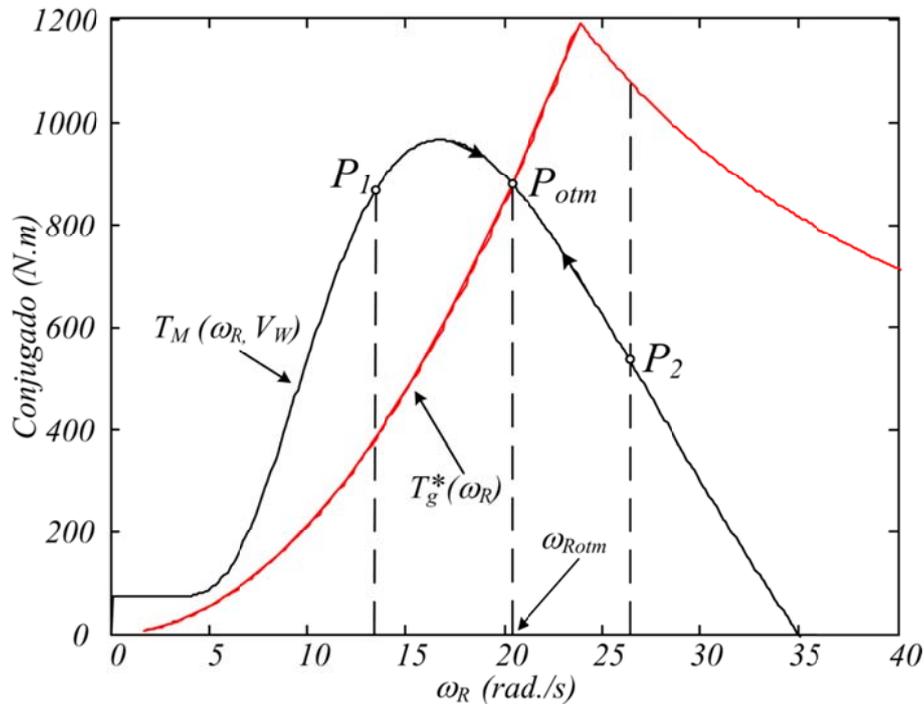


Figura 3.39 – Curvas de conjugado versus velocidade de rotação da turbina e do gerador enfatizando a estabilidade do conjunto operando segundo o algoritmo de MPPT.

3.4.3.2. Redução da potência produzida pela turbina para controlar a potência gerada na microrrede

Os valores de i_{qg}^{r*} determinado por (3.109) não considera a necessidade de limitar a potência gerada pela turbina para garantir que o sistema de armazenamento de energia da microrrede seja sobrecarregado, conforme apresentado nos Capítulos 1 e 4. Quando isso tiver que ser feito, o valor de i_{qg}^{r*} precisa ser reduzido em relação ao valor determinado com base no algoritmo de MPPT que está sendo adotado. Nessas condições, é proposto que i_{qg}^{r*} seja dada por (3.110), sendo K_f uma constante que serve para compatibilizar a potência da turbina eólica com a potência nominal do sistema de armazenamento presente na microrrede (banco de baterias).

$$i_{qg}^{r*} = K_{iq} \left(1 - \frac{\Delta f}{\Delta f_{max}} K_f \right) \omega_R^2 \quad (3.110)$$

Com i_{qg}^{r*} dada por (3.110), o conjugado eletromagnético de referência do gerador é dado por:

$$T_g^* = K_{Totm} K_{iq} \left(1 - \frac{\Delta f}{\Delta f_{max}} K_f \right) \omega_R^2 \quad (3.111)$$

A curva de conjugado de referência versus velocidade dada por (3.111) pode ser representada pela curva tracejada indicada por T_g^* na Figura 3.40. Essa curva se desloca para

cima ou para baixo, a medida que a Δf varia, conforme ilustrado pelas setas sobrepostas à mesma. O deslocamento da curva de T_g^* faz com que os pontos de operação do conjunto turbina-gerador também se deslocam com a variação de Δf , de modo que a turbina produzirá menos potência quando Δf cresce (deslocamento para baixo) e vice-versa. Quando Δf for igual a zero, as curvas T_g^* e T_{Motm} coincidem e o conjunto turbina-gerador opera com máxima produção de potência (MPP).

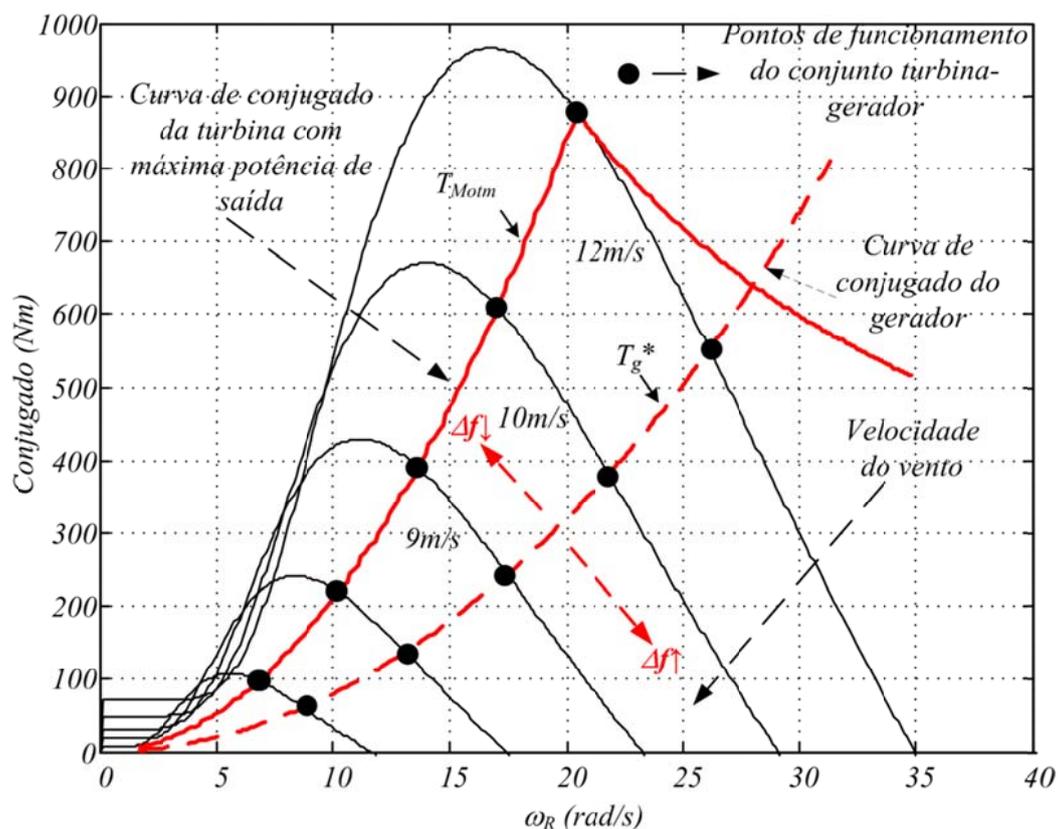


Figura 3.40 – Curvas de conjugado versus velocidade de rotação da turbina e do gerador enfatizando a o princípio da estratégia de controle da potência gerada em função da variação da frequência da microrrede.

A identificação de que a restrição de geração de potência precisa ser realizada é feita comparando-se o valor da frequência instantânea da tensão da rede (f_e) com um valor de referência f_{max} , conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 3.41. Se f_e for maior do que f_{max} é o indicativo de que o controle de restrição de potência gerada deve ser ativado.

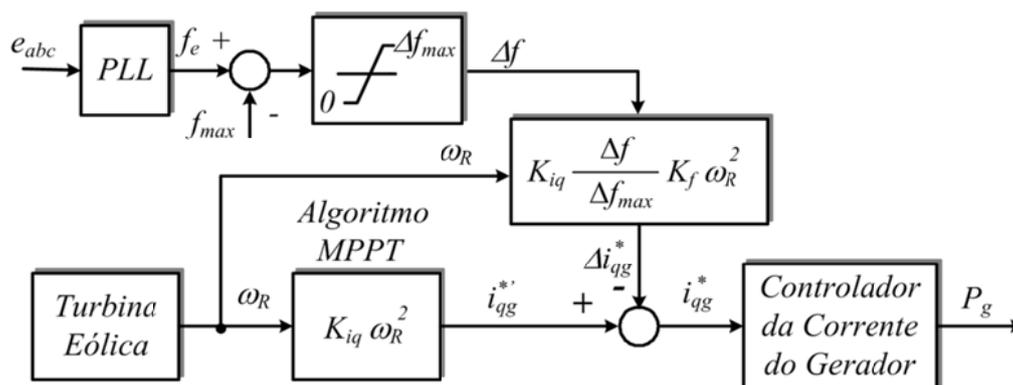


Figura 3.41 – Diagrama de blocos do controle para reduzir a potência produzida pela turbina quando há restrição de potência gerada na microrrede.

3.4.3.3. Limite do valor máximo da corrente de referência do gerador

A máxima corrente de referência do gerador, evidentemente, tem que ser limitada pelo máximo valor da corrente suportada pelo mesmo (i_{qgmax}^r), ou seja:

$$i_{qgmax}^{r*} \leq i_{qgmax}^r \quad (3.112)$$

Desprezando-se as perdas mecânicas no gerador, a sua potência eletromagnética interna (P_{gin}) é igual a soma da potência entregue à rede mais as perdas elétricas no gerador e no conversor back-to-back (ver Figura 3.2), conforme (3.113).

$$P_{gin} = T_g \omega_R = K_{Tg} i_{qg}^r \omega_R = P_{rede} + P_{perdas} \quad (3.113)$$

Sendo:

- ✓ P_{rede} a potência injetada na rede pelo CAR e
- ✓ P_{perdas} a soma das perdas nas resistências do enrolamento de estator do gerador com as perdas elétricas no CLG e no CLR.

Portanto, desconsiderando-se as perdas, a máxima corrente de referência do gerador deve ser dada por (3.114), sendo P_{Nrede} o menor valor entre a potência nominal do CAR e a máxima potência que pode ser absorvida pela rede.

$$i_{qgmax}^{r*} \leq \frac{P_{Nrede}}{K_{Tg} \omega_R} \quad (3.114)$$

De (3.112) e (3.114), tem-se:

$$i_{qg}^{r*} \leq \frac{P_{Nrede}}{K_{Tg} \omega_R} \leq i_{qgmax}^r \quad (3.115)$$

3.4.3.4. Controle das correntes do gerador

A Figura 3.42 mostra o digrama de blocos para o controle das correntes do gerador, elaborado com base em (3.98) e (3.99). As referências de correntes e tensões nessa figura são de acordo com a Figura 3.37. Os termos $\hat{\omega}_r \hat{L}_{dg} i_{dq}^r$ e $\hat{\omega}_r \hat{L}_{qg} i_{qr}^r$ na Figura 3.42 têm como objetivo eliminar o efeito do acoplamento cruzado que existe entre as correntes de eixos d_r e q_r (veja lado direito da figura). A tensão \hat{E}_{mf} , somada na saída do controlador de corrente do eixo q , é para compensar a ação da perturbação da tensão interna do gerador sobre o controle de corrente. O valor de \hat{E}_{mf} é dado por

$$\hat{E}_{mf} = \hat{\omega}_r \lambda_{mf} \quad (3.116)$$

A estratégia adotada no controle das correntes no gerador é controlar a componente de eixo direto i_{dg}^r no valor zero e utilizar a componente de eixo em quadratura i_{qg}^r como variável de controle do conjugado eletromagnético do gerador.

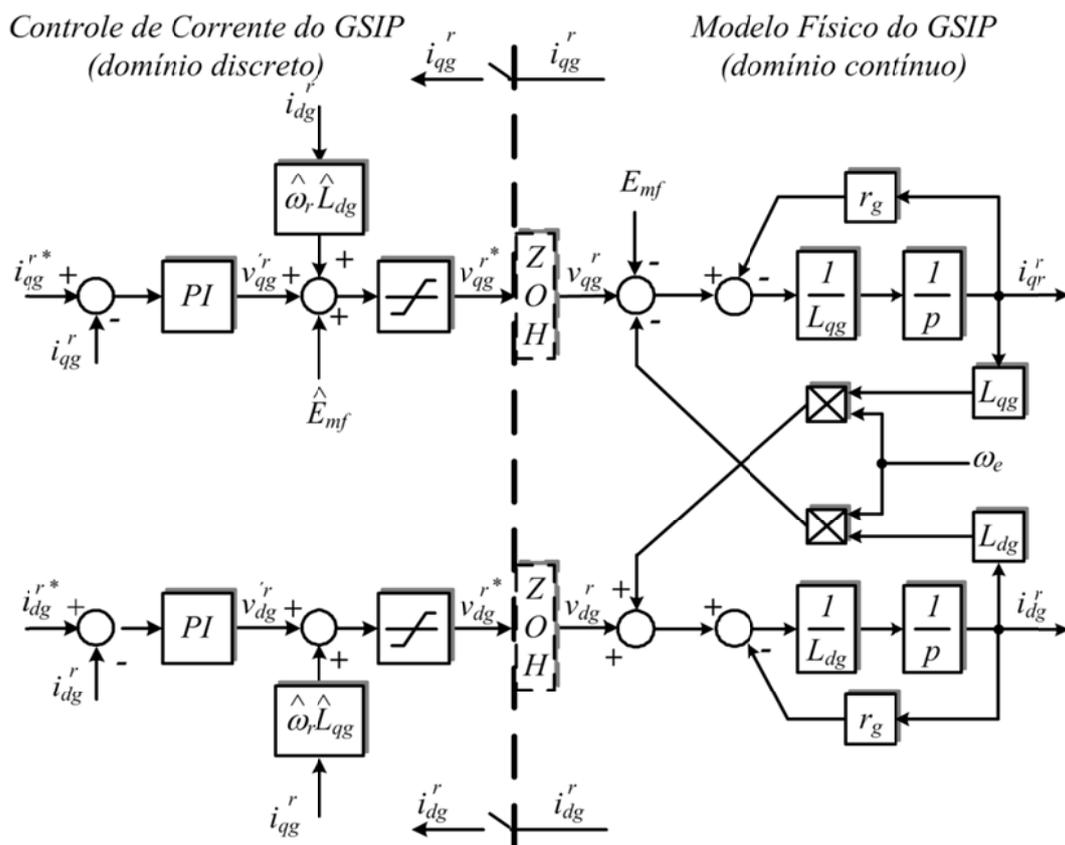


Figura 3.42 – Diagrama de blocos do controle das correntes no CLG.

A sintonia dos controladores *PI* de corrente do gerador segue a mesma metodologia que foi adotada no controle das correntes do *CLR*, na Seção 4.3.1, conforme é detalhado a

seguir. Os parâmetros dos controladores PI para o eixo d_r e q_r são diferentes se as indutâncias L_{dg} e L_{qg} também o forem.

Admitindo-se que os acoplamentos cruzados entre os eixos d e q e os efeitos das perturbações tenham sido idealmente compensadas, o diagrama de blocos da Figura 3.42 pode ser simplificado conforme mostrado na Figura 3.43, para a corrente i_{qg}^r . O diagrama simplificado para a corrente i_{dg}^r é idêntico ao de i_{qg}^r e, portanto, não é repetido aqui.

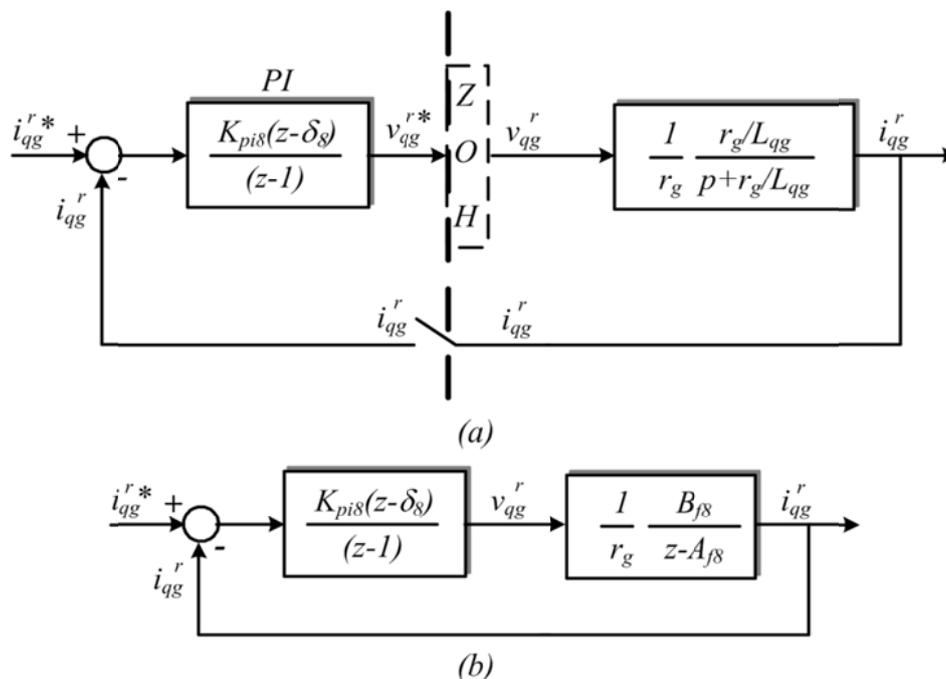


Figura 3.43 – Diagramas de blocos simplificados da malha de controle de corrente do conversor do lado do gerador: a) modelo com o sistema físico no domínio da frequência e b) modelo de análise no domínio discreto.

Sendo:

$$A_{f8} = e^{-\frac{T_{s8}}{\tau_{qg}}} \quad (3.117)$$

$$B_{f8} = 1 - A_{f8} \quad (3.118)$$

$$\tau_{qg} = L_{qg}/r_g \quad (3.119)$$

Em (3.117), T_{s8} é o intervalo de amostragem do modelo discreto da malha de controle de corrente do conversor do lado do gerador.

Considerando o zero do controlador PI aproximadamente igual ao polo da planta, ou seja, $\delta_8 \geq \hat{A}_{f8}$, sendo \hat{A}_{f8} o valor estimado de A_{f8} , a função de transferência de malha fechada do diagrama de blocos da Figura 3.43 (b) é resumida a (3.120).

$$\frac{i_{qg}^r(z)}{i_{qg}^{r*}(z)} = \frac{K_{TI8}}{z - (1 - K_{TI8})} \quad (3.120)$$

Sendo:

$$K_{TI8} = (K_{pi8} B_{f8}) / r_g \quad (3.121)$$

Se a largura de faixa da malha de corrente for igual a f_{c8} em Hz, o polo de malha fechada da malha de controle de corrente no domínio discreto é dado por:

$$1 - K_{TI8} = e^{-2\pi f_{c8} T_{s8}} \quad (3.122)$$

Assim, os parâmetros do controlador *PI* da malha de corrente do *CAR* são dados por (3.123) a (3.126).

$$K_{TI8} = e^{-2\pi f_{c8} T_{s8}} \quad (3.123)$$

$$K_{pi8} = (K_{TI8} r_g) / B_{f8} \quad (3.124)$$

$$K_{p8} = \delta_8 K_{pi8} \quad (3.125)$$

$$K_{i8} = (K_{pi8} - K_{p8}) / T_{s8} \quad (3.126)$$

Sendo:

- ✓ K_{p8} o ganho do módulo proporcional do *PI* da malha interna de corrente do *CLG* e
- ✓ K_{i8} o ganho do módulo integrador do *PI* da malha interna de corrente.

Com base nos valores apresentados no Apêndice B, para as indutâncias L_{dg} , L_{qg} e a resistência estatórica do gerador, as malhas de regulação de corrente foram projetadas para uma resposta dinâmica com largura de faixa igual a 50 Hz.

3.5 Conclusões do Capítulo 3

Este capítulo apresentou o modelamento de um *CAR*, que tem como fonte primária de potência uma turbina eólica diretamente acoplada a um gerador síncrono a imãs permanentes. O modelamento de todo o sistema de geração foi desenvolvido em termos dos valores médios das variáveis do sistema, ou seja, foram desconsiderados os efeitos das componentes harmônicas devido à operação dos conversores eletrônicos de potência.

Foram apresentadas as metodologias e o equacionamento necessário para o projeto e sintonia do controlador da tensão do *barramento CC* do conversor back-to-back. O controle dessa tensão foi implementado utilizando-se o inversor *PWM* do conversor back-to-back instalado do lado da rede, para controlar a componente de eixo *q* da corrente de entrada na microrrede, de tal maneira que a tensão sobre o capacitor do *barramento CC* permanecesse constante independente da quantidade de potência que estivesse sendo gerada pela turbina.

Foi mostrada a importância da utilização de um filtro ressonante de segunda ordem junto com um *PLL* que é implementado no referencial síncrono. A metodologia apresentada permite utilizar esse tipo de *PLL* mesmo com redes com tensões desbalanceadas, com harmônicos e com frequência fundamental variável.

Foi apresentado modelamento da turbina eólica e do gerador síncrono a imãs permanentes. Com base nesse modelo foi elaborada uma estratégia para controlar a geração de potência pelo aerogerador no ponto de máxima produção de potência da turbina. Também foi desenvolvido o equacionamento necessário para implementar a rotina de controle para restringir a geração de potência pelo aerogerador visando controlar o estado de carga do sistema de armazenamento de energia existente na microrrede.

Os resultados de simulações computacionais experimentais que foram apresentados são coerentes com o modelamento dos sistemas e as metodologias de controle estudadas neste capítulo.

Capítulo 4

ESTRATÉGIA PROPOSTA PARA CONTROLAR A POTÊNCIA GERADA EM MICRORREDES ISOLADAS

4.1. Introdução

Nos sistemas elétricos convencionais, com geradores rotativos, as oscilações transitórias na potência gerada ou na potência consumida pela carga geralmente são absorvidas pela inércia do sistema, que em geral é relativamente alta.

