

ANO
2018

EVERTON PERES CORREA | ESTUDO DE UM MODELO DE ORDEM REDUZIDA PARA A
ANÁLISE DA ESTABILIDADE DE MICRORREDES CA



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

Uma microrrede é caracterizada por uma área delimitada que apresentou um conjunto de unidades de geração distribuída, sistema de armazenamento de energia e cargas que está conectado à rede elétrica principal em um único ponto. Este tipo de topologia de rede pode operar em dois modos sendo eles: conectado à rede e ilhado. Este trabalho aborda um estudo sobre a técnica do controle por inclinação (*Droop Control*, em inglês), aplicado em unidades de geração distribuída em ambos os modos de operação de uma microrrede. O estudo consiste em buscar métodos de ajuste do controle por inclinação para conexão de conversores trifásicos dedicados a microrredes de modo a conceber a estabilidade ao sistema.

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

Joinville, 2018

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ESTUDO DE UM MODELO DE ORDEM REDUZIDA PARA A ANÁLISE DA ESTABILIDADE DE MICRORREDES CA

Everton Peres Correa

Joinville, 2018

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

EVERTON PERES CORREA

**ESTUDO DE UM MODELO DE ORDEM REDUZIDA PARA A ANÁLISE
DA ESTABILIDADE DE MICRORREDES CA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Dr. Marcello Mezaroba

Coorientador:

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

JOINVILLE

2018

Peres Correa , Everton

Estudo de um modelo de ordem reduzida para a
análise da estabilidade de microrredes CA / Everton
Peres Correa . - Joinville , 2018.

147 p.

Orientador: Marcello Mezaroba

Co-orientador: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação , Joinville, 2018.

1. Conversores cc-ca. 2. Controle por inclinação.
3. Microrredes. 4. Modelo de pequenos sinais. 5.
Paralelismo de conversores . I. Mezaroba, Marcello.
II. Medeiros de Souza Azevedo, Gustavo . , .III.
Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação .
IV. Título.

**Estudo de um Modelo de Ordem Reduzida para a Análise da Estabilidade de
Microrredes CA**

por

Everton Peres Correa

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em “Sistemas Eletroeletrônicos”
e aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**

Banca Examinadora:


Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC (Presidente)


Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza
Azevedo – UFPE (coorientador)


Prof. Dr. Tiago Davi Curi Busarello
UFSC

Joinville, SC, 26 de fevereiro de 2018.

Este trabalho é dedicado à minha namorada, Luana, aos meus pais, Telmo e Elaine, à minha irmã, Telma, e sua família, pelo apoio e dedicação.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer à minha namorada, Luana, aos meus pais, Telmo e Elaine, à irmã Telma e sua família pelo apoio, amor, carinho e compreensão. Esse trabalho não seria possível sem vocês.

Ao meu orientador Prof. Dr. Marcello Mezaroba pela amizade, pelos ensinamentos, pela confiança, pelas oportunidades, pela paciência.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo pelos esclarecimentos, por me receber de braços abertos e por ajudar a realizar esse trabalho.

Aos professores Dr. Alessandro L. Batschauer, Dr. Yales R. de Novaes, Dr. Sérgio V. G. Oliveira e Dr. Joselito A. Heerdt por serem pessoas sempre dispostas a ajudar, pelos conhecimentos e experiências compartilhadas, e por contribuir para o meu desenvolvimento.

Aos professores da Universidade Federal de Pernambuco Marcelo C. Cavalcanti, Fabrício Bradaschia, Leonardo Limongi, Francisco A. S. Neves, pela hospitalidade, amizade e pelos ensinamentos.

Ao meu amigo Felipe Joel Zimann, companheiro de viagem, pela amizade e por me ajudar nos momentos mais difíceis.

Aos meus amigos Vitor Telles Odagui e Marcus Vieira Soares pela longa amizade durante a graduação e pós-graduação, pelos momentos de diversão e por sempre me ajudarem.

Aos amigos de laboratório Rubens T. Hock Jr. e Gustavo Lambert por sempre me ajudarem nos momentos de dúvida e amizade compartilhada nesse tempo.

Aos amigos alunos da Universidade Federal de Pernambuco Tiago Domingos Cardoso e Eduardo Stangler, pela amizade e por me ajudarem a realizar este trabalho.

A todos os amigos e professores da pós-graduação não citados, porém não menos importantes.

*Se quer ir rápido, vá sozinho.
Se quer ir longe, vá em grupo.
(Provérbio africano)*

RESUMO

Uma microrrede é caracterizada por uma área delimitada que apresentou um conjunto constituído de unidades de geração distribuída, sistema de armazenamento de energia e cargas que está conectado à rede elétrica principal em um único ponto. Este tipo de topologia de rede pode operar em dois modos sendo eles: conectado à rede e ilhado. Este trabalho aborda um estudo sobre a técnica do controle por inclinação (*Droop Control*, em inglês), a qual pode ser aplicado em unidades de geração distribuída em ambos os modos de operação de uma microrrede. Tal método é baseado nas informações das variáveis locais e não necessitando da transição de informações entre as unidades de geração. O estudo consiste em buscar métodos de ajuste do controle por inclinação para conexão de conversores trifásicos dedicados a microrredes de modo a conceber a estabilidade ao sistema. Para isso, desenvolve-se modelos matemáticos capazes de descrever o comportamento dinâmico do sistema, permitindo realizar uma metodologia de ajuste adequada dos controladores. Uma estratégia de controle que governa o conversor de modo que ele opere como uma fonte de tensão capaz de rejeitar distúrbios decorrentes no sistema é apresentada. O desempenho da estratégia de controle e a metodologia do ajuste do controle por inclinação são verificados via implementação experimental.

Palavras-chaves: Controle por inclinação. Microrredes. Geração distribuída. Paralelismo de conversores. Compartilhamento de potência. Modelo de pequenos sinais.

ABSTRACT

A microgrid is characterized as a delimited area which presents a set consisting of distributed generation units, energy storage system and loads that are connected to the main grid in a single point. This kind of network topology can operate in two modes: grid-connected and stand-alone. This manuscript deals with a study on the Droop control technique, which can be applied in distributed generation units in both modes of operation of a microgrid. The method is based on local information and does not require the transition of information among generation units. The study consists on searching for droop control adjustment methods for the connection of three-phase converters dedicated to microgrids in order to conceive stability to the system. For this, mathematical models capable of describing the dynamic behavior of the system are developed, allowing a methodology of adequate adjustment of the controllers. A control strategy that governs the converter so that it operates as a voltage source capable rejecting disturbances presents in the system is presented. The performance of the control strategy and the droop control adjustment methodology are verified through experimental implementation.

Key-words: Droop control. Microgrids. Distributed generation. Parallel inverters. Power sharing. Small-signals model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Exemplo de arquitetura de uma microrrede ca.	32
Figura 1.2 – Representação simplificada de um conversor formador de rede. . .	33
Figura 1.3 – Representação simplificada de um conversor seguidor de rede. . .	34
Figura 1.4 – Representações simplificadas dos conversores de suporte à rede. .	35
Figura 1.5 – Esquemático simplificado de um VSI.	37
Figura 2.1 – Modelo simplificado e Diagrama fasorial de um conversor conectado à rede principal.	43
Figura 2.2 – Curvas do controle por inclinação convecional.	46
Figura 2.3 – Operação de um conversor conectado ao barramento infinito. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60rad/s$, $k_{pw} = 2,51 \times 10^{-4}rad/sW$, $k_{qe} = 1,86 \times 10^{-2}V/var$).	47
Figura 2.4 – Curvas do controle por inclinação convecional.	49
Figura 2.5 – Operação de um conversor conectado ao barramento infinito utilizando o controle por inclinação modificado. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60rad/s$, $k_{pe} = 6,22 \times 10^{-3}V/W$, $k_{q\omega} = 7.54 \times 10^{-4}rad/svar$). . .	51
Figura 2.6 – Modelo simplificado de uma microrrede em modo ilhado.	53
Figura 2.7 – Operação de dois conversores em paralelo com coeficientes de inclinação diferentes com controle por inclinação convencional. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60rad/s$, $k_{p\omega_2}/2 = k_{p\omega_1} = 2,51 \times 10^{-4}rad/sW$, $k_{qe_2}/2 = k_{qe_1} = 9,33 \times 10^{-3}V/var$).	55
Figura 2.8 – Operação de dois conversores em paralelo com coeficientes de inclinação diferentes com controle por inclinação modificado. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60rad/s$, $k_{pe_2}/2 = k_{pe_1} = 3,11 \times 10^{-3}V/W$, $k_{q\omega_2}/2 = k_{q\omega_1} = 7.54 \times 10^{-4}rad/svar$).	56
Figura 3.1 – Estrutura do conversor empregado.	63
Figura 3.2 – Circuito unifilar e simplificado do conversor conectado ao barramento infinito	64
Figura 3.3 – Relação entre a tensão fasorial e as coordenadas de eixos síncronos. . .	65
Figura 3.4 – Diagrama de blocos do inversor conectado ao barramento infinito. .	69
Figura 3.5 – Resposta das potências ao degrau da frequência e tensão.	71
Figura 3.6 – Resposta das potências ao degrau de tensão da rede.	71
Figura 3.7 – Topologia de rede com um número arbitrário de conversores conectados em paralelo.	72
Figura 3.8 – Diagrama de blocos da microrrede na forma de espaço de estados. .	78

Figura 3.9 – Potências instantâneas dos conversores durante a conexão da carga em operação no modo ilhado.	80
Figura 3.10 – Potências instantâneas dos conversores sob perturbação da rede em operação no modo conectado.	81
Figura 3.11 – Variação dos autovalores.	86
Figura 3.12 – Variação dos autovalores.	87
Figura 4.1 – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada.	89
Figura 4.2 – Circuito de potencia da topologia empregada.	91
Figura 4.3 – Diagrama de Blocos da Malha de tensão.	93
Figura 4.4 – Diagrama de Bode da malha de tensão.	95
Figura 4.5 – Desempenho do controlador de tensão ao rastrear uma referência senoidal.	96
Figura 4.6 – Sistema de sincronismo utilizado.	97
Figura 4.7 – Diagrama de bode em malha aberta do PLL.	98
Figura 4.8 – Resposta transitório da frequência do PLL.	99
Figura 4.9 – Resposta transitório da frequência do PLL.	99
Figura 4.10 – Aproximação do filtro de média móvel por um filtro de primeira ordem.	102
Figura 4.11 – Circuito simplificado do sistema simulado.	105
Figura 4.12 – Inversor conectado à rede sem distorções de tensão.	106
Figura 4.13 – Tensões no PAC com distorções.	107
Figura 4.14 – Inversor conectado à rede com distorções de tensão	108
Figura 4.15 – Inversor conectado à rede com distorções de tensão	109
Figura 4.16 – Inversores conectados em paralelo com carga resistiva (tensões e correntes).	110
Figura 4.17 – Potências fornecidas pelos conversores à carga R.	111
Figura 4.18 – Inversores conectados em paralelo com carga RL (tensões e correntes)	112
Figura 4.19 – Potências fornecidas pelos conversores à carga RL.	113
Figura 4.20 – Tensões e correntes dos conversores conectados à carga não linear.	114
Figura 4.21 – Potências fornecidas pelos conversores à carga não linear.	115
Figura 5.1 – Circuito de potência e diagrama geral em blocos do protótipo.	118
Figura 5.2 – Protótipo utilizado.	118
Figura 5.3 – Estrutura dos circuitos de condicionamento de sinais.	120
Figura 5.4 – Estrutura dos circuitos de controle.	120
Figura 5.5 – Imagem do kit TMDSDOCK28335.	122
Figura 5.6 – Transitório da amplitude de tensão do conversor no modo conectado à rede elétrica.	123

Figura 5.7 – Transitório da potência ativa fornecida pelo conversor no modo conectado à rede elétrica.	124
Figura 5.8 – Transitório da frequência de operação do conversor no modo conectado à rede elétrica.	124
Figura 5.9 – Transitório da potência reativa fornecida pelo conversor no modo conectado à rede elétrica.	125
Figura 5.10 –Transitórios das tensões e das correntes na fase A no modo conectado.	125
Figura 5.11 –Transitórios das tensões e das correntes na fase B no modo conectado.	126
Figura 5.12 –Transitórios das tensões e das correntes na fase C no modo conectado	126
Figura 5.13 –Tensões do conversor em regime permanente no modo conectado.	127
Figura 5.14 –Correntes do conversor em regime permanente no modo conectado.	128
Figura 5.15 –Transitórios das amplitudes de tensão dos conversores no modo ilhado com carga RL.	129
Figura 5.16 –Transitórios das potências ativas fornecidas pelos conversores no modo ilhado com carga RL.	129
Figura 5.17 –Transitórios das frequências dos conversores no modo ilhado com carga RL.	130
Figura 5.18 –Transitórios das potências reativas fornecidas pelos conversores no modo ilhado com carga RL.	130
Figura 5.19 –Transitórios das tensões e das correntes na fase A no modo ilhado com carga RL.	131
Figura 5.20 –Transitórios das tensões e das correntes na fase B no modo ilhado com carga RL.	131
Figura 5.21 –Transitórios das tensões e das correntes na fase C no modo ilhado com carga RL.	132
Figura 5.22 –Tensões do conversor VSI 1 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.	133
Figura 5.23 –Correntes do conversor VSI 1 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.	134
Figura 5.24 –Tensões do conversor VSI 2 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.	134
Figura 5.25 –Correntes do conversor VSI 2 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.	135
Figura 5.26 –Transitórios das amplitudes de tensão dos conversores no modo ilhado com carga não linear.	136

Figura 5.27 –Transitórios das potências ativas fornecidas pelos conversores no modoilhado com carga não linear.	136
Figura 5.28 –Transitórios das frequências dos conversores no modoilhado com carga não linear.	137
Figura 5.29 –Transitórios das potências reativas fornecidas pelos conversores no modoilhado com carga não linear.	137
Figura 5.30 –Transitórios das tensões e das correntes na fase A no modoilhado com carga não linear.	138
Figura 5.31 –Transitórios das tensões e das correntes na fase B no modoilhado com carga não linear.	138
Figura 5.32 –Transitórios das tensões e das correntes na fase C no modoilhado com carga não linear.	139
Figura 5.33 –Tensões do conversor VSI 1 em regime permanente no modoilhado com carga não linear.	140
Figura 5.34 –Correntes do conversor VSI 1 em regime permanente no modoilhado com carga não linear.	140
Figura 5.35 –Tensões do conversor VSI 2 3m regime permanente no modoilhado com carga não linear.	141
Figura 5.36 –Correntes do conversor VSI 2 em regime permanente no modoilhado com carga não linear.	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 –Valores típicos de impedância de linha.	49
Tabela 3.1 –Parâmetros para validação do modelo do conversor conectado ao bar- ramento infinito	70
Tabela 3.2 –Parâmetros para validação do modelo.	80
Tabela 3.3 –Parâmetros para o cálculo dos autovalores de malha fechada	88
Tabela 4.1 –Parâmetros de VSI para o projeto de controle da tensão.	95
Tabela 4.2 –Parâmetros para o cálculo dos autovalores de malha fechada	103
Tabela 4.3 –Composição das distorções da tensão no PAC.	107
Tabela 5.1 –Valores das tensões, correntes e potências do conversor no modo co- nectado com carga não linear	127
Tabela 5.2 –Valores das tensões, correntes e potências do conversor no modo ilhado com carga RL	132
Tabela 5.3 –Valores das tensões, correntes e potências do conversor no modo ilhado com carga RL	139

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SEP	Sistema Elétrico de Potência
GD	Geração Distribuída
ca	corrente alternada
ca	corrente contínua
MG	Microgrids
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
MPPT	<i>Maximum power point tracking</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
NPEE	Núcleo de Processamento de Energia Elétrica
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
FMM	Filtro de Média Móvel
PID	Proporcional Integral Derivativo
PI	Proporcional Integral
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
D/A	Digital/Analógico

LISTA DE SÍMBOLOS

P^*	Potência ativa de referência
Q^*	Potência reativa de referência
S	Potência aparente
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
E^*	Amplitude de tensão de referência
ω^*	Frequência de referência
Z_p	Impedância em paralelo
Z_s	Impedância em série
E	Tensão eficaz do inversor
V	Tensão eficaz do PAC
R	Resistência
X	Reatância
I	Corrente
δ	Ângulo de defasagem
ϕ	Ângulo de defasagem entre tensão e corrente
θ	Ângulo de impedância
Z	Impedância
ω_e	Frequência angular do barramento E
ω_v	Frequência angular do barramento V
σ	Variável auxiliar de integração
ω_o	Frequência angular do ponto de operação
P_o	Potência ativa do ponto de operação
$k_{p\omega}$	Coeficiente de inclinação da relação $P - \omega$

k_{qe}	Coeficiente de inclinação da relação $Q - E$
Q_o	Potência reativa do ponto de operação
E_o	Amplitude de tensão do ponto de operação
ΔV	Variação da tensão
v_a	Tensão da saída do conversor da fase a
v_b	Tensão da saída do conversor da fase b
v_c	Tensão da saída do conversor da fase c
k_{pe}	Coeficiente de inclinação da relação $P - E$
$k_{q\omega}$	Coeficiente de inclinação da relação $Q - \omega$
P'	Potência ativa em coordenadas rotacionais
Q'	Potência reativa em coordenadas rotacionais
$R(\theta)$	Matriz de rotação em função do ângulo de impedância
s	Operador do domínio da frequência
v^*	Tensão de referência de saída do conversor
v^{ref}	Tensão de referência gerada pelo controle por inclinação
i	corrente instantânea
Z_v	Impedância virtual
R_v	Resistência virtual
$\Delta\omega_{max}$	Variação máxima de frequência angular permitida
ΔE_{max}	Variação máxima de tensão permitida
P_{max}	Potência ativa máxima
Q_{max}	Potência reativa máxima
V_{cc}	Tensão do barramento CC
ω_f	frequência de corte do filtro de medição das potências
p	Potência ativa instantânea
q	Potência reativa instantânea

L	Indutância
Δ	Operador de linearização
e_d	Tensão de eixo direto
e_q	Tensão de eixo de quadratura
m_d	Derivada parcial do angulo de defasagem pela tensão de eixo direto
m_q	Derivada parcial do angulo de defasagem pela tensão de eixo de quadratura
n_d	Derivada parcial da amplitude da tensão pela tensão de eixo direto
n_q	Derivada parcial da amplitude da tensão pela tensão de eixo de quadratura
x	Vetor de variáveis de estados do sistema
A	Matriz dinâmica do sistema
B	Matriz de entrada do sistema
C	Matriz de saída do sistema
y	Vetor de saída do sistema
u	Vetor de entrada do sistema
K_{vsi}	Matriz do controle por inclinação
w	Vetor de distúrbio do sistema
i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de eixo de quadratura
E_d	Tensão de eixo direto do ponto de operação
E_q	Tensão de eixo de quadratura do ponto de operação
I_d	Corrente de eixo direto do ponto de operação
I_q	Corrente de eixo de quadratura do ponto de operação
λ	Autovalor do sistema
V_l	Tensão de carga

R_l	Resistência de carga
X_l	Reatância de carga
L_l	Indutância de carga
n_ω	Fator de frequência angular
n_z	Fator de impedância
R_c	Resistência do cabo de conexão
L_c	Indutância do cabo de conexão
v_g	Tensão da rede
V_g	Amplitude da tensão da rede
ω_g	Frequência angular da rede
u	Sinal modulante da PWM
T_s	Taxa de amostragem do chaveamento
T	Período de ciclo de rede
f	Frequência de operação
f_s	Frequência de amostragem
V_{tri}	Tensão da portadora da PWM
L_f	Indutância do filtro LC
C_f	Capacitância do filtro LC
v_{in}	Tensão do inversor
ω_n	Frequência natural do filtro LC
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho integrativo
k_d	Ganho derivativo
k_v	Ganho proporcional do controle de tensão
z_v	Zero do controle de tensão
p_v	Polo do controle de tensão

H_v	Ganho do sensor de tensão
ω_{cv}	Frequência de corte do controle de tensão
$M.F_v$	Margem de fase do controle de tensão
k_{pll}	Ganho do controlador do PLL
z_{pll}	Zero do controlador do PLL
$\omega_{cc_{pll}}$	Frequência de corte do controlador do PLL
z^{-1}	Operador de atraso
ω_{FMM}	Frequência de corte do filtro de média móvel
M_a	Número de amostras

SUMÁRIO

1	Introdução	31
1.1	Classificação dos conversores conectados a uma microrrede ca	33
1.1.1	Conversores formadores de rede	33
1.1.2	Conversores seguidores de rede	34
1.1.3	Conversor de suporte à rede	35
1.2	Topologias empregadas	36
1.3	Controle de conversores em um microrrede	36
1.4	Paralelismo de conversores em microrredes	38
1.5	Estabilidade de pequenos sinais em microrredes	39
1.6	Motivação e Objetivos do trabalho	39
1.7	Esboço do trabalho	40
2	Fundamentos do Controle por Inclinação para microrredes CA	43
2.1	Fundamentação Teórica	43
2.2	Efeitos da impedância no controle por inclinação	48
2.3	Compartilhamento de potência entre conversores	52
2.4	Impedância virtual	56
2.5	Ajuste do controle por inclinação	57
2.6	Conclusão	58
3	Modelagem de Microrredes e Ajustes do Controle por Inclinação	61
3.1	Revisão de modelagem de conversores aplicados a microrredes	61
3.2	Esquemático do conversor utilizado	62
3.3	Modelagem de inversor conectado ao barramento infinito	63
3.3.1	Modelagem do inversor	63
3.3.2	Modelagem da rede	67
3.3.3	Medição das potências	68
3.3.4	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada	69
3.3.5	Validação da planta	70
3.4	Modelagem da microrrede com número arbitrário de inversores em paralelo	70
3.4.1	Modelagem dos conversores em paralelo	72
3.4.2	Modelagem das conexões e carga	73
3.4.3	Medição das potências	76
3.4.4	Representação do sistema em malha fechada e cálculo dos autovalores	78
3.4.5	Validação do modelo matemático	79

3.5	Critério de Routh-Hurwitz para limites de estabilidade	81
3.6	Conclusão	86
4	Estratégia de controle e projeto dos controladores	89
4.1	Estratégia de controle	89
4.1.1	Modelo do Inversor	91
4.1.2	Projeto do controle de Tensão	92
4.1.3	Projeto do PLL	96
4.2	Projeto da malha do controle por inclinação	100
4.2.1	Medição das Potências	100
4.2.2	Seleção da impedância virtual	101
4.2.3	Ajuste dos coeficientes de inclinação	102
4.3	Simulações	104
4.3.1	Caso 1 - Conversor conectado à rede elétrica CA	104
4.3.2	Caso 2 - Conversor conectado à rede elétrica ca com distorções . .	107
4.3.3	Caso 3 - Conversor conectado à rede elétrica com distorções com carga não linear	107
4.3.4	Caso 4 - Conversor em operação no modo ilhado com carga resistiva	110
4.3.5	Caso 5 - Conversor em operação no modo ilhado com carga RL . .	111
4.3.6	Caso 6 - Conversor em operação no modo ilhado com carga não linear	113
4.4	Conclusão	115
5	Resultados Experimentais	117
5.1	Descrição do protótipo	117
5.1.1	Circuito de potência	117
5.1.2	Processamento dos Sinais	119
5.2	Resultados obtidos	121
5.2.1	Ensaio com um conversor conectado à rede elétrica com carga não linear	123
5.2.2	Ensaio no modo ilhado com carga RL	128
5.2.3	Ensaio no modo ilhado com carga não linear	135
5.3	Conclusão	139
6	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	143
6.1	Trabalhos Futuros	144
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	147

1 INTRODUÇÃO

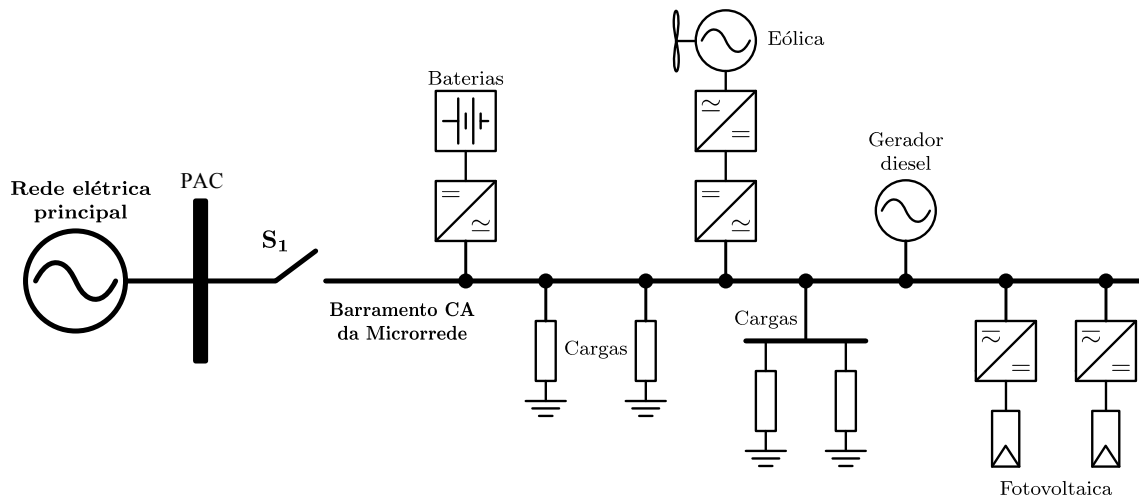
A integração de dispositivos providos pela Eletrônica de Potência em Sistemas Elétricos de Potência (SEP) vem contribuindo para a otimização do processamento de energia com o passar dos anos. Além disso, um tradicional paradigma em termos do fornecimento de energia vem sendo quebrado, devido ao surgimento de novas tecnologias de geração e processamento de energia. Tal paradigma decorre das estruturas dos SEP's serem baseadas na geração da energia elétrica através de grandes centrais e transmiti-la em linhas de transmissão de longas distâncias até os consumidores finais (AZEVEDO, 2011), (RESE, 2012). Apesar de esse fato ter prevalecido por muitos anos, nos dias atuais já é possível gerar energia em pequena escala nas proximidades dos centros de consumo, em baixa e média tensão, a partir de fontes primárias de geração conciliadas com interfaces de conversão adequadas de energia. Logo, esse tipo de geração denomina-se por Geração Distribuída (GD) e é proposta como forma diferenciada da geração centralizada no fornecimento de energia aos centros de consumo.

No entanto, com a integração da GD no SEP é necessária uma dedicação maior ao projetar e operar redes elétricas de corrente alternada (ca) de modo que proporcione maior controlabilidade dos dispositivos. Logo, tecnologias de comunicação e informação devem ser implementadas para permitir o monitoramento e o controle, assim fazendo com que fatores como estabilidade e adequação da operação do sistema sejam assegurados. Para isso, designou-se um conceito denominado de *Smart Grid* às redes que apresentam a participação ativa dos consumidores, e que permitam o monitoramento e administração do operador do sistema sobre as cargas e sobre o fornecimento de energia. Quando tal conceito é aplicado em nível de distribuição de energia, surge o conceito de microrredes, do inglês *microgrids* (MG) (RESE, 2012), (LASSETER, 2002). A Figura 1.1 apresenta um exemplo de estrutura de uma microrrede.

No que lhe concerne, microrrede é uma arquitetura de rede que consiste de um conjunto de cargas e microfones operando como um único sistema controlável que fornece energia e calor a sua área local. As unidades de geração, microfones, de interesse para uma microrrede são de baixo porte ($<100\text{kW}$) e conectados ao ponto de acoplamento comum (PAC) da microrrede através de uma interface que provém da eletrônica de potência, promovendo, portanto, flexibilidade e controle (LASSETER, 2002).