Diferentemente, nas microrredes *CA* com conversores eletrônicos a inércia do sistema é relativamente baixa, de modo que as oscilações na potência gerada ou consumida são absorvidas pelos componentes internos dos circuitos, notadamente os capacitores. Esses componentes normalmente têm baixa capacidade de armazenamento ou fornecimento de energia, não sendo possível manter a estabilidade de tensão e frequência sem que um sistema extra de armazenamento exista. Em geral, sistemas de armazenamento de energia podem ser montados, por exemplo, com volantes de inércia, supercapacitores ou baterias [47], [76].

Nos sistemas de geração isolados com predominância de fontes renováveis, tipo eólico e solar, além do sistema de armazenamento ter a função de manter o balanço de energia estabilizado nos eventos transitórios, ele também deve ter capacidade para suprir as cargas durante períodos de falta das fontes primárias. Nessas condições, os sistemas de armazenamento geralmente têm sido montados com bancos de baterias eletroquímicas [2], [19]-[21], [30].

Devido ao aspecto intermitente das fontes renováveis, é possível que a capacidade de autonomia do sistema de armazenamento tenha que ser “idealmente” projetada para períodos com duração de horas ou até de dias. No entanto, o tamanho real do banco de baterias em um sistema de geração é dimensionado levando-se em conta uma série de fatores, tais como os custos de implantação e manutenção do banco, as necessidades reais de continuidade de suprimento de energia aos consumidores e a possibilidade de uso de outras fontes de backup como, por exemplo, a geração a diesel.

Independente do tamanho do banco de baterias, a sua capacidade de armazenar energia e de receber ou entregar potência é finita. Isso implica que há necessidade de controlar a potência gerada na minirrede para que o estado de carga do banco de baterias seja mantido dentro de limites seguros à integridade física do mesmo. Além disso, o banco de baterias precisa ser criteriosamente dimensionado para que tenha capacidade de absorver

oscilações transitórias na potência gerada e também na carga. Isso é necessário para assegurar que os limites suportáveis de corrente e tensão do banco de baterias sejam respeitados durante a operação do sistema de geração, mas também para viabilizar a controlabilidade da tensão sobre o barramento CC dos conversores presentes na rede, notadamente no conversor formador da rede (ver capacitor C_{dc} nas Figuras 1.5 e 2.1).

Esse capítulo apresenta o princípio de funcionamento e o modelamento matemático para análise de uma proposta de estratégia de controle da potência gerada em uma microrrede com geradores e bancos de baterias. Essa estratégia de controle tem o objetivo de garantir que, em cada instante, a potência gerada seja menor do que a potência consumida pela carga mais a potência que o banco de baterias pode absorver, de modo que a tensão terminal do banco seja mantida sempre menor ou igual a sua máxima tensão operacional permitida.

4.2. Considerações gerais sobre baterias

A bateria é um dispositivo que converte energia química, contida nos seus materiais ativos, diretamente em energia elétrica, através de uma reação de oxirredução [56]. Quando a bateria é recarregável a energia elétrica é convertida em energia química e armazenada nos materiais ativos da mesma através de uma reação reversa.

Do ponto de vista eletroquímico as baterias são geralmente agrupadas em dois tipos: as baterias primárias ou não recarregáveis e as baterias secundárias ou recarregáveis [8], [56].

As baterias primárias somente são capazes de converter energia química em energia elétrica. A reação eletroquímica nessas baterias é irreversível, de modo que elas são descartadas após serem descarregadas. São em geral baterias de pequeno porte, utilizadas em equipamentos portáteis, como máquinas fotográficas, brinquedos, etc.

Nas baterias secundárias a reação eletroquímica é reversível e após a descarga elas podem ser recarregadas pela passagem de uma corrente elétrica em direção oposta a corrente que as descarregou. Portanto, esse tipo de bateria converte energia química em energia elétrica durante o modo de descarga e converte energia elétrica em energia química durante o processo de carregamento.

Para aplicações em sistemas de geração de energia elétrica, com necessidade de armazenamento, somente as baterias secundárias ou recarregáveis são de interesse prático. Nessas aplicações, os tipos de baterias mais utilizadas são as de chumbo-ácido e as de níquel-cádmio [8], [56], [77]. Entre esses dois tipos, as baterias de chumbo-ácido são as mais comumente empregadas e praticamente dominam o mercado nesse segmento de uso. A principal razão para isso tem sido fundamentalmente o alto custo inicial para adquirir um sistema de armazenamento de energia com baterias de níquel-cádmio, comparado com o investimento necessário para implantar o mesmo sistema com baterias de chumbo-ácido. Para

o propósito desse trabalho será considerado que o sistema de armazenamento utilizado no sistema de geração em estudo é baseado em baterias do tipo chumbo-ácido, embora a estratégia de controle proposta também possa ser aplicada com outros tipos de baterias.

Alguns aspectos operacionais das baterias são fundamentais na concepção das estratégias de controle e operação de um sistema de geração de energia com fontes renováveis, que utilizam sistemas de armazenamento montados com bancos de baterias. O controle do estado de carga das baterias é um desses aspectos mais importantes.

O estado de carga (*SOC*) de um banco de baterias é expresso em percentagem da capacidade nominal do banco [45], definido conforme (4.1).

$$SOC(t) = \frac{Q_{nom} - \int_0^t i_b(t) dt}{Q_{nom}} \times 100\%. \quad (4.1)$$

Sendo:

- ✓ *SOC*(*t*) o estado de carga do banco de baterias no instante *t*, expresso em percentual;
- ✓ *Q_{nom}* a capacidade nominal do banco de baterias em *Ah* e
- ✓ *i_b*(*t*) a corrente instantânea da bateria: positiva quando a bateria está fornecendo energia e negativa quando está recebendo.

O estado de carga de uma bateria tipo chumbo-ácido pode ser determinado se for possível ter acesso ao eletrólito da mesma e medir a sua gravidade específica⁶. Os valores de referência da gravidade específica do eletrólito de uma bateria chumbo ácido dependem do tipo de aplicação a que ela se destina, da temperatura ambiente, do estado de conservação da bateria, etc. Nas baterias estacionárias, por exemplo, a gravidade específica é da ordem de 1,000 com a bateria descarregada e 1,225 com a bateria totalmente carregada [56].

A identificação do estado de carga de uma bateria a partir da medição da gravidade específica do seu eletrólito não tem muita praticidade quando se deseja controlar o processo de carga ou descarga de um banco de baterias em um sistema de geração com fontes renováveis. Nessas aplicações, é mais prático medir a tensão terminal do banco, pois há uma correlação entre a tensão terminal de circuito aberto de uma bateria que esteja bem conservada e o seu estado de carga. Além disso, é mais fácil medir tensão em um circuito elétrico que medir gravidade específica de uma substância química. O problema é que em um sistema de geração, o banco de baterias está sempre em processo de carga ou em processo de descarga, ou seja, nunca em circuito aberto. Nessas situações o valor da tensão terminal sofre o efeito da resistência interna e da capacitância equivalente de carga ou descarga das baterias,

⁶ Gravidade específica ou densidade relativa é a razão entre a densidade de massa de uma determinada substância em relação a densidade de massa de uma substância de referência, geralmente a água.

o que faz com que a tensão terminal não represente com precisão o estado de carga das mesmas.

Embora o valor da tensão terminal de uma bateria que esteja conectada a um circuito não indique com precisão o seu estado de carga, as duas grandezas são fortemente acopladas. Essa característica sugere que a tensão terminal possa ser usada como grandeza de referência num sistema de controle que tenha o objetivo de garantir que a bateria não será sobrecarregada ou que a tensão terminal da mesma não ultrapassará um determinado valor máximo durante o processo de carregamento. Na prática, a tensão terminal de uma bateria durante o processo de carga deve ser inferior ao valor da sua *tensão de gaseificação* [56]. Esse valor é tipicamente da ordem de 2,4 V por célula em uma bateria de chumbo-ácido, na temperatura ambiente de 25 °C. Isso equivale a 14,4 V numa bateria de tensão nominal igual a 12 V. Uma tensão de carregamento maior que a tensão de gaseificação implica na produção de hidrogênio e oxigênio no interior da bateria, resultando em redução da sua vida útil, ou até a explosão da mesma.

Uma possibilidade da tensão de gaseificação ser alcançada durante um processo de carregamento é se a corrente de carga for excessiva, o que elevaria a tensão terminal da bateria devido à impedância interna da mesma. Outra possibilidade é manter a bateria em processo de carga, por um tempo suficientemente longo a ponto do estado de carga se aproximar ou mesmo ultrapassar o valor de 100%, mesmo com uma corrente de entrada controlada. Essa situação pode ser muito comum em um sistema de geração cujas fontes de energia sejam renováveis. Nesses sistemas, o objetivo é obter o máximo de energia proveniente da fonte renovável, independente da demanda da carga. Nos casos da potência gerada ser maior do que a potência consumida, o excedente é armazenado no banco de baterias. Logo, se o superávit de geração perdurar, a tendência é que a capacidade do banco de baterias em armazenar energia será esgotada e sua tensão terminal ultrapassará o valor da tensão de gaseificação. Isso pode ocorrer independentemente do valor da intensidade da corrente de entrada. Portanto, o que precisa ser feito na prática para que isso não ocorra é reduzir a potência que pode ser gerada e injetada no sistema elétrico. A seção a seguir apresenta uma estratégia de controle da potência gerada numa microrrede com fontes renováveis, a qual tem como objetivo limitar a tensão do banco de baterias abaixo do valor da tensão de gaseificação. Esse controle da tensão terminal do banco tem como consequência o controle do estado de carga do mesmo.

4.3. Princípio e funcionamento da estratégia proposta para o controle da potência gerada em uma microrrede

O princípio geral de funcionamento da estratégia de controle proposta já foi descrito no Capítulo 1 (Seção 1.4 – Proposição), porém, uma descrição mais aprofundada sobre o tema é apresentado nesta seção.

Para explicar o princípio de funcionamento da estratégia de controle de potência será tomada como base uma microrrede simplificada, composta por um conversor formador de rede e por um conversor alimentador da rede, conforme mostrada na Figura 4.1. O conversor formador de rede é alimentado por um banco de baterias, enquanto que o conversor alimentador da rede é interligado a um gerador síncrono a ímãs permanentes que é acionado por um emulador de uma turbina eólica de velocidade variável.

Conforme descrito anteriormente, o conversor formador de rede tem a função de criar a rede CA e controlar a sua frequência e a tensão RMS, enquanto que o conversor alimentador da rede controla a potência produzida pelo aerogerador, utilizando um algoritmo de máxima produção de potência (MPP). Esse conversor é configurado para ser conectado à microrrede como fonte de corrente.

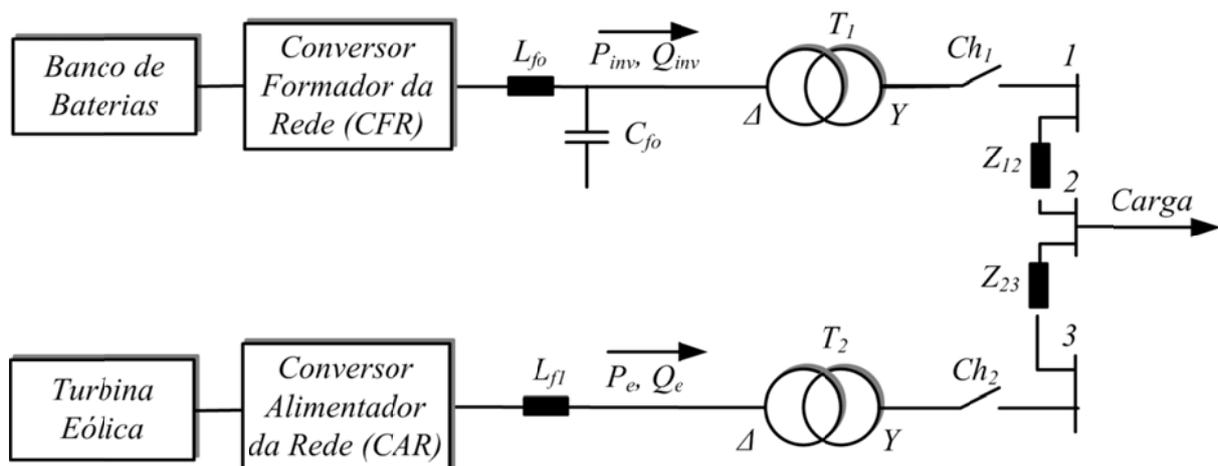


Figura 4.1 – Microrrede CA com um conversor formador e um alimentador da rede.

No contexto da Fig. 4.1, o objetivo do sistema de geração (Banco de Baterias + CFR e Turbina Eólica + CAR) é converter em potência elétrica a máxima potência mecânica que a fonte renovável pode absorver do vento. Caso a potência gerada seja superior à potência demandada pela carga, o excedente é armazenado no banco de baterias, desde que o mesmo tenha capacidade para isso. Uma vez que a capacidade de armazenamento do banco é finita, se o excedente de geração perdurar, em algum momento o estado de carga das baterias atingirá o valor máximo. Conforme foi descrito na seção anterior, isso fará com que a tensão terminal do banco ultrapasse o valor da tensão de gaseificação das baterias, o que pode

colocar em risco a integridade das mesmas. Portanto, deverá existir uma estratégia de controle da potência que é gerada no sistema para que isso não ocorra.

A estratégia de controle da potência gerada na rede, que está sendo proposta neste trabalho, deve ser desenvolvida no ambiente de controle do conversor formador de rede e nos ambientes de controle dos conversores conectados às fontes de potência, ou seja, junto aos conversores alimentadores da rede. Essas ações de controle somente são executadas quando a tensão terminal do banco tende a ultrapassar a máxima tensão de carregamento suportável pelas baterias, a qual é especificada no manual de operação do fabricante das mesmas. Quando essa tensão é atingida durante o processo de carga, significa que se deve reduzir ou até interromper o fornecimento de potência às baterias para que as mesmas não sejam irreversivelmente danificadas.

As ações de controle que precisam ser implementadas nos ambientes dos conversores formador da rede e alimentador da rede são ilustradas através dos fluxogramas da Figura 4.2.

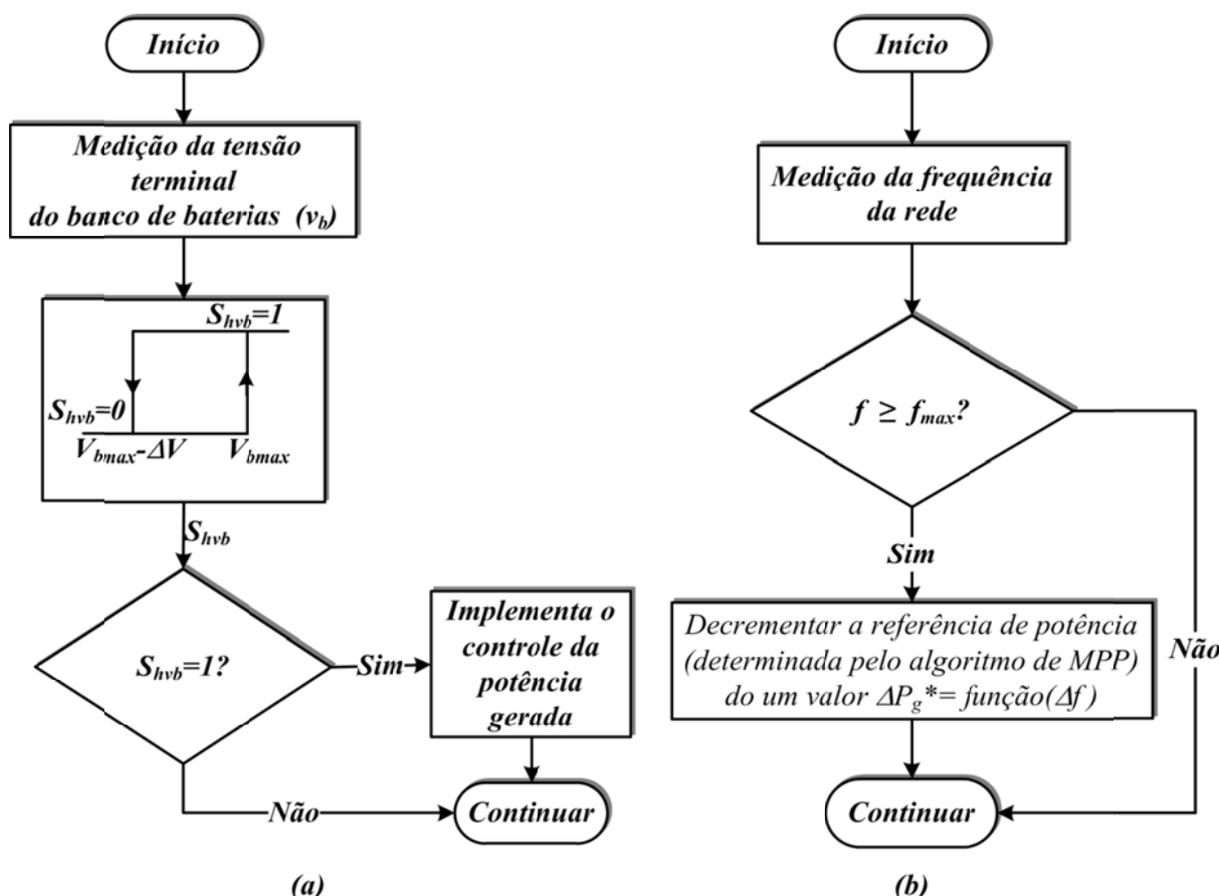


Figura 4.2 – Fluxogramas das ações para o controle da potência gerada na microrrede: a) no ambiente do conversor formador de rede e b) no ambiente do conversor alimentador da rede.

No ambiente de controle do conversor formador de rede, Figura 4.2 (a), a tensão do banco de baterias (v_b) é medida e é verificado se a mesma está tendendo para o seu limite superior (V_{bmax}). Se a condição estabelecida pelo laço de histerese na figura for verdadeira, o

controle de restrição da potência gerada é ativado. Enquanto o controle de potência estiver ativo ($S_{hvb} = 1$) a frequência da rede será controlada acima de um determinado valor f_{max} , assumindo valores dentro da área hachurada mostrada na Figura 1.14 (ver Capítulo 1). O valor de V_{bmax} no laço de histerese da Figura 4.2 (a) é fixado como sendo o valor limite superior da tensão de carga do banco de baterias, recomendado pelo fabricante, para que não seja produzida gaseificação do eletrólito das mesmas. O valor do incremento de frequência Δf a ser somado com f_{max} para compor o valor da frequência do sistema é determinado pela malha que controla a tensão terminal do banco abaixo do seu valor máximo (V_{bmax}), conforme ilustrado na parte inferior do diagrama de blocos da Figura 4.3. O valor Δf é função de v_b , P_g e P_{inv} podendo ser simbolicamente expressa por (4.2).

$$f_e = f_{max} + \Delta f(v_b, P_g, P_{inv}) \quad (4.2)$$

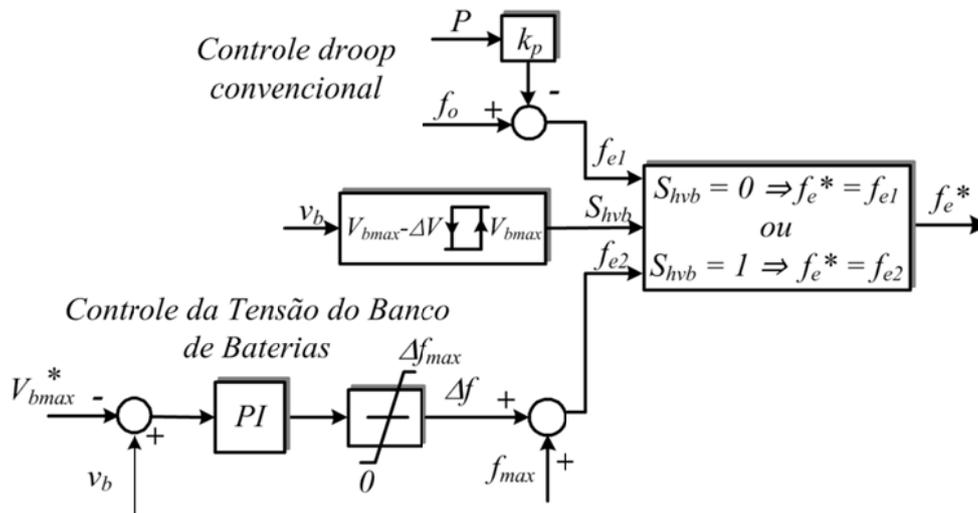


Figura 4.3 – Diagramas de bloco da malha de controle de potência para limitar o estado de carga do banco de baterias no ambiente do conversor formador de rede.

Ocorre que após o controle da tensão do banco de baterias tiver sido ativado ($S_{hvb} = 1$), poderá haver aumento da carga (potência) demandada do sistema, bem como redução na capacidade de geração de potência pelas fontes geradoras (por exemplo, redução da velocidade do vento ou da radiação solar). Portanto, em algum instante, poderá haver déficit de potência gerada e o banco de baterias terá que alimentar a carga. Como consequência, a tensão terminal do mesmo irá se reduzir. Se essa condição persistir, chegará o instante em que haverá necessidade do controlador da tensão terminal do banco ser desativado. Isso é detectado pelo sistema de controle através do laço de histerese das Figuras 4.2 (a) e 4.3, cuja saída será comutada para $S_{hvb} = 0$, quando a tensão terminal do banco tornar-se menor ou igual a $(V_{bmax} - \Delta V)$. O valor de $V_{bmax} - \Delta V$, adotado neste trabalho, corresponde ao valor da tensão terminal de circuito aberto do banco de baterias, disponibilizado pelo seu fabricante, que caracteriza a operação do banco com as baterias totalmente carregadas, ou seja, SOC igual a 100%.

Quando o controle da potência gerada não estiver ativo, conforme já descrito no Capítulo 1, a referência de frequência para a microrrede é determinada pelo controle *droop* convencional, conforme ilustrado na parte superior da Figura 4.3. Nessas condições, o valor da frequência segue a linha C_1 mostrada na Figura 1.14.

A operação do laço de histerese, vinculada ao *PI* na Figura 4.3, requer cuidados especiais durante a transição dos modos ativo para inativo e vice-versa do controlador da tensão do banco de baterias. Neste trabalho, sempre que há transição do modo de operação com controle ativo para o modo com controle inativo, ou seja, quando a variável S_{hvb} tem seu estado mudado de 1 para 0, a saída do módulo integrador do controlador *PI* na Figura 4.3 é igualada a zero. Com isso, é evitado que o estado do controlador no final de um período de atividade tenha influência na dinâmica do sistema quando a ação do controlador precisar novamente ser ativada.

No ambiente do conversor alimentador da rede, Figura 4.2 (b), a frequência é medida e comparada com o valor f_{max} . Se a diferença entre os dois valores for positiva, significa que o controle de restrição da potência gerada está ativado e um decremento de potência ΔP , que é função da diferença entre o valor frequência f e o valor f_{max} , é aplicado ao valor de referência do controlador de potência, o qual foi determinado pelo algoritmo de máxima produção de potência (*MPPT*). A Figura 4.4 mostra o diagrama de blocos dessa ação de controle. O equacionamento e a forma de implementação dessa ação de controle junto ao conversor da turbina eólica foram apresentados na seção 3.4.3.2 do Capítulo 3.

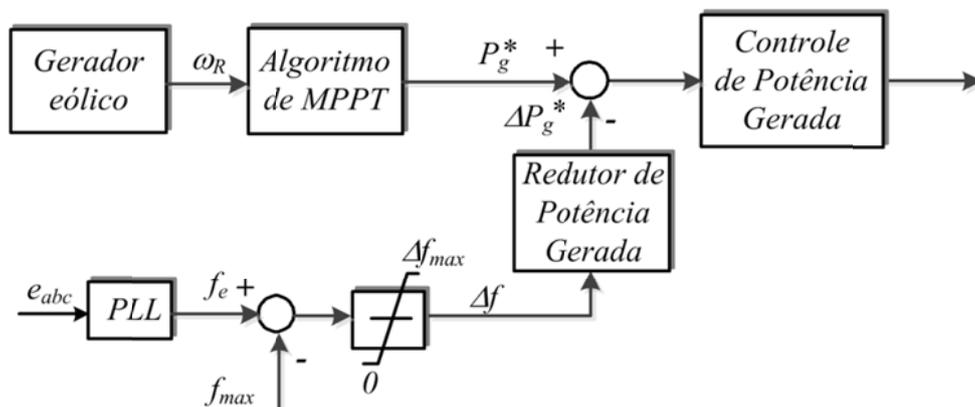


Figura 4.4 – Diagramas de bloco do controle da potência gerada pelo conversor alimentador para limitar o estado de carga do banco de baterias.

4.4. Modelamento do controlador da tensão terminal do banco de bateria

A variação de frequência Δf na Figura 4.3 implicará numa redução na potência gerada na microrrede igual a ΔP_g^* , conforme mostrado na Figura 4.4. O valor de ΔP_g^* deverá

ser a quantidade de potência que deixará de ser entregue ao banco de baterias para que a tensão terminal do mesmo (v_b) não ultrapasse o seu valor máximo (V_{bmax}).

Uma variação ΔP_g^* na potência de entrada se reflete numa variação Δi_b na corrente da bateria. Admitindo que a tensão terminal da bateria tenha pouca variação em torno de V_{bmax} , durante a ação de controle, a relação entre Δi_b e ΔP_g^* pode ser aproximada por (4.3). Assim, o diagrama de blocos do modelo linear de pequenos sinais, que será empregado para análise e sintonia do controlador da tensão terminal do banco pode ser elaborado conforme mostrado na Figura 4.5.

$$\frac{\Delta i_b}{\Delta P_g^*} \cong \frac{1}{V_{bmax}} \quad (4.3)$$

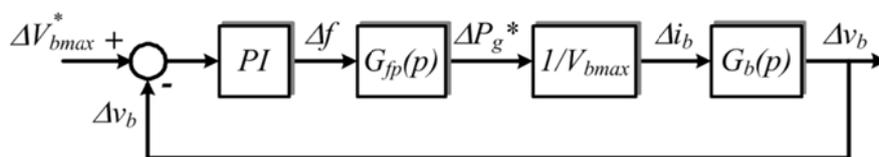


Figura 4.5 – Diagrama de blocos para análise sistema de controle do estado de carga do banco de baterias.

Sendo:

- ✓ Δv_b a variação na tensão terminal do banco de baterias;
- ✓ Δf a variação de frequência acima do valor f_{max} a ser imposta ao sistema de potência;
- ✓ ΔP_g^* a variação na potência gerada devido à variação Δf na frequência da rede;
- ✓ $G_{fp}(p)$ a função de transferência do sistema geração que relaciona o comando de variação de frequência Δf com a variação resultante na potência gerada ΔP_g^* ;
- ✓ Δi_b a variação na corrente da bateria devido à variação de potência gerada no sistema;
- ✓ $G_b(p)$ a função de transferência que relaciona a variação da corrente de entrada no banco de baterias com a variação da tensão terminal do mesmo.

A função de transferência $G_{fp}(p)$ pode ser modelada como:

$$G_{fp}(p) = K_{fp} \left(\frac{1}{\tau_f p + 1} \right) \left(\frac{1}{\tau_p p + 1} \right) \quad (4.4)$$

Sendo:

- ✓ K_{fp} uma constante usada para converter numericamente uma variação de frequência Δf numa variação de potência ΔP_g^* ;

- ✓ τ_f uma constante de tempo que serve para modelar o atraso entre o comando de frequência Δf e a variação de frequência efetivamente imposta ao sistema pelo conversor formador de rede e
- ✓ τ_p uma constante de tempo que serve para modelar os atrasos devido à medição da frequência e geração do comando de variação de potência e a efetiva redução de potência gerada ΔP_g^* devido à ação do controlador de potência do conversor alimentador da rede.

Conforme será mostrado na seção seguinte, a menor constante de tempo relacionada com a dinâmica de um banco de baterias tipo chumbo-ácido, nos pontos de operação onde o controle de potência é ativado, é aproximadamente 28 s. Assim, os valores de τ_f e τ_p em (4.4) serão relativamente pequenos, se comparados com as constantes de tempo envolvidas com a dinâmica do banco de baterias. Logo, para fins de análise e sintonia do controlador PI , $G_{fp}(p)$ será aproximada por:

$$G_{fp}(p) = \frac{\Delta P_g^*}{\Delta f} \cong K_{fp} \quad (4.5)$$

4.4.1. Modelo do banco de baterias

A análise e projeto do controlador de tensão máxima da Figura 4.5 requer um modelo matemático para a função de transferência $G_b(p)$ do banco de baterias, que de alguma forma represente o comportamento dinâmico do mesmo. Os modelos de análise de baterias reportados na literatura são classificados basicamente em três tipos: os modelos experimentais, os modelos eletroquímicos e os modelos baseados em elementos de circuitos elétricos [55]. Desses, os modelos baseados em elementos de circuitos são os mais adequados para representar a dinâmica de uma bateria em termos das variáveis elétricas terminais, como tensão, corrente ou potência.

Existem na literatura várias propostas de modelos baseados em elementos de circuitos para descrever o comportamento dinâmico de uma bateria do tipo chumbo-ácido. Um deles é o circuito equivalente de Thevenin, mostrado na Figura 4.6 [46].

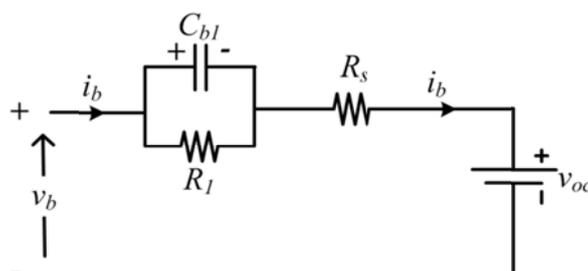


Figura 4.6 – Circuito equivalente de Thevenin de uma bateria.

Sendo:

- ✓ v_{oc} a tensão de circuito aberto da bateria;
- ✓ C_{b1} a capacitância usada para modelar a sobretensão ou subtensão, acima ou abaixo da tensão de circuito aberto, que ocorre durante a carga e descarga da bateria;
- ✓ R_1 a resistência de carga ou descarga que afeta a sobretensão ou subtensão que ocorre durante os processos de carga e descarga da bateria, respectivamente;
- ✓ R_s a resistência interna, em série com os terminais da bateria;
- ✓ v_b e i_b a tensão terminal e a corrente de entrada da bateria, respectivamente.

Os parâmetros do circuito da Figura 4.6 dependem do estado de carga da bateria, do modo de operação (se em carga ou descarga), dos valores das correntes de carga e descarga, da temperatura de operação, do tempo de vida da bateria, etc. O fato da tensão v_{oc} depender do estado de carga da bateria significa que essa tensão é função do seu valor passado e da corrente i_b . Sendo assim, a dedução de um modelo linear que permita determinar uma função de transferência entre v_b e i_b requer primeiramente um modelamento que relacione v_{oc} com i_b . Uma alternativa para isso é modelar a tensão de circuito aberto da bateria como sendo a tensão que aparece nos terminais de um capacitor de capacitância C_{bo} em paralelo com uma resistência R_p [46], conforme mostrado na Figura 4.7. Nessa representação, C_{bo} é uma capacitância que serve para determinar a variação da tensão de circuito aberto de uma bateria, após a injeção ou retirada de uma corrente i'_b , durante um intervalo de tempo Δt , conforme equacionado em (4.6). Teoricamente, a energia armazenada na bateria em regime permanente é igual à energia que é armazenada em C_{bo} .

$$\Delta v_{oc} = v_{oc}(t) - v_{oc}(t_o) = \frac{1}{C_{bo}} \int_{t_o}^t i'_b(t) dt \quad (4.6)$$

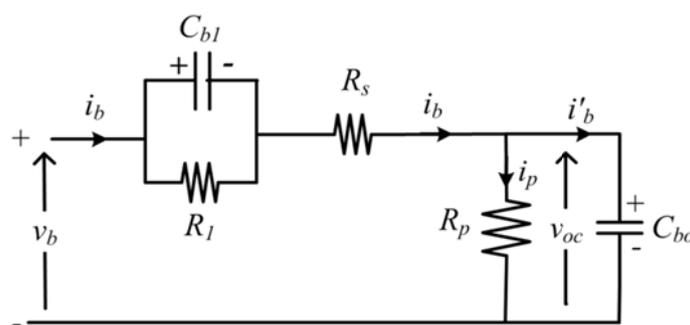


Figura 4.7 – Modelo RC equivalente do banco de baterias contemplando um ramo resistivo paralelo para modelar a descarga natural.

A resistência R_p na Figura 4.7 serve para modelar a descarga natural da bateria. Essa descarga natural é em geral lenta. No caso específico de baterias tipo chumbo-ácido, por exemplo, ela é inferior a 1% ao dia [56]. Assim, a resistência R_p é muito grande, tipicamente da ordem de $k\Omega$ ou até $M\Omega$, tendo pouco efeito sobre a dinâmica do processo de carga e descarga da bateria. Com base nessa consideração, a resistência R_p pode ser omitida na

Figura 4.7 e a bateria pode ser aproximadamente representada pelo circuito da Figura 4.8. Esse modelo será usado para determinação de $G_b(p)$.

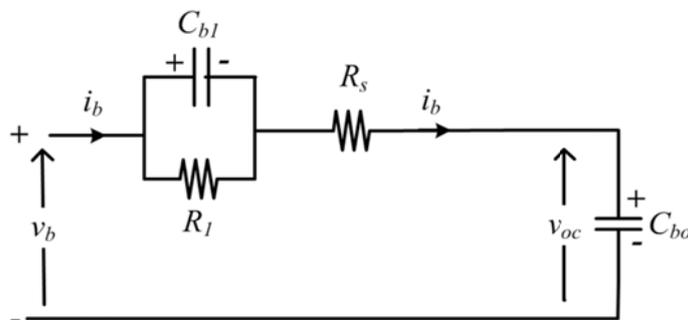


Figura 4.8 – Modelo RC equivalente do banco de baterias sem considerar o resistor de descarga natural.

4.4.2. Determinação dos parâmetros do circuito equivalente do banco de baterias

Os parâmetros do circuito equivalente da Figura 4.8 podem ser determinados experimentalmente. Um possível ensaio consiste em excitar a bateria com uma corrente de carga de valor constante igual I_b . Supondo-se que inicialmente a bateria está em circuito aberto por um tempo suficientemente longo para que a tensão inicial no capacitor C_{b1} possa ser desconsiderada, a tensão terminal da bateria, obtida com base no circuito da Figura 4.8, é dada por (4.7). Essa expressão só é válida para $t \geq t_o$.

$$v_b(t) = v_{oc}(t_o) + R_s I_b + R_1 I_b (1 - e^{-(t-t_o)/\tau_1}) + \frac{1}{C_b} I_b (t - t_o) \quad (4.7)$$

Sendo:

- ✓ τ_1 a constante de tempo $R_1 C_{b1}$ e
- ✓ t_o o instante de aplicação do degrau de corrente.

Neste trabalho foi utilizada como referência para determinação dos parâmetros do circuito equivalente que representa uma bateria do tipo chumbo-ácido, uma bateria com capacidade 30 Ah, tensão nominal 12 V, modelo 30MF12, fabricada pela empresa Baterias Moura [71]. Alguns valores típicos de grandezas elétricas para essa bateria são listados na Tabela 4.1, sendo Ah_N a capacidade nominal da bateria em ampere \times hora (Ah), V_N a tensão nominal, V_{bmax} a tensão de carga máxima e V_{ocmin} e V_{ocmax} os valores da tensão terminal em circuito aberto que caracterizam a bateria totalmente descarregada e totalmente carregada, respectivamente.

Tabela 4.1 – Valores típicos de tensão de uma bateria de chumbo-ácido de 30 Ah, tensão nominal 12 V

AH_N	V_N (V)	V_{ocmin} (V)	V_{ocmax} (V)	V_{bmax} (V)
30	12	$\cong 10,5$	$\cong 12,7$	14,4

O valor da resistência R_s geralmente pode ser obtido a partir do catálogo do fabricante da bateria.

A capacitância C_{bo} pode ser estimada supondo-se que toda a energia armazenada na bateria é igual à variação da energia armazenada nessa capacitância, quando a tensão varia de V_{ocmin} a V_{ocmax} . Assim, a quantidade energia armazenada na bateria (ΔE_b) é dada por:

$$\Delta E_b = \frac{1}{2} C_{bo} (V_{ocmax}^2 - V_{ocmin}^2) \quad (4.8)$$

O valor de ΔE_b também pode ser determinado por (4.10), sendo o fator 3600 utilizado para converter (Wh) em Joule.

$$\Delta E_b \cong \left(\frac{V_{ocmax} + V_{ocmin}}{2} \right) Ah_N \times 3600 \quad (4.9)$$

Igualando-se (4.8) e (4.9), tem-se:

$$C_{bo} \cong \frac{Ah_N}{V_{ocmax} - V_{ocmin}} \times 3600 \quad (4.10)$$

Os parâmetros R_1 , τ_1 e C_{b1} podem ser estimados a partir de algum ensaio que evidencie o comportamento dinâmico da bateria quando excitada por uma corrente de carga. Para isso, a bateria foi submetida a um ensaio de carregamento, aplicando-se uma corrente pulsante de amplitude 3,1 A, com frequência de 2,5 mHz (período da forma de onda quadrada igual a 400 s), desde a bateria descarregada até a plena carga da mesma. A Figura 4.9 mostra as formas de onda de corrente e tensão durante os ciclos finais do período de carregamento. O valor da corrente de teste está compatível com a capacidade em Ah usada nos testes, que é de 30 Ah.

Conhecendo-se R_s e C_{bo} , os valores de R_1 , τ_1 e C_{b1} são determinados ajustando-se os parâmetros da equação (4.7) durante os meios ciclos em que corrente $i_b(t)$ não é nula, aos dados obtidos experimentalmente conforme mostrado na Figura 4.9 (b). Isso pode ser feito de forma rápida utilizando-se o módulo “Curve Fitting Toolbox” do software MATLAB. Os parâmetros determinados usando essa metodologia são mostrados na Tabela 4.2, tomando-se

como base somente a forma de onda da tensão delimitada pelo retângulo tracejado na Figura 4.9. Esse ciclo se inicia com uma tensão de circuito aberto igual a 13,03 V e atinge uma tensão máxima de carga igual a 14,34 V, que é aproximadamente igual ao valor limite da tensão de carga para esse tipo de bateria.

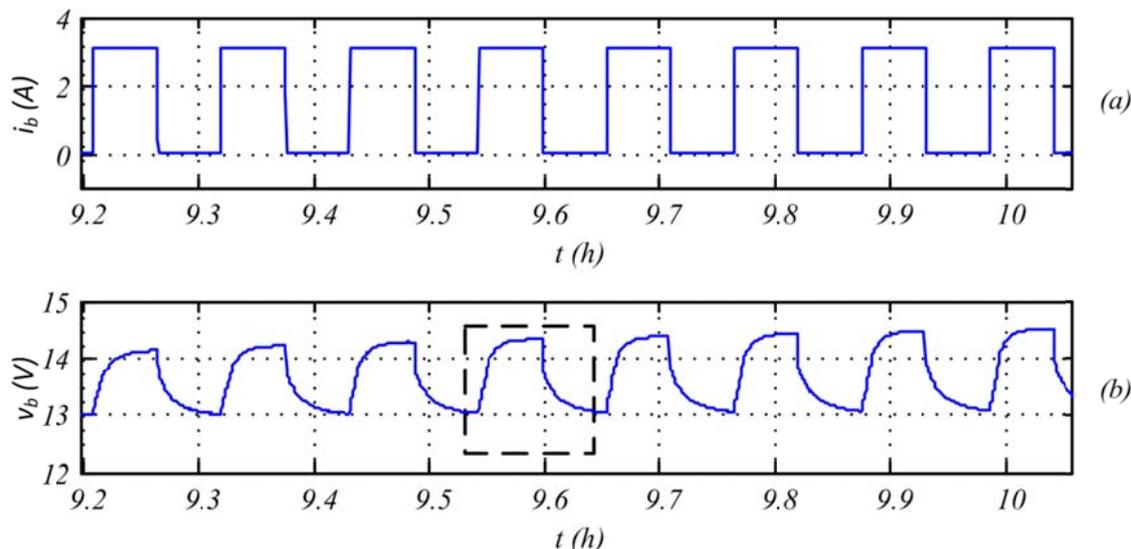


Figura 4.9 – Formas de onda experimentais de tensão e corrente no final do ciclo de carga de uma bateria do tipo chumbo-ácido de 30 Ah/12 V: a) Corrente de carga e b) Tensão terminal da bateria.

Tabela 4.2 - Parâmetros do circuito equivalente de uma bateria tipo chumbo-ácido de 12 Ah, tensão nominal 12 V, no final do período de carga

C_{b0} (F)	R_s (m Ω) ⁷	R_1 (m Ω)	τ_1 (s)	C_{b1} (F)
49,091	8,70	431,40	28,01	64,93

A Figura 4.10 mostra a forma de onda da tensão terminal da bateria, que foi obtida com base em (4.7) e usando os parâmetros listados na Tabela 4.2, em superposição com a forma de onda experimental da Figura 4.9 (b). A curva ajustada e a experimental apresentam boa concordância, donde se conclui que o circuito RC da Figura 4.8 pode ser empregado para modelar o comportamento dinâmico de uma bateria do tipo chumbo-ácido.

⁷ Obtida do catálogo do fabricante da bateria.

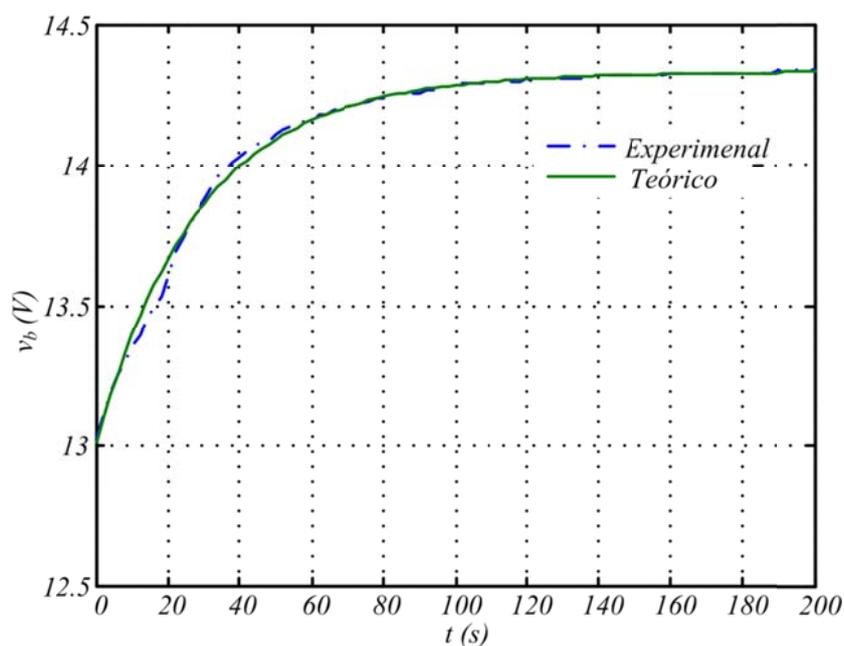


Figura 4.10 – Formas de onda experimental e ajustada para a tensão de carga de uma bateria devido à aplicação de um pulso de corrente de carga.

Esse procedimento de determinação dos parâmetros do circuito equivalente da bateria pode ser repetido para cada ciclo pulsante da corrente durante o período de carregamento completo, obtendo-se a variação paramétrica do circuito equivalente da bateria, com ela totalmente descarregada até plenamente carregada. Entretanto, para os propósitos deste trabalho, a determinação dos parâmetros somente no final do período de carregamento é suficiente, uma vez que o modelo do banco de baterias será utilizado para sintonizar um controlador para a tensão terminal do banco, que somente estará ativo quando essa tensão terminal estiver tendendo superar o seu valor limite máximo.