Uma microrrede permite tanto o modo de operação conectado à rede principal de distribuição quanto o modo de operação isolado. Um terceiro modo que é permitido por uma microrrede corresponde à transição dos dois modos citados, onde há o preparo da conexão da microrrede à rede de distribuição principal (ROCABERT, 2012), (WANG, 2012). Para o modo de operação conectado à rede principal, as microfones são agentes forne-

Figura 1.1: Exemplo de arquitetura de uma microrrede ca.



Fonte: adaptado de (CARDOSO, 2017)

cedores de energia que operam de modo a injetar potência ativa e reativa à rede elétrica, o déficit de potência pode ser suprido pela rede principal e o excesso de energia gerado na microrrede pode ser exportado para a rede. Já o modo de operação isolada necessita que as microfontes sejam agentes encarregados de manter os parâmetros de rede em valores adequados e que forneçam energia às cargas. Além disso, nesse modo de operação é necessário que os fluxos de potência ativa e reativa produzidos dentro da microrrede, incluindo a transferência de energia temporária de, ou para, unidades de armazenamento, devem estar em equilíbrio com a demanda de carga local (AZEVEDO, 2011), (CARDOSO, 2017).

O conceito de microrrede engloba uma ampla variedade de questões técnicas em relação aos ramos de controle, operação, proteção, e qualidade de energia (AZEVEDO, 2011), (RESE, 2012). Entre essas questões, as principais podem ser listadas como:

- Regulação dos níveis de tensão e frequência;
- Condições dos parâmetros em regime permanente e transitório;
- A bidirecionalidade do fluxo de potência da microrrede;
- Níveis de curto-circuito;
- O aumento na complexidade da proteção;
- A qualidade de energia;
- Análise da estabilidade;

- A possibilidade da operação em ilha;
- Estimação e planejamento da demanda e geração;

Para solucionar tais questões, justifica-se a necessidade de flexibilidade no controle das microfontes e, portanto, empregando conversores estáticos de potência como elementos de interface entre as unidades GD e a microrrede. Ademais, técnicas de controle para conversores para conexão a microrredes ca devem ser investigadas, devido a esses equipamentos serem utilizados predominantemente.

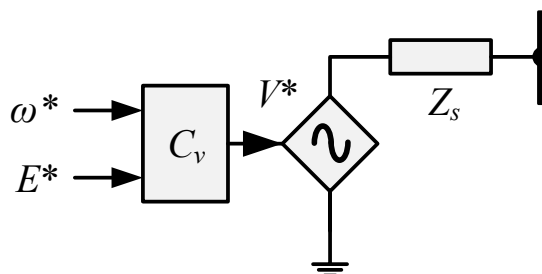
1.1 Classificação dos conversores conectados a uma microrrede ca

O tipo da técnica de conexão de um inversor à rede elétrica ca está diretamente relacionada com a finalidade da sua operação. Conforme descrito em (ROCABERT, 2012) e (WANG, 2012), um conversor conectado à microrrede ca pode ser enquadrado em uma entre três classes, as quais são descritas como: formadores de rede (*grid-forming*), seguidores de rede (*grid-feeding*) e de suporte de rede (*grid-supporting*). À medida que o conversor tenha sua função definida, pode-se determinar a estratégia de controle mais adequada para ser aplicada a ele. Em vista disso, procura-se descrever os aspectos mais relevantes de cada uma das classes supracitadas.

1.1.1 Conversores formadores de rede

Um conversor de potência formador de rede pode ser representado através de uma fonte de tensão controlada em tensão ca ideal em série com uma baixa impedância. Por conseguinte, sua operação ocorre de modo a impor as condições adequadas de rede no PAC, isto é, possui um controle que realiza o rastreamento de referências de uma amplitude de tensão, (E^*), e de frequência, (ω^*), como ilustrado na Figura 1.2.

Figura 1.2: Representação simplificada de um conversor formador de rede.



Fonte: próprio autor.

Um exemplo prático desse tipo de conversor pode ser descrito por um dispositivo UPS (*Uninterruptible Power Supply*). Tal sistema mantém-se desconectado da rede prin-

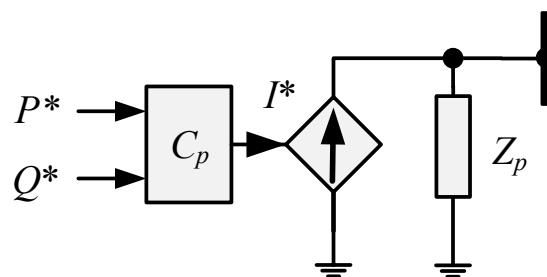
cipal de distribuição quando as condições de operação se encontram adequadas. Ao momento de falhas do fornecimento de energia, a UPS passa a ser o agente formador de rede.

Devido a sua autonomia de operação, em microrredes, a tensão ca gerada por um conversor formador de rede é utilizada como referência para os conversores que são responsáveis pela alimentação das cargas. Os momentos de atuação ocorrem na transição do modo conectado para o ilhado. Conforme a norma UL 1241 (UL STANDARD,), qualquer unidade GD pode vir a ser um agente formador de rede após a desconexão da rede principal.

1.1.2 Conversores seguidores de rede

Um conversor seguidor de rede pode ser representado através de uma fonte de corrente ideal controlada em corrente em paralelo com uma alta impedância. Devido a esse comportamento, o inversor torna-se apto a operar em paralelo a outros conversores seguidores de rede. A operação de tal conversor visa o rastreamento de referências de potências ativa, P^* , e reativa, Q^* , injetadas na rede através do fornecimento de corrente, conforme mostrado na Figura 1.3. Tal aplicação necessita que o conversor deva estar perfeitamente sincronizado com a tensão do PAC.

Figura 1.3: Representação simplificada de um conversor seguidor de rede.



Fonte: próprio autor.

Essa classe de conversor pode ser considerada predominante em sistemas de GD, onde é comum a aplicação de um conversor alimentador de rede em casos, cujo objetivo visa a otimização do fornecimento de energia através de sistemas de controle que utilizam algoritmos de rastreamento do ponto de operação de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*).

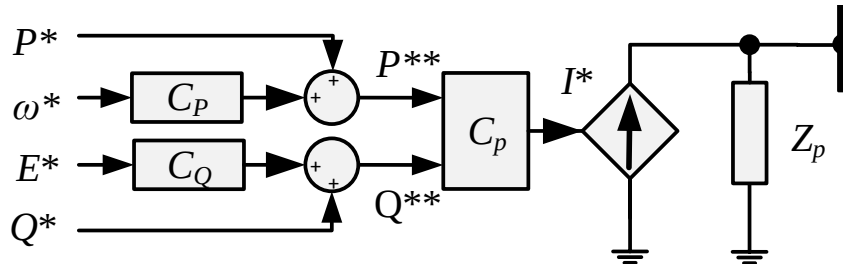
Uma limitação significativa dos conversores seguidores de rede corresponde a sua incapacidade de operar de forma autônoma, isto é, necessitam da formação da rede para poderem operar. Isso significa que ao operar em sistemas ilhados, a existência de um

dispositivo formador de rede que imponha as condições adequadas de tensão é necessária para que, então, o conversor seguidor transmita potência.

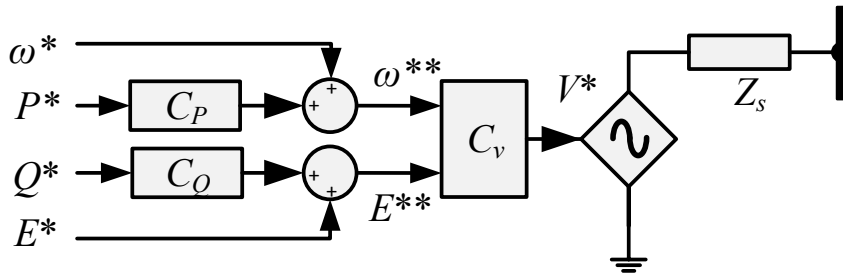
1.1.3 Conversor de suporte à rede

Esta classe de conversor é caracterizada por apresentar maior flexibilidade e multifuncionalidade em relação às citadas anteriormente. Um conversor de suporte à rede pode ser controlado ou como uma fonte de corrente em paralelo a uma alta impedância ou como uma fonte de tensão em série a uma baixa impedância, conforme mostrado, respectivamente, nas Figuras 1.4a e 1.4b. Em qualquer um dos casos, o principal objetivo está na regulação da frequência (ω^*) e tensão (E^*) do barramento ao qual o conversor se encontra conectado através da transmissão de potência ativa e reativa à rede elétrica.

Figura 1.4: Representações simplificadas dos conversores de suporte à rede.



(a) fonte de corrente



(b) fonte de tensão

Fonte: próprio autor.

O conversor quando opera como fonte de corrente tem como principal objetivo, não apenas o fornecimento de energia a microrredes, mas deve adicionalmente ser ajustado para contribuir com a regulação da amplitude da tensão e frequência. Por exemplo, o trabalho desenvolvido em (RESE, 2012) sobre o controle e operação de uma microrrede emprega esse tipo de conversor para executar o ajuste da tensão em uma microrrede que opera em modo ilhado.

O conversor, quando opera como fonte de tensão, é conectado à rede através de

uma impedância de conexão e, assim, se assemelhando como um simples esquema de um gerador síncrono. Logo, as potências ativa e reativa transmitidas pelo conversor encontram-se em função da tensão da rede ca, da tensão do conversor e da impedância de conexão.

1.2 Topologias empregadas

Entre as categorias de conversores estáticos de potência, a que corresponde à conversão de corrente contínua (cc) para corrente alternada (ca), também conhecidos como inversores, vem desempenhando um papel significativo no ramo das microrredes. Os inversores do tipo fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) são os dispositivos mais utilizados como interface para conexão das microfontes à microrrede. Conforme (TEODORESCU, 2011), boa parte das topologias dos conversores aplicados à GD derivam do inversor meia ponte (*half-bridge*) e do *Neutral Point Clamped* (NPC). Além disso, o controle de VSI's em paralelo para formação de microrredes tem sido tema de estudos nos últimos anos (VASQUEZ, 2013) e, assim, apresentando-se como uma solução promissora para realizar conexões de microfontes cc à rede elétrica ca.

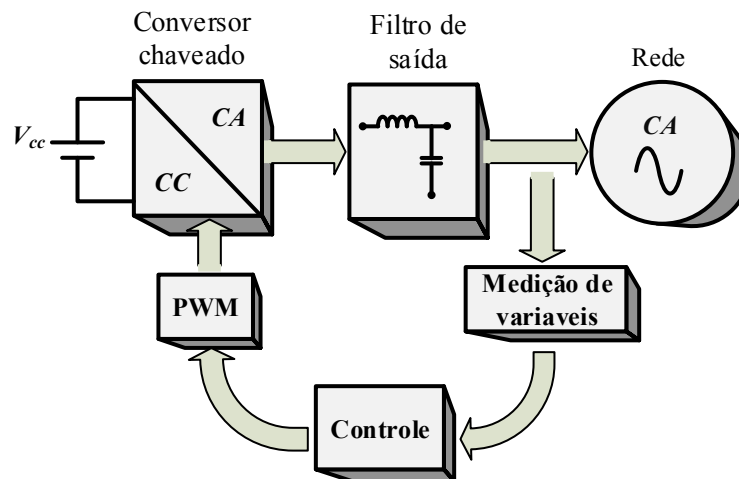
A estrutura do VSI permite realizar a alimentação de uma carga ca a partir de uma fonte primária cc. Dessa forma, esse tipo de inversor se adéqua em situações, cujos bancos de baterias e fontes renováveis, como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas com barramento cc, sejam empregados como armazenamento e geração cc de pequeno porte ou como sistemas de compensação de reativos. Além disso, devido a caracterização da comutação em alta frequência dos interruptores, um VSI permite a sintetização de uma ampla variedade de formas de onda de tensão ou de corrente em sua saída.

Um inversor VSI é formado por um conversor cc-ca, uma estratégia de modulação para comutação dos interruptores, um filtro de saída para altas frequências e um sistema de controle. As duas estruturas clássicas utilizadas de conversor cc-ca são a de meia-ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*). A modulação mais comum e utilizada é a modulação por largura de pulsos (PWM- *Pulse Width Modulation*). O filtro de saída, que possui o objetivo de atenuar componentes de altas frequências devido às comutações dos interruptores, pode ser do tipo L (indutor), LC (indutor e capacitor) e LCL (indutor, capacitor e indutor). Por fim, o sistema de controle consiste manter a atuação do comando dos interruptores em função das variáveis medidas, como tensão e corrente, e do comportamento que se deseja impor nessas variáveis através de um sinal de referência. Um esquema simplificado de um VSI é apresentado na Figura 1.5 (LAZZARIN, 2010).

1.3 Controle de conversores em um microrrede

Em uma microrrede é necessário que a estrutura de controle de cada conversor esteja apta a garantir a operação apropriada para condição genérica de operação do sis-

Figura 1.5: Esquemático simplificado de um VSI.



Fonte: próprio autor.

tema. Para isso, cada dispositivo deve contar com um nível interno de controle de tensão ou corrente sendo responsável pela regulação das variáveis locais. É necessário ainda que os controladores apresentem uma banda passante suficientemente alta para garantir uma resposta dinâmica rápida, conseguindo mitigar perturbações decorrentes no sistema (ROCABERT, 2012), (WANG, 2012).

Os inversores controlados por corrente são os mais populares e aplicados em microrrede, conforme (HOJABRI, 2012) cerca de 80% dos conversores adotam este tipo de controle. A função do controle de corrente consiste na regulação da corrente injetada pelo conversor à rede elétrica. Trabalhos como (CUNHA, 2015), que apresenta um dispositivo multifuncional de compensação de reativos e harmônicos, e (ZIMANN, 2016), que realiza a injeção de potência ativa e reativa, são bons exemplos de utilização da técnica do controle de corrente.

Assim como o controle de corrente, o controle de tensão também possui objetivo de impor o comportamento em variáveis locais. No entanto, é possível encontrar sua aplicação de duas maneiras: em cascata com uma malha interna de corrente ou malha única. Ambas apresentaram vantagens e desvantagens, uma em relação à outra.

Na utilização do controle de tensão em cascata com a malha de corrente, é permitido o controle e a limitação da corrente, provendo maior estabilidade ao controle e assegurando o sistema contra surtos de corrente. Porém, ao realizar um controle em cascata é necessário que a dinâmica da malha interna seja muito mais rápida do que da malha externa de tensão para que se permita realizar os projetos dos controladores de forma independente. Consequentemente, a malha de tensão apresentará maior limitação na mitigação dos distúrbios e, assim, podendo permitir pequenas distorções no perfil da tensão principalmente na presença de cargas não lineares. Quando a malha de tensão é projetada

apenas por uma malha única é necessário desenvolver estratégias para proteger o sistema de sobrecorrentes. Porém, é proporcionada uma melhor desempenho do conversor em termos de qualidade da forma de onda, mesmo na presença de cargas não lineares, graças a maior banda passante dos controladores. Isso permite com que o conversor seja utilizado na realização de correção de harmônicos, como feito no trabalho realizado em (HOCK, 2014).

1.4 Paralelismo de conversores em microrredes

Técnicas de paralelismo e compartilhamento de cargas entre conversores de potência foram estudadas, inicialmente, em trabalhos como (KAWABATA; HIGASHINO, 1988), (HOLTZ; WERNER, 1990) e (SIRI, 1992). Os tipos das técnicas de paralelismo estudadas em (LAZZARIN, 2010) e apresentadas em (AZEVEDO, 2011) podem ser sumarizadas como: (i) concentrado, (ii) mestre-escravo, (iii) de lógica distribuída (iv) e sem comunicação. As três primeiras técnicas apresentam a necessidade de comunicação, já a última permite a participação dos conversores no compartilhamento de carga sem qualquer tipo de transação de informações entre os conversores. No entanto, em (AZEVEDO, 2011) são destacadas a operação mestre-escravo e a sem comunicação para aplicação de microrredes.

A técnica de controle mestre-escravo (*master-slave*) corresponde a um conjunto de conversores, onde um conversor que opera como fonte de tensão é denominado como mestre e envia a referência de corrente para os demais que são denominados como escravos (LAZZARIN, 2010). As vantagens dessa técnica são apresentadas como: a simplicidade e eficiência do controle para a divisão de correntes entre os conversores, pois os escravos operam no modo corrente seguindo a sua referência; e a facilidade de expansão do número de conversores em paralelo. As desvantagens apresentadas pela técnica são: a grande dependência do sistema pelo mestre; necessidade de barramento de comunicação; resposta dinâmica lenta, pois as unidades escravas dependem da dinâmica do mestre.

A operação sem comunicação entre os conversores é baseada na técnica de controle por inclinação, onde se aproveita o conceito de fluxo de potência entre duas barras para impor um comportamento adequado no sistema que visa a estabilidade. O controle atua com base na utilização das curvas de decaimento de frequência (*droop frequency*) e de amplitude (*droop voltage*) da tensão de saída, para fazer o controle da potência fornecida pelo inversor ao barramento de conexão (LAZZARIN, 2010). O controle por inclinação é aplicado tanto nos sistemas conectados à rede elétrica quanto em sistemas ilhados, isso faz com que este seja o mais difundido e serve como técnica base para estudos de operação e controle de microrrede. Logo, um destaque maior será tomado em relação a essa técnica no decorrer desse trabalho.

1.5 Estabilidade de pequenos sinais em microrredes

As questões de estabilidades em microrredes são semelhantes as do SEP e podem ser divididas por: estabilidade de pequenos sinais, estabilidade transitória e estabilidade de tensão. A estabilidade de pequenos sinais está relacionada com questões que envolvem a realimentação dos controladores dos conversores, conexões decorrentes de cargas e o limite de potência das microfontes. Já a estabilidade transitória envolve problema de falha subsequente de um ilhamento. Por fim, limites de circulação de potência reativa, comportamento de cargas dinâmicas e mudança de *tap* de transformadores são fatores que criam problemas de estabilidade de tensão em uma microrrede (MAJUMDER, 2013).

A estabilidade de pequenos sinais em uma microrrede é analisada através de modelos matemáticos linearizados das microfontes e das cargas. A maioria dos problemas de estabilidade de pequenos sinais é associada à velocidade dos controladores mais externos dos conversores e seus ajustes. Por conseguinte, para conceber a estabilidade de pequenos à microrrede é necessário que os ajustes realizados nos controladores sejam adequados. Caso as velocidades dos controladores sejam elevadas, pode-se ter como consequência a instabilidade, onde o sistema acaba não convergindo a um ponto de operação com valores não definidos de potência processada pelos conversores (BOLLEN FAINAN HAS-SAN(AUTH.), 2011).

1.6 Motivação e Objetivos do trabalho

No Brasil, em 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabeleceu a Resolução Normativa nº 482 (ANEEL, 2012). Tal resolução estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, incentivando o aumento de instalações de unidades GD. Devido ao acréscimo das instalações de unidades de GD no sistema de distribuição (baixa tensão), há possibilidade da difusão de arquiteturas de microrredes crescerem de maneira exponencial. Porém, a questão da estabilidade na realização de conexões de conversores em microrredes em operação tanto no modo conectado quanto no modo ilhado fica evidente. Consequentemente, faz-se necessário a busca por métodos adequados na projeção e ajustes dos controladores dos conversores, de forma que viabilizem a estabilidade do sistema.

Métodos de ajuste de controladores de conversores que consideram a questão de estabilidade são baseados em modelos a pequenos sinais, dado que utilizam os parâmetros do sistema para extrair autovalores. Logo, o desenvolvimento de um modelo matemático de uma microrrede que apresenta os autovalores dominantes vem a ser uma solução interessante na realização dos ajustes dos controladores.

Considerando que o controle sem comunicação seja o mais propício em aplicações de microrredes em baixa tensão e que instalações trifásicas sejam permitidas em residências no Brasil, o objetivo desse trabalho consiste em um estudo que aborda a técnica do controle por inclinação na aplicação de conversores VSI's trifásicos dedicados a microrredes ca que utilizam o controle sem comunicação. Considerando também que a aplicação é realizada em redes de distribuição de baixa tensão, a técnica de controle aplicada será o controle por inclinação na sua forma modificada, uma vez que tais redes são caracterizadas por linhas de transmissão com impedâncias predominantemente resistivas. O VSI, por sua vez, é constituído por um inversor trifásico meia ponte com um filtro LC para alta frequência em sua saída. O conversor será controlado através da técnica do controle de tensão em malha única para que possa apresentar uma alta banda passante e, conseqüentemente, permitir flexibilidade de operação e mitigar distúrbios decorrentes no sistema. Outro importante objetivo é a contribuição para o Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (NPÉE)-UDESC, sendo que este trabalho apresenta os estudos iniciais na área de pesquisa de conversores operando com *Droop Control* microrredes do laboratório.

1.7 Esboço do trabalho

O trabalho está estruturado em seis capítulos, sendo da seguinte forma;

- Capítulo 2 – Neste capítulo são apresentados os fundamentos teóricos básicos do controle por inclinação aplicado a microrredes ca; as apresentadas as formas de aplicação de acordo com as condições da rede; e conseqüências do compartilhamento de potência. Também são apresentados o artifício de impedância virtual e a forma convencional de ajuste.
- Capítulo 3 – Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do modelo matemático de um conversor conectado a um barramento infinito. Em seguida, um modelo para microrrede que permite considerar um número arbitrário de conversores é apresentado. Finalmente, com base nos modelos obtidos permite-se obter os valores limites de estabilidade dos coeficientes do controle por inclinação.
- Capítulo 4 – Neste capítulo é apresentada a estratégia empregada para aplicação do controle por inclinação e a validação da metodologia do ajuste via modelagem a pequenos sinais. Projetos do controle de tensão e também do sistema de sincronismo são apresentados. Filtros de média móvel são utilizados para aquisição da medição das potências locais. Após isso, o controle por inclinação é ajustado via modelagem matemática do sistema. Finalmente, simulações são realizadas para verificar o desempenho dos controladores e da estratégia de controle.

- Capítulo 5 – Neste capítulo é apresentado o sistema de potência na qual a estratégia de controle é implementada para validação da metodologia de ajuste do controle por inclinação. Testes são realizados para o sistema em operação no modo conectado e ilhado com o intuito de obter resultados experimentais. Os resultados obtidos são avaliados com o intuito de validar a metodologia de ajuste dos coeficientes do controle por inclinação.
- Capítulo 6 – Neste capítulo apresentam-se as conclusões gerais e propostas para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTOS DO CONTROLE POR INCLINAÇÃO PARA MICRORREDES CA

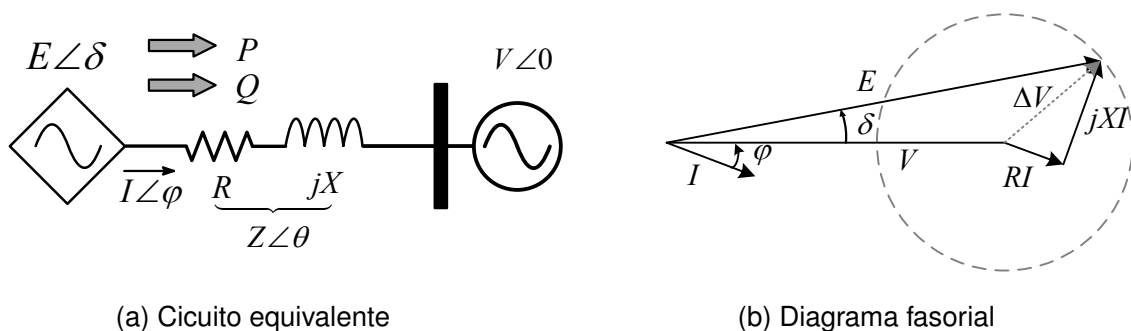
Neste capítulo, é realizada uma abordagem da estratégia de controle por inclinação, que é aplicada em microrredes CA de energia e também na realização do paralelismo de conversores sem a presença de comunicação entre eles. Tal técnica de controle utiliza as informações das potências médias, ativa e reativa, locais para definir o ponto de operação dos conversores.

2.1 Fundamentação Teórica

Atualmente, a estrutura do SEP é baseada principalmente em máquinas girantes síncronas como geradores de energia elétrica. Um comportamento característico dessas máquinas se dá pela variação de frequência devido ao desequilíbrio da potência mecânica de entrada e a potência elétrica de saída. Por outro lado, desvios na magnitude da tensão dessas máquinas provêm das variações na potência reativa transmitida. O controle por inclinação (*Droop Control* no inglês) se baseia nestes dois princípios de balanço de potência dos geradores síncronos. O método tem como objetivo aplicar, artificialmente, o comportamento estático dos geradores síncronos aos conversores CC-CA que servem de interface entre as unidades de GD e o barramento CA da microrrede. Assim, a magnitude da tensão e a frequência de operação são governadas conforme o fornecimento de potência ativa e reativa pelo inversor.

Para compreender as relações entre os parâmetros de tensão e potência, utiliza-se o conceito de fluxo de potência entre dois barramentos. Na Figura 2.1a é mostrado o circuito unifilar de um conversor operando como fonte de tensão conectado à rede principal CA, enquanto que na Figura 2.1b é mostrado o diagrama fasorial das tensões.

Figura 2.1: Modelo simplificado e Diagrama fasorial de um conversor conectado à rede principal.



Fonte: próprio autor.

No circuito unifilar, $E\angle\delta$ e $V\angle 0$ são, respectivamente, as tensões do conversor e da rede CA, $Z\angle\theta = R + jX$, é a impedância de linha de conexão, sendo R e X a resistência e reatância de linha, $I\angle\phi$ é a corrente que flui entre o conversor e a rede, P e Q são as potências ativa e reativa.

Assumindo o inversor como fonte de tensão ideal, ao realizar a análise da Figura 2.1, a potência aparente S transmitida pelo inversor à rede principal pode ser calculada através da equação (2.1).

$$S = P - jQ = E\angle\delta \cdot I\angle\phi^*. \quad (2.1)$$

Ao desenvolver (2.1), as potências ativa P e reativa Q são dadas pelas seguintes equações:

$$P = \left(\frac{EV}{Z} \cos\delta - \frac{V^2}{Z} \right) \cos\theta + \frac{EV}{Z} \sin\delta \sin\theta \quad (2.2)$$

$$Q = \left(\frac{EV}{Z} \cos\delta - \frac{V^2}{Z} \right) \sin\theta + \frac{EV}{Z} \sin\delta \cos\theta \quad (2.3)$$

Nota-se que o fluxo de potência entre os barramentos apresenta um comportamento dependente das características de rede. Apesar disso, a partir de devidas considerações é possível simplificar as equações (2.2) e (2.3). Considerando que a linha de transmissão é predominantemente indutiva, ou seja, $(X \gg R)$, conforme ocorre em sistemas de transmissão e de alta tensão, pode-se tomar que $Z \approx X\angle 90^\circ$. À vista disso, tem-se que

$$P = \frac{EV}{X} \sin\delta \quad (2.4)$$

$$Q = \frac{V(E \cos\delta - V)}{X}. \quad (2.5)$$

Ao considerar que o ângulo de potência δ apresenta pequenos valores, pode-se utilizar as aproximações $\sin\delta \approx \delta$ e $\cos\delta \approx 1$, assim obtêm-se que

$$P \approx \frac{EV}{X} \delta \quad (2.6)$$

$$Q \approx \frac{V(E - V)}{X}. \quad (2.7)$$

Através da inspeção das equações (2.6) e (2.7), nota-se que existe uma relação direta entre a potência ativa P e o ângulo de potência δ , enquanto o mesmo acontece entre a potência reativa Q e a diferença das tensões $E - V$, demonstrando as relações

$P - \delta$ e $Q - E$. Na prática, o método do controle por inclinação utiliza a frequência ω para impor o ângulo de potência δ e consequentemente o fluxo de potência ativa. Isso pode ser compreendido, a partir da hipótese de que a fase δ em função das frequências dos sistemas é dada por

$$\delta(t) = \theta_e - \theta_v = \int_0^t [\omega_e(\sigma) - \omega_v(\sigma)] d\sigma. \quad (2.8)$$

sendo θ_e e θ_v os ângulos absolutos das barras E e V , respectivamente, enquanto ω_e e ω_v são, respectivamente, as frequências das barras E e V , e σ é uma variável auxiliar de integração (SANTOS, 2009). Para que δ em regime permanente seja constante, logo o valor ω_e deverá ser igual ao valor ω_v em regime permanente, fazendo com que o sistema apresente uma única frequência conhecida, sendo $\omega = \omega_e = \omega_v$. Devido ao fato de que as fontes de tensão envolvidas não apresentam qualquer tipo de comunicação entre si e suas fases sejam desconhecidas, uma frequência inicial pode ser facilmente fixada como o ponto de operação ω_o (GUERRERO, 2007). Assim, resultando na relação $P - \omega$. Com base nessas conclusões, em (TULADHAR, 1997) foi propôs uma lei de controle local de forma a estabelecer o paralelismo de UPS. Essa lei de controle resultou no controle por inclinação convencional, que para operação do conversor em um determinado ponto de operação é dado por:

$$\omega = \omega_o - k_{p\omega}(P - P_o) \quad (2.9)$$

$$E = E_o - k_{qe}(Q - Q_o). \quad (2.10)$$

Os coeficientes $k_{p\omega}$ e k_{qe} são as inclinações das curvas do controlador, enquanto os pares ordenados (ω_o, P_o) , (E_o, Q_o) correspondem ao ponto de operação onde $P = P_o$ e $Q = Q_o$.

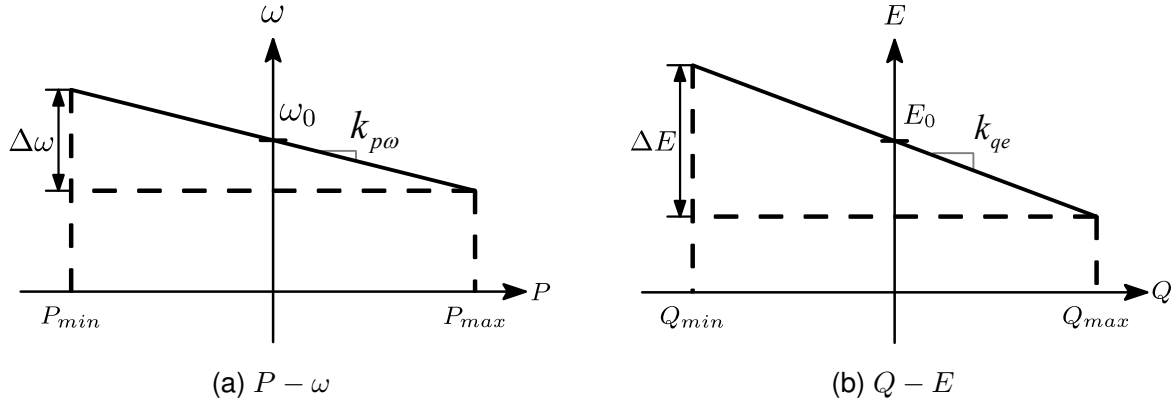
As equações (2.9) e (2.10) podem ser representadas graficamente, conforme mostra a Figura 2.2 que representa a operação em regime permanente do conversor. A Figura 2.2a mostra um caso genérico onde o conversor pode operar tanto fornecendo potência quando absorvendo potência, podendo ser caracterizado ou como uma unidade GD ou como um sistema de armazenamento de energia. Por outro lado, a Figura 2.2b mostra que o conversor pode operar fornecendo ou absorvendo potência reativa.

Ao considerar o conversor conectado ao barramento infinito é necessário realizar a escolha de ω_o e E_o , conforme a necessidade do fornecimento desejado de P_o e Q_o . Por conseguinte, assumindo o inversor como uma fonte de tensão ideal, o valor de P em regime permanente, considerando as devidas aproximações, pode ser calculado ao isolar P da equação (2.9), fazendo com que

$$P = \frac{\omega - \omega_o}{k_{p\omega}} + P_o. \quad (2.11)$$

Tomando $\omega_o = \omega$, isto é, caso a frequência de operação seja ajustada conforme a frequência da rede, consequentemente, em condições ideais de operação, tem-se que $P = P_o$.

Figura 2.2: Curvas do controle por inclinação convecional.



Fonte: próprio autor.

Considerando que a referência de potência fornecida é $P^* = P_o$, logo o valor de P não apresentará erro em relação à referência para qualquer valor de P_o . Na prática, erros são previstos devido a variações e desvios de valores que a frequência da rede está submetida, conforme revela (ONS, 2017).

O valor aproximado da potência reativa em regime permanente pode ser obtido substituindo (2.10) em (2.7), resultando em:

$$Q = \frac{E_o - V}{k_{qe} \left(\frac{X}{V k_{qe}} + 1 \right)} + \frac{Q_o}{\frac{X}{V k_{qe}} + 1}. \quad (2.12)$$

Tomando $E_o = E$ e $Q = Q_o$, o valor de E_o pode ser calculado por:

$$E_o = V \left(1 + \frac{Q_o X}{V^2} \right). \quad (2.13)$$

A tensão E_o ser expressa na forma alternativa por:

$$E_o = V \left(1 + \frac{\Delta V}{V} \right). \quad (2.14)$$

Onde ΔV é a variação da tensão, dada por:

$$\Delta V = \frac{Q_o X}{V}. \quad (2.15)$$

A equação (2.12) revela que, para não haver erro em relação à referência $Q^* = Q_o$, a operação deve apresentar o par ordenado (E_o, Q_o) específico, o que não é necessário para o par ordenado (ω_o, P_o) , o qual não apresentará erro em relação à referência de potência P_o . No paralelismo com a rede principal, caso $P_o = 0$ e $Q_o = 0$, em condições ideais de operação, as leis do controle por inclinação levam a tensão gerada pelo inversor ao sincronismo com a tensão da rede. Para isso, é necessário apenas as medições de variáveis

locais. Na prática, tanto amplitude de tensão quanto a frequência da rede apresentam um comportamento estocástico, onde seus valores variam próximos dos valores nominais de operação, isso faz com que ocorra um baixo fluxo de potência entre os barramentos.

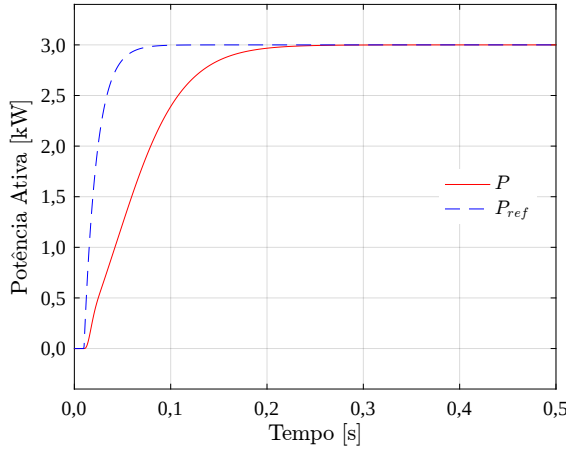
Na Figura 2.3 é mostrado um exemplo da operação de um conversor trifásico conectado ao barramento infinito. O conversor é representado por uma fonte ideal controlada, e as referências das tensões de fase são dadas por:

$$v_a = E \sin(\omega t), \quad (2.16)$$

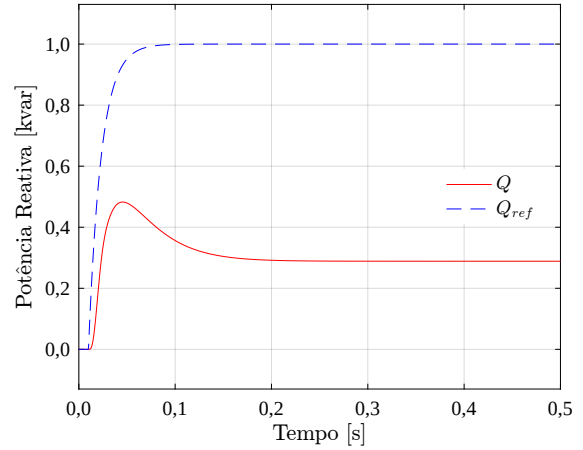
$$v_b = E \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi), \quad (2.17)$$

$$v_c = E \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi). \quad (2.18)$$

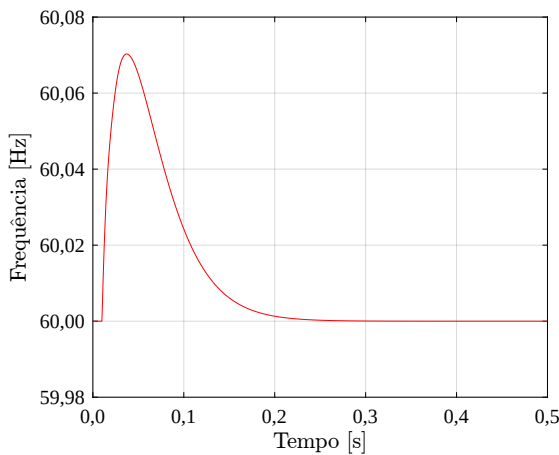
Figura 2.3: Operação de um conversor conectado ao barramento infinito. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $k_{pw} = 2,51 \times 10^{-4} \text{ rad/sW}$, $k_{qe} = 1,86 \times 10^{-2} \text{ V/var}$).



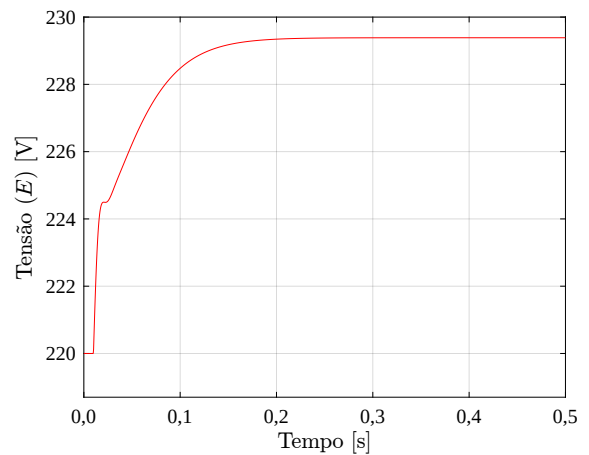
(a) Fluxo de potência ativa entre as fontes.



(b) Fluxo de potência reativa entre as fontes.



(c) Frequência do conversor.



(d) Tensão do conversor.

Fonte: próprio autor.

No exemplo, o conversor encontra-se conectado e sincronizado ao barramento infinito através de uma linha de conexão de característica predominantemente indutiva. As

referências das potências são alteradas para $P^* = 3 \text{ kW}$ e $Q^* = 1 \text{ kvar}$. Como esperado, nota-se que a potência ativa não apresenta erro em relação à referência conforme a Figura 2.3a. Já a potência reativa apresenta um erro em relação a referência ao analisar a Figura 2.3b, pois a relação entre a potência Q e a referência Q_o é dada conforme a equação (2.12). Para injeção de potência ativa, a frequência apresenta uma pequena variação e retornando ao seu ponto de operação inicial. Essa variação de frequência é necessária para determinação de δ em regime permanente, qual é definido pela integração da diferença de velocidades angulares conforme a (2.8). Já a tensão, durante a injeção de potência reativa, apresenta um novo ponto de operação.

Em operação em modo ilhado de uma microrrede, as potências P_o e Q_o devem assumir valores nulos, fazendo com que as leis de controle por inclinação sejam aplicadas da forma:

$$\omega = \omega_o - k_{p\omega}P, \quad (2.19)$$

$$E = E_o - k_{qe}Q. \quad (2.20)$$

O controle por inclinação aplicado dessa forma torna-se um método viável e amplamente aplicável na realização do paralelismo de conversores. À vista dessa lei, com a manipulação local da frequência e da amplitude da tensão de saída do conversor é possível controlar o fluxo de potência de cada unidade sem a necessidade de comunicação entre elas. Por conseguinte, cada conversor da microrrede ajustará sua potência fornecida via regulação da frequência e amplitude da tensão de saída, garantindo o fornecimento de energia às cargas locais e distribuindo adequadamente a potência total do sistema entre os conversores envolvidos.

2.2 Efeitos da impedância no controle por inclinação

O método do controle por inclinação convencional, conforme desenvolvido, é válido apenas para sistemas de nível de transmissão de alta tensão, visto que as linhas de conexão apresentam parâmetros de impedância predominantemente indutivos, sendo que $X \gg R$. Porém, em sistemas de distribuição e nível de baixa tensão, as linhas apresentam impedância com característica predominantemente resistiva, onde $R \gg X$, conforme revela a Tabela 2.1. Com base nisso, adaptando as equações (2.4) e (2.5) para sistemas de distribuição e baixa tensão, as potências transmitidas entre os barramentos são dadas por:

$$P = \frac{V(E \cos \delta - V)}{R} \quad (2.21)$$

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

Tabela 2.1: Valores típicos de impedância de linha.

Tipo de Linha	$R(\Omega/km)$	$X(\Omega/km)$	R/X
Baixa Tensão	0,642	0,083	7,7
Média Tensão	0,161	0,190	0,85
Alta Tensão	0,06	0,191	0,31

Fonte: (KATIRAEI, 2008)

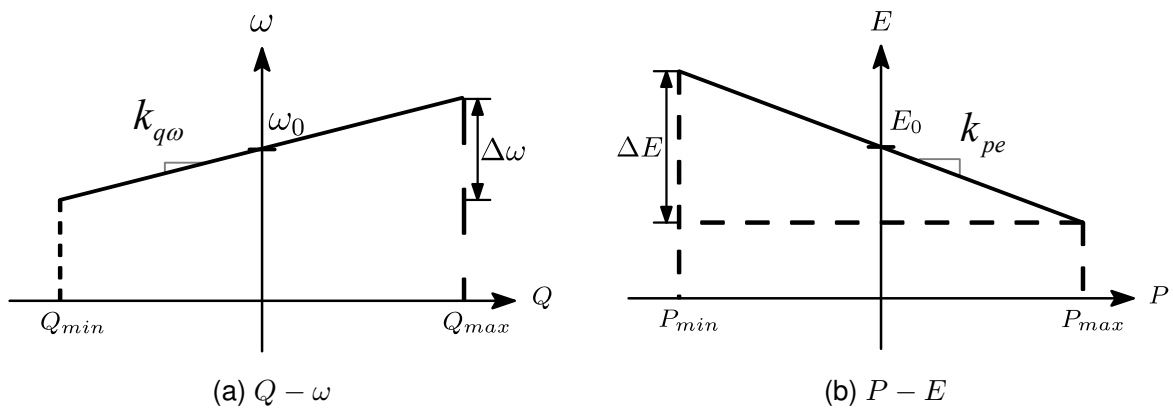
Ao comparar as equações (2.21) e (2.22) com as equações (2.6) e (2.7), nota-se uma troca nas relações. Em sistemas de distribuição a potência ativa P passa a ter uma relação direta com a diferença das tensões dos barramentos $E - V$, e, conseqüentemente, formando a relação $P - E$. Já a potência reativa Q apresenta uma relação com o ângulo de potência δ , resultando na relação $Q - \omega$. Isso sugere a necessidade da modificação no controle por inclinação ao aplicá-lo. Contudo, a lei do controle por inclinação modificada é dada por:

$$\omega = \omega_o + k_{q\omega}(Q - Q_o), \quad (2.23)$$

$$E = E_o - k_{pe}(P - P_o). \quad (2.24)$$

Onde $k_{q\omega}$ e k_{pe} são os coeficientes de inclinação que caracterizam as curvas da Figura 2.4. Nota-se que a variação ω é crescente em relação à Q , devido a presença do sinal negativo da equação (2.22). Isso revela que o fluxo de potência reativa em sistemas de baixa tensão assume o sentido de transmissão de um barramento defasado para um mais adiantado.

Figura 2.4: Curvas do controle por inclinação convencial.



Fonte: próprio autor.

Conforme o processo desenvolvido para obter os valores das potências em regime permanente para situação de sistemas de alta tensão e linhas com impedância predominantemente indutivas, o mesmo processo pode ser realizado para sistemas de baixa tensão e linhas predominantemente resistivas. Dessa forma, as potências obtidas são dadas por:

$$P = \frac{E_o - V}{\frac{R}{V} + k_{pe}} + \frac{P_o}{\frac{R}{Vk_{pe}} + 1} \quad (2.25)$$

$$Q = \frac{\omega - \omega_o}{k_{q\omega}} + Q_o. \quad (2.26)$$

Nota-se que o par ordenado (E_o, P_o) necessita de valores específicos para que não haja o erro em relação à referência P_o , onde E_o deve ser dado por

$$E_o = V \left(1 + \frac{P_o R}{V^2} \right). \quad (2.27)$$

Assumindo que $\Delta V = \frac{P_o R}{V}$, a equação (2.27) pode ser expressa como

$$E_o = V \left(1 + \frac{\Delta V}{V} \right). \quad (2.28)$$

Já a potência reativa Q não necessitará de valores específicos para que não haja erros em relação à referência, contanto que $\omega_o = \omega$. Sendo assim, é válida a relação $Q = Q_o$.

O exemplo da Figura 2.5 apresenta um conversor conectado e sincronizado com o barramento infinito através de uma linha de conexão com impedância predominantemente resistiva. As referências das potências são alteradas para $P^* = 3$ kW e $Q^* = 1$ kvar. Nota-se que a potência ativa apresenta erro em relação à referência, uma vez que esta é controlada pela tensão do conversor.

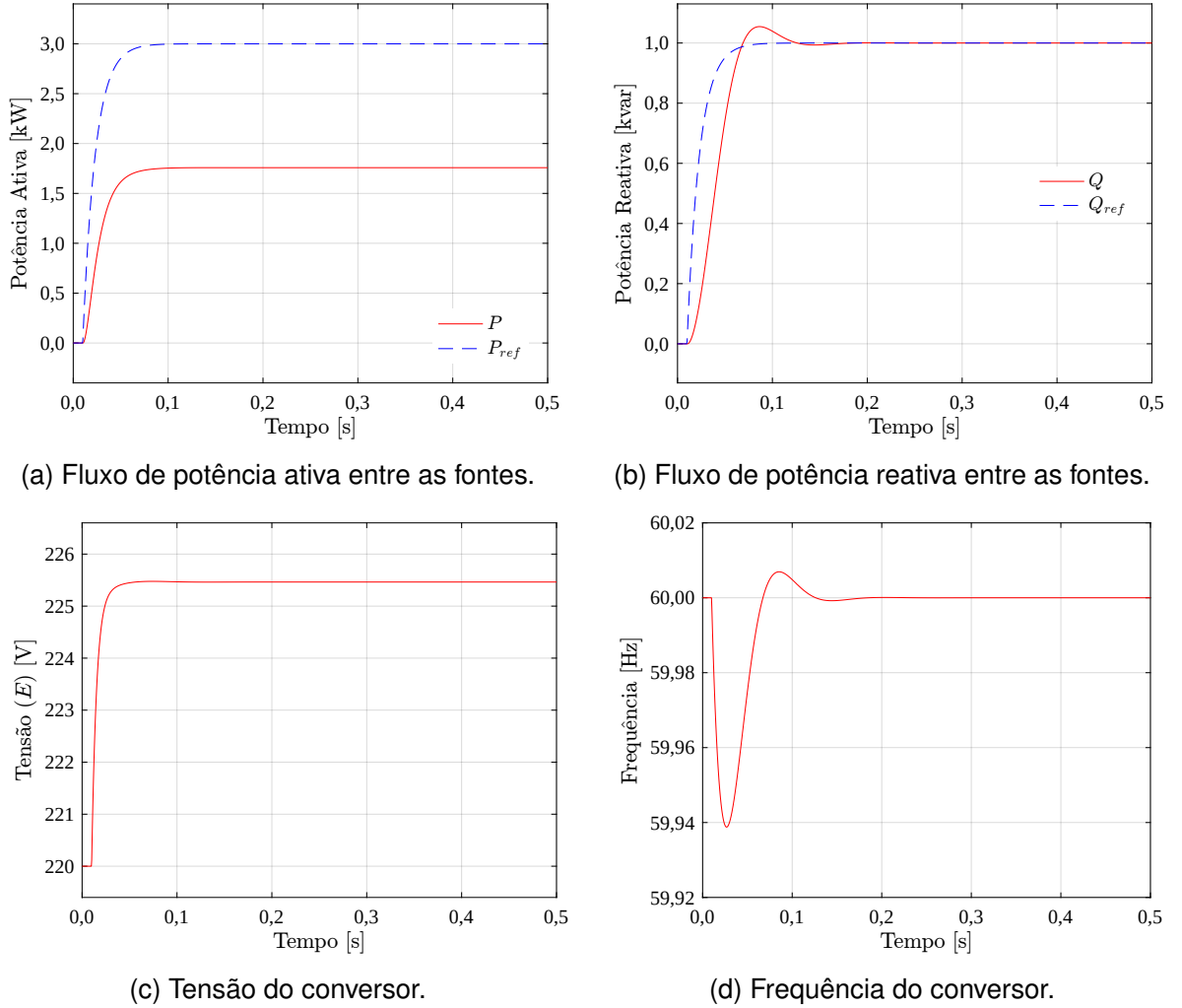
Em modo de operação ilhada da microrrede, tem-se que $P_o = 0$ e que $Q_o = 0$. Consequentemente, as leis do controle por inclinação modificado são dadas por:

$$\omega = \omega_o + k_{q\omega} Q \quad (2.29)$$

$$E = E_o - k_{pe} P \quad (2.30)$$

Ainda há possibilidade dos valores de R e X serem próximos, conforme a Tabela 2.1, em sistemas de média tensão a relação R/X apresenta o valor de 0,85 e, assim, não permitindo aproximações das equações (2.4) e (2.5). Logo, deve-se levar em consideração tanto R quanto X para se obter as leis de controle por inclinação. Para contornar este problema, uma transformada através de uma matriz de rotação $R(\theta)$, sendo θ o ângulo de impedância de linha, proposta em (BRABANDERE, 2007), é utilizada para levar a potência ativa

Figura 2.5: Operação de um conversor conectado ao barramento infinito utilizando o controle por inclinação modificado. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $k_{pe} = 6,22 \times 10^{-3} V/W$, $k_{q\omega} = 7.54 \times 10^{-4} \text{ rad/svar}$).



Fonte: próprio autor.

e reativa P e Q às componentes de potências rotacionais P' e Q' , portanto reescrevendo (2.2) e (2.3), segue que:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta & \cos\theta \\ -\cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{EV}{Z} \sin\delta \\ \left(\frac{EV}{Z} \cos\delta - \frac{V^2}{Z} \right) \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Definindo os termos:

$$P' \equiv \frac{EV}{Z} \sin\delta, \quad (2.32)$$

$$Q' \equiv \left(\frac{EV}{Z} \cos\delta - \frac{V^2}{Z} \right) \quad (2.33)$$

Tem-se que P' e Q' em função de P e Q são dados conforme:

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

Através dos novos referenciais P' e Q' , faz-se com que as leis do controle por inclinação convencional, (2.9) e (2.10), possam ser aplicadas a qualquer sistema independentemente da relação X/R da linha de conexão. No entanto, a desvantagem do método é a necessidade das informações dos valores dos parâmetros da linha de conexão (AZEVEDO, 2011). Dessa forma, algoritmos de estimação ou métodos de adaptação do controle por inclinação são necessários para aplicação do método, porém erros durante a estimação podendo acarretar na operação indevida do conversor e em um compartilhamento de potência ineficiente. Finalmente, tem-se que

$$\omega = \omega_o - k_{p\omega}(P' - P'_o), \quad (2.36)$$

$$E = E_o - k_{qe}(Q' - Q'_o) \quad (2.37)$$

ou ainda

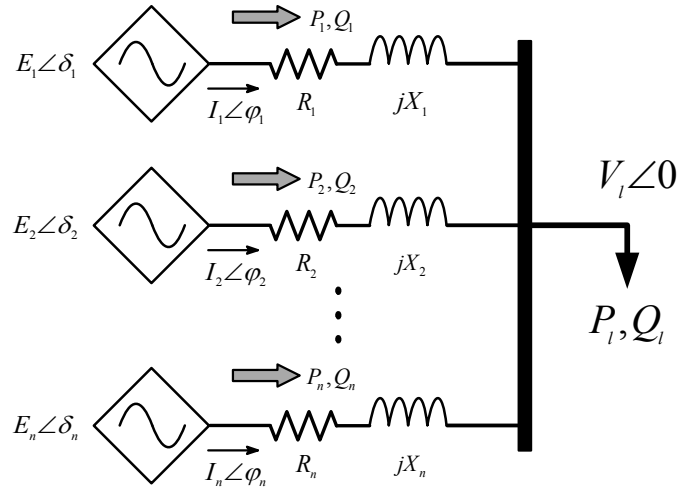
$$\omega = \omega_o - k_{p\omega}\sin(\theta)(P - P_o) + k_{p\omega}\cos(\theta)(Q - Q_o), \quad (2.38)$$

$$E = E_o - k_{qe}\cos(\theta)(P - P_o) - k_{qe}\sin(\theta)(Q - Q_o). \quad (2.39)$$

2.3 Compartilhamento de potência entre conversores

Quando uma microrrede opera em modo ilhado, logo é intuitivo fazer com que as unidades de geração forneçam uma potência proporcional a sua capacidade de processamento. À vista disso, o controle por inclinação de cada inversor deve ser ajustado adequadamente para atender tal expectativa. Para analisar o compartilhamento de potência entre as unidades de geração, é tomado como exemplo uma microrrede CA em modo ilhado apresentado em (SANTOS, 2009), cujo circuito unifilar simplificado é apresentado na Figura 2.6. Tal microrrede é caracterizada por apresentar um número n de conversores conectados diretamente ao barramento de carga. As variáveis $V_l \angle 0$, P_l e Q_l são, respectivamente, a tensão, a potência ativa e a potência reativa da carga alimentada, já os conversores estão identificados com seus devidos subíndices.

Figura 2.6: Modelo simplificado de uma microrrede em modo ilhado.