Os parâmetros do circuito equivalente de uma bateria e/ou banco de baterias do tipo chumbo-acido, com capacidade e tensão nominal quaisquer, podem ser estimados a partir dos respectivos valores determinados para a bateria de 30 Ah/12 V. Admitindo-se que há uma proporcionalidade entre os valores desses parâmetros e o tamanho das baterias, C_{bo} , C_{b1} e R_1 são dados por:

$$C_{bo} = C_{bo30} \frac{Ah_{Nb}}{30} \times \frac{12}{V_{bn}} \quad (4.11)$$

$$C_{b1} = C_{b130} \frac{Ah_{Nb}}{30} \times \frac{12}{V_{bn}} \quad (4.12)$$

$$R_1 = R_{130} \frac{30}{Ah_{Nb}} \times \frac{V_{bn}}{12} \quad (4.13)$$

Sendo:

- ✓ V_{bn} a tensão nominal da bateria ou banco de baterias em volts;

- ✓ Ah_{Nb} a capacidade nominal da bateria ou banco de baterias em Ah;
- ✓ C_{bo30} , C_{b130} e R_{130} os valores de C_{bo} , C_{b1} e R_1 estimados para a bateria de 30 Ah/12 V, mostrados na Tabela4.2.

O valor da resistência série R_s geralmente pode ser obtido a partir do catálogo do fabricante. Quando se tratar de um banco de baterias, R_s é dado por:

$$R_s = R_{s1} \frac{N_{bs}}{N_{lp}} \quad (4.14)$$

Sendo:

- ✓ R_{s1} a resistência série equivalente de 1 bateria;
- ✓ N_{bs} o número de baterias em série por linha do banco de baterias;
- ✓ N_{lp} o número de linhas de baterias em paralelo no banco de baterias.

A Tabela 4.3 mostra os valores dos parâmetros estimados do circuito equivalente de um banco de baterias formado por 1 linha com 20 baterias em série, sendo cada bateria de 220 Ah/12 V.

Tabela 4.3 - Parâmetros do circuito equivalente de um banco de baterias tipo chumbo-ácido de 220 Ah, tensão nominal 240 V

C_{b0} (F)	R_s (m Ω) ⁸	R_1 (m Ω)	τ_1 (s)	C_{b1} (F)
18.000	50,00	1,1765	28,01	23,81

4.4.3. Sintonia do controlador para limitar a tensão máxima no banco de baterias

Seguindo a metodologia que vem sendo adotada neste trabalho, a sintonia do controlador será realizada com o controlador e o sistema físico (planta) modelados no domínio discreto.

A partir do modelo adotado para o banco de baterias (Figura 4.8), a função de transferência $G_b(p)$, mostrada na Figura 4.5, é dada por:

$$G_b(p) = \frac{\Delta v_b(p)}{\Delta i_b(p)} = \left(R_s + \frac{R_1}{\tau_1 p + 1} + \frac{1}{C_{bo} p} \right) \quad (4.15)$$

Com base na Figura 4.5 e em (4.5) e (4.15), a função de transferência de malha aberta no domínio contínuo para o modelo completo do sistema físico é dada por:

⁸ Obtida do catálogo do fabricante da bateria.

$$G_{pb}(p) = \frac{\Delta v_b(p)}{\Delta f(p)} = K_{pf} \frac{1}{V_{bmax}} \left(R_s + \frac{R_1}{\tau_1 p + 1} + \frac{1}{C_{bo} p} \right) \quad (4.16)$$

Assim, o digrama de blocos do sistema com o controlador no domínio discreto e a planta no domínio contínuo é ilustrado pela Figura 4.11 (a).

Considerando o efeito do segurador de ordem zero (ZOH) [58], a função de transferência $G_{pb}(z)$ no domínio discreto, é dada por (4.17).

$$G_{pb}(z) = \frac{\Delta v_b(z)}{\Delta f(z)} = K_{pf} \frac{1}{V_{bmax}} \left(R_s + \frac{R_1(1 - p_{zb})}{z - p_{zb}} + \frac{1}{C_{bo}} \frac{T_{sb}}{z - 1} \right) \quad (4.17)$$

O termo p_{zb} em (4.17) é dado por (4.18), sendo T_{sb} o intervalo de amostragem do controlador no modelo discreto.

$$p_{zb} = e^{-T_{sb}/\tau_1} \quad (4.18)$$

O digrama de blocos do sistema modelado no domínio discreto é ilustrado na Figura 4.11 (b). Esse diagrama será utilizado para sintonizar o controlador $G_{cb}(z)$.

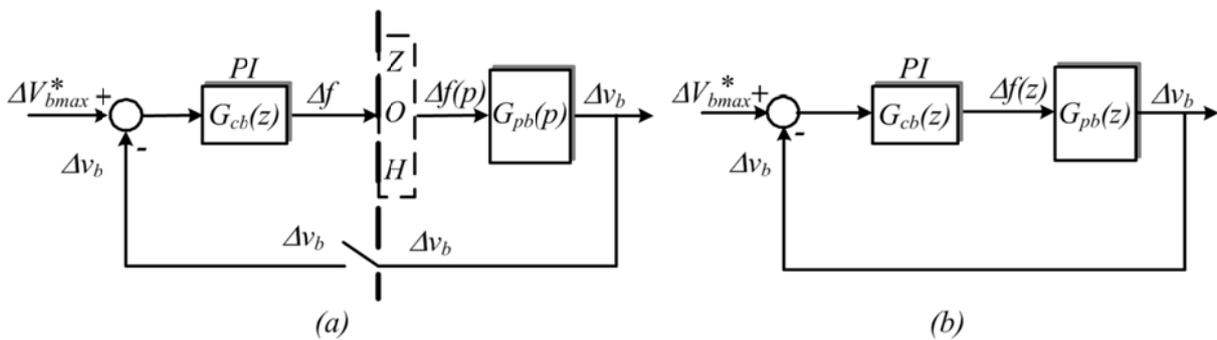


Figura 4.11 – Diagrama de controle da tensão terminal do banco de baterias: a) diagrama geral com o controlador no domínio discreto e a planta no domínio contínuo e b) diagrama de análise com controlador e planta no domínio discreto.

A função transferência $G_{pb}(z)$ (ver (4.17)) tem um polo em $z = 1$, de modo que o controlador $G_{cb}(z)$ poderia ser um simples proporcional (P) que teoricamente ainda estaria garantido erro de regime permanente nulo para uma entrada de referência constante. Ocorre que o modelo do sistema físico é uma aproximação em um ponto de operação e pode diferir do sistema real, além de que os parâmetros do modelo podem conter erros de estimação. Dessa forma, um controlador PI é recomendado para que o erro de regime permanente em relação a uma referência constante seja nulo em condições reais.

A função de transferência do controlador PI no domínio discreto, utilizada neste trabalho é dada por:

$$G_{cb}(z) = \left(K_{pb} + K_{ib} T_{sb} \frac{z}{z-1} \right) = \frac{K_{pib}(z - \delta_b)}{z-1} \quad (4.19)$$

As variáveis K_{pb} e K_{ib} são respectivamente o ganho do proporcional e o ganho do integrador do controlador PI , que devem ser determinadas para sintonizar o controlador. As variáveis K_{pib} e δ_b são o ganho equivalente e o zero do controlador PI . A sintonia deste controlador foi realizada utilizando lugar das raízes com o modelo de malha aberta apresentado na Figura 4.12.

A resposta dinâmica da bateria, para uma excitação em corrente, é dominada pelo polo com constante de tempo τ_1 (ver (4.15)). Assim, foi estabelecido como critério de projeto que a resposta dinâmica do sistema de controle de tensão em malha fechada tenha um tempo de subida pelo menos 3 vezes menor do que o tempo de subida que teria um sistema de primeira ordem com constante de tempo igual a τ_1 . Como τ_1 é igual a 28,01 s, o tempo de subida do sistema de primeira ordem equivalente é igual a 64,5 s, de modo que o tempo de subida esperado para resposta do sistema com o controlador projetado deve ser inferior a 21,5 s

Para sintonizar o controlador PI da Figura 4.11 foi utilizado um banco de baterias do tipo chumbo-ácido, formado por 20 baterias de 220 Ah/12 V, interligadas em série. O controlador foi sintonizado para limitar a tensão terminal do banco em $V_{bmax} = 280 V$.

As demais premissas adotadas para modelagem do sistema e sintonia do controlador são as seguintes:

- ✓ Os parâmetros do circuito equivalente do banco, para a condição de operação em final de carga, são aqueles mostrados na Tabela 4.3;
- ✓ A constante K_{pf} em (4.17) é dada por $1/k_p$, sendo igual a 25 kW/Hz;

Com isso, os parâmetros dimensionados para o controlador são iguais a

$$K_{pb} = 0,0102 \text{ Hz/V e}$$

$$K_{ib} = 0,0014 \text{ Hz}/(V \times s).$$

. A resposta do sistema em malha fechada com o controlador projetado apresenta resposta ao degrau com tempo de subida igual a 20,7 s.

4.5. Resultados experimentais

Um protótipo da microrrede mostrada na Figura 4.1 foi montado para testar e validar a proposta de controle de potência apresentada neste capítulo. Os detalhes e especificações deste protótipo são apresentados no Apêndice A.

Nos testes realizados, as tensões limites do laço de histerese do controlador de tensão do banco de baterias, mostrado na Figura 4.3, foram $V_{bmax} = 280 V$ e $(V_{bmax} - \Delta V) = 255 V$.

A Figura 4.12 mostra a ação da estratégia de controle proposta sobre o comportamento da tensão do banco de baterias e da frequência da rede, quando o banco de baterias está carregado e há potencial de geração pela fonte renovável. Nesse ensaio foi considerada uma velocidade de vento constante e igual a 9,2 m/s. Inicialmente, o banco de baterias que foi pré-carregado está com uma tensão de 255 V e o sistema está à vazia, suprindo somente as perdas dos transformadores T_1 e T_2 . No instante t_1 a turbina é ligada e uma potência de aproximadamente 5 kW começa a ser injetada nos terminais do conversor formador de rede (CFR) (Figura 4.12 (a)). A tensão da bateria começa a crescer e no instante t_2 alcança o valor 280 V, que é o máximo valor permitido para o tipo de banco em uso. Nesse instante, o controlador de potência começa a atuar e a tensão se estabelece no valor de 280 V, conforme desejado. A frequência permanece acima de $f_{max} = 60,6 Hz$, para que a potência gerada seja reduzida e a tensão terminal do banco permaneça controlada (Figura 4.12 (c)). No instante t_3 , uma carga de 7,05 kW é conectada na saída do CFR. Como há mais potência demandada pela carga do que a capacidade de geração, o banco de baterias supre parte da carga e a sua tensão terminal se reduz (Figura 4.12 (b)). No instante t_4 , a carga de 7,05 kW é desligada. A bateria começa a se recarregar e no instante t_5 sua tensão alcança novamente o valor 280 V. A partir desse ponto, a estratégia de controle de potência proposta volta a operar e a tensão terminal do banco de baterias permanece regulada em 280 V, a despeito de haver vento e a turbina eólica ter potencial para produzir energia. A partir de t_5 , o banco de baterias ainda continua sendo carregado, porém com tensão constante e com corrente de carga decrescente com estado de carga do mesmo. Essa característica de carga é recomendada pelos manuais de fabricantes de baterias do tipo chumbo-acido.

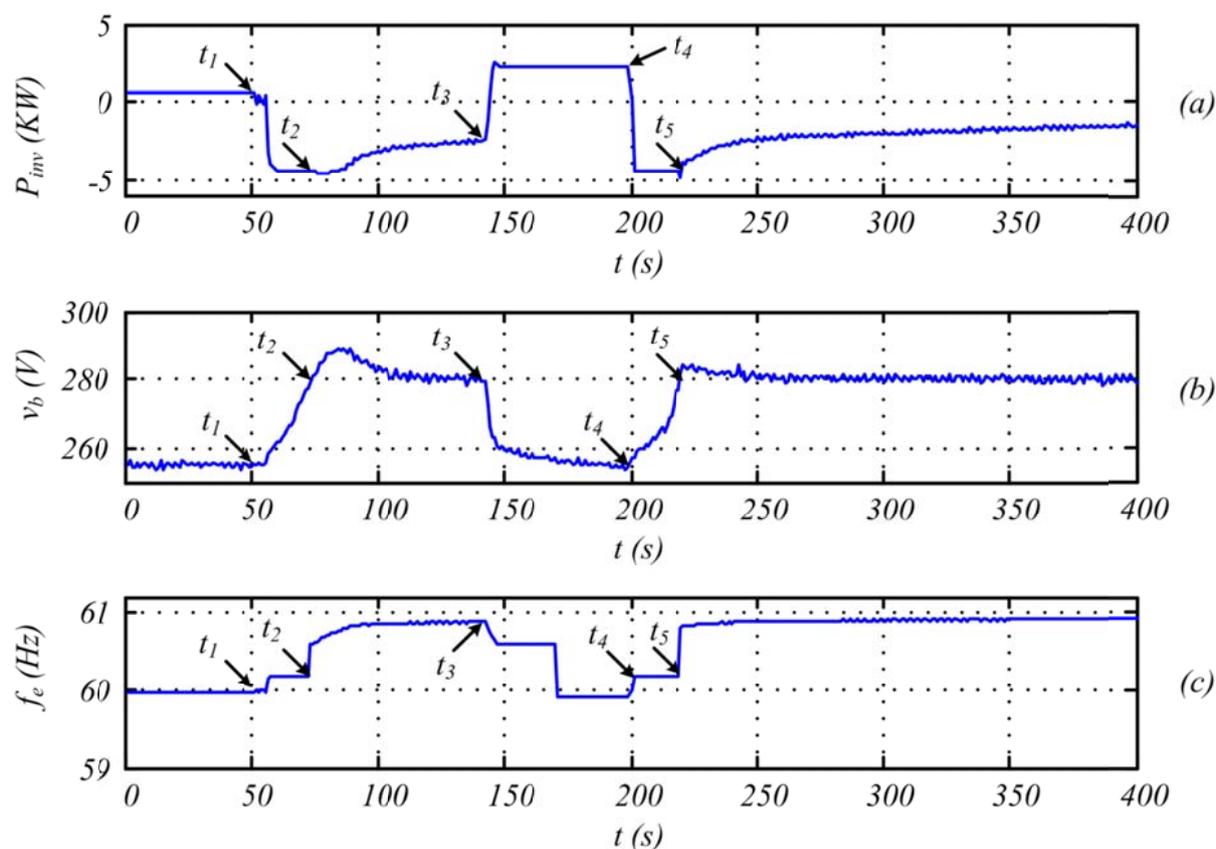


Figura 4.12 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento constante de 9,2 m/s (amostras de resultados 1): a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede.

A Figura 4.13 é uma continuação da Figura 4.12. Antes do instante t_1 o sistema está sem carga e a turbina está operando com vento de 9,2 m/s. O controlador de potência gerada está ativo, reduzindo a potência de saída da turbina e mantendo a tensão terminal do banco de baterias controlada em 280 V. No instante t_1 uma carga de 4,2 kW é conectada ao sistema. A potência líquida nos terminais do CFR é reduzida, o mesmo ocorrendo com a tensão terminal do banco de baterias. A frequência também se reduz, fixando-se em 60,6 Hz, uma vez que a tensão do banco de baterias ainda permanece superior a 255 V, que é o limite inferior para saída do laço de histerese da Figura 4.3. No instante t_2 a geração da turbina é desativada e a carga passa a ser suprida somente pelo banco de baterias, cuja tensão terminal se reduz até atingir o valor de 255 V (saída do laço de histerese na Figura 4.3). A partir desse ponto o valor da frequência passa a ser determinada com base no controle *droop* convencional. No instante t_3 a geração de potência é reativada e no instante t_4 uma parcela da carga é desligada (2,4 kW). Com isso, há superávit de potência e a tensão terminal do banco de baterias começa a crescer, até atingir o valor de 280 V no instante t_5 . A partir desse instante o controle de potência gerada torna-se novamente ativo, reduzindo a potência produzida pela turbina e garantindo a regulação da tensão do banco de baterias em 280 V. Em t_6 o restante da carga

(1,8 kW) é desligado, porém, o controlador de potência gerada continua efetivo e a tensão do banco de baterias continua regulada em 280 V, mesmo havendo vento para que a turbina eólica continue gerando.

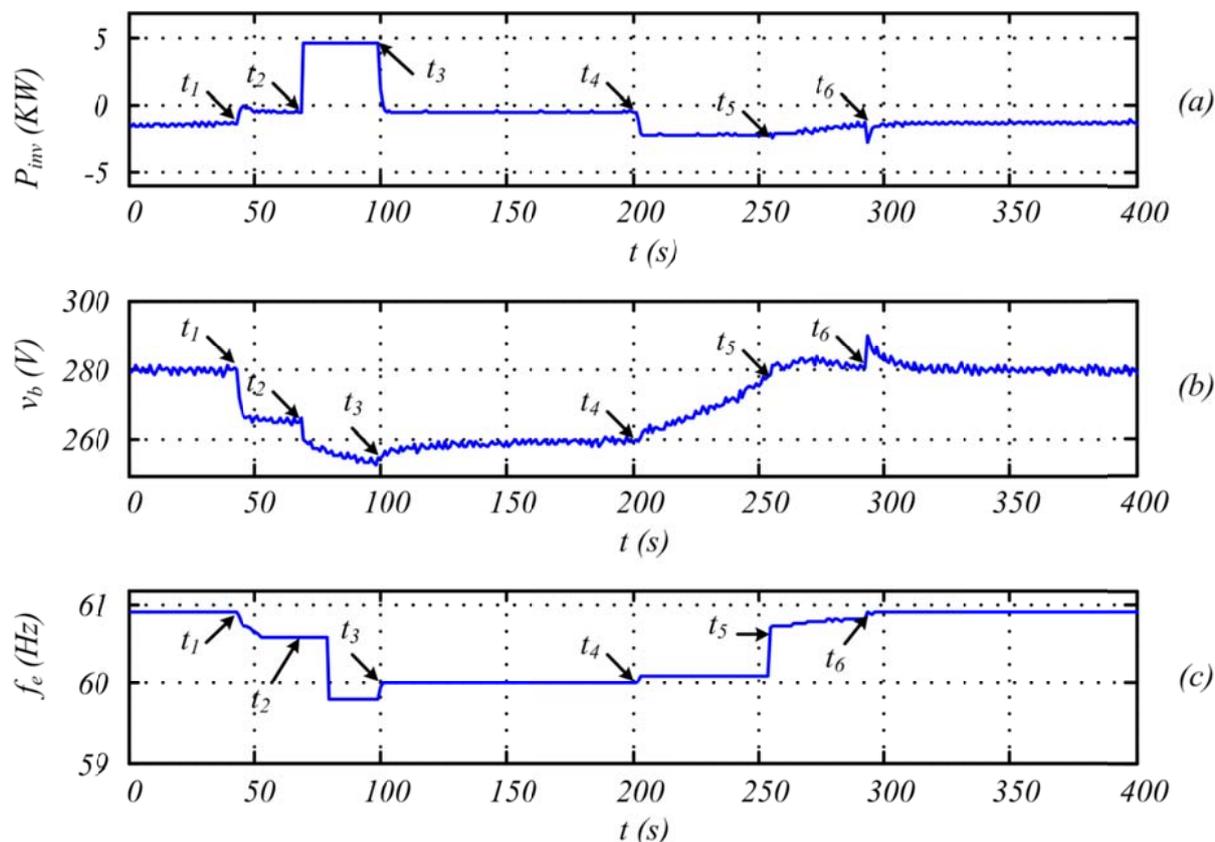


Figura 4.13 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento constante de 9,2 m/s (amostras de resultados 2): a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede

As Figuras 4.14 e 4.15 mostram o comportamento do sistema com vento de velocidade variável. A velocidade do vento foi sintetizada no emulador da turbina eólica com base no modelo apresentado em [32], segundo o qual V_W pode ser dado por (4.20), considerando uma velocidade média do vento igual a 8,5 m/s, sendo $\omega = 2\pi/T_W$, com T_W igual a 60 s. A forma de onda da velocidade do vento é mostrada na Figura 4.16.

$$V_W = 8.5 + 0.6 \sin(\omega t) + 0.6 \sin(3.5\omega t) + 0.3 \sin(12.35\omega t) + 0.06\sin(35\omega t) \quad (4.20)$$

Na Figura 4.14 antes do instante t_1 o sistema está operando com vento variável e com uma carga de 3,3 kW conectada na microrrede. Em t_1 a carga é desligada e um fluxo médio de potência ocorre em direção ao banco de baterias (Figura 4.14 (a)). A tensão do banco de baterias começa a crescer e em t_2 atinge o valor 280 V. Nesse instante o controlador de

potência gerada começa a atuar, para reduzir a potência produzida pela turbina e manter a tensão do banco de baterias controlada. A Figura 4.15 é uma continuação da Figura 4.14 e mostra que apesar da oscilação da potência nos terminais do conversor formador de rede, devido à variação da velocidade do vento, a tensão terminal do banco de baterias se mantém em valores médios controlada em 280 V.