Fonte: adaptado de (SANTOS, 2009)

Assumindo que a frequência deve ser a mesma em qualquer ponto do sistema em regime permanente, pode-se concluir que a relação entre os conversores é dada por:

$$\omega = \omega_{o1} - k_{p\omega 1} P_1 = \omega_{o2} - k_{p\omega 2} P_2 = \dots = \omega_{on} - k_{p\omega n} P_n. \quad (2.40)$$

Considerando que o ponto de operação da frequência seja igual para todos os inversores, ou seja, $\omega_{o1} = \omega_{o2} = \dots = \omega_{on}$, tem-se que:

$$k_{p\omega 1} P_1 = k_{p\omega 2} P_2 = \dots = k_{p\omega n} P_n. \quad (2.41)$$

Isso faz com que seja válida a expressão apresentada em (CHANDORKAR; DIVAN, 1996), (TULADHAR, 1997) e (SATO; KAWAMURA, 2005) dada por:

$$k_{p\omega 1} S_1 = k_{p\omega 2} S_2 = \dots = k_{p\omega n} S_n. \quad (2.42)$$

Dessa forma, permitindo o ajuste dos coeficientes de inclinação da relação $P - \omega$ para o compartilhamento de potência. Essa forma de ajuste, simples e intuitiva, faz com que os coeficientes de inclinação da relação $Q - E$ sejam ajustados de maneira análoga. Assim, tais coeficientes poderiam ser ajustados através de

$$k_{qe} Q_1 = k_{qe} Q_2 = \dots = k_{qe} Q_n \quad (2.43)$$

ou então

$$k_{qe} S_1 = k_{qe} S_2 = \dots = k_{qe} S_n. \quad (2.44)$$

No entanto, as tensões dos inversores não apresentam valores iguais, posto que as impedâncias de conexões são diferentes ao longo do sistema. Contudo, pode-se assumir

a hipótese que:

$$E_1 - E_{o1} = E_2 - E_{o2} = \dots = E_n - E_{on}. \quad (2.45)$$

Considerando o desenvolvimento algébrico realizado em (ZHONG, 2013), Através da manipulação das equações (2.10) e (2.7) , tem-se que:

$$E = E_o - \frac{E_{o1} - V}{\frac{X_1}{V k_{qe1}} + 1}. \quad (2.46)$$

Através da equação (2.46) e assumindo que as tensões de operação $E_{o1}, E_{o2}, \dots, E_{on}$ sejam iguais tem-se que:

$$\frac{E_{o1} - V}{\frac{X_1}{V k_{qe1}} + 1} = \frac{E_{o2} - V}{\frac{X_2}{V k_{qe2}} + 1} = \dots = \frac{E_{on} - V}{\frac{X_n}{V k_{qen}} + 1}. \quad (2.47)$$

Para que a condição (2.47) seja verdadeira, pode-se atender a relação $k_{qe} \gg \frac{X}{V}$ ou, então, atender a relação:

$$\frac{k_{qe1}}{X_1} = \frac{k_{qe2}}{X_2} = \dots = \frac{k_{qen}}{X_n} \quad (2.48)$$

Na prática as informações das impedâncias $X_1, X_2, \dots, X_n$ são desconhecidas, dificultando assim a aplicação dessa condição. Uma solução possível corresponde a utilização de uma malha de impedância virtual nas referências das tensões para resolver tal problema.

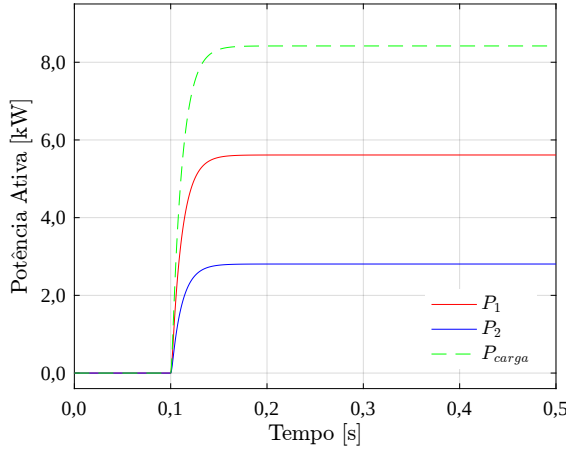
Levando em consideração a condição da equação (2.44), ao dividir (2.44) por (2.48), tem-se que:

$$X_1 S_1 = X_2 S_2 = \dots = X_n S_n \quad (2.49)$$

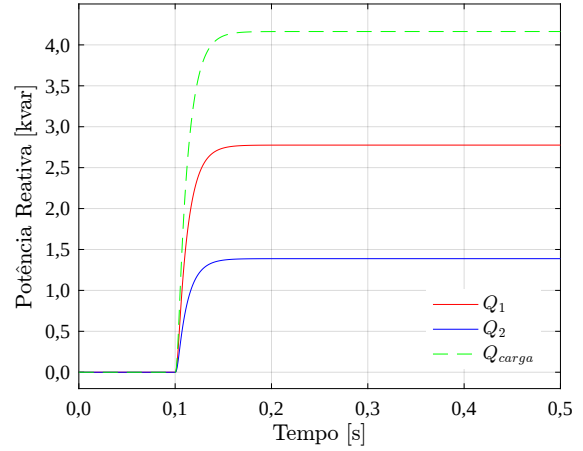
No entanto, tal ajuste não garante um compartilhamento perfeito entre as potências reativas dos conversores, pois sempre existem erros computacionais numéricos, distúrbios e derivações de parâmetros. Além disso, aproximações foram realizadas para facilitar o desenvolvimento ao longo do capítulo. Todavia, a condição da impedância de saída auxilia a mitigar os erros de compartilhamento de potências reativas. A Figura 2.7 apresenta um exemplo de dois conversores trifásicos, conectados em paralelo, suprindo uma carga linear. Os conversores são representados por duas fontes ideais controladas. Neste exemplo um conversor apresenta os coeficientes de inclinação e a impedância de conexão ajustada com intuito de processar o dobro de potência do outro conversor. Nota-se que apesar das potências ativa e reativa apresentarem valores distintos, no entanto as frequências e a tensões dos inversores permanecem idênticas.

Em operações de redes de baixa tensão e utilizando a lei de controle por inclinação modificada, o erro de compartilhamento está na malha de potência ativa, em razão de ser

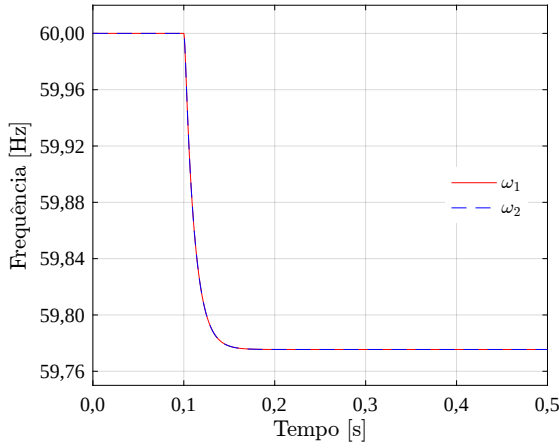
Figura 2.7: Operação de dois conversores em paralelo com coeficientes de inclinação diferentes com controle por inclinação convencional. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60\text{rad/s}$, $k_{p\omega_2}/2 = k_{p\omega_1} = 2,51 \times 10^{-4}\text{rad/sW}$, $k_{qe_2}/2 = k_{qe_1} = 9,33 \times 10^{-3}\text{V/var}$).



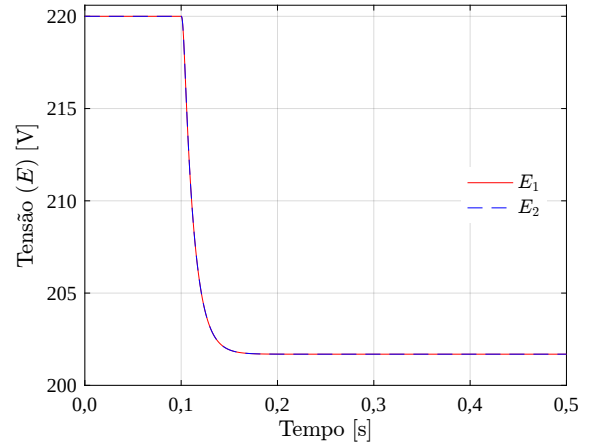
(a) Fluxo de potência ativa entre as fontes e a carga.



(b) Fluxo de potência reativa entre as fontes e a carga.



(c) Frequências dos conversores.



(d) Tensões dos conversores.

Fonte: próprio autor.

controlada pela amplitude da tensão. O processo realizado para averiguar o compartilhamento de potência para o controle por inclinação convencional também pode ser aplicado à lei de controle modificada e, assim, obter as relações de ajuste e as condições para um compartilhamento adequado. À vista disso, o ajuste de compartilhamento de potências reativas para a lei de controle modificada é dada por:

$$k_{q\omega_1}S_1 = k_{q\omega_2}S_2 = \dots = k_{q\omega_n}S_n. \quad (2.50)$$

Já o ajustes para o compartilhamento de potências ativas é dada por:

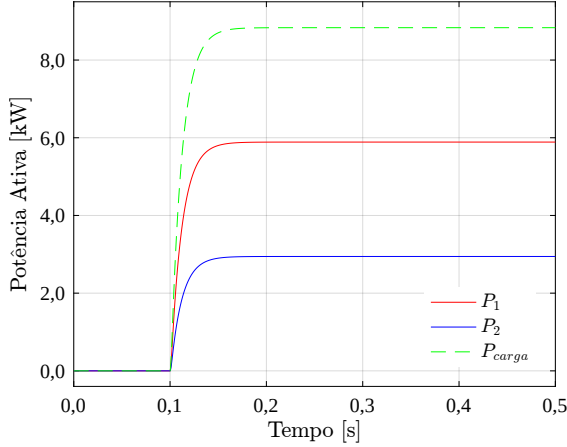
$$k_{pe1}S_1 = k_{pe2}S_2 = \dots = k_{pen}S_n. \quad (2.51)$$

Contanto que atenda a relação dada por:

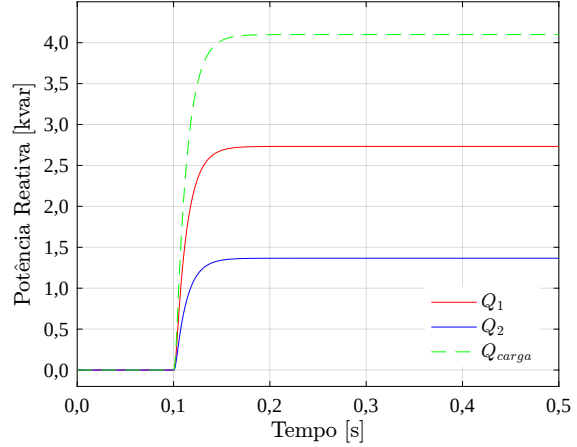
$$R_1S_1 = R_2S_2 = \dots = R_nS_n \quad (2.52)$$

Para o caso da utilização do controle por inclinação modificado em rede de baixa tensão, um exemplo é apresentado na Figura 2.8. Conforme as curvas das potências, tensões e frequências revelam, a mesma forma de ajuste dos controladores para o caso do controle por inclinação convencional pode ser realizada para sua forma modificada.

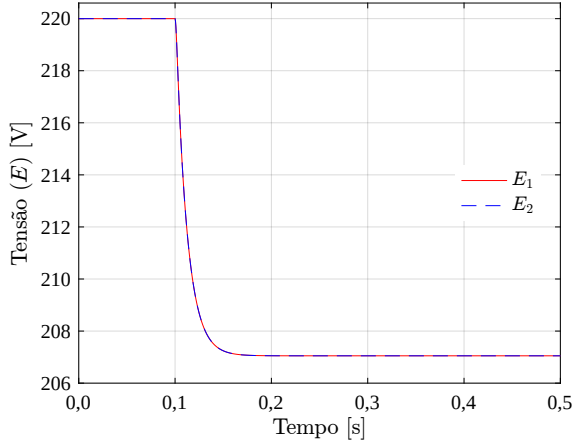
Figura 2.8: Operação de dois conversores em paralelo com coeficientes de inclinação diferentes com controle por inclinação modificado. ($E_o = 220\sqrt{2}V$, $\omega_o = 2\pi 60 \text{ rad/s}$, $k_{pe2}/2 = k_{pe1} = 3,11 \times 10^{-3} V/W$, $k_{q\omega2}/2 = k_{q\omega1} = 7.54 \times 10^{-4} \text{ rad/svar}$).



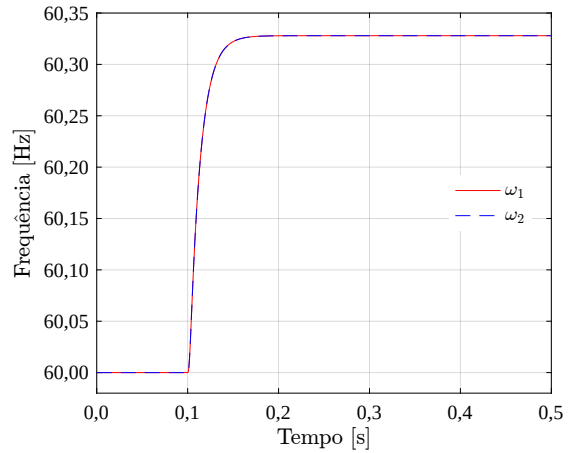
(a) Fluxo de potência ativa entre as fontes e a carga.



(b) Fluxo de potência reativa entre as fontes e a carga.



(c) Tensões dos conversores.



(d) Frequências dos conversores.

Fonte: próprio autor.

2.4 Impedância virtual

A desempenho do controle por inclinação é altamente dependente da natureza da linha onde o inversor está conectado, cuja relação X/R afeta diretamente a ação do controle de potência ativa e reativa (CARDOSO, 2017). Nas décadas passadas, grande atenção tem sido feita para melhorar a desempenho do controle por inclinação. Uma forma de

contornar a dependência da natureza da linha corresponde a implementação de uma impedância entre o inversor e a carga que pode ser realizada de forma física ou com artifício virtual. Porém, ao implementar de forma física o componente poderá ser pesado e volumoso, acarretando maior custo para o sistema, além de aumentar as perdas no inversor. Implementando uma impedância virtual tal problema é evitado (GUERRERO, 2007).

A impedância virtual é um artifício utilizado para fazer com que o conversor apresente um comportamento de um fonte de tensão em série com uma impedância.

Para um compartilhamento adequado de potência a impedância de saída do inversor deve ser fixada como indutiva, resistiva ou mista permitindo com que a leis de controle possam ser aplicadas adequadamente (GUO, 2014). Em (LI; KAO, 2009), uma indutância virtual é projetada para uma linha de conexão com uma baixa relação X/R , conseguindo obter um bom desempenho do controle por inclinação convencional. Por outro lado, o projeto da resistência virtual utilizada em (GUERRERO, 2005) proporciona um maior amortecimento ao sistema e um melhor compartilhamento de potência (GUO, 2014).

A impedância virtual pode ser aplicada contanto que se tenham as informações das correntes de saída do conversor. Em consequência, a impedância virtual pode ser aplicada na geração de referência da malha de tensão de modo que

$$v(s)^* = v(s)^{ref} - Z_v(s)i(s) \quad (2.53)$$

Sendo $Z_v(s)$ a impedância virtual no domínio da frequência dada por:

$$Z_v(s) = R_v + sL_v \quad (2.54)$$

As variáveis, $v(s)^*$, $v(s)^{ref}$ e $i(s)$ são, respectivamente, a referência da tensão de saída do conversor, a referência gerada pela malha do controle por inclinação e a corrente de saída do conversor.

Ao aplicar a impedância virtual na malha de controle de tensão, a estabilidade do sistema é viabilizada, uma vez que a impedância de conexão acabe apresentado valores definidos, e, também, fazendo com que a sensibilidade da impedância dos cabos de conexão diminua significativamente, garantindo as condições para implementação das leis de controle por inclinação adequadamente. Além disso, o compartilhamento de potência dos conversores pode ser mais bem administrado. No entanto, quanto maior for o valor da impedância virtual, consequentemente haverá maiores desvios de tensão na saída do inversor.

2.5 Ajuste do controle por inclinação

Devido a não linearidade do sistema e ao número de variáveis envolvidas na análise, determinar os coeficientes do controle por inclinação da melhor forma possível pode

não ser uma tarefa trivial. Parâmetros como impedâncias dos cabos de conexão, impedância equivalente dos conversores e a dinâmica do processo de cálculo são agentes que influenciam na determinação dos coeficientes de inclinação.

Para selecionar os coeficientes do controle por inclinação, a *IEEE Standards Coordinating Committee 21* sugere o ajuste dos coeficientes de inclinação com base nas variações máximas frequência e tensão permitidas, $\Delta\omega_{max}$ e ΔE_{max} , considerando as potências máximas, P_{max} e Q_{max} , processadas pelo inversor (ANDRADE, 2005),(COELHO, 2000),(IEEE. . . , 2011). Segue que os coeficientes para linhas predominantemente indutivas são ajustados por:

$$k_{p\omega} = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{P_{max}} \quad (2.55)$$

$$k_{qe} = \frac{E_{max} - E_{min}}{Q_{max}} \quad (2.56)$$

Já para os ajustes dos coeficientes do controle por inclinação modificado, sugere-se que

$$k_{q\omega} = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{Q_{max}} \quad (2.57)$$

$$k_{pe} = \frac{E_{max} - E_{min}}{P_{max}} \quad (2.58)$$

2.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos teóricos do controle por inclinação aplicados a microrredes CA. Esta técnica permite a operação de conversores, tanto no modo conectado à rede elétrica quanto no modo ilhado, com base apenas nas informações das potências locais. Consequentemente, não necessitando da presença de comunicação entre as unidades de GD. As principais características do conversor com controle por inclinação são:

- O desempenho do controle por inclinação é altamente dependente da natureza da linha de conexão, fazendo com que a forma de aplicação deve estar de acordo com a relação de impedância X/R . Além disso, erros em relação às potências podem ser expressivos devido à natureza da linha de conexão;
- Erros no compartilhamento de potência entre as unidades de GD podem ser causados devido a diferença entre as impedâncias das linhas de conexão. Todavia, coeficientes de inclinação com valores elevados, ou ainda, com a utilização de impedâncias

virtuais adequadas podem melhorar o compartilhamento de potência. Porém, os desvios de tensão e frequência aumentam, isso faz com que haja um compromisso entre o compartilhamento de carga e o ajuste dos parâmetros de formação de rede.

- O ajuste dos coeficientes do controle por inclinação pode ser realizado com base nas variações máximas de tensão, frequência e de potências. Porém, tal ajuste não visa a estabilidade de operação do sistema, o que acaba sendo uma desvantagem deste método.

3 MODELAGEM DE MICRORREDES E AJUSTES DO CONTROLE POR INCLINAÇÃO

Esse capítulo tem como objetivo estabelecer uma metodologia de ajuste do controle por inclinação via modelagem matemática. Dessa maneira, assegurando a estabilidade do sistema tanto para operação em modo conectado quanto em operação para modo ilhado de uma microrrede CA. Além disso, os valores limites de ganhos que concebem ao sistema uma região estável no plano complexo são determinados para os casos do controle por inclinação convencional e modificado.

3.1 Revisão de modelagem de conversores aplicados a microrredes

A modelagem de conversores dedicados a microrredes é um assunto que tem sido desenvolvido na literatura em trabalhos como (COELHO, 1999) e (RESE, 2012). Ao longo dos anos, esse assunto foi aprimorado de modo que passasse a apresentar uma ampla diversidade de metodologias, variando de modelos mais simples e baixo nível de representatividade a modelos mais complexos e fidedignos. Conceitos como espaço de estados (COELHO, 2000), transformada de Laplace (GUO, 2014), fasores dinâmicos (GUO, 2014), (MARIANI, 2014) e teoria de sincronização de sistemas (OLIVEIRA, 2012) são utilizados na realização dos ajuste dos controladores e na análise de estabilidade do sistema.

Nos trabalhos (COELHO, 1999), (COELHO, 2000) e (COELHO, 2002), são apresentados modelos lineares a pequenos sinais que negligenciam a dinâmica dos parâmetros de rede e carga. Esses trabalhos mostram um modelo de característica quase estática. Porém, a metodologia seguida utiliza os agentes que apresentam os autovalores mais dominantes no sistema e tais trabalhos são referências na modelagem de conversores dedicados a microrredes. Com base nessa metodologia, em (SANTOS, 2009) é apresentado um modelo de microrrede, originalmente dedicado a máquinas síncronas (UUDRILL, 1968), que permite uma representação de um número arbitrário de inversores conectados em paralelo.

Modelos mais sofisticados podem ser vistos em trabalhos como (POGAKU, 2007), (MARIANI, 2014) e (RESE, 2012). Em (POGAKU, 2007) é realizada uma modelagem linear no espaço de estados que leva em consideração a dinâmica dos filtros de saída do conversor, dos elementos de rede e carga e, assim, obtendo um modelo riquíssimo em detalhes do comportamento do sistema. (MARIANI, 2014) apresenta um modelo não linear e, assim, consegue descrever fenômenos que até então não eram caracterizados através de modelos lineares. Em (RESE, 2012) é apresentada uma modelagem linear da microrrede da *Consortium for Electric Reliability Technology Solution* (CERTS) que utiliza a teoria dos

grafos, permitindo descrever microrredes de grandes extensões.

Um modelo de ordem reduzida da microrrede é obtido em (GUO, 2014) através do conceito de fasores dinâmicos. Tal modelo leva em consideração a dinâmica dos filtros de medição das potências dos conversores, elementos de rede e carga. Dessa forma conseguindo ponderar a relação entre complexidade de desenvolvimento do modelo e representação do sistema.

Formas de ajustes do controle por inclinação têm sido apresentadas em trabalhos como (COELHO, 2000) e (ANDRADE, 2005), porém a estabilidade do sistema não é considerada no procedimento. Já em (ZHANG, 2014) e (WANG, 2011) utilizam o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz para delimitar os máximos valores do controle por inclinação de forma tradicional (utilizado para redes predominantemente indutivas).

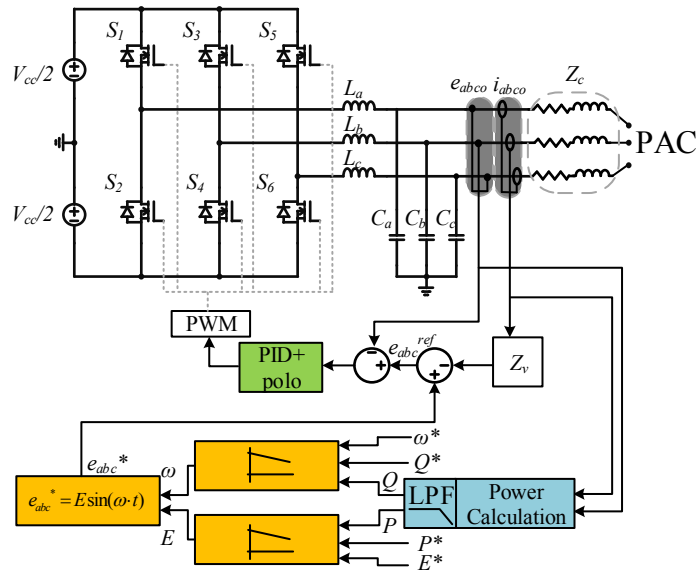
Neste trabalho, um modelo de pequenos sinais do sistema é desenvolvido com base no procedimento abordado por (COELHO, 2002), o qual é consolidado e referenciado em trabalhos como (OLIVEIRA, 2012) e (GODOY, 2010). No entanto, o procedimento aqui apresentado leva em consideração a dinâmica atribuída pelos parâmetros da rede elétrica e carga, dessa forma apresentando um modelo com maior precisão. A representação do sistema torna-se semelhante à encontrada em (GUO, 2014), além disso permitindo a modelagem modular do sistema e podendo ser estendida para casos de paralelismo de inversores. Com a obtenção do modelo, o ajuste realizado leva em consideração o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz, semelhante ao apresentado em (ZHANG, 2014) e (WANG, 2011), no entanto apresentando os ganhos delimitados para o caso de aplicação do controle por inclinação modificado (utilizado para redes predominantemente resistivas).

3.2 Esquemático do conversor utilizado

O esquemático simplificado de controle e a topologia do conversor utilizados nesse trabalho para modelagem são apresentados na Figura 3.1. A topologia utilizada corresponde a um inversor trifásico (VSI) a quatro fios, com filtro de alta frequência (LC) na saída. A estratégia de controle apresenta dois níveis de malha de controle. A malha interna corresponde ao controle da tensão da saída do conversor, que utiliza um controle do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID). A referência da malha de tensão para cada fase é gerada através da malha do controle por inclinação através do bloco $E_{sen}(\omega t)$, que possui três referências de tensão defasadas de 120° uma da outra. Além disso, é considerada a ação da impedância virtual, $Z_v = R_v$, sendo R_v a resistência virtual. A metodologia de modelagem adotada nesse trabalho não necessita das informações do comportamento interno da malha de tensão para ser aplicada, contudo a estratégia de controle é descrita no Capítulo 4 com maiores detalhes.

A forma para obter as componentes médias das potências ativa e reativa é reali-

Figura 3.1: Estrutura do conversor empregado.



Fonte: próprio autor.

zada através do cálculo de potência instantânea (AKAGI, 2007), uma vez que o sistema é trifásico, facilitando aplicação da técnica. Após o cálculo, as potências instantâneas p e q são obtidas e um filtro passa-baixas com frequência de corte ω_f é utilizado para obtenção das componentes médias da potência ativa (P) e reativa (Q), conforme descrito pelas equações (3.1) e (3.2) (COELHO, 2002). A forma da medição das potências é apresentada com maiores detalhes do Capítulo 4.

$$P(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} p(s) \quad (3.1)$$

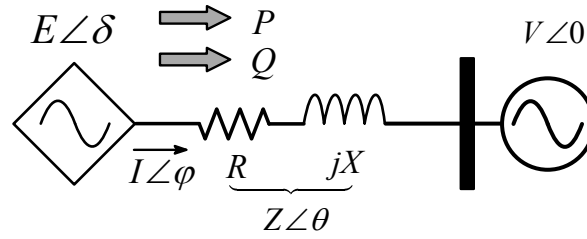
$$Q(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} q(s) \quad (3.2)$$

3.3 Modelagem de inversor conectado ao barramento infinito

3.3.1 Modelagem do inversor

Inicialmente, para o procedimento da modelagem matemática, será considerado que o sistema onde o conversor encontra-se conectado é trifásico, balanceado e isento de distorções. Além disso, despreza-se a dinâmica da malha de controle da tensão, uma vez que seja rápida o suficiente para ser negligenciada. Fazendo tais considerações, o conversor se comporta como uma fonte de tensão ideal em série com uma impedância controlada apenas pela ação do controle por inclinação. O circuito unifilar do conversor conectado à rede elétrica é apresentado na Figura 3.2, onde suas variáveis já foram apresentadas ao longo desse trabalho.

Figura 3.2: Circuito unifilar e simplificado do conversor conectado ao barramento infinito



Fonte: próprio autor.

A impedância de conexão considerada nesse trabalho é dada pela resistência R que é resultado da soma da resistência virtual, R_v , e da resistência física dos cabos de conexão, R_c . Assim tem-se a relação

$$R = R_v + R_c. \quad (3.3)$$

Para reatância de conexão considera-se que $X = L\omega$, onde L é a indutância de conexão e ω é a frequência de operação do sistema em rad/s.