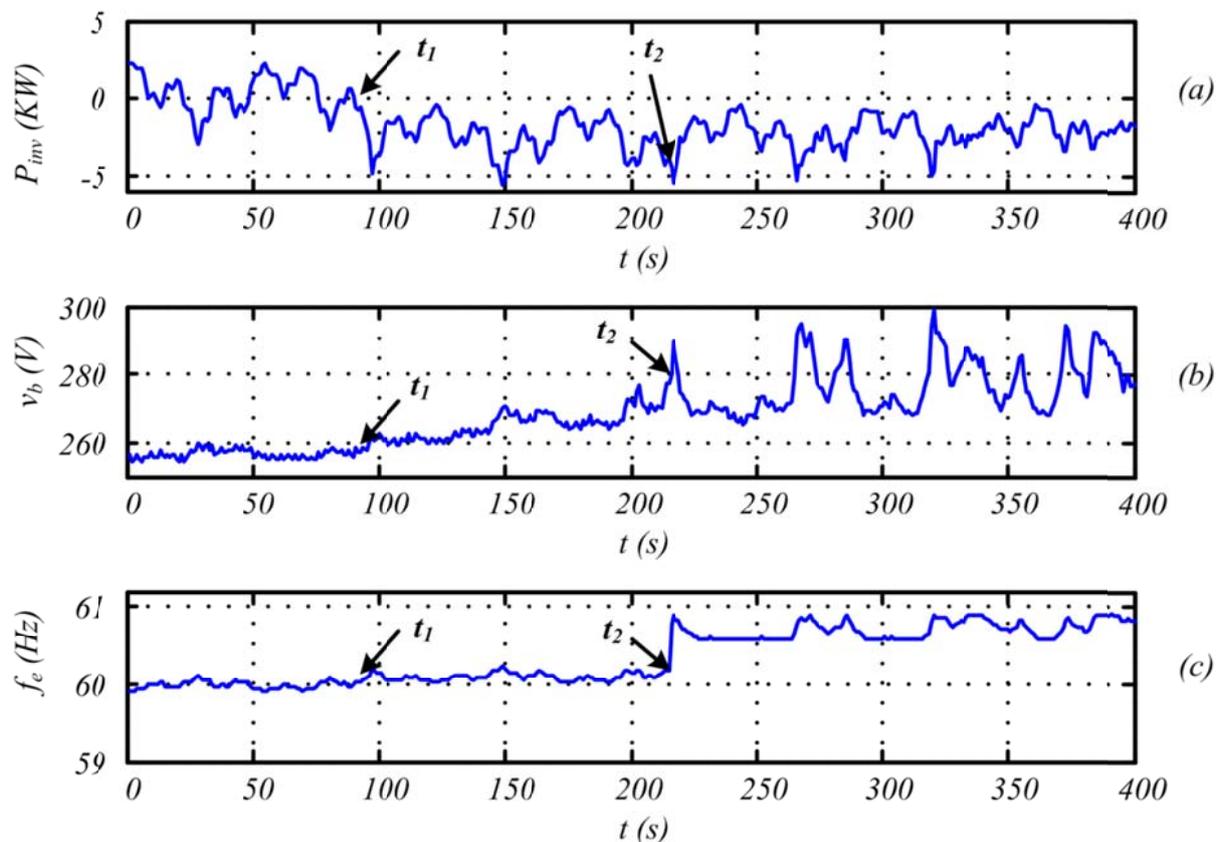


Figura 4.14 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento variável: a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede

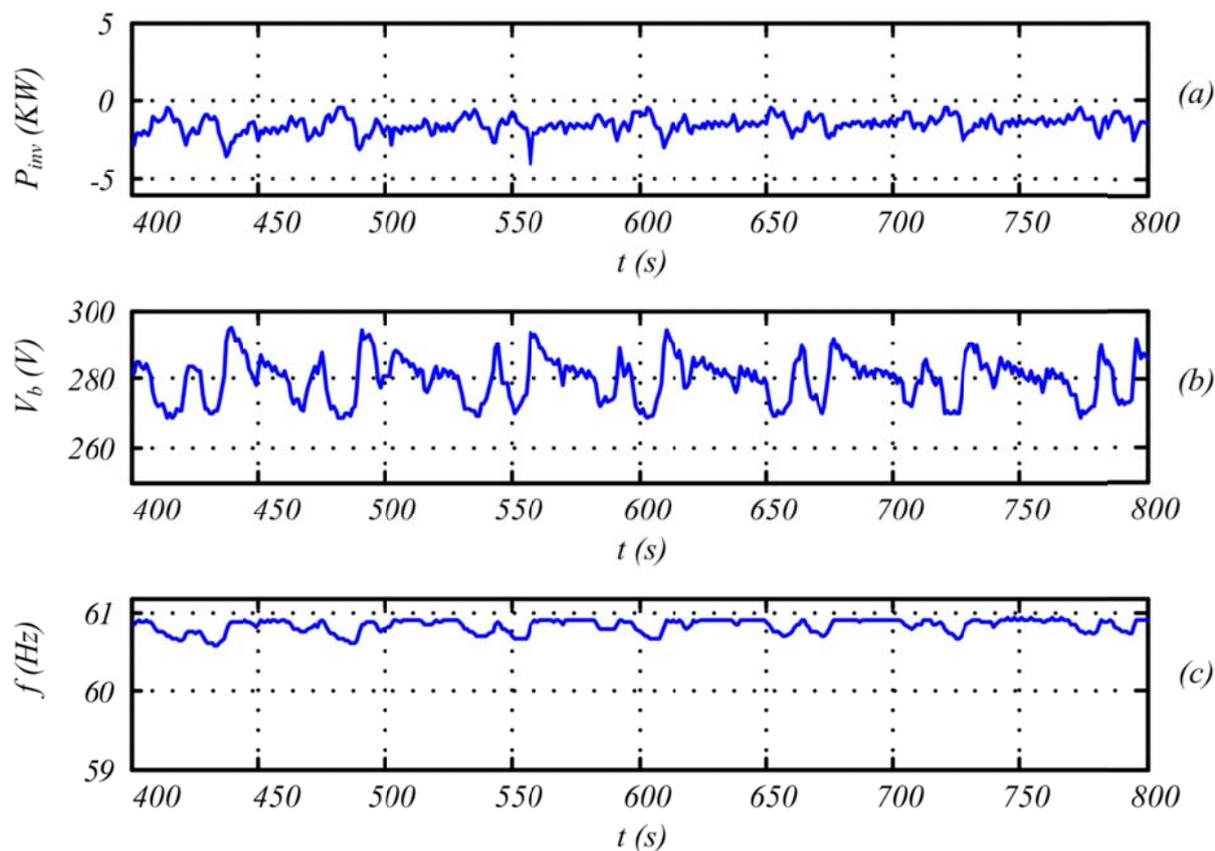


Figura 4.15 – Ação do controlador de potência sobre grandezas da microrrede com a turbina eólica operando com velocidade de vento variável (continuação da Figura 4.14): a) potência na saída do conversor formador de rede, b) tensão terminal do banco de baterias e c) frequência da rede

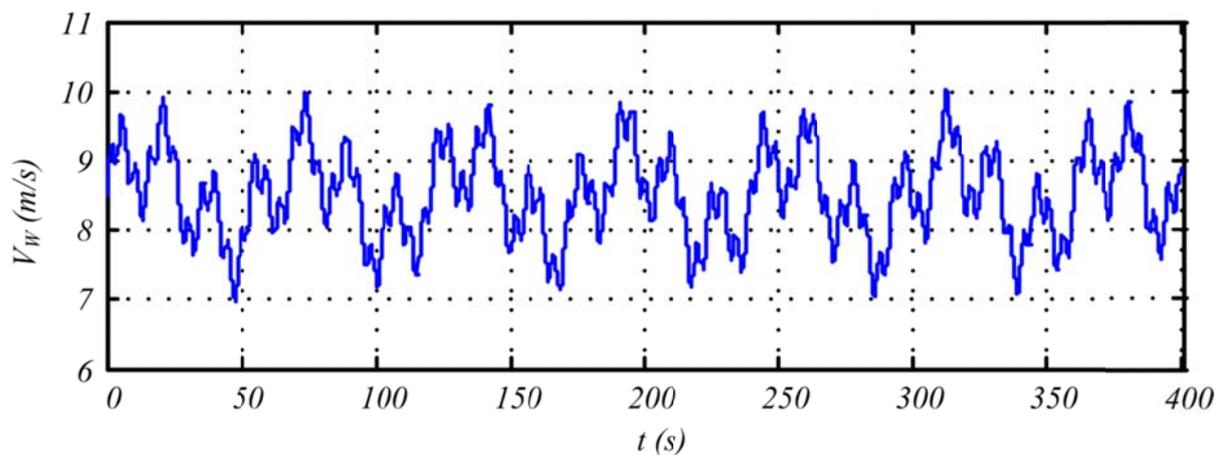


Figura 4.16 – Padrão de velocidade variável de vento utilizado durante os ensaios das Figuras 4.14 e 4.15.

4.6. Conclusões do Capítulo 4

Este capítulo descreveu de forma detalhada o princípio de funcionamento da estratégia proposta para controlar a potência gerada em uma microrrede com geradores e bancos de baterias distribuídos. Essa estratégia tem como objetivo controlar a potência a ser gerada pelas fontes de energia presentes na microrrede, quando a capacidade geração for superior ao que a carga pode consumir e o sistema de armazenamento pode ainda armazenar.

Foi apresentado um modelo baseado em elementos de circuitos para o banco de baterias. Trata-se de um modelo resistivo e capacitivo, cujos parâmetros variam com o ponto de operação do banco de baterias. Para o propósito da estratégia de controle proposta, apenas os parâmetros levantados para o final do processo de carga das baterias são de interesse. Esse modelo foi utilizado para sintonizar o controlado *PI* que é empregado para controlar a tensão terminal do banco no seu valor limite máximo quando há excesso de capacidade de geração no sistema.

A fim de validar a proposta de controle de potência descrita neste capítulo foi montado um protótipo de uma microrrede, composto de um conversor formador de rede, uma turbina eólica e um banco de baterias. O protótipo foi testado com vento constante com vento variável e os resultados experimentais apresentados demonstraram a viabilidade da estratégia da proposta para controlar a potência gerada dentro de uma microrrede isolada.

Capítulo 5

EXEMPLO DE SISTEMA ELÉTRICO ONDE A ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA PODE SER EMPREGADA: A MICRORREDE DA ILHA DE LENÇÓIS

5.1 Introdução

O Sistema híbrido de geração eólico-solar que atende à Comunidade da Ilha de Lençóis, no Município de Cururupu – Ma entrou em operação em julho de 2008, atendendo à comunidade residente naquela ilha com energia elétrica 24 horas por dia, conforme reportado em [2], [20], [21]. Essa comunidade tem aproximadamente 90 domicílios e uma população da ordem de 400 pessoas.

Este sistema foi projetado e executado pela UFMA, através do Núcleo de Energias Alternativas – NEA, do qual o autor é integrante, com recursos do Programa Luz para Todos do Ministério de Minas e Energia do Brasil, objetivando desenvolver soluções de atendimento de comunidades isoladas com energia elétrica. Este projeto foi o ponto de partida e a motivação para a realização da pesquisa realizada neste trabalho de doutorado.

O sistema implantado na Ilha de Lençóis tem uma topologia em que as fontes de potência são conectadas a um barramento CC concentrado. As características gerais, vantagens e desvantagens desse tipo de topologia foram apresentadas no Capítulo 1.

Este capítulo analisa, de forma qualitativa, a aplicabilidade da estratégia de controle proposta neste trabalho na microrrede isolada da Ilha de Lençóis. Inicialmente é feita uma descrição do sistema de geração atual, contemplando aspectos de hardware e da metodologia que é adotada para controlar a potência gerada no mesmo. Em seguida, são analisadas as perspectivas de melhoria do desempenho desse sistema, caso a configuração de microrrede CA seja implantada utilizando a estratégia de controle da potência gerada, conforme proposto neste trabalho.

5.2 Descrição do Sistema de Geração

5.2.1 Características Gerais

A Figura 5.1 mostra o diagrama de blocos do sistema de geração e distribuição de energia elétrica da Ilha de Lençóis. Os componentes principais do sistema são os seguintes:

- ✓ 1 subsistema de geração eólica, composto por 3 turbinas;
- ✓ 1 subsistema de geração solar;

- ✓ 1 subsistema de armazenamento de energia, montado com baterias eletroquímicas;
- ✓ 1 subsistema de inversão de tensão;
- ✓ 1 grupo gerador a diesel de “backup”, que é utilizado para suprir a demanda elétrica quando não há energia suficiente proveniente das fontes renováveis (sem geração renovável e banco de baterias descarregado) ou nos casos de falhas ou defeitos no sistema;
- ✓ 1 microrrede de distribuição de energia elétrica em CA, trifásica, aérea e em baixa tensão;
- ✓ 1 subsistema de monitoramento e controle.

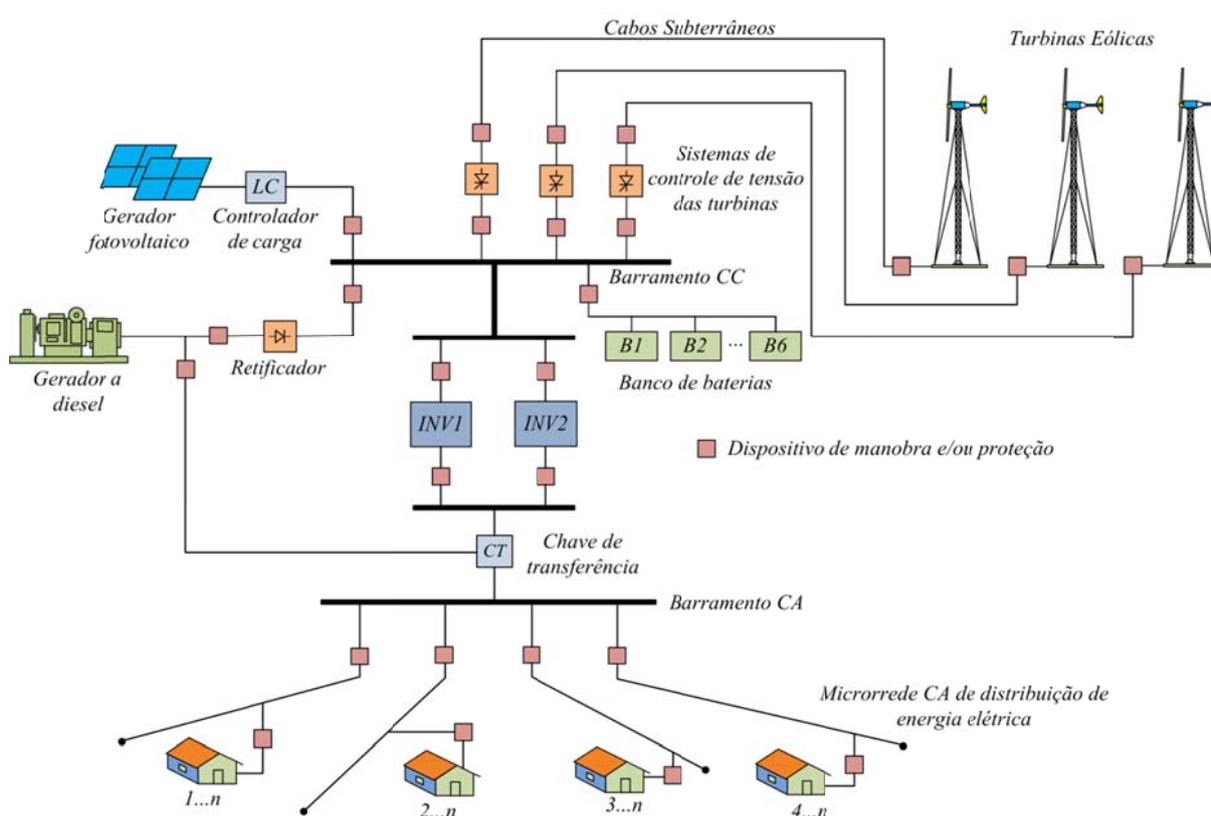


Figura 5.1 – Estrutura da Microrrede do Sistema Híbrido de Geração da Ilha de Lençóis.

A chave de transferência (CT) mostrada na figura é utilizada para fazer o intertravamento elétrico entre o gerador e os inversores impedindo que os mesmos operem em paralelo.

O diagrama de interligação elétrica das fontes de potência e dos dispositivos de armazenamento e processamento de energia do sistema de geração é mostrado na Figura 5.2.

As fontes primárias preferenciais de energia para o sistema são as de origem renováveis (vento e sol). Portanto, havendo estiagem de vento ou pouca incidência de

radiação solar há pouca ou nenhuma geração de energia. Nessas condições as cargas são inicialmente supridas pela energia armazenada no banco de baterias. Se o período de calma e/ou de tempo nublado se prolongar a ponto das baterias se descarregarem, o gerador a diesel, utilizado como “backup”, será acionado para suprir as cargas e contribuir com a recarga do banco de baterias, através do retificador indicado por *RGD* na Figura 5.2.

O sistema de geração opera de forma automatizada, através de um *CLP* (Controlador Lógico Programável) que tem a função de monitorar a tensão e a corrente do banco de baterias e comandar a entrada e/ou saída do gerador de backup, controlar a corrente de carregamento das baterias, além de monitorar diversas grandezas utilizadas no controle, gerenciamento, acompanhamento de desempenho e proteção do sistema de geração.

Um resumo com as principais especificações técnicas do sistema de geração é apresentado na Tabela 5.1.

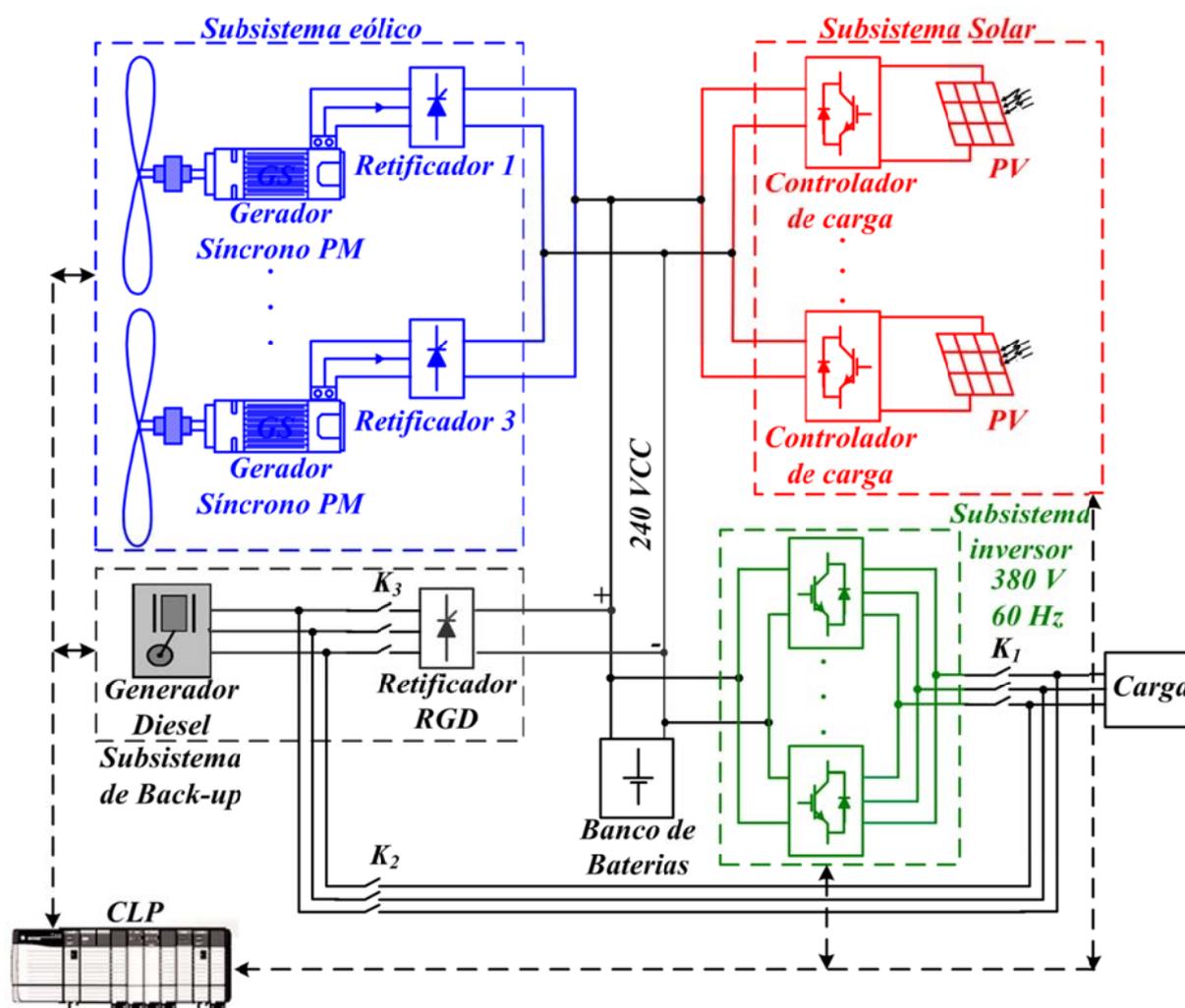


Figura 5.2 – Diagrama de interligação elétrica do centro de potência.

Tabela 5.1 – Resumo das especificações técnicas da microrrede da Ilha de Lençóis.

Característica	Descrição
Capacidade instalada com fontes renováveis	≈ 40 kW
Topologia da microrrede	Microrrede com geração concentrada em <i>barramento CC</i>
Tensão nominal do barramento CC	240 V
Faixa de tensão do barramento CC	210 V a 288 V
Microrrede de distribuição de energia elétrica	Em corrente alternada, trifásica, com tensão RMS de 380 V entre fases e 220 V entre fase e neutro, com frequência nominal de 60 Hz
Autonomia do sistema de armazenamento no pior caso (período noturno)	≈ 9 horas, com base numa demanda média estimada de 10 kW e consumo médio noturno de 84 kWh, com profundidade de descarga (<i>DOD</i>) do banco baterias limitada a 30%
Monitoramento e controle	Realizado por uma central de medição e processado utilizando-se um <i>CLP</i>

5.2.2 *Subsistema de geração eólica*

O subsistema de geração eólica é composto por 3 turbinas de 7.5 kW de potência nominal cada, modelo BWC EXCEL-2/240, fabricadas pela Bergey Windpower [70]. Os aerogeradores são do tipo síncrono a ímãs permanentes, montados em um rotor externo do tipo “tambor” [78], com 38 polos. A tensão *CA* gerada é convertida em tensão *CC* através de retificadores controlados de onda completa, que são diretamente interligados ao barramento *CC* geral do sistema, conforme mostrado nas Figuras 5.1 e 5.2. A torre de sustentação de cada turbina tem altura de 30 m, sustentada por cabos de aço galvanizados, própria para içamento sem uso de guindastes, modelo TILT-UP-XLG30 da Bergey Windpower. Um resumo com as especificações de cada turbina eólica é apresentado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Resumo das especificações técnicas da turbina eólica.