A frequência de operação e a tensão do conversor são controladas pela lei do controle por inclinação descrita pelas equações (3.4) e (3.5), estas, por sua vez, são consideradas no procedimento da modelagem, para casos em que a impedância de conexão apresente predominância indutiva. Caso a impedância de conexão seja predominantemente resistiva, a lei do controle por inclinação é representada pelas equações (3.6) e (3.7).

$$\omega = \omega_0 - k_{p\omega}(P - P_0) \quad (3.4)$$

$$E = E_0 - k_{qe}(Q - Q_0) \quad (3.5)$$

$$\omega = \omega_0 + k_{q\omega}(Q - Q_0) \quad (3.6)$$

$$E = E_0 - k_{pe}(P - P_0) \quad (3.7)$$

Definidas como variáveis de estado ω , frequência de operação em rad/s, e E , amplitude de tensão, a modelagem dinâmica atenta-se exclusivamente para suas variações mínimas que são representadas pelo operador Δ e tomará como base no desenvolvimento o caso do controle por inclinação convencional e depois poderá ser adaptada facilmente para o modo modificado. Por conseguinte, as equações linearizadas do controlador são dadas por:

$$\Delta\omega = -k_{p\omega}\Delta P \quad (3.8)$$

$$\Delta E = -k_{qe}\Delta Q \quad (3.9)$$

O procedimento para obter os valores das potências P e Q emprega filtros de medição, os quais são responsáveis pela atenuação de oscilações presentes nas potências instantâneas. Os filtros de medição interferem de forma significativa na resposta dinâmica e, portanto, são indispensáveis na modelagem. Dessa forma, é substituídas as relações das equações (3.1) e (3.2) nas equações do controle por inclinação (3.8) e (3.9), obtendo:

$$\Delta\omega(s) = -k_{p\omega} \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \Delta p(s) \quad (3.10)$$

$$\Delta E(s) = -k_{qe} \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \Delta q(s) \quad (3.11)$$

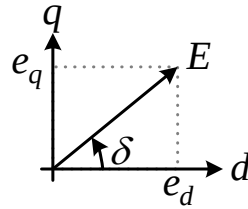
As equações (3.10) e (3.11) podem ser escritas em equações diferenciais ao aplicar a transformada inversa de Laplace em ambas. As equações diferenciais são dadas por:

$$\Delta\dot{\omega} = -\omega_f \Delta\omega - \omega_f k_{p\omega} \Delta p, \quad (3.12)$$

$$\Delta\dot{E} = -\omega_f \Delta E - \omega_f k_{qe} \Delta q. \quad (3.13)$$

O sistema pode ser descrito em coordenadas de eixos síncronos, dq . Para isso, a relação entre a tensão $E \angle \delta$ e as coordenadas de eixos síncronos e_d e e_q é dada pela Figura 3.3.

Figura 3.3: Relação entre a tensão fasorial e as coordenadas de eixos síncronos.



Fonte: próprio autor.

O ângulo de potência δ apresenta a seguinte relação entre as tensões de eixo direto, e_d , e eixo de quadratura, e_q :

$$\delta = \arctg \left(\frac{e_q}{e_d} \right). \quad (3.14)$$

A variação de δ pode ser representada através de uma equação linear com base nas derivadas parciais das tensões de eixo direto e de quadratura, assim fazendo com que a seguinte relação seja válida:

$$\Delta\delta = \frac{\partial\delta}{\partial e_d} \Delta e_d + \frac{\partial\delta}{\partial e_q} \Delta e_q. \quad (3.15)$$

Ao aplicar as derivadas parciais em um ponto específico de operação (E_d, E_q) , tem-se que:

$$\frac{\partial\delta}{\partial e_d} = m_d = \frac{-E_q}{E_d^2 + E_q^2} \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial \delta}{\partial e_q} = m_q = \frac{E_d}{E_d^2 + E_q^2} \quad (3.17)$$

Sabendo que $\Delta \delta$ e $\Delta \omega$ apresentam uma relação dada por:

$$\Delta \dot{\delta} = \Delta \omega. \quad (3.18)$$

Uma relação entre a variação de ω com as variações e_d e e_q pode ser determinada ao derivar ambos os lados da equação (3.15), consequentemente tem-se que:

$$\Delta \omega = \frac{\partial \delta}{\partial e_d} \Delta \dot{e}_d + \frac{\partial \delta}{\partial e_q} \Delta \dot{e}_q \quad (3.19)$$

A amplitude de tensão E é relacionado a e_d e e_q através da seguinte função:

$$E = \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \quad (3.20)$$

A variação da tensão ΔE é obtida através do mesmo procedimento aplicado δ e expressa na equação (3.21).

$$\Delta E = \frac{\partial E}{\partial e_d} \Delta e_d + \frac{\partial E}{\partial e_q} \Delta e_q \quad (3.21)$$

onde:

$$\frac{\partial E}{\partial e_d} = n_d = \frac{E_d}{\sqrt{E_d^2 + E_q^2}}, \quad (3.22)$$

$$\frac{\partial E}{\partial e_q} = n_q = \frac{E_q}{\sqrt{E_d^2 + E_q^2}}. \quad (3.23)$$

Além disso, a relação da equação (3.21) é válida para derivada de ΔE e, assim, tem-se que:

$$\Delta \dot{E} = \frac{\partial E}{\partial e_d} \Delta \dot{e}_d + \frac{\partial E}{\partial e_q} \Delta \dot{e}_q. \quad (3.24)$$

A partir das equações (3.19), (3.21) e (3.24) torna-se possível isolar $\Delta \dot{e}_d$ e $\Delta \dot{e}_q$. Com sucessivas manipulações algébricas, utilizando as equações (3.12), (3.19), (3.21) e (3.24) é possível obter comportamento dinâmico das tensões de eixo direto e do eixo de quadratura.

$$\Delta \dot{e}_d = \frac{n_q}{m_d n_q - m_q n_d} \Delta \omega + \frac{m_q n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \Delta e_d + \frac{m_q n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \Delta e_q + \frac{m_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} k_q \Delta q \quad (3.25)$$

$$\Delta \dot{e}_q = \frac{-n_d}{m_d n_q - m_q n_d} \Delta \omega + \frac{-m_d n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \Delta e_d + \frac{-m_d n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \Delta e_q + \frac{-m_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} k_q \Delta q \quad (3.26)$$

Um sistema representado em espaço de estados pode ser apresentado considerando as equações (3.13), (3.25) e (3.25). Logo, o comportamento do conversor mediante a injeção de potência é obtido por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta\omega} \\ \dot{\Delta e_d} \\ \dot{\Delta e_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_f & 0 & 0 \\ \frac{n_q}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{m_q n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{m_q n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \\ \frac{-n_d}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{-m_d n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{-m_d n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega_f & 0 \\ 0 & \frac{-m_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \\ 0 & \frac{m_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_{p\omega} & 0 \\ 0 & k_{qe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

O espaço de estados em representação matricial pode ser representado por:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} = \mathbf{A}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} - \mathbf{B}_{vsi} \mathbf{K}_{vsi} \Delta \mathbf{s}_{vsi}. \quad (3.28)$$

Esse sistema pode ser facilmente adaptado para a forma modificada do controle por inclinação ao assumir que $\mathbf{K}_{vsi}$ é dado por:

$$\mathbf{K}_{vsi} = \begin{bmatrix} 0 & -k_{q\omega} \\ k_{qe} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

Considerando apenas as variáveis e_d e e_q , a saída $\mathbf{y}_{vsi}$ é dada por:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Essa expressão é equivalente a seguinte equação em notação matricial:

$$\mathbf{y}_{vsi} = \mathbf{C}_{vsi} \mathbf{x}_{vsi}. \quad (3.31)$$

Considerando que:

$$\Delta \mathbf{u}_{vsi} = -\mathbf{K}_{vsi} \Delta \mathbf{s}_{vsi}. \quad (3.32)$$

A partir das equações (3.28), (3.31) e (3.32), a dinâmica do VSI pode ser descrita pelo seguinte sistema em espaço de estados:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} = \mathbf{A}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{vsi} \quad (3.33)$$

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi} = \mathbf{C}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} \quad (3.34)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{vsi} = -\mathbf{K}_{vsi} \Delta \mathbf{s}_{vsi} \quad (3.35)$$

3.3.2 Modelagem da rede

As variáveis de estados da rede consideradas são correntes de eixo direto, i_d , e de quadratura, i_q . Conforme (KUNDUR, 1994), a dinâmica dessas variáveis pode ser descrita como:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Reescrevendo a equação (3.36) com notação matricial, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{rede} = \mathbf{A}_{rede}\mathbf{x}_{rede} + \mathbf{B}_{rede1}\mathbf{u}_{rede} + \mathbf{B}_{rede2}\mathbf{w}_{rede}. \quad (3.37)$$

Sendo as correntes i_d e i_q variáveis observáveis do sistema, tem-se que:

$$\mathbf{y}_{rede} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{rede} \quad (3.38)$$

$$\mathbf{y}_{rede} = \mathbf{C}_{rede}\mathbf{x}_{rede} \quad (3.39)$$

Considerando que o comportamento das correntes é linear, logo é válido representar o sistema linearizado dado por:

$$\Delta\dot{\mathbf{x}}_{rede} = \mathbf{A}_{rede}\Delta\mathbf{x}_{rede} + \mathbf{B}_{rede1}\Delta\mathbf{u}_{rede} + \mathbf{B}_{rede2}\Delta\mathbf{w}_{rede} \quad (3.40)$$

$$\Delta\mathbf{y}_{rede} = \mathbf{C}_{rede}\mathbf{x}_{rede} \quad (3.41)$$

3.3.3 Medição das potências

O sistema é realimentado através das potências p e q , onde em sistemas trifásicos suas expressões são dadas por:

$$p = 3e_d i_d + 3e_q i_q \quad (3.42)$$

$$q = -3e_d i_q + 3e_q i_d \quad (3.43)$$

As variações das potências instantâneas em um determinado ponto de operação são representadas por (COELHO, 2002):

$$\begin{bmatrix} \Delta p \\ \Delta q \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} I_d & I_q \\ -I_q & I_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} + 3 \begin{bmatrix} E_d & E_q \\ E_q & -E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

Sendo sua representação matricial dada por:

$$\Delta\mathbf{s}_{vsi} = \mathbf{I}_{dq}\Delta\mathbf{y}_{vsi} + \mathbf{E}_{dq}\Delta\mathbf{y}_{rede}. \quad (3.45)$$

Sendo que:

$$\mathbf{I}_{dq} = 3 \begin{bmatrix} I_d & I_q \\ -I_q & I_d \end{bmatrix}; \quad \mathbf{E}_{dq} = 3 \begin{bmatrix} E_d & E_q \\ E_q & -E_d \end{bmatrix}.$$

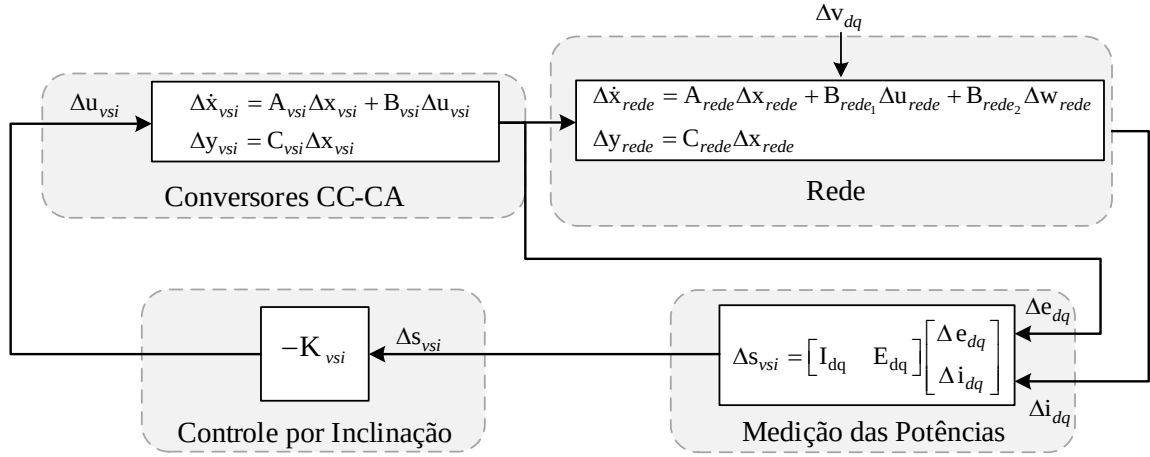
O vetor de potência $\Delta\mathbf{s}_{vsi}$ em função dos vetores das variáveis de estados $\Delta\mathbf{x}_{vsi}$ e $\Delta\mathbf{x}_{rede}$ pode ser descrito como:

$$\Delta\mathbf{s}_{vsi} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{dq}\mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{E}_{dq}\mathbf{C}_{rede} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x}_{vsi} \\ \Delta\mathbf{x}_{rede} \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

3.3.4 Diagrama de blocos do sistema em malha fechada

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos que descreve as relações dos sistemas modelados até então. A representação do comportamento do VSI com a rede elétrica pode ser apresentada em um único espaço de estados. Para isso, utiliza-se as relações entre sistemas em espaço de estados apresentadas em (DUKE, 1986).

Figura 3.4: Diagrama de blocos do inversor conectado ao barramento infinito.



Fonte: próprio autor.

A dinâmica do conversor, equação (3.28), e a dinâmica da conexão, equação (3.37), podem ser representadas em um único sistema pela equação (3.47), enquanto sua forma compacta é dada por (3.48).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{rede} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi} & 0 \\ \mathbf{B}_{rede1} \mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{A}_{rede} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi} \\ \Delta \mathbf{x}_{rede} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{vsi} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{vsi} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}_{vsi} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{w}_{rede} \quad (3.47)$$

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s \Delta \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_{s1} \Delta \mathbf{u}_s + \mathbf{B}_{s2} \Delta \mathbf{w}_s \quad (3.48)$$

A observação do sistema corresponde a equação (3.46), onde sua forma compacta corresponde a:

$$\Delta \mathbf{y}_s = \mathbf{C}_s \Delta \mathbf{x}_s. \quad (3.49)$$

O sistema em malha fechada é obtido ao substituir $\Delta \mathbf{u}_s = -\mathbf{K}_{vsi} \Delta \mathbf{y}_s$ e, assim, tem-se que:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_s = (\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_{s1} \mathbf{K}_{vsi} \mathbf{C}_s) \Delta \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_{s2} \Delta \mathbf{w}_s \quad (3.50)$$

Os autovalores do sistema podem ser obtidos através da solução do determinante da seguinte expressão:

$$\det(\lambda_s \mathbf{I} - \mathbf{A}_s + \mathbf{B}_{s1} \mathbf{K}_{vsi} \mathbf{C}_s) = 0 \quad (3.51)$$

Sendo I uma matriz identidade adequada em relação ao sistema e λ_s representa os autovalores a serem determinados.

3.3.5 Validação da planta

A validação do modelo matemático desenvolvido é realizada ao compara-lo com o circuito simulado. O sistema é validado em aberta e em malha fechada.

Para validação em malha aberta é aplicado um degrau na frequência de 10 rad/s com duração de 4 ms no tempo de 50 ms e um degrau 10 V em 100 ms. A Figura 3.5 apresenta a comparação entre o modelo matemático e o circuito simulado. Nota-se uma boa representação do sistema com baixos desvios nos valores. Porém, conforme as potências aumentam a diferença entre o modelo e a simulação é maior. Isso ocorre devido ao modelo ser linearizado nos valores nulos de potência.

A validação do sistema em malha fechada é realizada através de uma perturbação ocorrida na amplitude da tensão da rede, 5 V, e na fase, 5 rad, no tempo de 50 ms, assim conseguindo relaciona-las com as coordenadas v_d e v_q do modelo matemático. As variáveis analisadas são as componentes médias das potências instantâneas p e q , as quais apresentam valores nulos antes da perturbação na tensão da rede e que são mostradas na Figura 3.6. Para validação do modelo é utilizado o controle por inclinação em sua forma modificada. Os valores dos parâmetros para a validação do modelo matemático são apresentados na Tabela 3.1. As especificações utilizadas para a simulação do inversor são as mesmas apresentadas no Capítulo 4 desse trabalho.

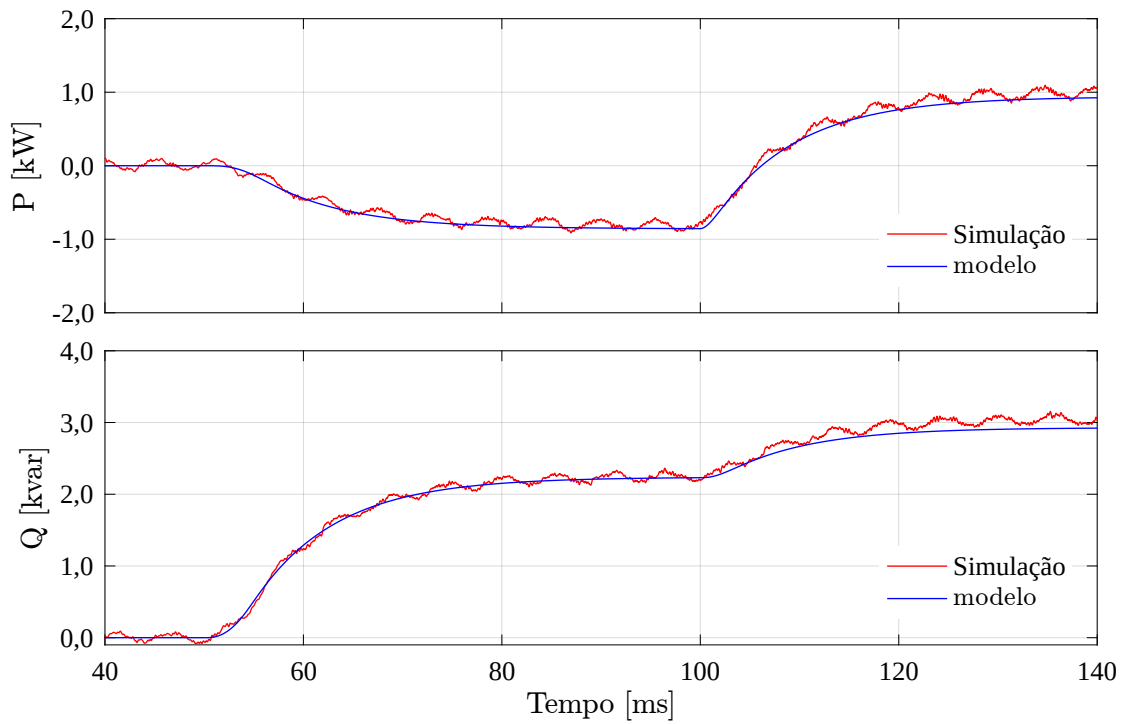
Tabela 3.1: Parâmetros para validação do modelo do conversor conectado ao barramento infinito

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão eficaz nominal do sistema	E	220 V
Frequência nominal	f	60 Hz
Frequência de corte do filtro de medição das potências	ω_f	120 rad/s
Resistência de conexão	R	2,26 Ω
Indutância de conexão	L	2,33 mH
Coeficiente $P - E$ do conversor	k_{pe}	0,33 m V/W
Coeficiente $Q - \omega$ do conversor	$k_{q\omega}$	4,3 m rad/svar

3.4 Modelagem da microrrede com número arbitrário de inversores em paralelo

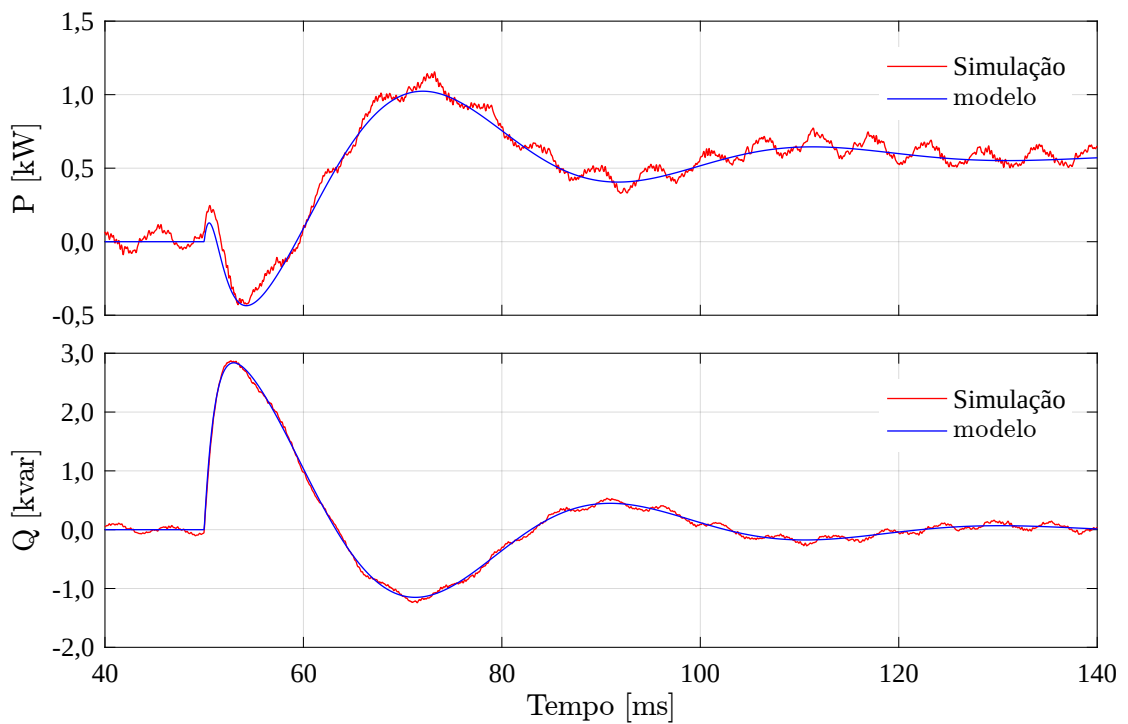
A topologia de microrrede modelada é apresentada na forma simplificada e fasorial na Figura 3.7. As variáveis E_i e δ_i são a amplitude de tensão e a posição angular em relação ao PAC, respectivamente. A resistência R_i e a reatância $X_i = L_i\omega$, sendo L_i indutância

Figura 3.5: Resposta das potências ao degrau da frequência e tensão.



Fonte: próprio autor.

Figura 3.6: Resposta das potências ao degrau de tensão da rede.

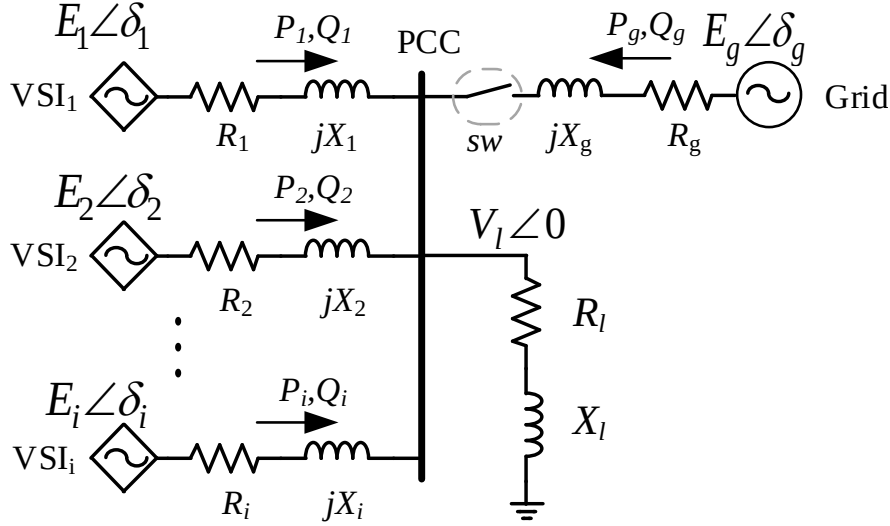


Fonte: próprio autor.

de linha e ω a frequência de operação em rad/s, descrevem a impedância de conexão. A impedância de conexão é definida pela soma das impedâncias equivalente do VSI, virtual

e física de conexão. V_l , R_l e X_l são a tensão, a resistência equivalente e a reatância equivalente de carga, respectivamente. Considera-se que os VSI's são fontes de tensão controladas e que as três fases são equilibradas no desenvolvimento da modelagem.

Figura 3.7: Topologia de rede com um número arbitrário de conversores conectados em paralelo.



Fonte: próprio autor.

3.4.1 Modelagem dos conversores em paralelo

Conforme demonstrado em (COELHO, 2002), o modelo linear do VSI de ordem reduzida pode ser obtido através da análise em pequenos sinais no sistema de coordenadas de eixos síncronos, dq , considerando a dinâmica dos filtros de medição das potências de primeira ordem e a lei de controle por inclinação. O mesmo modelo do VSI representado pelas equações (3.33) a (3.34) é descrito pelas equações de (3.52) à (3.54) com notações adequadas para o VSI de índice i .

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi_i} = \mathbf{A}_{vsi_i} \Delta \mathbf{x}_{vsi_i} + \mathbf{B}_{vsi_i} \Delta \mathbf{u}_{vsi_i} \quad (3.52)$$

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi_i} = \mathbf{C}_{vsi_i} \Delta \mathbf{x}_{vsi_i} \quad (3.53)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{vsi_i} = -\mathbf{K}_{vsi_i} \Delta \mathbf{s}_{vsi_i} \quad (3.54)$$

A representação paralela dos inversores pode ser representada em um único espaço de estados (DUKE, 1986). Ao realizar a representação dos inversores em paralelo as

dinâmicas das tensões são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi_1} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{vsi_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{A}_{vsi_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi_1} \\ \Delta \mathbf{x}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{x}_{vsi_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{vsi_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{vsi_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{B}_{vsi_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{vsi_1} \\ \Delta \mathbf{u}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}_{vsi_i} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{y}_{vsi_1} \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{vsi_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_{vsi_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{C}_{vsi_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi_1} \\ \Delta \mathbf{x}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{x}_{vsi_i} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

O vetor de entrada do sistema esta em função dos controladores e das potências medidas de cada inversor, e pode ser expresso pela seguinte equação.

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{vsi_1} \\ \Delta \mathbf{u}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}_{vsi_i} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{vsi_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{K}_{vsi_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{K}_{vsi_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{s}_{vsi_1} \\ \Delta \mathbf{s}_{vsi_2} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{s}_{vsi_i} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

As equações (3.55), (3.56) e (3.57) na notação matricial, respectivamente, são:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} = \mathbf{A}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{B}_{vsi} \Delta \mathbf{u}_{vsi} \quad (3.58)$$

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi} = \mathbf{C}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} \quad (3.59)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{vsi} = -\mathbf{K}_{vsi} \Delta \mathbf{s}_{vsi} \quad (3.60)$$

3.4.2 Modelagem das conexões e carga

Objetivando a obtenção do comportamento das correntes, modela-se as conexões e a carga da Figura 3.7 utilizando notação matricial em coordenadas dq . Logo, com base em (KUNDUR, 1994), a corrente de carga, $\mathbf{i}_{dq_i}$, de conexão de índice i , $\mathbf{i}_{dq_i}$, são dadas pelas equações diferenciais (3.62) e (3.64), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} v_{d_l} \\ v_{q_l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_l & \omega L_l \\ -\omega L_l & R_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_l} \\ i_{q_l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_l & 0 \\ 0 & L_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d_l} \\ \dot{i}_{q_l} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{v}_{dq_l} = \mathbf{Z}_{dq_l} \mathbf{i}_{dq_l} + \mathbf{L}_{dq_l} \dot{\mathbf{i}}_{dq_l} \quad (3.62)$$

$$\begin{bmatrix} e_{d_i} \\ e_{q_i} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{d_l} \\ v_{q_l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_i & \omega L_i \\ -\omega L_i & R_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_i} \\ i_{q_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_l & 0 \\ 0 & L_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d_i} \\ \dot{i}_{q_i} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$\mathbf{e}_{dq_i} - \mathbf{v}_{dq_i} = \mathbf{Z}_{dq_i} \mathbf{i}_{dq_i} + \mathbf{L}_{dq_i} \dot{\mathbf{i}}_{dq_i} \quad (3.64)$$

Considerando que cada fasor $E\angle\delta$ está de acordo com um equivalente e_{dq} , tem-se que os vetores são dados por:

$$\mathbf{i}_{dq_i} = \begin{bmatrix} i_{d_i} & i_{q_i} \end{bmatrix}^T, \mathbf{v}_{dq_i} = \begin{bmatrix} v_{d_i} & v_{q_i} \end{bmatrix}^T, \mathbf{e}_{dq_i} = \begin{bmatrix} e_{d_i} & e_{q_i} \end{bmatrix}^T$$

Sabendo que $X = L\omega$, a representação da indutância, da resistência e da impedância são dadas, respectivamente, por:

$$\mathbf{L}_{dq_i} = \begin{bmatrix} L_i & 0 \\ 0 & L_i \end{bmatrix}; \mathbf{R}_{dq_i} = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & R_i \end{bmatrix}; \mathbf{Z}_{dq_i} = \begin{bmatrix} R_i & L_i\omega \\ -L_i\omega & R_i \end{bmatrix}.$$

Onde $\mathbf{i}_{dq_i}$ e $\mathbf{e}_{dq_i}$ são, respectivamente, a corrente e tensão da i -ésima fonte de alimentação e, L_i e R_i são a indutância e a resistência com seu devido índice.

Considerando que as correntes das conexões são variáveis de estado do sistema e representadas pelo vetor:

$$\mathbf{x}_{mg} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq_1} & \mathbf{i}_{dq_2} & \cdots & \mathbf{i}_{dq_i} & \mathbf{i}_{dq_g} \end{bmatrix}^T.$$

Sabendo que a corrente de carga é dada pela combinação linear das correntes das conexões, logo ela pode ser apresentada em função do vetor de estados $\mathbf{x}_{mg}$. A partir dessa consideração a corrente de carga pode ser desenvolvida e ser representada pela equação (3.67).

$$\mathbf{i}_{dq_l} = \mathbf{i}_{dq_1} + \mathbf{i}_{dq_2} + \cdots + \mathbf{i}_{dq_i} + \mathbf{i}_{dq_g} \quad (3.65)$$

$$\mathbf{i}_{dq_l} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} & \cdots & \mathbf{I} \end{bmatrix}_{2 \times 2n} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq_1} \\ \mathbf{i}_{dq_2} \\ \cdots \\ \mathbf{i}_{dq_i} \\ \mathbf{i}_{dq_g} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

$$\mathbf{i}_{dq_l} = I_{\Sigma} \mathbf{x}_{mg} \quad (3.67)$$

Sendo que:

$$I_{\Sigma} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{I} & \cdots & \mathbf{I} \end{bmatrix}_{2 \times 2n}.$$

A matriz identidade $\mathbf{I}$ é de ordem dois e n é o número de conexões que a carga apresenta.

Além da corrente de carga, a tensão de carga pode ser apresentada em função de $\mathbf{x}_{mg}$. Para isso, deve-se substituir a equação (3.67) em (3.62), consequentemente a tensão na carga é dada por:

$$\mathbf{v}_{dq_l} = \mathbf{Z}_l \mathbf{I}_\Sigma \mathbf{x}_{mg} + \mathbf{L}_l \mathbf{I}_\Sigma \dot{\mathbf{x}}_{mg} \quad (3.68)$$

Em uma microrrede as tensões são divididas entre controláveis, sendo as tensões dos conversores, e não controláveis, tensões da rede. Para a representação da microrrede em sistema único na forma de espaço de estados, as tensões são divididas em dois vetores, sendo o vetor $\mathbf{u}_{mg}$ composto pelas tensões controláveis e $\mathbf{w}_{mg}$ o vetor das tensões não controláveis. À vista disto, tem-se que:

$$\mathbf{u}_{mg} = [\mathbf{e}_{dq_1} \quad \mathbf{e}_{dq_2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{dq_i}]^T$$

$$\mathbf{w}_{mg} = \mathbf{e}_{dq_g}$$

Dessa forma, ao considerar um vetor de tensão $\mathbf{e}_{dq}$ para o sistema, este é representado como combinação dos vetores $\mathbf{u}_{mg}$ e $\mathbf{w}_{mg}$ de forma que:

$$\mathbf{e}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{I} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{I} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{dq_1} \\ \mathbf{e}_{dq_2} \\ \vdots \\ \mathbf{e}_{dq_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{e}_{dq_g} \quad (3.69)$$

$$\mathbf{e}_{dq} = \mathbf{I}_{vsi} \mathbf{u}_{mg} + \mathbf{I}_g \mathbf{w}_{mg} \quad (3.70)$$

Sendo

$$\mathbf{I}_{vsi} = \begin{bmatrix} (2n_{vsi}) \\ \mathbf{I} \\ (2 \times 2n_{vsi}) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \mathbf{I}_g = \begin{bmatrix} (2n_{vsi} \times 2) \\ \mathbf{0} \\ (2) \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}.$$

Os termos acima das matrizes identidade $\mathbf{I}$ e nula $\mathbf{0}$ descrevem a ordem da matriz, sendo que n_{vsi} representa o número de inversores conectados a carga.

Estendendo a equação (3.64) para todas as correntes de conexão e utilizando a equação (3.70), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{dq_1} \\ \mathbf{e}_{dq_2} \\ \vdots \\ \mathbf{e}_{dq_g} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \\ \cdots \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{dq_l} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{dq_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{Z}_{dq_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{Z}_{dq_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq_1} \\ \mathbf{i}_{dq_2} \\ \vdots \\ \mathbf{i}_{dq_g} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_{dq_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{L}_{dq_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{dq_1} \\ \dot{\mathbf{i}}_{dq_2} \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{i}}_{dq_g} \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

$$\mathbf{e}_{dq} - \mathbf{I}_{\Sigma}^T \mathbf{v}_{dq} = \mathbf{Z}_{mg} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{L}_{mg} \dot{\mathbf{i}}_{dq} \quad (3.72)$$

Consequentemente, tem-se que:

$$\mathbf{I}_{vsi} \mathbf{u}_{mg} + \mathbf{I}_g \mathbf{w}_{mg} - \mathbf{I}_{\Sigma}^T \mathbf{v}_{dq} = \mathbf{Z}_{mg} \mathbf{x}_{mg} + \mathbf{L}_{mg} \dot{\mathbf{x}}_{mg} \quad (3.73)$$

Sendo que:

$$\mathbf{L}_{mg} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_{dq2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{L}_{dqg} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Z}_{mg} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{dq1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{Z}_{dq2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{Z}_{dqg} \end{bmatrix}.$$

Substituindo (3.68) em (3.73) e isolando a $\dot{\mathbf{x}}_{mg}$ a equação dinâmica em espaço de estados (3.74) é obtida. Para a equação de observação em espaço de estado (3.75), considera-se que apenas as correntes dos conversores podem ser medidas, essa consideração determina a forma da matriz $\mathbf{C}_{mg}$. A partir de tais considerações, o sistema da microrrede é linear o que faz com que seu equivalente linearizado em um determinado ponto de operação seja dado por:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{mg} = \mathbf{A}_{mg} \Delta \mathbf{x}_{mg} + \mathbf{B}_{mg} \Delta \mathbf{u}_{mg} + \mathbf{B}_{mgd} \Delta \mathbf{w}_{mg} \quad (3.74)$$

$$\Delta \mathbf{y}_{mg} = \mathbf{C}_{mg} \Delta \mathbf{x}_{mg} \quad (3.75)$$

Onde:

$$\mathbf{A}_{mg} = -(\mathbf{L}_{mg} + \mathbf{I}_{\Sigma}^T \mathbf{L}_c \mathbf{I}_{\Sigma})^{-1} (\mathbf{Z}_{mg} + \mathbf{I}_{\Sigma}^T \mathbf{Z}_c \mathbf{I}_{\Sigma}),$$

$$\mathbf{B}_{mg} = -(\mathbf{L}_{mg} + \mathbf{I}_{\Sigma}^T \mathbf{L}_c \mathbf{I}_{\Sigma})^{-1} \mathbf{I}_{vsi},$$

$$\mathbf{B}_{mgd} = -(\mathbf{L}_{mg} + \mathbf{I}_{\Sigma}^T \mathbf{L}_c \mathbf{I}_{\Sigma})^{-1} \mathbf{I}_g,$$

$$\mathbf{C}_{mg} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}^{(n_{vsi})} & 0 \end{bmatrix}.$$

3.4.3 Medição das potências

Uma vez que as potências fornecidas pelos inversores são as variáveis a serem realimentadas, é necessário estabelecer as expressões linearizadas dessas potências. Essa afirmação acaba justificando o desenvolvimento da modelagem utilizar o sistema de coordenadas dq , uma vez que as variáveis são aperiódicas e facilitando a linearização das expressões das potências.

A potência ativa p_i e a reativa q_i de saída do i -ésimo conversor são dadas, respectivamente, pelas equações (3.76) e (3.77) em função das tensões e correntes de eixos síncronos dq .

$$p_i = 3e_{d_i}i_{d_i} + 3e_{q_i}i_{q_i} \quad (3.76)$$

$$q_i = -3e_{d_i}i_{q_i} + 3e_{q_i}i_{d_i} \quad (3.77)$$

Ao linearizar em torno de um ponto de operação, as equações das potências (3.76) e (3.77), tem-se que:

$$\Delta \mathbf{s}_{vsi_i} = \begin{bmatrix} \Delta p_i \\ \Delta q_i \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} I_{d_i} & I_{q_i} \\ -I_{q_i} & I_{d_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{d_i} \\ \Delta e_{q_i} \end{bmatrix} + 3 \begin{bmatrix} E_{d_i} & E_{q_i} \\ E_{q_i} & -E_{d_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{d_i} \\ \Delta i_{q_i} \end{bmatrix}. \quad (3.78)$$

$$\Delta \mathbf{s}_{vsi_i} = \mathbf{I}_{dq_i} \Delta \mathbf{e}_{dq_i} + \mathbf{E}_{dq_i} \Delta \mathbf{i}_{dq_i}. \quad (3.79)$$

Sendo:

$$\mathbf{I}_{dq_i} = 3 \begin{bmatrix} I_{d_i} & I_{q_i} \\ -I_{q_i} & I_{d_i} \end{bmatrix}, \mathbf{E}_{dq_i} = 3 \begin{bmatrix} E_{d_i} & E_{q_i} \\ E_{q_i} & -E_{d_i} \end{bmatrix}.$$

As constantes I_{d_i} , I_{q_i} , E_{d_i} e E_{q_i} são os valores das correntes e tensões no ponto de operação. O vetor que representa as potências dos conversores é dado por:

$$\Delta \mathbf{s}_{vsi} = [\Delta \mathbf{s}_{vsi_1} \quad \Delta \mathbf{s}_{vsi_2} \quad \cdots \quad \Delta \mathbf{s}_{vsi_i}]^T.$$

Sabendo que as tensões e as correntes são variáveis observáveis dos VSI's e das conexões conforme as equações (3.52) e (3.75), o vetor das potências pode ser apresentado em função dos vetores $\Delta \mathbf{x}_{vsi}$ e $\Delta \mathbf{x}_{mg}$, conforme a equação (3.80).

$$\Delta \mathbf{s}_{vsi} = [\mathbf{I}_{dq} \mathbf{C}_{vsi} \quad \mathbf{E}_{dq} \mathbf{C}_{mg}] \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi} \\ \Delta \mathbf{x}_{mg} \end{bmatrix}. \quad (3.80)$$

Sendo:

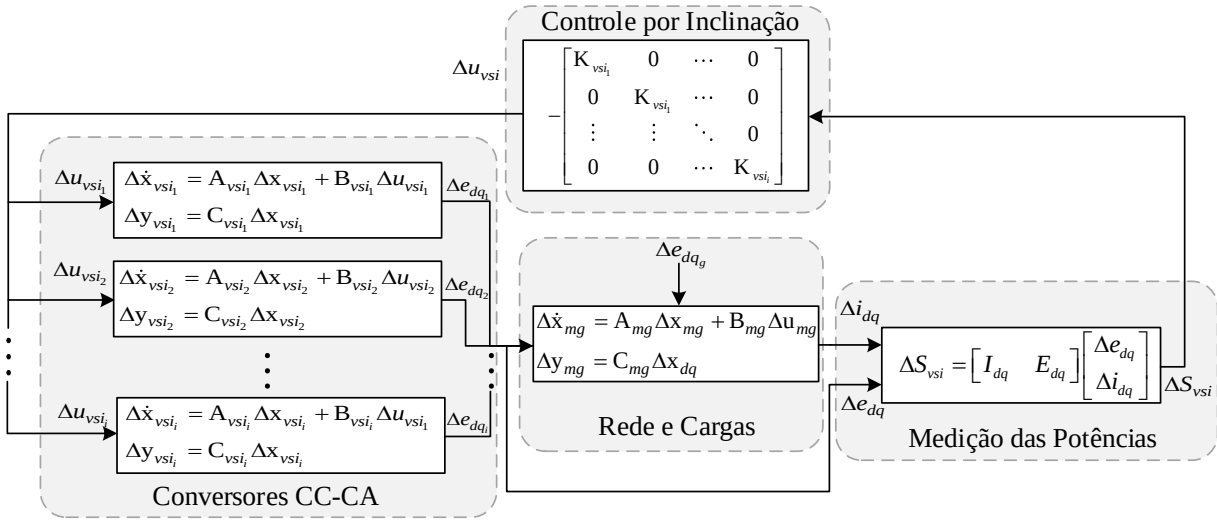
$$\mathbf{I}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{dq_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_{dq_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{I}_{dq_i} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{E}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{dq_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{E}_{dq_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{E}_{dq_i} \end{bmatrix}.$$

3.4.4 Representação do sistema em malha fechada e cálculo dos autovaleiros

A Figura 3.8 apresenta o diagrama de blocos da microrrede proposta. Nela se pode observar a forma na qual as dinâmicas dos elementos, até então modelados, estão relacionadas. Para fechar a malha do sistema é necessário estabelecer as devidas expressões que permitem a representação série das dinâmicas dos conversores com a rede e também das variáveis realimentadas pelo controle por inclinação.

Figura 3.8: Diagrama de blocos da microrrede na forma de espaço de estados.



Fonte: próprio autor.

A representação série dos sistemas dos conversores com a rede elétrica pode ser dada através da seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{mg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{mg} \mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{A}_{mg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi} \\ \Delta \mathbf{x}_{mg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{vsi} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{vsi} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{mgg} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{w}_{mg} \quad (3.81)$$

Sabe-se que a entrada do sistema $\Delta \mathbf{u}_{vsi}$ é dada em função das potências realimentadas, sendo

$$\Delta \mathbf{u}_{vsi} = -\mathbf{K}_{vsi} \Delta \mathbf{s}_{vsi}. \quad (3.82)$$

Isso faz com que o sistema em malha fechada pode ser obtido ao substituir a equação (3.54) em (3.81) e, assim, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{mg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{mg} \mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{A}_{mg} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{mg} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{K}_{vsi} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{dq} \mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{E}_{dq} \mathbf{C}_{mg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi} \\ \Delta \mathbf{x}_{mg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{mgg} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{w}_{mg} \quad (3.83)$$

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s \Delta \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_w \Delta \mathbf{w}_s \quad (3.84)$$

Sendo:

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi} & 0 \\ \mathbf{B}_{mg} \mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{A}_{mg} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{mg} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{K}_{vsi} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{dq} \mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{E}_{dq} \mathbf{C}_{mg} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}_{mgg} \end{bmatrix}.$$

Fatores que estão relacionados com as dinâmicas e também as questões de estabilidade podem ser verificadas através dos autovalores do sistema. Os autovalores do sistema de $\mathbf{A}_s$ podem ser determinados através da solução da equação dada por:

$$\det(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_s) = 0. \quad (3.85)$$

O desenvolvimento realizado até então considera a presença da rede na modelagem, o que se reflete à operação da microrrede para o modo conectado. No entanto, para o caso do modo ilhado de operação deve-se considerar a ausência da corrente $\mathbf{i}_{dqg}$. Consequentemente, isso reflete na redução da ordem das matrizes $\mathbf{L}_{mg}$, $\mathbf{Z}_{mg}$ e $\mathbf{C}_{mg}$, onde as ultimas linhas e colunas são extraídas. Além disso, para o modo ilhado de operação, tem-se que:

$$\mathbf{I}_{vsi} = \mathbf{I}, \quad (3.86)$$

$$\mathbf{I}_g = 0. \quad (3.87)$$

3.4.5 Validação do modelo matemático

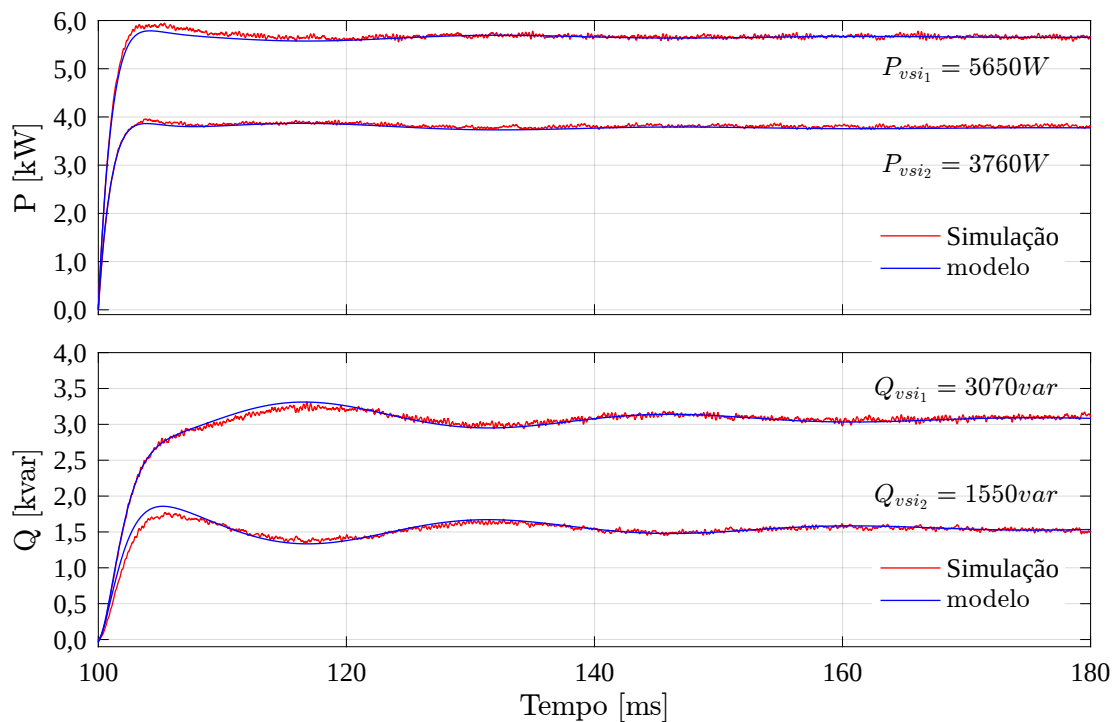
A validação do modelo matemático desenvolvido é realizada via simulação. Ao comparar o modelo matemático com o circuito simulado, dois conversores são conectados em paralelo. As potências instantâneas são comparadas para os modos de operação conectado à rede e ilhado. Os parâmetros utilizados para os conversores são apresentados na Tabela 3.2.

Para validação do modelo desenvolvido no modo ilhado da microrrede é considerado que os dois conversores operam em paralelo sem a presença da carga. Ao conectar a carga aos 100 ms, os transitórios das potências instantâneas fornecidas pelos conversores às cargas do circuito simulado podem ser observados, junto aos seus respectivos valores do modelo matemático na Figura 3.9. Nota-se que o modelo representa adequadamente

Tabela 3.2: Parâmetros para validação do modelo.

Parâmetros	Valores	
Tensão eficaz nominal de fase do sistema, E	220	V
Frequência nominal de operação, f	60	Hz
Resistência da linha 1, R_1	0,5	Ω
Indutância da linha 1, L_1	1,3	mH
Resistência da linha 2, R_2	0,75	Ω
Indutância da linha 2, L_2	2	mH
Resistência de rede, R_g	0,75	Ω
Indutância de rede, L_g	1	mH
Resistência de carga, R_l	11,3	Ω
Indutância de carga, L_l	14,5	mH
Frequência de corte dos filtro de medição ω_f	120	rad/s
Coeficiente $P - E$ do conversor 1, k_{pe1}	0,33	mV/W
Coeficiente $Q - \omega$ do conversor 1, $k_{q\omega_1}$	4,3	mrad/s/var
Coeficiente $P - E$ do conversor 2, k_{pe2}	0,66	mV/W
Coeficiente $Q - \omega$ do conversor 2, $k_{q\omega_2}$	4,3	mrad/s/var

Figura 3.9: Potências instantâneas dos conversores durante a conexão da carga em operação no modo ilhado.



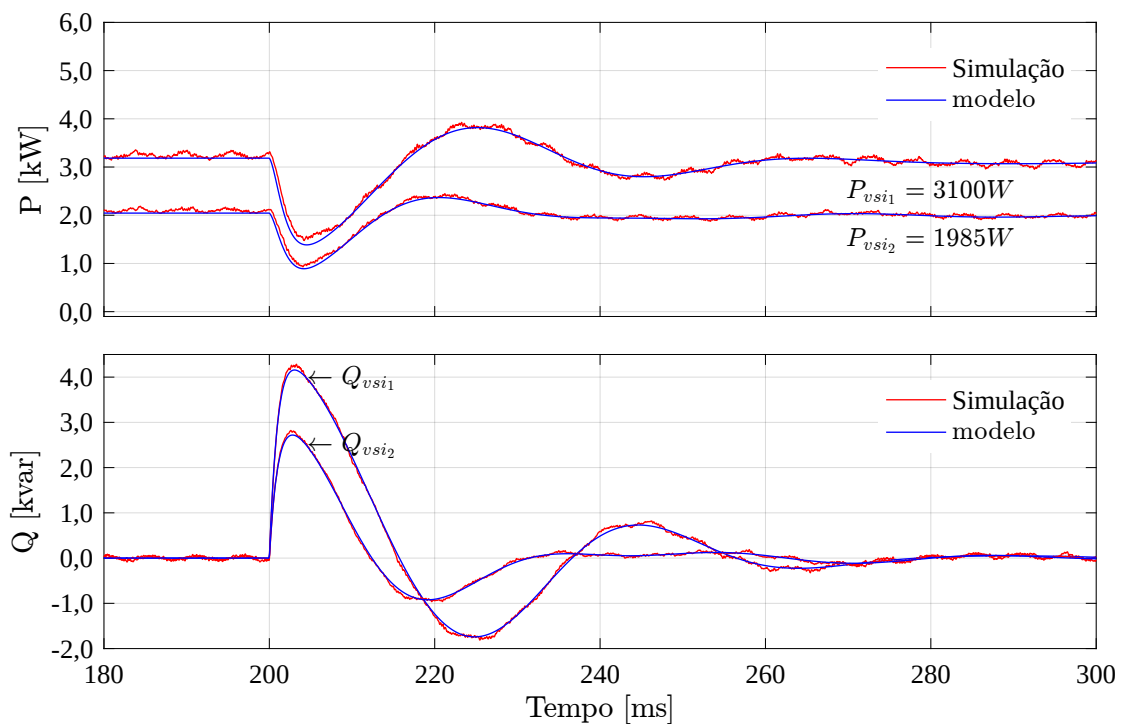
Fonte: próprio autor.

as formas das curvas das potências. Porém, pequenos desvios de valores são computados devido as aproximações consideradas durante o desenvolvimento matemático.

Para validação do modelo matemático no modo de operação conectado à rede é

aplicada uma pequena perturbação na tensão da rede. A simulação se desenvolve com o fornecimento de potência ativa dos conversores e da rede à carga, enquanto a potência reativa da carga é fornecida apenas pela rede. As referências das potências do controle por inclinação para ambos os conversores são nulas. Em 200 ms, um degrau de amplitude de tensão, de 1 V, e um de fase da rede, de 5 rad/s, são aplicados. Os transitórios das potências dos conversores podem ser observados na Figura 3.10.

Figura 3.10: Potências instantâneas dos conversores sob perturbação da rede em operação no modo conectado.



Fonte: próprio autor.

Assim como no caso do modo ilhado também há presença de desvios entre os valores do modelo e do circuito simulado. Nota-se também a semelhança tanto da potência ativa quanto reativa do conversor um, da Figura 3.10, em relação ao caso onde o conversor está conectado ao barramento infinito, da Figura 3.6. Apesar de a modelagem permitir analisar o sistema conectado a rede, (SANTOS, 2009) demonstrou que os conversores no caso conectado podem ser ajustados independentemente, uma vez que a energia da rede é predominante na influência do outro conversor.

3.5 Critério de Routh-Hurwitz para limites de estabilidade

Ao realizar o ajuste do controle por inclinação é necessário levar em consideração um critério de julgamento que viabilize a estabilidade do sistema, assim concebendo um

controlador estável. O critério que permite definir a estabilidade do sistema é realizado com base no procedimento apresentado nos trabalhos (WANG, 2011) e (ZHANG, 2014), onde é utilizado o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz (ROUTH, 1877). Esse critério é capaz de estabelecer os limites dos ganhos do controlador em função dos parâmetros de um sistema linear. Consequentemente, os polos do sistema são mantidos na região do semiplano esquerdo do plano complexo (OGATA, 1997). À vista disso, para aplicar o critério de Routh-Hurwitz utiliza-se o seguinte procedimento.

Considerando um polinômio $\Delta(s)$ dado por:

$$\Delta(s) = \text{denom}[G(s)] + k\text{num}[G(s)] \quad (3.88)$$

$$\Delta(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_0 \quad (3.89)$$

Sendo que $G(s)$ é uma função de transferência de malha aberta genérica, $\text{denom}[G(s)]$ e $\text{num}[G(s)]$ são, respectivamente, o denominador e o numerador dessa função, k é o ganho do controlador.

Organiza-se os termos de $\Delta(s)$ em um arranjo dado pela seguinte forma:

$$\begin{array}{c|cccc} s^n & a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots \\ s^{n-1} & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots \\ s^{n-2} & b_{n-1} & b_{n-3} & b_{n-5} & \dots \\ s^{n-3} & c_{n-1} & c_{n-3} & c_{n-5} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ s^n & a_0 & & & \end{array} \quad (3.90)$$

Sendo os termos do arranjo dados por:

$$b_{n-1} = \frac{-1}{a_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}, \quad b_{n-3} = \frac{-1}{a_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix}, \quad \dots$$

$$c_{n-1} = \frac{-1}{b_{n-1}} \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ b_{n-1} & b_{n-3} \end{vmatrix} \dots$$

O critério de Routh-Hurwitz assegura que o número de polos localizado no semiplano direito do plano complexo corresponde ao número de mudanças de sinais dos elementos da primeira coluna do arranjo (3.90) ($a_n, a_{n-1}, b_{n-1}, c_{n-1}, \dots, a_0$). Por conseguinte, para que o sistema apresente estabilidade, não pode haver alteração de sinal nos elementos da primeira coluna do arranjo. Consequentemente, o ganho k deve ser definido

de modo que não haja nenhuma alteração de sinal da primeira coluna do arranjo. Isso faz com que o ganho k deva obedecer limites de valores de máximos e mínimos para que o sistema mantenha-se estável.