Velocidade do vento para partida do rotor	3,1 m/s
Velocidade do vento para início de geração de potência	3,5 – 4,5 m/s
Velocidade do vento na potência nominal de saída	12,4 m/s
Velocidade do vento para interromper geração	15,7 m/s
Máxima velocidade de vento suportável	54 m/s
Diâmetro do rotor	7,0 m
Faixa de velocidade de rotação	0 - 350 RPM
Potência nominal de saída com carregador de baterias	7,0 – 8,5 kW
Tensão nominal na saída do retificador	240 V

As turbinas estão instaladas fora do perímetro da área habitada, distantes aproximadamente 600 m da casa de força e controle, que foi locada no centro da vila (área habitada). Isso foi motivado pelo fato deste local ser mais exposto à ação do vento, ser livre de obstáculos físicos e também para minimizar eventuais perturbações provocadas pelo ruído dos conjuntos aerogeradores (alternador e pás) quando em rotação. Outro fator que foi determinante na escolha do local de instalação das turbinas foi a preocupação com a interferência das mesmas na rota de voo de aves locais, em especial os guarás, bastante abundantes na região. A interligação de cada turbina eólica com a casa de força é feita através de 1 cabo tripolar de alumínio, com seção por fase igual a 50 mm². A Figura 5.3 mostra uma vista do local com as 3 turbinas instaladas.



Figura 5.3 – Vista do local de instalação com as turbinas eólicas em torres de 30 m de altura.

5.2.3 *Subsistema de geração solar*

O subsistema de energia solar é composto por 162 módulos fotovoltaicos, conectados formando 9 linhas em paralelo. Cada linha é formada por 18 módulos em série. O gerador fotovoltaico está instalado sobre a cobertura da casa de força, conforme mostrado na Figura 5.4. A potência total instalada deste subsistema é igual a 21 kW. As especificações elétricas de cada módulo fotovoltaico são mostradas na Tabela 5.3.



Figura 5.4 – Vista do gerador fotovoltaico.

Tabela 5.3 – Resumo das especificações técnicas de cada módulo do painel fotovoltaico.

Potência de pico	130 W
Tensão no ponto de máxima potência	17,6 V
Corrente no ponto de máxima potência	7,39 A
Tensão de circuito aberto	21,9 V
Corrente de curto-circuito	8,02 A
Temperatura máxima de operação	47 °C
Coefficiente de crescimento da corrente com a temperatura	$[3,18 \times 10^{-3}] \text{ A/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de redução da tensão com a temperatura	$[-8,21 \times 10^{-2}] \text{ V/}^\circ\text{C}$
Nota: Estes valores são válidos nas condições padrões de testes, que são: irradiação solar de 1 kW/m^2 e temperatura das células igual a $25 \text{ }^\circ\text{C}$.	

5.2.4 *Subsistema de armazenamento*

O subsistema de armazenamento de energia é formado por 120 baterias estacionárias, do tipo chumbo-ácido, tensão nominal 12 V, 220 Ah por bateria, conectadas em 6 (seis) linhas paralelas com 20 baterias em série por linha, formando um barramento de corrente contínua de tensão nominal igual 240 V. A capacidade de armazenamento total do banco é 1320 Ah, na tensão de referência de 240 V.

A profundidade de descarga máxima projetada para o banco é de 30%, ou seja, 396 Ah. Isso equivale a aproximadamente 95 kWh ($240 \text{ V} \times 396 \text{ Ah}/1000 = 95 \text{ kWh}$). Esses números representam uma expectativa de autonomia de aproximadamente 9 horas, supondo uma potencia média demandada pela carga da ordem de 10 kW. Essa estimativa é para o pior caso, que seria a ausência total de vento durante o período noturno. Descargas mais profundas aumentaria a autonomia do banco, porém, reduziria a sua expectativa de vida.

5.2.5 *Subsistema de inversão de tensão e formação da rede CA*

O subsistema de inversão de tensão e formação da microrrede de corrente alternada é composto por 2 inversores de 20 kVA cada, com entrada de 210 V a 300 V e saída trifásica de 380 V entre fases e 220 V de fase para neutro. Os dois inversores podem operar isoladamente ou em paralelo (ver Figura 5.2), dividindo a carga através da metodologia de controle *droop*, já descrita no Capítulo 1.

Visando melhorar a eficiência do sistema de geração, os inversores operam num modo denominado de “quase paralelo”. Neste modo de funcionamento, sempre que a potência solicitada pela carga é inferior a 25% da soma da potência nominal dos 2 inversores, um deles é desligado. Assim, a eficiência do sistema em baixa carga é melhorada, pois as perdas de um dos inversores deixam de ser fornecidas pelas fontes de potência.

5.2.6 *Subsistema de geração de backup*

O sistema de geração de backup é formado por um grupo gerador a diesel com as seguintes especificações técnicas:

- ✓ *Potência nominal*: 53 kVA/ 42 kW;
- ✓ *Tensão Nominal*: Trifásica, 380 V entre fases e 220 V de fase para neutro, 60 Hz;
- ✓ *Consumo típico*: 5 litros/hora com carga de 25% e 13 litros/hora com 100% da potência nominal do gerador.

Através dos contadores K_1 , K_2 K_3 mostrados na Figura 5.2 o grupo gerador pode ser programado para funcionar em um dos seguintes modos:

- a) Alimentando o retificador *RGD* (ver Figura 5.2) de carregamento do banco de baterias com os consumidores sendo supridos pelos inversores (K_1 e K_3 ligados e K_2 desligado). Essa configuração é a mais utilizada, pois ela não implica em interrupção momentânea do fornecimento de energia à carga quando o gerador é acionado.
- b) Alimentando o retificador *RGD* de carga do banco de baterias e ao mesmo tempo suprindo os consumidores. Essa configuração requer que os inversores sejam desligados (K_2 e K_3 ligados e K_1 desligado). Essa configuração é eficiente do ponto de vista energético, pois as perdas dos inversores não precisam ser supridas pelo gerador. No entanto, ela implica em interrupção momentânea do fornecimento de energia aos consumidores durante a transferência da carga dos inversores para o gerador e vice-versa.
- c) Alimentando somente os consumidores (K_1 e K_3 desligados e K_2 ligado). Essa configuração somente é utilizada quando há defeito nos inversores ou para intervenções de manutenção.

5.2.7 Rede de distribuição de energia elétrica e iluminação pública

A rede de distribuição de energia elétrica é aérea, trifásica, radial, em baixa tensão, com tensão nominal de 380 V entre fases e de 220 V de fase para neutro, construída de acordo com o padrão da concessionária de energia elétrica local, no caso a *CEMAR* (Companhia Energética do Maranhão), conforme mostrado na Figura 5.5.

Na rede de distribuição foi usado cabo multiplexado de alumínio, com 3 fases isoladas e um neutro não isolado, com seção de 35 mm², isolamento com XLPE, enquanto que na rede de IP foi usado cabo de cobre de 6 mm², isolamento de PVC para 750 V.



Figura 5.5 – Rede de distribuição de energia e iluminação pública.

5.3 Estratégias de controle da geração de potência

O objetivo do sistema de controle da geração é maximizar a geração de potência proveniente das fontes renováveis, que são as turbinas eólicas e o gerador fotovoltaico. A energia produzida a mais do que a carga pode consumir num determinado período é armazenada no banco de baterias. Ocorre, no entanto, que a capacidade da carga em consumir potência e a capacidade do banco de baterias para armazenar energia em algum instante pode ser menor do que o sistema de geração pode produzir. Nessas situações, a geração de potência precisa ser limitada para se enquadrar dentro do limite que o sistema pode consumir e armazenar.

Conforme já mencionado, idealmente o gerador a diesel somente deve funcionar quando houver déficit de geração de potência pelas fontes renováveis e a profundidade de descarga do banco de baterias tiver atingido o limite máximo estipulado para a operação do mesmo. Em função do caráter intermitente e estocástico das fontes renováveis, é possível que o gerador a diesel opere simultaneamente com as mesmas. Assim, há necessidade de uma estratégia para controlar a potência gerada pelo gerador. Essa estratégia deve levar em conta a eventual contribuição das demais fontes, para garantir que nem o banco de baterias nem o próprio gerador sejam sobrecarregados.

Nas seções a seguir são descritas as estratégias que são utilizadas para controlar a potência gerada pelas fontes de energia presentes na microrrede.

5.3.1 Processo de carregamento do banco de baterias

As restrições estabelecidas para serem atendidas durante o processo de carga do banco de baterias são as seguintes:

- ✓ A corrente máxima de entrada no banco de baterias (I_{bmax}) deve ser limitada a 10% do valor numérico da capacidade nominal do banco em Ah. Para o banco em uso, isso equivale a um valor de I_{bmax} igual a 132 A.
- ✓ A tensão terminal máxima do banco durante o processo de carregamento deve ser limitada à tensão de gaseificação considerando as 20 baterias em série. Para as baterias em uso, o valor dessa tensão é de 14,4 V por bateria, numa temperatura referência de 25 °C, devendo ser reduzida de 0,024 V/°C se a temperatura ambiente estiver acima desse valor de referência. Considerando que a temperatura ambiente no local de instalação das baterias é de aproximadamente 35 °C, o valor de V_{bmax} foi fixado em 280 V.

5.3.2 Controle da potência gerada pelas turbinas eólicas

O controle da potência que é gerada por cada turbina é feito utilizando-se um retificador trifásico de onda completa semicontrolado, que interliga o gerador a ímãs permanentes da turbina com o barramento geral em CC, conforme mostrado na Figura 5.2. Esse retificador somente é capaz de fornecer energia ao sistema de armazenamento se a velocidade do vento for suficiente para que a tensão de saída do retificador seja superior à tensão terminal do banco de baterias (tensão do barramento CC). Isso é uma deficiência operacional dessa topologia de circuito para esse tipo aplicação, pois, mesmo havendo vento com velocidade suficiente para produção de potência, a geração poderá não ocorrer. Essa deficiência torna-se mais crítica à medida que a tensão do banco de baterias cresce durante o processo de carregamento, pois uma tensão cada vez mais elevada é necessária na saída do retificador para que a turbina continue fornecendo energia ao sistema.

Não há informação para o controle do retificador da turbina quanto ao valor da corrente total que está sendo injetada no banco de baterias simultaneamente pelo conjunto de fontes de potência existente na microrrede (turbinas eólicas, painel solar e eventualmente gerador a diesel). Isso pressupõe que o banco de baterias suporta toda e qualquer quantidade de potência que é gerada pelo subsistema de geração eólica. Assim, caso haja vento suficiente, a potência gerada pela turbina é limitada regulando-se a tensão de saída do retificador para que a corrente fornecida pelo mesmo não ultrapasse o limite máximo que é imposto pela capacidade do gerador ou pela capacidade de condução do próprio retificador. Para esse cenário, o “corte” de geração do subsistema eólico é feito somente quando a tensão média de saída do retificador se igualar a tensão limite de carregamento do banco de baterias (V_{bmax}).

5.3.3 Controle da potência gerada pelo gerador fotovoltaico

O controle da potência que é gerada pelo gerador fotovoltaico tem como objetivo garantir que a tensão terminal e a corrente total de carga do banco de baterias não ultrapassem os respectivos valores máximos (V_{bmax} e I_{bmax}). Isso tem que ser garantido independente da quantidade de radiação solar e da contribuição simultânea das outras fontes (turbinas eólicas e gerador a diesel).

Esse controle é realizado utilizando a topologia do painel fotovoltaico, que é seccionado em 9 linhas em paralelo, cada linha com 18 módulos em série. Cada linha do gerador fotovoltaico tem um controlador de carga para controlar a corrente que a mesma injeta no banco de baterias. O circuito desse controlador é mostrado na Figura 5.6, onde i varia de 1 a 9 e representa a respectiva linha do PV. O CLP mostrado na Figura 5.2 decide a cada instante se a chave Q_i deve ser ou não fechada em função da tensão terminal e da corrente de entrada no banco de baterias.

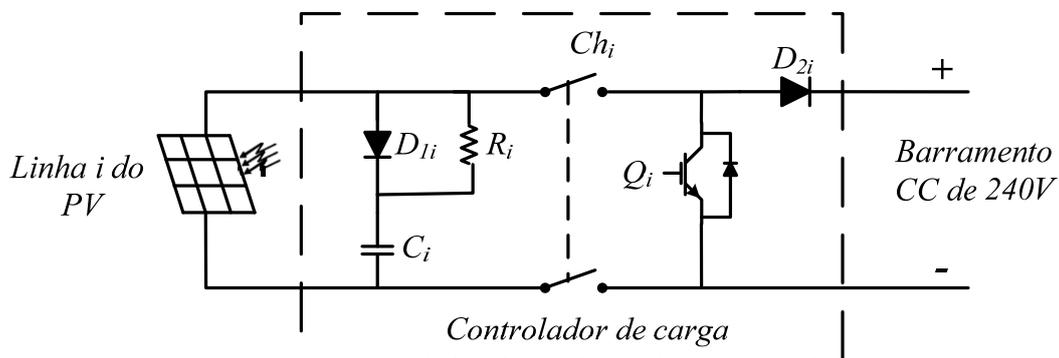


Figura 5.6 – Circuito do controlador de carga por linha do gerador fotovoltaico.

Fundamentalmente, o controlador verifica se a tensão v_b é maior do que V_{bmax} ou se i_b é maior do que I_{bmax} . Se essa condição for verdadeira, a chave Q_i é fechada, colando a linha i do painel fotovoltaico em curto-circuito, retirando-a de operação. Se a condição

verdadeira persistir, outras linhas serão curto-circuitadas, até que v_b e i_b tornem-se menores do que V_{bmax} e I_{bmax} , respectivamente. Por outro lado, se v_b for menor do que V_{bmax} e i_b menor do que I_{bmax} , o algoritmo de controle verifica se existem linhas do PV desativadas para iniciar o processo de recolocação das mesmas em operação.

5.3.4 Controle da potência gerada pelo gerador a diesel

Em condições normais do sistema de geração, o gerador só funciona quando não há potência proveniente das fontes renováveis e o banco de baterias tiver atingido a profundidade de descarga permitida. A configuração preferencial adotada para operação do gerador é com o mesmo alimentando o banco de baterias, através do retificador *RGD* e ao mesmo tempo os consumidores sendo supridos pelos inversores. Isso corresponde em manter K_1 e K_3 ligados e K_2 desligado na Figura 5.2.

A entrada do gerador em operação ocorre quando a tensão terminal do banco de baterias atinge o valor de 240 V. Para as baterias em uso isso corresponde a uma profundidade de descarga aproximadamente igual a 30 %. De acordo com a estratégia de controle adotada, o gerador continuará funcionando até que 30% da capacidade nominal de banco de baterias em Ah seja injetada no mesmo ou que tenham sido transcorridas 5 horas a partir do instante do seu acionamento.

Durante a operação do gerador a corrente que ele fornece ao banco de baterias deve ser controlada, considerando também as contribuições das outras fontes que estejam em operação simultânea com o gerador, para que a corrente de carga do banco não ultrapasse o valor I_{bmax} . A máxima tensão média de saída do retificador *RGD* também deve ser limitada no valor V_{bmax} .

5.4 Aspectos negativos da topologia da microrrede e da metodologia de controle utilizadas no sistema da Ilha de Lençóis

A principal deficiência da topologia da microrrede e da estratégia de controle de potência adotadas no sistema da Ilha de Lençóis está na incapacidade do sistema em explorar ao máximo a capacidade de produção de potência a partir das fontes renováveis, especialmente no que se refere à fonte eólica, pelos motivos descritos na seção 5.3.2.

Outro aspecto relevante do sistema atual diz respeito à necessidade de um retificador dedicado exclusivamente para controlar o carregamento do banco de baterias quando o gerador a diesel precisar ser utilizado para esse fim. Isso significa um elemento físico a mais, implicando em mais espaço físico ocupado, mais procedimentos operacionais e de manutenção, com conseqüente aumento do custo global do sistema de geração.

5.5 Aspectos positivos esperados com a aplicação da estratégia de controle de potência

proposta neste trabalho no sistema da Ilha de Lençóis

A Figura 5.7 mostra como seria o diagrama de interligação elétrica das fontes de potência e dos dispositivos de armazenamento e processamento de energia do sistema de geração da Ilha de Lençóis se a topologia da microrrede fosse tipo em que as fontes fossem conectadas a um barramento CA. A interligação das fontes ao barramento CA pode ser feita de forma concentrada, ou seja, em um mesmo local físico, como, por exemplo, em uma casa de força, como também pode ser feita de forma distribuída ao longo da microrrede CA.

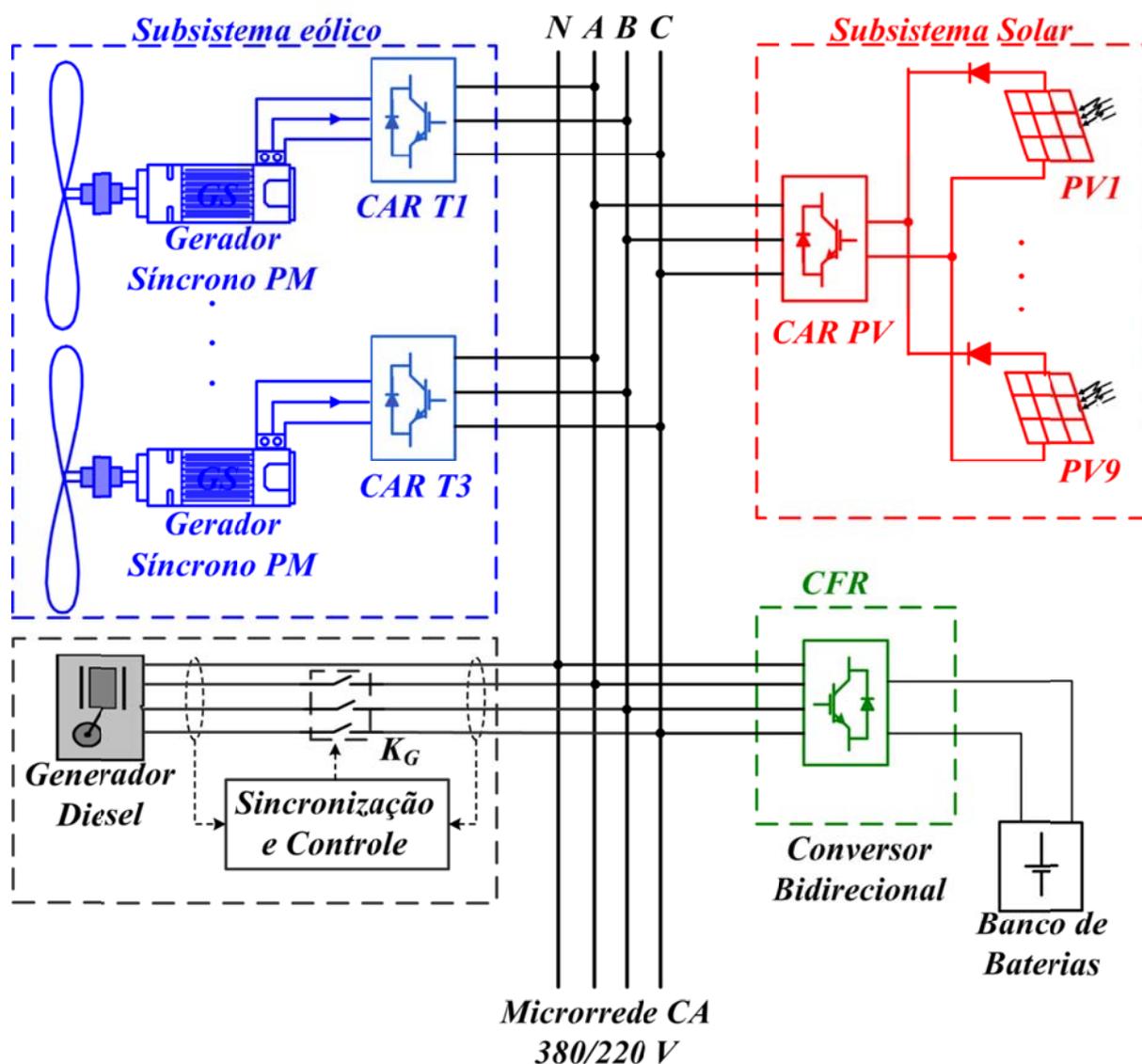


Figura 5.7 – Diagrama de interligação elétrica do Sistema da Ilha de Lençóis considerando a topologia de microrrede distribuída em CA.

Comparando-se as Figuras 5.2 e 5.7 observa-se que os Retificadores 1 a 3 da Figura 5.2 foram substituídos pelos CAR 1 a 3 da Figura 5.7; os controladores de carga do subsistema fotovoltaico foram substituídos pelo CAR PV; o gerador a diesel é interligado diretamente à rede CA através, por exemplo, de um contator (K_G) e de um sistema de sincronização e controle; o banco de baterias não forma mais o barramento CC geral do sistema, como na Figura 5.2, sendo na figura 5.7 interligado à microrrede CA através de um conversor CC-CA bidirecional, utilizado para controlar a tensão e a frequência da microrrede. Também se observa que o *CLP* da Figura 5.2 não é mais necessário no sistema da Figura 5.7, pois na microrrede CA, as fontes podem ser distribuídas e o controle das mesmas pode ser feito a partir de medições de variáveis locais, não havendo mais necessidade de uma central de processamento e controle.