As funções de transferência necessárias para que o critério de Routh-Hurwitz seja aplicado são obtidas através da conversão do sistema (3.33), (3.34) e (3.35) apresentado no domínio do tempo, para o domínio da frequência, utilizando a seguinte expressão:

$$Y_{vsi}(s) = C_{vsi}(sI - A_{vsi})^{-1}B_{vsi_1}U_{vsi}(s) = G_{vsi}U_{vsi}(s) \quad (3.91)$$

À vista disso, ao linearizar o sistema de modo que o ponto de operação seja com a injeção de potência nula, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \Delta P(s) \\ \Delta Q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{p\omega}(s) & G_{pe}(s) \\ G_{q\omega}(s) & G_{qe}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega(s) \\ \Delta E(s) \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Onde:

$$G_{p\omega}(s) = \frac{3\omega_f\omega LE_d^2}{s(s + \omega_f)(L^2s^2 + 2LRs + R^2 + L^2)} \quad (3.93)$$

$$G_{q\omega}(s) = \frac{-3E_d^2\omega_f(Ls + R)}{s(s + \omega_f)(L^2s^2 + 2LRs + R^2 + L^2)} \quad (3.94)$$

$$G_{pe}(s) = \frac{3E_d\omega_f(Ls + R)}{(s + \omega_f)(L^2s^2 + 2LRs + R^2 + L^2)} \quad (3.95)$$

$$G_{qe}(s) = \frac{3\omega_f\omega LE_d}{(s + \omega_f)(L^2s^2 + 2LRs + R^2 + L^2)} \quad (3.96)$$

A equação (3.92) mostra que, independentemente da forma adotada (convencional ou modificada) para aplicação do controle por inclinação, haverá um determinado acoplamento entre as malhas de ΔP e ΔQ . Para possibilitar a aplicação de maneira simplória do critério, o efeito do acoplamento de malha é negligenciado, uma vez que possa ser utilizado o auxílio de impedância virtual. Dessa forma, as funções de transferências $G_{p\omega}(s)$ e $G_{qe}(s)$ são utilizadas para determinar os valores máximos dos coeficientes $k_{p\omega}$ e k_{qe} , para forma convencional, e $G_{q\omega}(s)$ e $G_{pe}(s)$, para determinar os valores máximos dos coeficientes $k_{p\omega}$ e k_{qe} , para forma modificada do controle por inclinação.

Para aplicação do critério, propõe-se a utilização dos seguintes fatores:

$$n_\omega = \frac{\omega}{\omega_f} \quad (3.97)$$

$$n_z = \frac{R}{X} \quad (3.98)$$

Sendo n_ω o coeficiente que relaciona a frequência de operação pela frequência de corte do filtro de medição das potências, enquanto n_z é um coeficiente da relação entre resistência e reatância de conexão.

Logo, a partir das considerações citadas, obtiveram-se os respectivos valores máximos para o controle por inclinação convencional.

$$k_{p\omega_{max}} = \frac{2n_z L \omega^2 (n_z^2 + 1) [(n_z n_\omega + 1)^2 + n_\omega^2]}{3E_d^2 (2n_z n_\omega + 1)^2} \quad (3.99)$$

$$k_{qe_{max}} = \frac{2n_z L \omega n_\omega^2 + (n_\omega n_z + 1)^2}{3E_d n_\omega} \quad (3.100)$$

Consequentemente, os valores de $k_{p\omega}$ e k_{qe} são delimitados por:

$$0 < k_{p\omega} < k_{p\omega_{max}} \quad (3.101)$$

$$0 < k_{qe} < k_{qe_{max}} \quad (3.102)$$

Para o caso de aplicações da lei do controle por inclinação na forma modificada, tem-se que:

$$k_{q\omega_{max}} = \frac{L \omega^2}{6E_d^2 n_\omega} (\sigma_1 + \sigma_2) \quad (3.103)$$

Sendo que :

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= -2n_z n_\omega^2 (n_z^2 - 1) - (n_z^2 + 1)n_\omega + n_z \\ \sigma_2 &= (2n_z n_\omega + 1) \sqrt{n_\omega^2 (n_z - 1)^2 + n_z^2 (2n_\omega n_z + 1) + 6n_\omega n_z} \end{aligned}$$

O coeficiente k_{pe} não apresenta um valor máximo para atender o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz. Dessa forma, os coeficientes $k_{q\omega}$ e k_{pe} são delimitados por:

$$0 < k_{q\omega} < k_{q\omega_{max}} \quad (3.104)$$

$$0 < k_{pe} \quad (3.105)$$

Vale ressaltar que os valores máximos dos coeficientes do controle por inclinação foram determinados com a negligência do acoplamento de malhas. Contudo, conforme o estudo apresentado em (SANTOS, 2009), o acoplamento entre malhas é reduzido quando $X \gg R$ (aproximadamente $R/X < 0,3$) para forma tradicional e $R \gg X$ (aproximadamente $R/X > 3$) para forma modificada do controle por inclinação. Por conseguinte, ao ajustar o controlador, por mais que estabeleça valores máximos dos coeficientes ainda deve-se apresentar cautela devido ao acoplamento entre as malhas.

Para garantir a baixa influência do acoplamento entre as malhas de controle, a utilização de impedância virtual torna-se uma solução interessante. Tomando como base o estudo realizado em (SANTOS, 2009), o valor da impedância virtual deve respeitar as seguintes condições, para que haja a baixa influência do acoplamento de malhas:

$$L_v > \frac{3R_c}{2\pi\omega} - L_c \quad (3.106)$$

para aplicação tradicional do controle por inclinação e

$$R_v > 3L_c\omega - R_c \quad (3.107)$$

para aplicação modificada do controle por inclinação. Onde R_v, L_v, R_c e L_c , são, respectivamente a resistência virtual, a indutância virtual, a resistências dos cabos e a indutância dos cabos de conexão.

A partir das soluções encontradas para valores máximos dos coeficientes do controle por inclinação, é verificado o quão preciso é o método adotado. Para isso, analisam-se os autovalores de malha fechada da conexão do inversor à rede elétrica, conforme a variação dos coeficientes do controlador. Os parâmetros necessários para determinar os autovalores de malha fechada são apresentados na Tabela 3.3, contudo considerou-se $n_z = 0,33$ para forma tradicional e $n_z = 3$ para forma modificada.

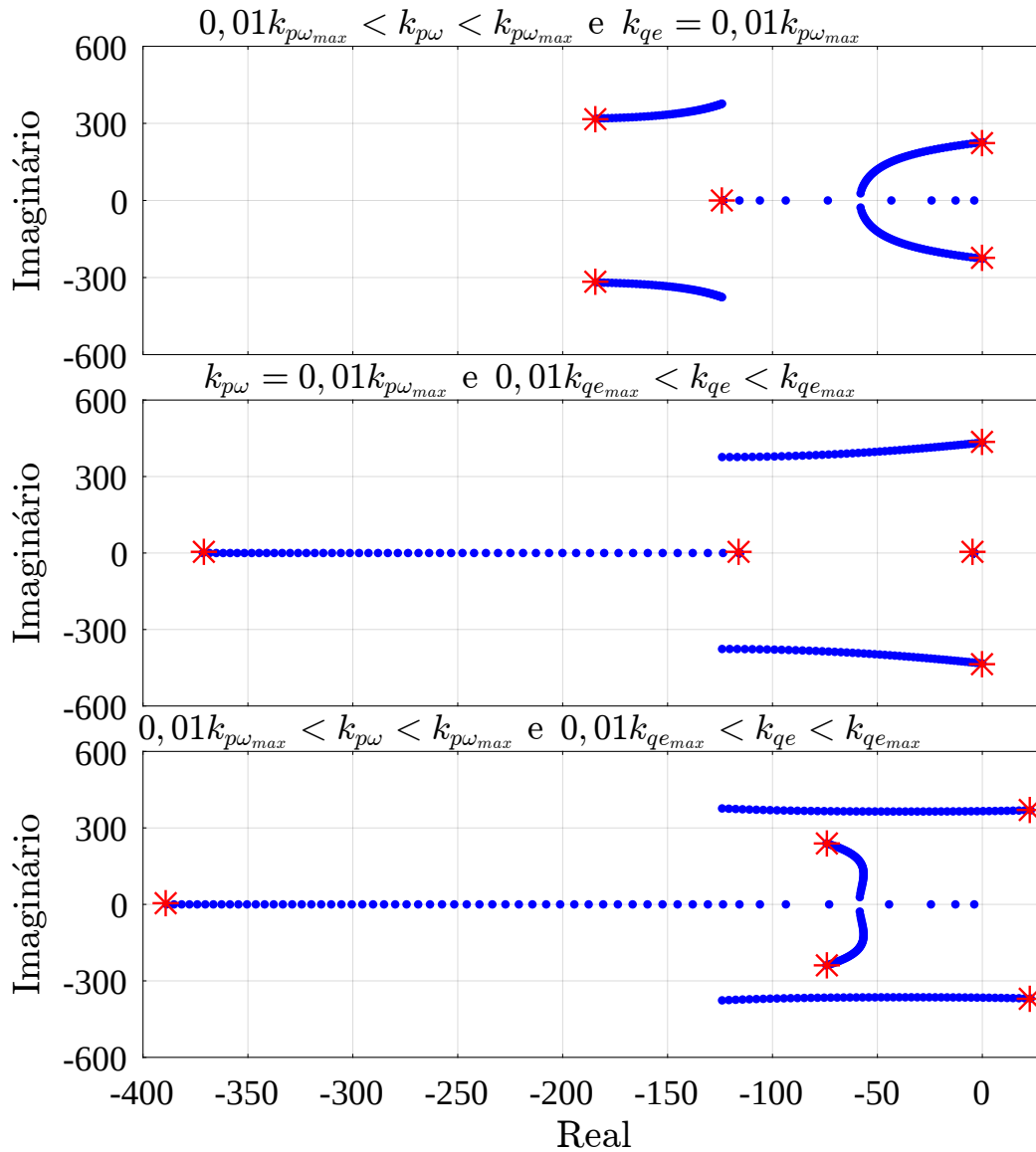
Os autovalores de malha fechada são plotados para o caso da forma tradicional do controle por inclinação considerando as variações dos coeficientes $k_{p\omega}$ e k_{qe} . Ao variar os coeficientes do controle por inclinação, os respectivos autovalores do sistema em malha fechada são plotados na Figura 3.11. O símbolo * indica os autovalores gerados a partir dos ganhos máximos estabelecidos pelo critério de Routh-Hurwitz.

Conforme a Figura 3.11, os autovalores do sistemas destacados em vermelho se aproximam do eixo imaginário quando os coeficientes de inclinação $k_{p\omega}$ e k_{qe} são variados um por vez. Porém, ao variar os coeficientes de $k_{p\omega}$ e k_{qe} , simultaneamente, o sistema com ganhos máximos acaba contendo polos no semiplano direito. Isso se deve ao acoplamento existente entre as malhas, contudo tal problema pode ser contornado conforme o aumento da relação X/R , ou seja, reduzindo o valor do fator n_z para o caso do controle por inclinação convencional.

Assim como realizado para o controle por inclinação convencional, os coeficientes por inclinação para k_{pe} e $k_{q\omega}$ da forma modificada do controle também são variados, permitindo-se plotar os autovalores do sistema. A Figura 3.12 apresenta os autovalores do sistema conforme a variação dos coeficientes de inclinação para lei do controle por inclinação modificada.

Nota-se que para o caso do controle por inclinação modificado o acoplamento entre as malhas de potência é reduzido, além disso, o coeficiente k_{pe} não apresenta um valor

Figura 3.11: Variação dos autovalores.



limite de estabilidade, o que torna o sistema sempre estável. Dessa forma, a aplicação do controle por inclinação na forma modificada viabiliza maior estabilidade do que na forma convencional. Isso se deve ao fato que a característica das linhas de distribuição são predominantemente resistivas, oferecendo um maior amortecimento.

3.6 Conclusão

Nesse capítulo foram desenvolvidos modelos matemáticos para descrever a dinâmica de conversores conectados à rede e em paralelo para microrrede que utilizam o controle por inclinação, além de apresentar os valores limites dos coeficientes por inclinação para conceber um controle estável. Conforme visto, foi modelado um conversor conectado

à rede elétrica e, então, um modelo de microrrede com um número arbitrário de conversores conectados em paralelo. Os modelos apresentaram boa representação do sistema conforme as validações apresentadas. Além disso, para o modo de operação conectado à rede elétrica os inversores podem ser ajustados individualmente. Conforme a análise do critério de Routh-Hurwitz, o controle por inclinação na forma modificada apresenta maior estabilidade do que na forma convencional.

Figura 3.12: Variação dos autovalores.

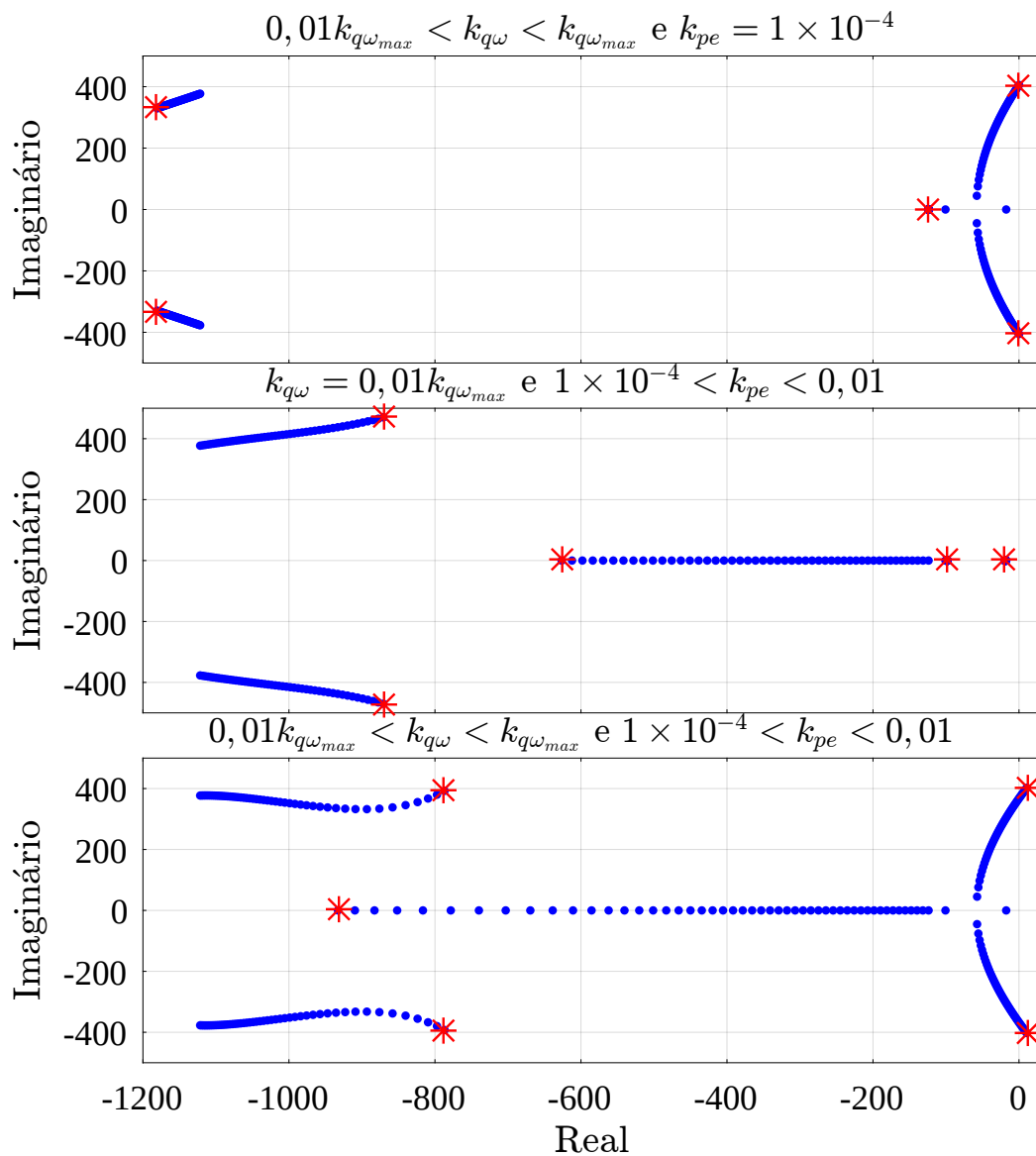


Tabela 3.3: Parâmetros para o cálculo dos autovalores de malha fechada

Parâmetro	Símbolo	Valor	
Tensão eficaz nominal	E	220	V
Frequência nominal	f_0	60	Hz
Frequência de corte dos filtros	ω_f	120	rad/s
Impedância para forma convencional			
Resistência de conexão	R	0,750	Ω
Indutância de conexão	L	6	mH
Impedância para forma modificada			
Resistência de conexão	R	2,25	Ω
indutância de conexão	L	2	mH

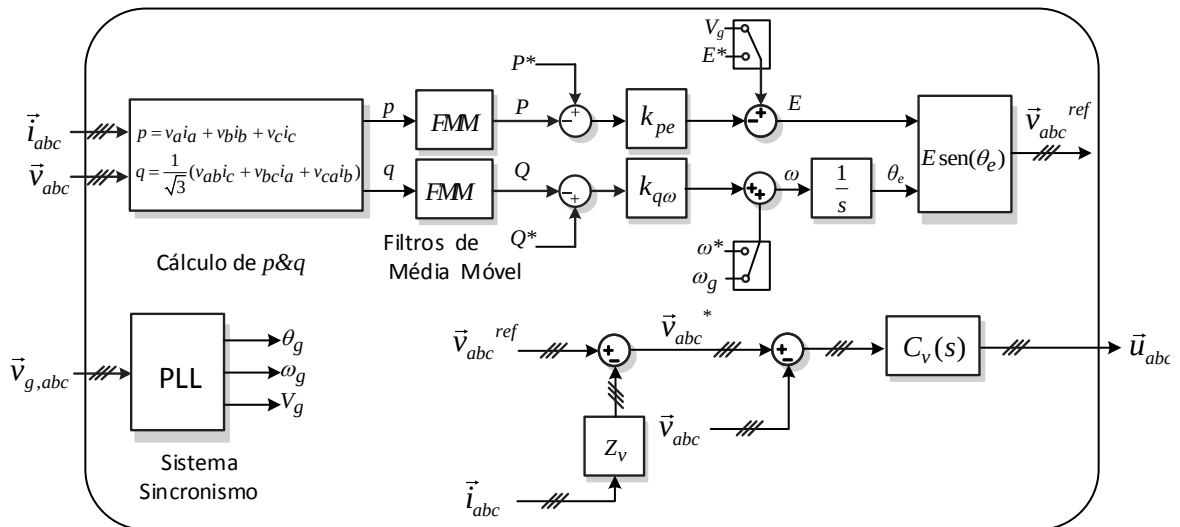
4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo é apresentada a metodologia de projeto dos controladores necessários para fazer com que o conversor seja capaz de operar tanto em modo conectado à rede quanto em paralelo com outro conversor. A estratégia de controle é apresentada e em seguida o projeto do controle de tensão. Para permitir a conexão adequada, um sistema de sincronismo é realizado baseado em um *Phase Locked Loop* (PLL). Para medição das potências, filtros de média móvel (FMM) são utilizados como o objetivo de mitigar ondulações devido a distorções na corrente de saída. Simulações são realizadas com o intuito de verificar o desempenho da estratégia de controle empregada.

4.1 Estratégia de controle

A estratégia de controle utilizada é apresentada através do diagrama de blocos da Figura 4.1. As duas malhas principais correspondem a uma malha interna de controle da tensão na saída do conversor, que utiliza um controlador $C_v(s)$ do tipo PID+polo, e a malha externa do controle por inclinação, que é aplicada em sua forma modificada.

Figura 4.1: Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada.



Fonte: próprio autor.

A malha de controle de tensão é responsável por impor um comportamento adequado no conversor de modo a mitigar os distúrbios decorrentes. Esta malha de controle deve ser projetada de modo a permitir que sua dinâmica possa ser negligenciada no momento de realizar o ajuste do controle por inclinação. Para isso, a tensão é controlada

diretamente pelo sinal modulante da PWM, fazendo com que a banda passante do controlador possa ser mais elevada, melhorando o desempenho da tensão a ponto de fazer o conversor se comportar como uma fonte de tensão quase ideal.

O controle por inclinação é aplicado na sua forma modificada, uma vez que esta é adequada para a operação em sistemas de distribuição, além de apresentar maior amortecimento, conforme mostrado no Capítulo 3. Tal malha gera as referências de amplitude E e de ângulo absoluto θ_e (não confundir com o ângulo relativo δ), permitindo a geração das três referências senoidais de tensão defasadas em 120° , dadas pelo vetor $\vec{v}_{abc}^{ref}$. Uma malha auxiliar de impedância virtual (Z_v) é utilizada para gerar as referências das tensões das pelo vetor v_a^* , v_b^* e v_c^* , garantindo o funcionamento do controle por inclinação.

Além disso, a estratégia de controle conta com um sistema de sincronismo realizado através de um PLL que fornece as informações de amplitude e de fase da tensão do PAC. Por consequência, permitindo uma referência de tensão sincronizada durante o momento da conexão, fazendo com que elevados níveis de corrente sejam evitados. Após a conexão, as referências de tensão e frequência, V_g e ω_g , são alteradas para as referências impostas pelo controle por inclinação, E^* e ω^* , fazendo com que o inversor mantenha seu modo de operação permanente.

As componentes médias das potências são obtidas com base nas medições das tensões e correntes de saída do inversor. Em seguida, utiliza-se a teoria de potência instantânea (AKAGI, 2007) para sistemas trifásicos para calcular as potências. Após a filtragem, P e Q são obtidas. Visto que distorções providas pela rede elétrica e pelas cargas não lineares produzem ondulações nos sinais de p e q (CARDOSO, 2017). Para contornar tal problema optou-se pela utilização do FMM (NODARI, 2011) para realizar obter as componentes médias, P e Q , das potências p e q . Apesar da modelagem desenvolvida no Capítulo 3 não levar em consideração a dinâmica do FMM, e sim de filtro de primeira ordem, aproximações podem ser realizadas, demonstrando que o FMM apresenta uma frequência de corte de um filtro de primeira ordem equivalente.

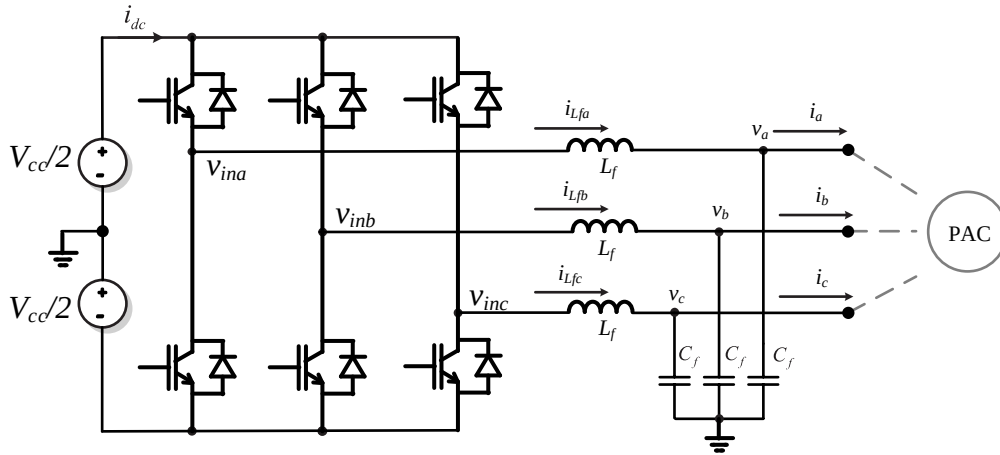
As referências de potência, P^* e Q^* , são alteradas conforme o modo de operação da microrrede. Uma vez que em modo de operação conectado, P^* e Q^* apresentam valores diferentes de zero enquanto no modo ilhado de operação as referências de potência devem ser nulas geralmente.

Os projetos dos controladores do conversor são realizados considerando que o conversor opera tanto em modo conectado à rede, quanto em modo ilhado com outro conversor idêntico.

4.1.1 Modelo do Inversor

Na Figura 4.2 é mostrado o circuito elétrico do inversor trifásico a quatro fios com filtro LC de saída. O filtro de saída, composto pelo indutor L_f e pelo capacitor C_f para cada fase, é dimensionado para atenuar parcelas de alta frequência devido a comutação dos interruptores. Os semicondutores são comandados via PWM, sendo a portadora triangular com o valor de pico igual a V_{tri} e período T_s , já os sinais modulantes são gerados, conforme suas respectivas fases, por u_a, u_b, u_c . A operação do inversor ocorre em modo de condução contínua, logo os estados dos interruptores de cada braço devem ser complementares, ou seja, quando o interruptor superior estiver fechado o inferior se encontra aberto e vice-versa. Por sua vez, o modelo do conversor pode ser obtido através da técnica de modelos de valores médios quase instantâneos, assim, obtendo-se o valor médio de uma grandeza em um período de comutação T_s .

Figura 4.2: Circuito de potencia da topologia empregada.



Fonte: próprio autor.

A modelagem do conversor é desenvolvida de modo a considerar o equipamento operando em condições genéricas. Logo, as correntes de saída i_a , i_b e i_c são consideradas distúrbios na modelagem.

Considerando as características de operação das fases sejam idênticas, com exceção da defasagem entre elas, aplica-se a modelagem para fase a . Por conseguinte, o valor médio quase instantâneo é obtido através da seguinte expressão

$$\langle v_{ina} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_{ina}(t) dt \quad (4.1)$$

$$\langle v_{ina} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+d_a T_s} \frac{V_{cc}}{2} dt - \frac{1}{T_s} \int_{t+d_a T_s}^{t+T_s} \frac{V_{cc}}{2} dt \quad (4.2)$$

$$\langle v_{ina} \rangle = d_a \frac{V_{cc}}{2} - (1 - d_a) \frac{V_{cc}}{2} \quad (4.3)$$

$$\langle v_{ina} \rangle = (2d_a - 1) \frac{V_{cc}}{2}. \quad (4.4)$$

Onde d_a é a razão cíclica. Por convenção, o símbolo $\langle \rangle$, que representa o valor quase instantâneo de um variável, é omitido ao desenvolver o processo matemático.

Considerando que a razão cíclica d_a é dada por:

$$d_a = 1/2(1 + u_a/V_{tri}) \quad (4.5)$$

tem-se que:

$$v_{ina} = \frac{V_{cc}}{2V_{tri}} u_a. \quad (4.6)$$

Ao realizar a análise das leis de Kirchhoff no filtro de saída do conversor na fase a , tem-se as seguintes equações:

$$L_f \dot{i}_{Lfa} = v_{ina} - v_a, \quad (4.7)$$

$$C_f \dot{v}_a = i_{Lfa} - i_a. \quad (4.8)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.7) e (4.8), é desenvolvida uma expressão que apresenta a tensão do capacitor $V_a(s)$ em função da tensão de saída do inversor $V_{ina}(s)$. A tensão do capacitor do filtro de saída apresenta o seguinte comportamento:

$$V_a(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n^2} V_{ina}(s) + \frac{sL_f}{s^2 + \omega_n^2} I_a(s) \quad (4.9)$$

$$V_a(s) = G_{vv}(s) V_{ina}(s) + G_{vi} I_a(s). \quad (4.10)$$

Onde ω_n é a frequência de corte do filtro LC, a qual pode ser expressa por:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}. \quad (4.11)$$

A função de transferência da tensão do capacitor pelo sinal modulante da PWM, $G_{vu}(s)$, pode ser obtida ao substituir 4.6 em 4.9 fazendo com que:

$$G_{vu}(s) = \frac{V_a(s)}{U_a(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n^2} \frac{V_{cc}}{V_{tri}}. \quad (4.12)$$

Dessa forma, permite-se realizar o controle de tensão diretamente pelo sinal modulante da PWM, evitando assim o cascadeamento de malhas. Ao controlar a tensão diretamente pela tensão modulante, faz com que a banda passante do controlador possa ser mais elevada, conseqüentemente apresentando maior rejeição de distúrbios.