A estratégia de controle da potência gerada em uma microrrede que é proposta neste trabalho tem fundamentalmente o propósito de viabilizar a distribuição das fontes geradoras ao longo da rede CA, sem a necessidade de comunicação física entre elas ou do uso de carga auxiliar para garantir o balanço de energia dentro da microrrede, visando o controle e a integridade do subsistema armazenamento energia. A seguir são descritos alguns aspectos positivos que são esperados a partir da aplicação dessa estratégia de controle em um sistema de geração de energia como o da Ilha de Lençóis.

O aproveitamento da potencialidade energética das fontes renováveis deverá ser incrementado, se comparado com o desempenho do sistema com a estratégia atual. Isso se deve ao fato de que as fontes renováveis poderão, de acordo com a nova proposta de estratégia de controle, operar nos seus pontos de máxima produção de potência, exceto quando houver necessidade de restrição de potência gerada para garantir o controle da tensão do banco de baterias. Como consequência, mais energia será armazenada no banco de baterias e menos necessidade haverá do uso do gerador a diesel de “backup”, o que reduzirá os custos de operação do sistema.

O custo global de implantação do sistema poderá ser reduzido, pois os geradores, principalmente os eólicos, podem ser interligados à microrrede CA em pontos que estejam mais próximos da instalação dos mesmos. Isso se deverá implicar em redução de despesas com condutores e com mão de obra de instalação, para interligar cada turbina com uma central de processamento de energia, por exemplo, onde todos os conversores da microrrede são concentrados.

O controle do processo de carregamento do banco de baterias deverá requerer menos hardware, uma vez que o *CFR* opera de modo bidirecional, o que dispensaria o uso do retificador *RGD*, que é interligado na saída do gerador de backup e que na configuração atual é utilizado para recarregar o banco de baterias quando há escassez de vento e sol.

No caso da necessidade de uso de gerador a diesel de backup, ele pode ser sincronizado e interligado em paralelo em qualquer ponto da microrrede CA, usando módulos de sincronização e controle comerciais, passando a gerar e a injetar na microrrede a energia para alimentar a carga, somada a um excedente de energia para ser armazenado no banco de baterias, fazendo uso do *CFR*, que opera de forma bidirecional.

5.6 Conclusões do Capítulo 5

Este capítulo descreveu a operação de uma microrrede real, que atende uma comunidade isolada com energia elétrica durante 24 horas por dia, inclusive com iluminação das vias públicas da vila habitada. O sistema descrito é um exemplo de que pode ser viável suprir comunidades isoladas com energia elétrica a partir de recursos energéticos provenientes de fontes renováveis locais, como o vento e o sol.

A microrrede que foi apresentada neste capítulo forma um sistema de geração elétrica do tipo eólico-solar, com geração concentrada e com todas as fontes inicialmente interligadas a um barramento CC único. Um sistema desse tipo pode ter seus custos de implantação e operação reduzidos e sua eficiência energética melhorada se for adotada uma configuração em rede CA com geração distribuída, sendo o controle da potência gerada implementado de acordo com a estratégia de controle que é proposta neste trabalho de tese de doutorado.

Capítulo 6

CONCLUSÕES GERAIS, SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS E PUBLICAÇÕES

6.1. Conclusões Gerais

Este trabalho apresentou uma proposta de uma nova estratégia para controlar a potência gerada em uma microrrede isolada, com geradores e bancos de baterias distribuídos. Esse controle de potência tem como objetivo manter o balanço de potência dentro da microrrede e, conseqüentemente, controlar o estado de carga dos bancos de baterias para que os mesmos operem com tensões reguladas abaixo dos valores máximos permitidos.

As microrredes isoladas podem ser utilizadas para o atendimento de comunidades residentes em áreas remotas, que disponham de recursos energéticos renováveis, como, por exemplo, a energia eólica e a energia solar. Isso foi evidenciado através do estudo de caso que foi apresentado referente ao sistema híbrido de geração eólico-solar da Ilha de Lençóis.

Fundamentalmente a estratégia de controle que foi proposta atua restringindo a geração de potência pelas fontes renováveis interligadas à microrrede, quando a capacidade de geração é superior ao que a carga pode consumir e o sistema de armazenamento ainda é capaz de armazenar. A implementação da proposta foi realizada sem o emprego de carga resistiva auxiliar para dissipar o superávit de potência eventualmente gerada e sem comunicação física entre as fontes geradoras. Na solução proposta foi utilizada a frequência elétrica da microrrede como meio para informar aos controladores dos conversores das fontes renováveis de quanto deva ser o montante de potência que eles precisam deixar de gerar num determinado instante pra manter o balanço de Potência estável.

Resultados experimentais mostraram a efetividade da estratégia de controle proposta quando aplicada em uma microrrede formada por um conversor formador da microrrede, alimentado por um banco de baterias e uma turbina eólica, interligada à microrrede através de um conversor eletrônico de potência. Foi mostrado que mesmo havendo vento suficiente para a turbina gerar potência, o balanço de energia na microrrede ainda foi mantido quando a carga foi desligada, pois, mesmo nessas circunstâncias a tensão terminal do banco de baterias foi mantida regulada no seu valor máximo permitido. Isso foi conseguido através da atuação do controlador de potência que agiu no sentido de reduzir a potência produzida pela turbina eólica.

Alguns tópicos são relevantes e precisam ser estudados com maior acuidade quando

se deseja utilizar a estratégia de controle proposta em uma microrrede isolada. Os principais são salientados nos parágrafos que seguem.

O controle do valor *RMS* da tensão da rede precisa ter boa rejeição à perturbação que lhe é imposta pela corrente da carga que é conectada nos terminais do *CFR*. A metodologia de desacoplamento dessas perturbações (*DID*), que foi apresentada na Seção 2.4.3., praticamente eliminou o efeito dessa perturbação e melhorou sensivelmente a resposta dinâmica do controlador de tensão.

A metodologia de controle das tensões sobre os capacitores dos barramentos CC dos conversores, baseada no controle da energia armazenada no capacitor, em vez do controle direto da tensão, permitiu linearizar o modelo do sistema, sem necessidade de utilizar os índices de modulação dos conversores para relacionar grandezas do lado CA com grandezas do lado CC do circuito.

O modelo baseado em valores médios de tensão, corrente e potência, que foi utilizado para o conversor CC-CC bidirecional, simplificou de sobremaneira o projeto do controlador de tensão do barramento CC do *CFR*.

A rapidez dinâmica com que a frequência da rede pode ser modificada pelo *CFR*, devido a uma variação da potência nos seus terminais ou a um comando do controlador da potência gerada, precisa ser relativamente bem mais lenta do que a rapidez com que o *PLL* de sincronização do conversor da fonte renovável pode detectar essa variação de frequência. Para o tipo de *PLL* utilizado, uma relação não inferior a 1/10 pode ser necessária.

A sintonia do controlador da potência gerada na microrrede, discutida no Capítulo 4, requereu um modelo para o banco de baterias, que retratasse o comportamento dinâmico do mesmo, especialmente no ponto de operação em que a tensão terminal do banco se aproxima do valor máximo permitido. O modelo utilizado no trabalho representou o banco de baterias por um circuito equivalente do tipo resistivo-capacitivo. Os parâmetros desse modelo foram determinados por ensaio, através da injeção de pulsos de corrente com periodicidade e amplitude adequada, em uma bateria de tamanho reduzido, mas do mesmo tipo das que compõem o banco a ser implementado. Os parâmetros levantados para a bateria de tamanho reduzido foram escalonados para se determinar os parâmetros do banco de baterias de tamanho real.

O algoritmo de controle da potência produzida pela turbina eólica (MPPT), apresentado na Seção 3.4.3., mostrou-se adequado para ser usado com a estratégia proposta para controle da geração de potência na microrrede, uma vez que propiciou a redução na potência produzida pela turbina quando isso foi necessário para manter atenção do banco de baterias regulado.

Por fim, pôde-se demonstrar que a ideia embutida na estratégia de controle proposta neste trabalho é exequível e pode ser aplicada na operação e controle de microrredes isoladas e que tenham geração distribuída. No entanto, estudos complementares ainda são necessários para aprimorar a sua aplicabilidade, conforme listados na seção seguinte.

6.2. Sugestões para trabalhos futuros

- i. Testar o emprego da estratégia proposta neste trabalho em uma microrrede com pelo menos um conversor de suporte à rede e analisar a viabilidade de controle de tensão usando a metodologia de controle *droop* com base na potência reativa.
- ii. Analisar o emprego da estratégia proposta para gerenciar a entrada e saída da fonte de energia de backup (gerador a diesel) em uma microrrede isolada;
- iii. Analisar o comportamento da estratégia de controle proposta com mais de um *CFR* em paralelo;
- iv. Testar a estratégia de controle proposta em uma microrrede com tipos diferentes de fontes de potência, além da eólica, como, por exemplo, painéis fotovoltaicos, geradores a diesel, etc.
- v. Desenvolver estudos para quantificar economicamente as vantagens e/ou desvantagens da aplicação da estratégia de controle proposta em uma microrrede real, em comparação com soluções convencionais, como, por exemplo, as utilizadas na Microrrede da Ilha de Lençóis, descrita no capítulo 5.

6.3. Lista de Artigos Técnicos Produzidos sobre o Tema

6.3.1 Artigos em Periódicos

- i. L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, S. L. Lima, J. G. Matos, and G. Bonan, “Making Isolated Renewable Energy System More Reliable,” *Renewable Energy*, vol. 45, pp. 212-231, Sept. 2012.
- ii. L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, S. L. Lima, and J. G. Matos, “Isolated Micro-Grids With Renewable Hybrid Generation: The case of Lençóis Island,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 1, pp. 1-11, Jan. 2011.
- iii. L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, J. G. Matos, S. L. Lima and, G. Bonan, and A. S. Martins, “Design, Control, and Operation of a Hybrid Electrical Generation System Based on Renewable Energy Sources,” *Eletrônica de Potência*, vol. 15, no. 4, pp. 313-322, Sept./Nov. 2010.
- iv. J. G. Matos, L. A. S. Ribeiro and F. S. F. e Silva, “Controle da Potência Gerada em Microrredes Autônomas e Isoladas com Fontes de Energia Renováveis e Sistemas de

Armazenamento com Bancos de Baterias,” *Eletrônica de Potência*, vol. --, no. --, pp. - -- ---, novembro de 2013 (artigo submetido, em análise).

- v. J. G. Matos, F. S. F. e Silva, and L. A. S. Ribeiro, “Power Control in AC Isolated Microgrids with Renewable Energy Sources and Energy Storage Systems,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. --, no. --, pp. --- ---, fevereiro de 2014 (artigo submetido, em análise).

6.3.2 Artigos em Congressos

- i. J. G. Matos, L.A. S. Ribeiro, and E. C. Gomes, “Power Control in AC Autonomous and Isolated Microgrids with Renewable Energy Sources and Energy Storage Systems,” in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2013*, pp. 1825-1830, Vienna-Austria, 2013⁹.
- ii. J. G. Matos, L.A. S. Ribeiro, and E. C. Gomes, “Power Control in Isolated Microgrids with Renewable Distributed Energy Sources and Battery Banks,” in *International Conference on Renewable Energy Research and Applications – ICRERA 2013*, Madrid-Spain, 2013.
- iii. L. A. S. Ribeiro, O. Saavedra, J. G. Matos, G. Bonan, and A. S. Martins, “Small Renewable Hybrid Systems for Stand Alone Applications,” in *Proc. of Power Electronics and Machines in Wind Applications -PEMWA 2009*, Lincoln, NE, EUA, 2009.
- iv. G. Bonan, A. S. Martins, L. A. S. Ribeiro, O. Saavedra, and J. G. Matos, “Parallel-Connected Inverters Applied in Renewable Energy Systems,” *Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP 2009*, Bonito, MS, pp. 993-999, 2009.

⁹ Este trabalho recebeu o certificado de melhor artigo da seção técnica em que foi apresentado.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Tuladhar, “Power Management of an Off-Grid PV Inverter System With Generators and Battery Banks,” in *IEEE 2011 Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1-5, 2011.
- [2] L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, J. G. Matos, S. L. Lima and, G. Bonan, and A. S. Martins, “Design, Control, and Operation of a Hybrid Electrical Generation System Based on Renewable Energy Sources,” *Eletrônica de Potência*, vol. 15, no. 4, pp. 313-322, Sept./Nov. 2010.
- [3] T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, and T. Funabashi, “A Hybrid Power System Using Alternative Energy Facilities in Isolated Islands,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 406-414, Jun. 2005.
- [4] N. A. Ahmed and M. Miyatake, “A Stand-Alone Hybrid Generation System Combining Solar Photovoltaic and Wind Turbine with Simple Maximum Power Point Tracking Control,” in *Proc. of IEEE Power and Motion Control Conference – IPMEC-2006*, vol. 1, pp. 1-7, Aug. 2006.
- [5] Mapa Solarimétrico Brasileiro (2013, Dezembro) [Online].
http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Atlas_Solarimetrico_do_Brasil_2000.pdf.
- [6] Mapa Eólico Brasileiro (2013, Dezembro) [Online].
http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/atlas_eolico/Atlas%20do%20Potencial%20Eolico%20Brasileiro.pdf.
- [7] Godfrey Boyle, *Renewable: Power for Sustainable Future*, Oxford University Press, 2nd Edition, New York, USA, 2004.
- [8] Mukund R. Patel, *Wind and Solar Power Systems*, CRC Press, 2nd Edition, New York, USA, 1999.
- [9] Siegfried Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, 2nd Edition, Chichester, England, 2009.
- [10] J. F. Manwell, J. G. Mcgowan, and A. L. Rogers, *Wind Energy Explained: theory, design, and application*, John Wiley & Sons, Ltd, 2nd Edition, Chichester, England, 2009.
- [11] F. Ivo and F. Blaabjerg, “Power Electronics and Control for Wind Power Systems,” in *IEEE Symposium on Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA 2009)*, Lincoln, Nebraska, pp. 1 - 16, 2009.

Referências

- [12] L. Mendez, L. Narvarte, A. G. Marsinach, P. Izquierdo, L. M. Carrasco, and R. Eyras, “Centralized Stand Alone PV System in Microgrid in Morocco,” in *Proc. of 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, vol. 3, pp. 2326-2328, 2003.
- [13] V. C. Nelson, K. N. Starcher, R. E. Foster, R. N. Clark, and D. Raubenheimer, “Wind Hybrid System Technology Characterization,” *NREL – National Renewable Energy Laboratory*, pp. 1- 50, 2002.
- [14] D. Corbus, C. Newcomb, and Z. Yewdall, “San Juanico Hybrid System Technical and Institutional Assessment,” in *Proc. of World Renewable Energy Congress VIII – WREC VIII*, pp. 1- 5, 2004.
- [15] E. I. Baring-Gould, C. Newcomb, D. Corbus, and R. Kalidas, “Field Performance of Hybrid Power Systems,” in *Proc. of American Wind Energy Association’s Conference – WINDPOWER 2001*, pp. 1- 10, 2001.
- [16] L. C. M. Blasques, E. J. S. Pereira and, J. T. Pinho, “PV-Wind-Diesel Hybrid System of Tamariteua: Acquired Experiences, Comparisons with Similar Systems and Contributions for Future Development”, in *Proc. of Symposium of Small PV-Applications - Rural Electrification and Commercial Use, Ulm, Germany*, 2009.
- [17] H. Li and Z. Chen, “Overview of different wind generator systems and their comparison,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123 - 138, 2008.
- [18] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, “A Review of the State of Art of Power Electronics for Wind Turbines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1859 - 1875, Aug. 2009.
- [19] R. E. Foster, R. C. Orozco, and A. R. P. Rubio, “Lessons Learned from the Xcalak Hybrid System: a Seven Year Retrospective,” in *Proc. of 1999 Solar World Conference, International Solar Energy Society*, vol. I, pp. 319-328, Jerusalem, Jul. 1999.
- [20] L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, S. L. Lima and, J. G. Matos, “Isolated Micro-Grid With Renewable Hybrid Generation: The case of Lençóis Island,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 1, pp. 1-11, Jan. 2011.
- [21] L. A. S. Ribeiro, O. R. Saavedra, S. L. Lima, J. G. Matos, and G. Bonan, “Making Isolated Renewable Energy System More Reliable,” *Renewable Energy*, vol. 45, pp. 221-231, Sept. 2012.
- [22] R. H. Lasseter, “MicroGrids,” in *IEEE 2002 Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 305 - 308, 2002.
- [23] P. Piagi and R. H. Lasseter, “Autonomous Control of MicroGrids,” in *IEEE 2006 Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1 - 8, 2006.

Referências

- [24] M. Barnes, J. Condo, H. Asano, J. Oyarzabal, G. Ventakaramanan, R. Lasseter, N. Hatziaargyriou, and T. Green, “Real-World MicroGrids - An Overview,” in *2007 IEEE International Conference on System of Systems Engineering (SoSE 2007)*, vol. 2, no. 1, pp. 1-8, Apr. 2007.
- [25] Agência Nacional de Energia Elétrica, Resolução – NEEL, *Resolução Normativa 482*, 2012.
- [26] P. Wang, L. Goel, X. Liu, and F. H. Choo, “Harmonizing AC and DC: A Hybrid AC/DC Future Grid Solution,” *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 11, no. 3, pp. 76-83, May 2013.
- [27] IEEE Smart Grid, *IEEE Smart Grid Experts Roundup: AC vs. DC Power – A New Battle of the Currents*, (2014, March) [Online] <http://smartgrid.ieee.org/questions-and-answers/902-ieee-smart-grid-experts-roundup-ac-vs-dc-power>.
- [28] R. Singh and K. Shenai, *DC Microgrids and the Virtues of Local Electricity*, (2014, March) [Online] <http://spectrum.ieee.org/green-tech/buildings/dc-microgrids-and-the-virtues-of-local-electricity>.
- [29] P. Fairley, “DC versus AC – The Second War of Currents has Already Begun [In My View],” *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 10, no. 6, pp. 103-104, Nov. 2012.
- [30] Sandia National Laboratories, *Dangling Hope Marine: a Photovoltaic-Hybrid Power System*, http://photovoltaics.sandia.gov/docs/PDF/PVQ1_98.PDF (2012, August) [Online].
- [31] J. Rocabert, J. A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of Power Converters in AC Microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, Nov. 2012.
- [32] A. Mirecki, X. Roboam, and F. Richardeau, “Architecture Complexity and Energy Efficiency of Small Wind Turbines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 660 - 670, Feb. 2007.
- [33] Stephen J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, McGraw-Hill, 4th edition, 2003.
- [34] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuña, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, “A Wireless Controller to Enhance Dynamic Performance of Parallel Inverters in Distributed Generation Systems,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1205 – 1213, Sept. 2004.
- [35] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1107–1115, Jul. 2007.

Referências

- [36] J. M. Guerrero, L. G. Vicuña, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control," *IEEE Trans. on Industry Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1126–1135, Aug. 2005.
- [37] N. Mendis, K. M. Muttaqi, S. Pereira, and M. N. Uddin, "A Novel Control Strategy for Stand-alone Operation of a Wind Dominated RAPS System," in *IEEE 2011 Industry Applications Annual Meeting*, pp. 1-8, 2011.
- [38] M. Singh and A. Chandra, "Control of PMSG Based Speed Wind-Battery Hybrid System in an Isolated Network," in *IEEE 2009 Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1-6, 2009.
- [39] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converter – Principles and Practice*, IEEE Press – John Wiley and Sons, New Jersey, USA, 2003.
- [40] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [41] A. M. O. Harumi, M. E. Haque, A. Gargoom, and M. Negnevitsky, "Control of a Direct Drive IPM Synchronous Generator Based Variable Speed Wind Turbine With Energy Storage," in *Proc. of 36th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON 2010)*, pp. 457 – 463, 2010.
- [42] A. M. O. Harumi, A. Gargoan, M. E. Haque, and M. Negnevitsky, "Voltage and Frequency Stabilization of Wind-Diesel Hybrid Remote Area Power System," in *Power and Engineering Conference – AUPEC 2009*, pp. 1-6, Sept. 2009.
- [43] C. N. Bhende, S. Mishra, and S. G. Malla, "Permanent Magnet Synchronous Generator-Based Standalone Wind Energy Supply System," *IEEE Transaction on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 361-373, Oct. 2011.
- [44] D. Trowler and Bret Whitaker, *Bi-Directional Inverter and Energy Storage System*, Texas Instruments Analog Design Contest, Texas Instruments, May 2009.
- [45] F. Codeca, S. M. Savaresi, and G. Rizzoni, "On Battery State of Charge Estimation: a New Mixed Algorithm, in 2008 *IEEE International Conference on Control Application*, pp. 102-107, Sept. 2008.
- [46] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A Mathematical Model for Lead-Acid Batteries Parallel", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 7, no. 1, pp. 93-98, Mar. 1992.
- [47] R. Lasseter and M. Erickson, *Integration of Battery-Based Energy Storage Element in the CERTS Microgrid*, US Department of Energy, Oct. 2010.

Referências

- [48] M. J. Erickson and R. H. Lasseter, "Integration of Battery Energy Storage Element in a CERTS Microgrid," in *Proc. of 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2570 - 2577, Sept. 2010.
- [49] I. Serban and C. Marinesco, "A Solution for Frequency Control in Islanding Three-Phase Micro-Grids Supplied by Renewable Energy Sources," in *Proc. of 11th International Conference on Optimization of Electrical Equipment (OPTMI 2008)*, pp. 327 - 332, 2008.
- [50] R. Datta and V. T. Ranganathan, "A Method of Tracking the Peak Power Points for a Variable Speed Wind Energy Conversion System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 163 - 168, Mar. 2003.
- [51] S. Morimoto, H. Nakayama, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless Output Maximization Control for Variable-Speed Wind Generation System Using IPMSG," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 60-67, Jan./Feb. 2005.
- [52] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos, "Control of Permanent-Magnet Generators Applied to a Variable-Speed Wind-Energy Systems Connected to the Grid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 130-135, Mar. 2005.
- [53] Y. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, and Z. Qian, "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*, vol. 58, no. 2, pp. 578-588, Feb. 2011.
- [54] Y. Xiaoxiao, A.M.Khambadkone, W.Huanhuan, and S. Terence, "Control of Parallel-Connected Power Converters for Low-Voltage Microgrid – Part I," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 2962-2970, Dec.. 2010.
- [55] O. Tremblay and L. A. Dessaint, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, pp. 1-10, 2009.
- [56] David Linden and Thomas B. Reddy, *Handbook of Batteries*, McGraw-Hill, 3rd Edition, New York, USA, 2002.
- [57] R. Ottersten, On Control of Back-to-back Converters and Sensorless Induction Machines Drives, PhD Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2003.
- [58] K. J. Aström and B. Wittenmark, *Computer Control Systems: Theory and Design*, Prentice Hall, 3rd Edition, New Jersey, USA, 1997.
- [59] G. J. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 3rd Edition, USA, 1998.

Referências

- [60] ... Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Electricity Networks, EN 50160-2010, 2010.
- [61] *IEEE Application Guide for IEEE Std 1547, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electrical Power Systems*, IEEE Std 1547.2-2008, 2008.
- [62] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 1398 – 1409, Oct. 2006.
- [63] *International Electrotechnical Commission, IEC Standard Voltages*, IEC Std. 60038, 2008, 2002-07.
- [64] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and M. Liserre, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems – An Overview and Evaluation," in *IEEE Pesc '05 - Power Electronics Specialist Conference*, pp. 2474 – 2481, 2005.
- [65] P. Rodrigues, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, Mar. 2007.
- [66] P. Rodrigues, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 127-138, Jan. 2011.
- [67] M. Ciobotaru, Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems, Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Alborg University, Denmark, 2009.
- [68] P. C. Krause, *Analysis of Electrical Machines*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1986.
- [69] Q. Wang and L. Chang, "An Intelligent Maximum Power Extraction Algorithm for Inverter-Based Variable Speed Wind Turbine Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1242 - 1249, Sept. 2004.
- [70] Bergey Windpower Co. (2011, Maio) [Online]. www.bergey.com.
- [71] Acumuladores Moura S. A. (2012, Dezembro) [Online]. <http://www.moura.com.br>.
- [72] A. Engler and N. Sultanis, "Droops Control in LV-Grids", in *2005 International Conference on Future Power System*, pp. 1 - 6, 2005.

Referências

- [73] E. Serban and H. Serban, “A Control Strategy for a Distributed Power Generation Microgrid Application with Voltage and Current-Controlled Source Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 2981-2982, Dec. 2010.
- [74] E. A. Bakirtzis, and C. Demoulias, “Control of a micro grid supplied by renewable energy sources and storage batteries,” in *Proc. of 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 2053 - 2059, 2012.
- [75] Agência Nacional de Energia Elétrica, Resolução – ANEEL, *Resolução Normativa 469*, 2012.
- [76] J. P. Barton and D. G. Infield, “Energy Storage and Its Use with Intermittent Renewable Energy,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 441-448, Jun. 2010.
- [77] S. J. Lancashire, “Life-Cycle Comparison of Different Battery Types for use in Photovoltaic Systems,” in *Photovoltaic Specialist Conference -1988: Conference Record of the Twentieth IEEE*, pp. 1157-1163, 1988.
- [78] Y. Chen, P. Pillay, and A. Khan, “PM Wind Generator Topologies,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 6, Nov./Dec. 2005.
- [79] R. D. Lorenz, ME 547 – Design of Computer Control Systems (lecture notes), University of Wisconsin – Madison – USA, 2005.

Apêndice A

DESACOPLAMENTO DA ENTRADA DE PERTURBAÇÃO – DID

A Figura A.1 mostra um diagrama genérico de uma malha de controle.

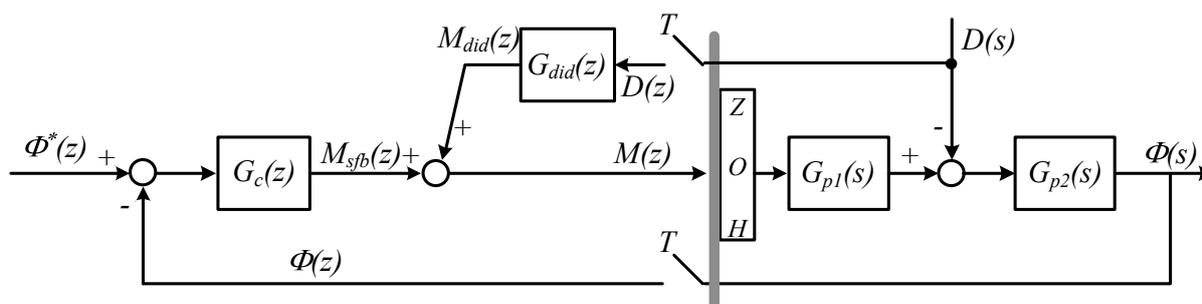


Figura A.1 – Diagrama de blocos de uma malha de controle.

Sendo:

- ✓ $D(s)$ a função de transferência da perturbação;
- ✓ $G_{p1}(s)$ e $G_{p2}(s)$ funções de transferência do modelo físico da planta;
- ✓ $G_c(z)$ o controlador;
- ✓ $G_{DID}(z)$ a função de transferência entre a perturbação e o sinal de comando desacoplamento.

Assumindo que a perturbação pode ser medida, ela pode ser desacoplada. Isso é feito anulando a própria perturbação ou anulando a resposta da perturbação nos instantes de amostragem. Para isso é necessário conhecer ou deduzir uma expressão para $G_{DID}(z)$.

A.1. Desacoplamento Total da Perturbação

Nesse caso, deve-se igualar o efeito da perturbação sobre a saída a zero, em qualquer instante, conforme (A.1).

$$Z[D(s) G_{p2}(s)] - D(z) G_{DID}(z) NDS(z) = 0 \quad (\text{A.1})$$

Sendo:

$$NDS(z) = Z[ZOH G_{p1}(s) G_{p2}(s)] \quad (\text{A.2})$$

Assim,

$$G_{DID}(z) = \frac{Z[D(s)G_{p2}(s)]}{D(z)NDS(z)} \quad (A.3)$$

A determinação de $G_{DID}(z)$ usando (A.3) é impraticável, a menos que a perturbação seja conhecida a priori.

A.2. Desacoplamento aproximado da perturbação

Uma proposta alternativa, baseada numa aproximação amostrada da perturbação é apresentada na Figura A.2 [79].

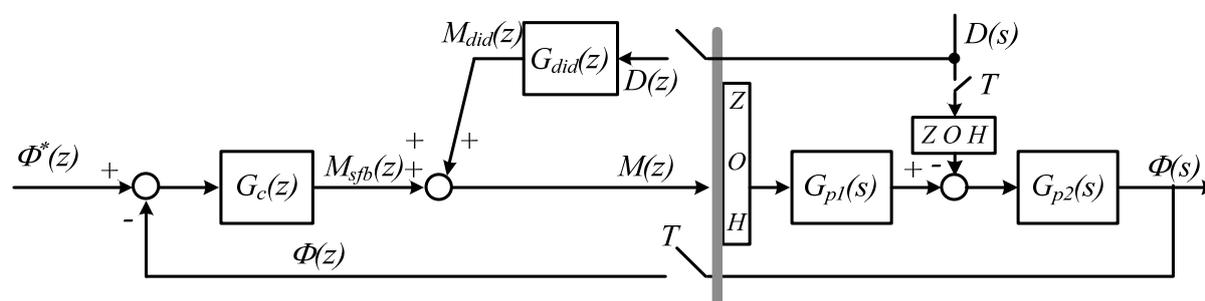


Figura A.2 – Diagrama de blocos de análise para desacoplamento da perturbação.

O princípio desta proposta é fazer a resposta à entrada de perturbação, nos instantes de amostragem, igual a zero, conforme (A.4). Isso é razoável somente se a dinâmica da perturbação for lenta em relação à taxa de amostragem.

$$D(z) Z[ZOH G_{p2}(s)] - D(z) G_{DID}(z) NDS(z) = 0 \quad (A.4)$$

Cancelando $D(z)$ em (A.4), tem-se $G_{DID}(z)$ dada por (A.5), que não depende a priori do conhecimento da função de transferência da perturbação.

$$G_{DID}(z) = \frac{Z[ZOH G_{p2}(s)]}{NDS(z)} = \frac{Z[ZOH G_{p2}(s)]}{Z[ZOH G_{p1}(s) G_{p2}(s)]} \quad (A.5)$$

Apêndice B

ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO DA MICRORREDE

B.1. Descrição Geral

Foi montado em laboratório um protótipo da microrrede mostrada na Figura 4.1, que é repetida neste Apêndice como Figura B.7. As Figuras B.2 e B.3 mostram fotografias do protótipo da microrrede montada no laboratório do IEE/UFMA.

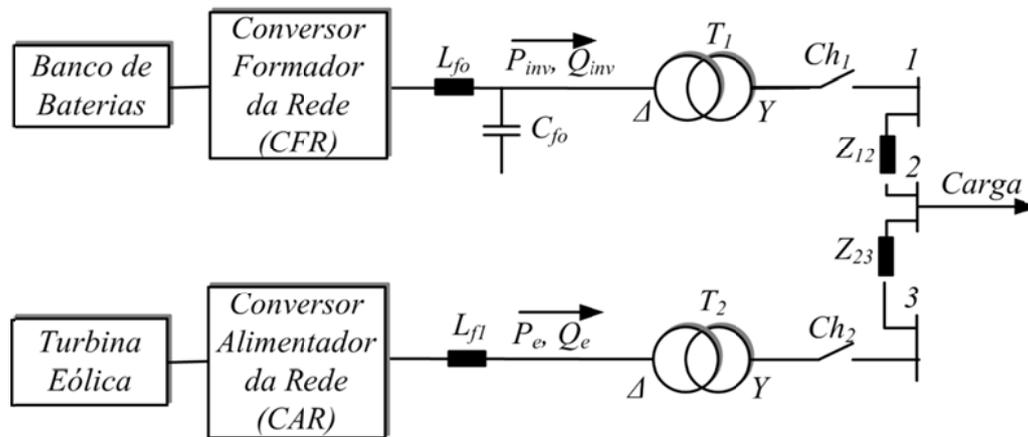


Figura B.1 – Diagramas de blocos do protótipo da microrrede.

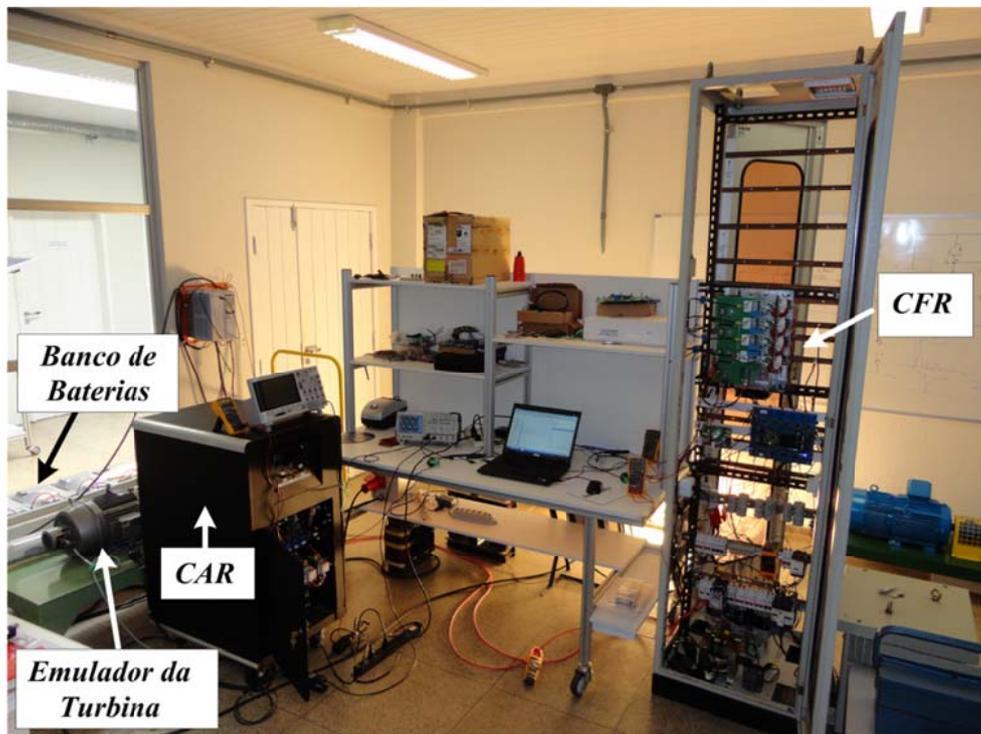


Figura B.2 - Fotografia da Microrrede Experimental.

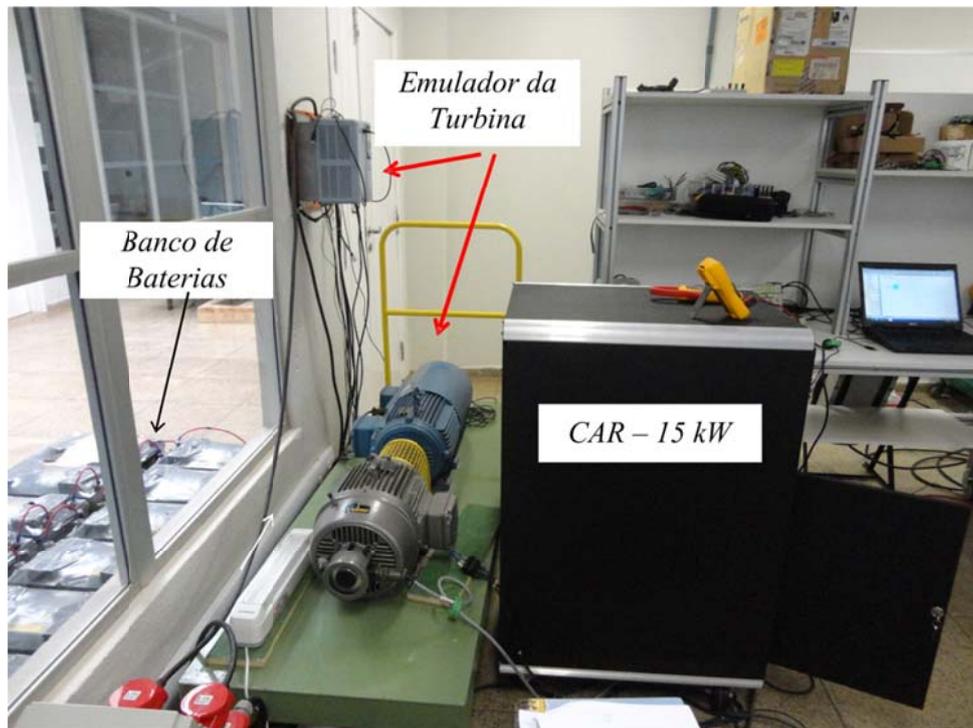


Figura B.3 – Detalhe da Montagem do Emulador da Turbina Eólica.

B.2. Conversor Formador de Rede

Tabela B.1 – Características do Conversor Formador de Rede.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	15	kW
Tensão do barramento CC, V_{dc}	370	V
Tensão nominal RMS de linha nos terminais do filtro LC, V_{oRMS}	220	V
Frequência de chaveamento do inversor trifásico com PWM	10	kHz
Frequência de chaveamento do conversor CC-CC	10	kHz
Transformador de isolamento trifásico, T_1:		
Potência nominal	20	kVA
Tensão nominal no lado em Δ	220	V
Tensão nominal no lado em Y	380	V
Frequência Nominal	60	Hz
Filtro LC:		
Indutância do filtro, L_{fo}	0,65	mH
Resistência equivalente do indutor do filtro, R_{fo}	4,63	m Ω

Apêndice B – Especificações do Protótipo da Microrrede

Capacitância conectada entre fases, C_{fo}	90	μF
Conversor CC-CC:		
Indutor em série com o banco de baterias, L_{dc}	1,35	mH
Resistor do indutor L_{dc} , R_{dc}	7,95	m Ω
Capacitor do barramento CC, C_{dc}	18,8	mF
Controlador das correntes no filtro LC (i_{qo} e i_{do}):		
Ganho do proporcional, K_{p1}	2,44	Ω
Ganho do integrador, K_{i1}	17,3	Ωs^{-1}
Largura de faixa, f_{c1}	750	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Controlador das tensões da rede (v_{qo} e v_{do}):		
Ganho do proporcional, K_{p2}	0,248	Ω^{-1}
Ganho do integrador, K_{i2}	68,096	$\Omega^{-1}\text{s}^{-1}$
Largura de faixa, f_{c2}	240	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Controlador da corrente no banco de baterias (i_b):		
Ganho do proporcional, K_{p3}	3,63	Ω
Ganho do integrador, K_{i3}	21,42	Ωs^{-1}
Largura de faixa, f_{c3}	500	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Controlador da Tensão no barramento CC (v_{dc}):		
Ganho do proporcional, K_{p4}	$5,765 \times 10^{-3}$	A/V^2
Ganho do integrador, K_{i4}	0,4766	$(A/V^2)\text{s}^{-1}$
Largura de faixa, f_{c4}	40	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Controlador da Tensão do banco de baterias (v_b):		
Ganho do proporcional, K_{pb}	0,0102	Hz/V
Ganho do integrador, K_{ib}	0,0014	$(\text{Hz}/V)\text{s}^{-1}$
Largura de faixa, f_{c3}	0,0162	Hz
Tempo de amostragem	5,0	ms
Constante de inclinação da curva frequência versus potência, k_p	0,04	Hz/kW
Máxima tensão de carga do banco de baterias, V_{bmax}	280	V

B.3. Conversor Alimentador da Rede

Tabela B.2 – Características do Conversor Formador de Rede.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	15	kW
Tensão do barramento CC, V_c	470	V
Frequência de chaveamento dos inversores (lado da rede e do	10	kHz
Transformador de isolamento trifásico, T_2:		
Potência nominal	15	kVA
Tensão nominal no lado em Δ	220	V
Tensão nominal no lado em Y	391	V
Frequência Nominal	60	Hz
Filtro indutivo L:		
Indutância do filtro, L_{f1}	2,80	mH
Resistência equivalente do indutor do filtro, R_{f1}	25,5	m Ω
Barramento CC:		
Capacitor do barramento CC, C_c	6,0	mF
Controlador das correntes na rede (i_{qs} e i_{ds}):		
Ganho do proporcional, K_{p5}	7,54	Ω
Ganho do integrador, K_{i5}	68,74	Ωs^{-1}
Largura de faixa, f_{c5}	500	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Controlador da Tensão no barramento CC (v_c):		
Ganho do proporcional, K_{p6}	$1,6441 \times 10^{-3}$	A/V^2
Ganho do integrador, K_{i6}	0,1358	$(A/V^2)s^{-1}$
Largura de faixa, f_{c6}	40	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Controlador da corrente de eixo q do gerador (i_{qg}):		
Ganho do proporcional, K_{p7q}	6,315	Ω
Ganho do integrador, K_{i7q}	122,164	Ωs^{-1}
Largura de faixa, f_{c7}	50	Hz
Tempo de amostragem	100	μs

Controlador da corrente de eixo d do gerador (i_{dg}):		
Ganho do proporcional, K_{p7d}	3,099	Ω
Ganho do integrador, K_{i7d}	122,163	Ωs^{-1}
Largura de faixa, f_{c7}	50	Hz
Tempo de amostragem	100	μs
Algoritmo de MPPT:		
Constante K_{iq} em (3.110), se a velocidade estiver em $rad\ ele/s$	$1,2441 \times 10^{-4}$	$(rad/s)^2/A$
Constante K_f em (3.110)	1,5	-

B.4. Banco de Baterias

O banco de baterias utilizado nos experimentos é formado por 20 baterias do tipo chumbo-acido, conectadas em série, sendo cada bateria de 220 Ah, 12 V. A tensão máxima de carregamento permitido para o banco é 280 V. Os parâmetros do circuito equivalente do banco no final do ciclo de carregamento são dados por $R_s = 0,05 \Omega$, $R_1 = 1,1727 \Omega$, $C_{b1} = 23,81 F$ e $C_{bo} = 18.000,00 F$.

B.5. Emulador da Turbina Eólica

A turbina eólica foi emulada por um conjunto formado por um motor de indução de rotor em gaiola, de 15 cv, 4 polos, 60 Hz, acoplado a um gerador síncrono de ímãs permanentes, de 15 cv, 6 polos. O motor de indução é alimentado por um inversor industrial, programado para funcionar no modo de controle de conjugado. A referência de conjugado para o motor de indução é calculada a partir da velocidade de rotação do motor, obtida por medição, e da velocidade do vento, programada internamente no mesmo microcontrolador que controla o CAR. Para compatibilizar o valor máximo da tensão de linha suportável pelo gerador da turbina com a tensão do barramento CC do CAR, a velocidade do conjunto motor-gerador foi limitada em 1.550 RPM. Com isso, a potência máxima de saída do emulador foi reduzida a 86% do valor nominal do conjunto, ou seja, 9,5 kW.

Os parâmetros do gerador a ímã permanente são $L_{dg} = 10,04 mH$, $L_{qg} = 20,44 mH$, $r_g = 0,385 \Omega$ e $\lambda_{mf} = 0,5432 V/rad/s$.

B.6. Programa de Controle do Sistema

O programa de controle da microrrede foi implementado utilizando o Software VisSim, da Visual Solution. O sistema utilizou dois módulos eZdspTM F28335, sendo um para controlar o CFR e outro para controlar o CAR. No mesmo modulo utilizado com o CSR

Apêndice B – Especificações do Protótipo da Microrrede

também foi implementado o programa do emulador da turbina eólica e rotina de tratamento do sinal do encoder para determinar a posição e a velocidade do rotor do gerador.