4.1.2 Projeto do controle de Tensão

A modelagem da microrrede apresentada no Capítulo 3 considerou os inversores como fontes de tensão ideais, portanto, é necessário fazer com que o controlador seja

projetado para atender tal expectativa. Por sua vez, o inversor deve apresentar um desempenho satisfatório de modo a mitigar os distúrbios providos pela corrente de saída, além de apresentar um erro mínimo ao rastrear uma determinada referência. Outra questão trata-se de considerar que a frequência de corte do controlador seja de, no máximo, um quarto da frequência de comutação do inversor, para que se possa trabalhar com o modelo matemático desenvolvido na seção anterior (BUSO; MATTARELLI, 2006).

Uma função de controle capaz de cumprir esses requisitos corresponde ao controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) com adição de um polo. Tal controlador de segunda ordem é adequado para controlar a tensão do capacitor de saída e apresenta uma simplicidade em sua metodologia de projeto. A função de transferência genérica do controlador PID é

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s, \quad (4.13)$$

onde k_p , k_i e k_d são os ganhos proporcional, integral e derivativo, respectivamente.

No entanto, o controlador PID é utilizado na forma apresentada por (4.14), com a adição de um polo. Sendo k_v o ganho do controlador, z_{v1} e z_{v2} os zeros da função e p_v o polo auxiliar para atenuação de ruídos devido ao processo de medição:

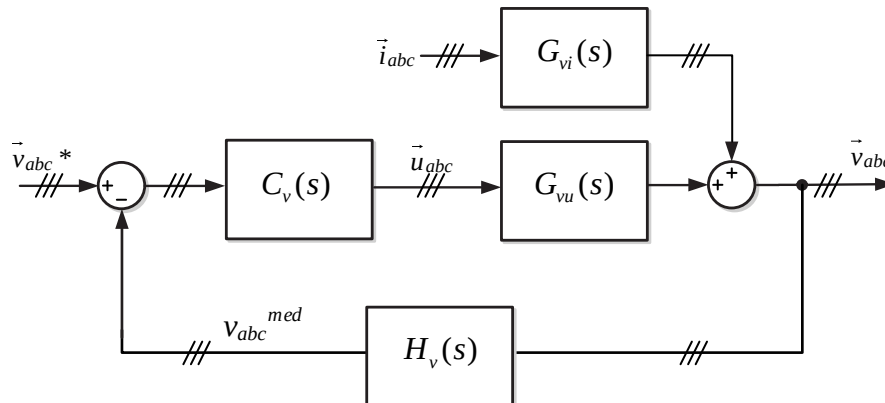
$$C_v(s) = k_v \frac{(s + z_{v1})(s + z_{v2})}{s(s + p_v)}. \quad (4.14)$$

Considerando que $z_{v1} = z_{v2}$, facilita a execução do projeto do controlador, tem-se, portanto, o controle de tensão é reescrito como:

$$C_v(s) = k_v \frac{(s + z_{v1})^2}{s(s + p_v)}. \quad (4.15)$$

O diagrama de blocos da malha fechada de tensão é apresentado na Figura 4.3. Onde $H_v(s)$ é o ganho do sensor de tensão.

Figura 4.3: Diagrama de Blocos da Malha de tensão.



Fonte: próprio autor.

Para facilitar o ajuste do controlador, são negligenciados os efeitos de p_v na ação de controle, logo as variáveis k_v e z_{v1} podem ser descritas em função da frequência de corte ω_{cv} e da margem de fase $M.F_v$. Para obter os parâmetros do controlador em função de ω_{cv} e $M.F_v$, com base em (NISE, 2002), utiliza-se a relação das fases do sistema em malha aberta dada por:

$$\angle C_v(s)|_{s=i\omega_{cv}} + \angle G_{vu}(s)|_{s=i\omega_{cv}} + \angle H_v(s)|_{s=i\omega_{cv}} = M.F_v - 180^\circ. \quad (4.16)$$

Ao desenvolver (4.16), o valor de z_{v1} pode resultar em uma equação muito extensa e complexa. Porém, considerando que $\omega_n > \omega_{cv}$ é permitido fazer com que $\angle G_{vu}(s)|_{s=i\omega_{cv}} \cong 180^\circ$. Além disso, pode ser considerado que $\angle H_v(s)|_{s=i\omega_{cv}} = 0$ uma vez que a medição da tensão de saída apresente apenas um ganho H_v . Tomando essas devidas considerações, tem-se que:

$$\arctg\left(\frac{\omega_{cv}}{z_{v1}}\right) = \arctg\left(\frac{M.F_v + 90^\circ}{2}\right) \quad (4.17)$$

e, assim, pode-se isolar z_{v1} da equação (4.17). Após algumas manipulações algébricas, tem-se que z_{v1} em função de $M.F_v$ é dado por:

$$z_{v1} = \frac{1 - \tg\left(\frac{M.F_v}{2}\right)}{1 + \tg\left(\frac{M.F_v}{2}\right)} \omega_{cv}. \quad (4.18)$$

Para determinar o ganho do controlador k_v , utiliza-se a relação de malha aberta, sendo que em ω_{cv} o ganho em malha aberta é unitário (NISE, 2002), portanto, tem-se a relação dada por:

$$|C_v(s)G_{vu}(s)H_v(s)|_{s=i\omega_{cv}} = 1. \quad (4.19)$$

Por conseguinte, ao desenvolver a equação (4.19) e isolando k_v , tem-se que:

$$k_v = \frac{\omega_{cv}}{\omega_n} \frac{|\omega_n^2 - \omega_{cv}^2|}{\omega_{cv}^2 + z_{v1}^2} \frac{V_{tri}}{\frac{V_{cc}}{2} H_v}. \quad (4.20)$$

O projeto do controlador da malha de tensão é baseado nos valores da Tabela 4.1. A frequência de cruzamento da curva de ganho para o sistema em malha aberta deve ser pelo menos quatro vezes menor que a frequência de comutação, f_s , para que o sinal amostrado possa ser recomposto. Logo, a frequência ω_{cv} escolhida corresponde a uma frequência de 3 kHz. Já o polo p_v corresponde a uma frequência de $f_s/2$, onde $f_s = 1/T_s$ e, assim, atenua os ruídos de chaveamento e medição. A margem de fase $M.F_v$ utilizada é de $65,5^\circ$ o que corresponde a um fator de amortecimento de 0,707. Entretanto

Tabela 4.1: Parâmetros de VSI para o projeto de controle da tensão.

Parâmetros	Valores	Unidades
Tensão do barramento CC, V_{cc}	800	V
Frequência de comutação, f_s	20	kHz
Indutância do filtro de saída, L_f	600	μH
Capacitância do filtro de saída, C_f	50	μF
Frequência de corte do filtro LC, ω_n	920	Hz
Tensão da portadora do PWM, V_{tri}	10	V
Ganho do sensor de tensão, H_v	0,0037	V/V
Tensão eficaz de saída CA, V_o	220	V

para compensar o efeito de p_v se adiciona um ângulo de $16,7^\circ$, assim totalizando em $M.F_v = 82,2^\circ$ utilizado. Os coeficientes do controlador são dados por:

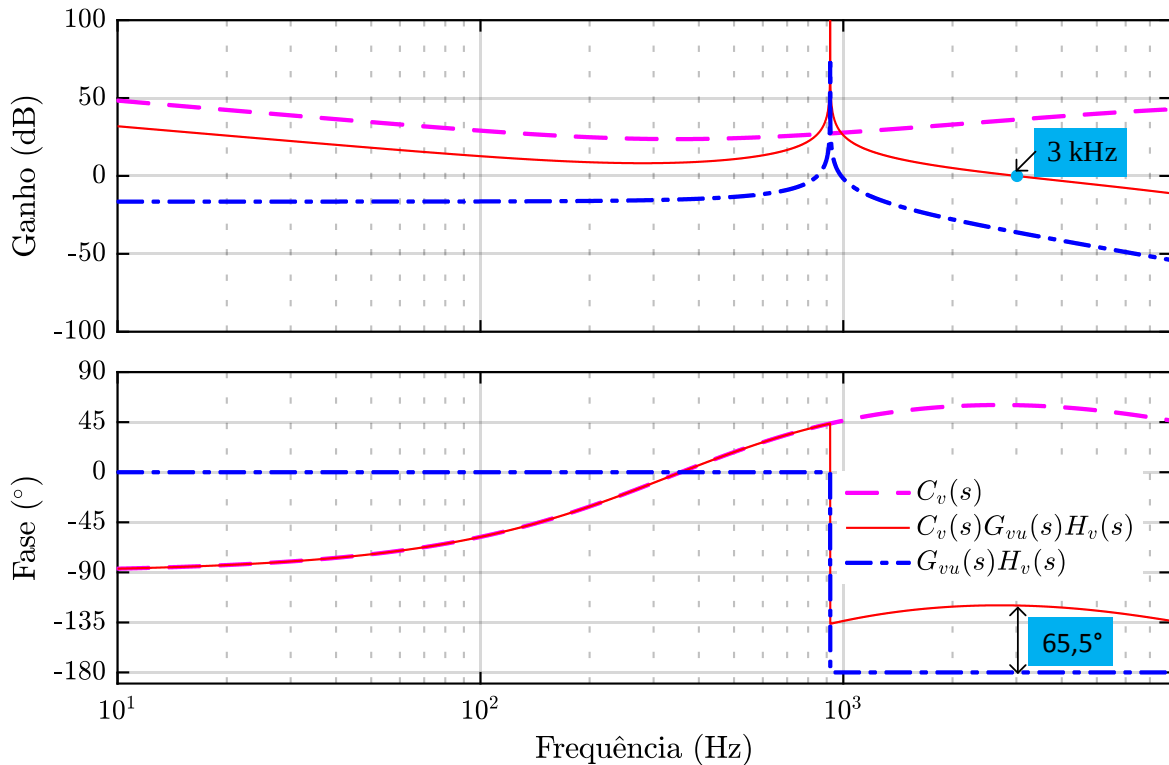
$$k_v = 19,6 p.u \quad (4.21)$$

$$z_{v1} = 1285 \text{ rad/s}, \quad (4.22)$$

$$p_v = 6,283 \times 10^4 \text{ rad/s}. \quad (4.23)$$

O comportamento do sistema no domínio da frequência pode ser observado através do diagrama de Bode em malha aberta da Figura 4.4.

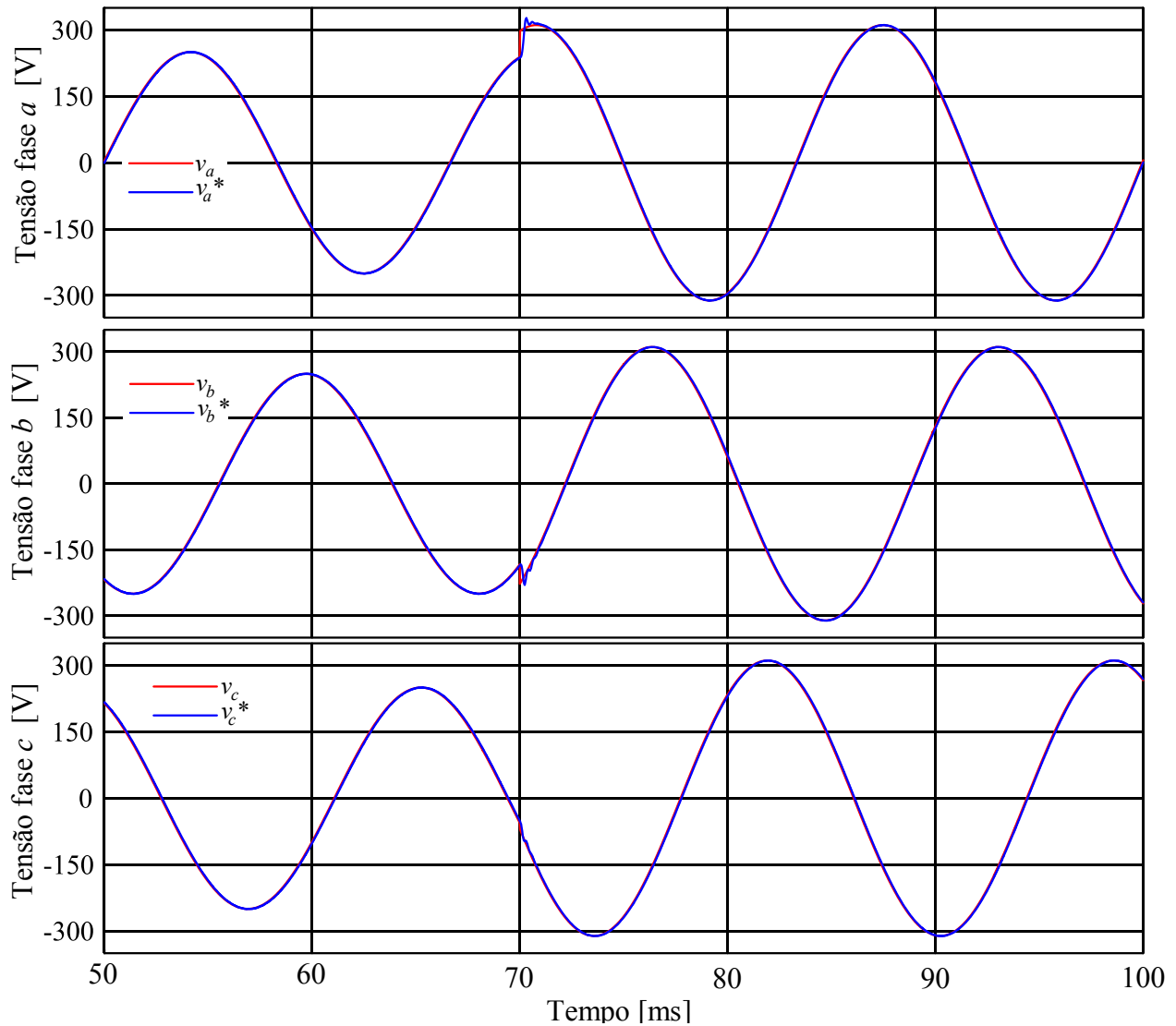
Figura 4.4: Diagrama de Bode da malha de tensão.



Fonte: próprio autor.

O desempenho do controlador é verificado ao rastrear uma referência senoidal onde o conversor opera na ausência de carga. A Figura 4.5 mostra os perfis das três tensões com suas respectivas referências. Nota-se que para as três fases o controlador $C_v(s)$ rastreia adequadamente a referência senoidal com desvios de amplitude e fase mínimos.

Figura 4.5: Desempenho do controlador de tensão ao rastrear uma referência senoidal.



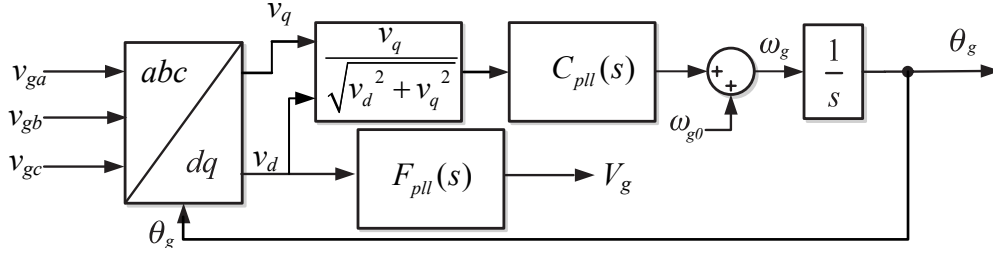
Font:próprio autor.

4.1.3 Projeto do PLL

Para realizar a conexão do conversor ao PAC, deseja-se que picos elevados de corrente sejam evitados. Portanto, utiliza-se um sistema de sincronismo com base em um PLL em eixo de coordenadas síncronas, proporcionando, desta maneira, uma referência de tensão com a mesma características de amplitude e fase da tensão do PAC (TEODORESCU, 2011).

O diagrama de blocos do sistema de sincronismo é apresentado na Figura 4.6. Nota-se que as informações, tanto da amplitude de tensão quanto da fase do PAC, podem ser obtidas através do PLL com base no par de coordenadas v_d e v_q . Um cálculo que normaliza a variação v_q é realizado para a planta do PLL não apresentar dependência com a amplitude do PAC, facilitando o projeto do controlador $C_{pll}(s)$. Para gerar a amplitude de referência um filtro passa-baixas, $F_{pll}(s)$, é utilizado para filtrar a variável v_d .

Figura 4.6: Sistema de sincronismo utilizado.



Fonte: próprio autor.

O controlador $C_{pll}(s)$ é um Proporcional Integral (PI) que apresenta uma banda passante baixa o suficiente para atenuar ondulações na frequência do PLL, ω_g , ocasionadas por distorções e desbalanceamento nas tensões do PAC. O controlador do PLL é dado pela equação (4.24), sendo que k_{pll} é o ganho proporcional e z_{pll} é o zero do controlador.

$$C_{pll}(s) = k_{pll} \frac{s + z_{pll}}{s} \quad (4.24)$$

Uma vez que a componente v_d é normalizada, o modelo do PLL é um integrador com ganho unitário dado por:

$$G_{pll}(s) = \frac{1}{s}. \quad (4.25)$$

Assim como realizado para o controle de tensão, utiliza-se as relações dos ganhos e fases de (NISE, 2002) na frequência de corte para obter os coeficientes do controlador $C_{pll}(s)$. Apresentando k_{pll} e z_{pll} em função de uma frequência de corte, $\omega_{cc_{pll}}$, e uma margem de fase, $M.F_{pll}$, tem-se que

$$z_{pll} = \frac{\omega_{cc_{pll}}}{tg(M.F_{pll})}, \quad (4.26)$$

$$k_{pll} = \frac{\omega_{cc_{pll}}^2}{\sqrt{\omega_{cc_{pll}}^2 + z_{pll}^2}}. \quad (4.27)$$

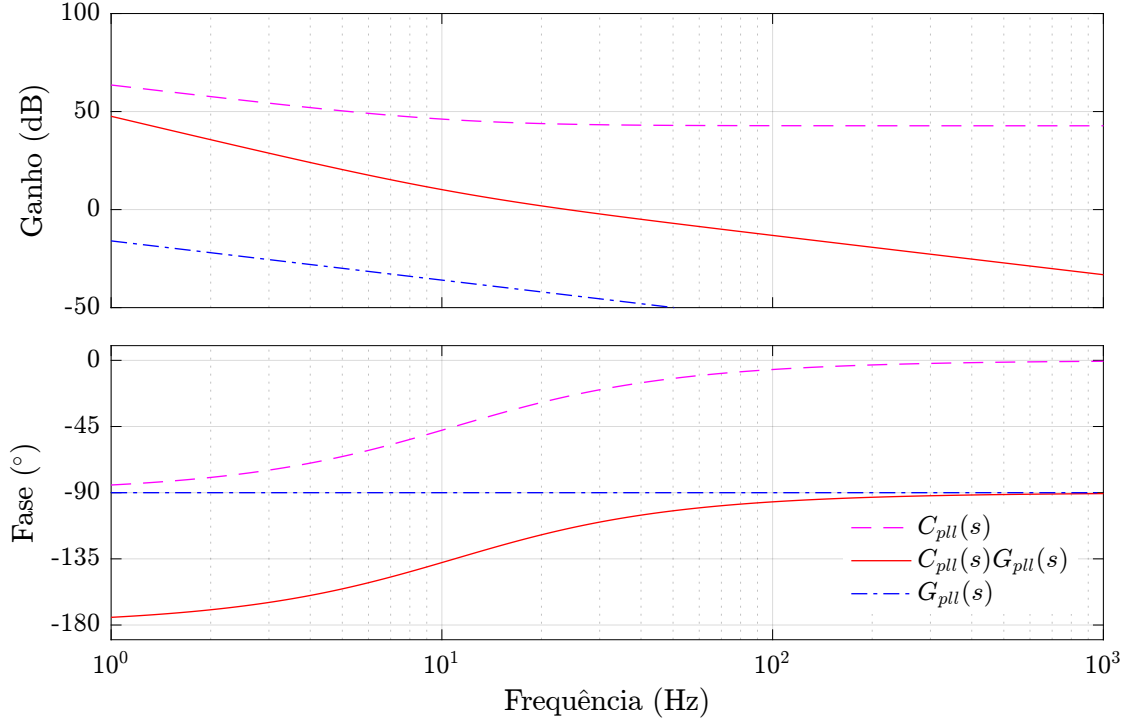
Considerando que a frequência da rede é 60 Hz, é escolhida uma margem de $M.F_{pll}$ de 65,5 ° enquanto a frequência de corte $\omega_{cc_{pll}}$ corresponde a uma frequência de corte escolhida de 24 Hz. Isso faz com que os parâmetros do controlador sejam dados por:

$$z_{pll} = 68,64, \quad (4.28)$$

$$k_{pll} = 137,25. \quad (4.29)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta pode ser visto na Figura 4.7

Figura 4.7: Diagrama de bode em malha aberta do PLL.



Fonte: próprio autor.

Para gerar uma referência de amplitude, é escolhido um filtro passa-baixas com frequência de corte cinco vezes menor que a frequência nominal de rede, 12 Hz, cuja função de transferência é dada por:

$$F_{pll}(s) = \frac{2\pi f/5}{s + 2\pi f/5} = \frac{2\pi 12}{s + 2\pi 12} \quad (4.30)$$

Para permitir que o PLL possa ser aplicado na forma digital é utilizada a técnica de discretização *Tustin* (OGATA, 1997) apresentada por

$$s \cong \frac{1}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \quad (4.31)$$

Considerando que a relação entre a frequência de amostragem e a frequência de corte do controlador é significativa, o atraso do processo digital pode ser desprezado (BUSO; MATTARELLI, 2006). O controlador $C_{pll}(s)$ pode ser aplicado na sua forma discretizada através da equação recursiva

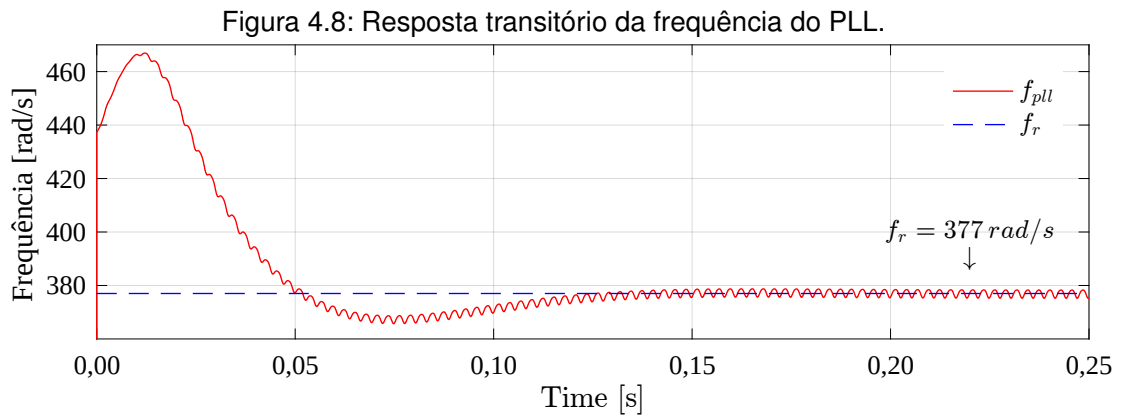
$$u_{pll}[k] = u_{pll}[k - 1] + b_{pll,0}e_{pll}[k] + b_{pll,1}e_{pll}[k - 1], \quad (4.32)$$

onde u_{pll} é a ação de controle do PLL, e_{pll} o erro em relação à referência, $b_{pll,0}$ e $b_{pll,1}$ são os coeficientes do controlador dados por:

$$b_{pll,0} = -k_{pll} \left(1 + \frac{T_s z_{pll}}{2} \right) \quad (4.33)$$

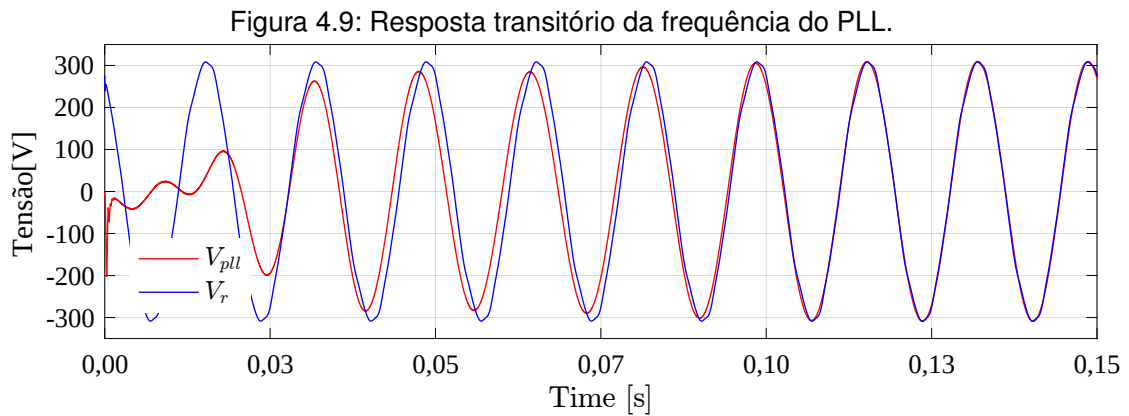
$$b_{pll,1} = k_{pll} \left(1 - \frac{T_s z_{pll}}{2} \right) \quad (4.34)$$

Para avaliar o desempenho do sistema de sincronismo procura-se verificar a resposta transitória do sistema ao rastrear uma tensão com a presença de distorções. À vista disso, a frequência do PLL, f_{pll} em rad/s é apresentada na Figura 4.8.



Fonte: próprio autor.

Na figura 4.9 é apresentada a ação do sistema de sincronismo ao gerar uma referência de tensão com base em uma tensão do PAC distorcida. Nota-se que apesar da distorção da tensão no PAC o sistema de sincronismo é capaz de gerar uma tensão senoidal com baixa defasagem.



Fonte: próprio autor.

4.2 Projeto da malha do controle por inclinação

Ao realizar o ajuste do controle por inclinação é necessário estabelecer previamente a forma de medição das potências e também a característica da impedância de conexão do inversor ao PAC.

4.2.1 Medição das Potências

O controle por inclinação se baseia nas componentes médias de potência, logo, é necessário estabelecer um método de medição das potência P e Q . Para isso, é utilizado o conceito de potência instantânea (AKAGI, 2007), o qual possibilita a obtenção das componentes p e q . Considerando os vetores de tensão $\vec{v}$ e de corrente $\vec{i}$, tem-se que por definição as potências p e q são dada por:

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i}, \quad (4.35)$$

$$q = |\vec{v} \times \vec{i}|. \quad (4.36)$$

As potências p e q em coordenadas abc podem ser calculadas por:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (4.37)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b + (v_a - v_b)i_c]. \quad (4.38)$$

As componentes médias das potências podem ser obtidas através da utilização de um filtro passa-baixas. No entanto, devido a possíveis distorções nas correntes e tensões é necessário atenuar as oscilações presentes nas parcelas de potência p e q . Logo, é utilizado um filtro de média móvel (FMM) para obter as componentes médias de potência após o cálculo.

O filtro média móvel pode ser obtido considerando a definição do valor médio de uma variável em um determinado período T . Considerando que $T = 1/f$, sendo f a frequência nominal da rede em Hz, P e Q em função de p e q podem ser descritas como

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t) dt, \quad (4.39)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} q(t) dt \quad (4.40)$$

Ao aplicar a transformada de Laplace em (4.39) e (4.40), tem-se que as potências no domínio da frequências, $P(s)$ e $Q(s)$ são dadas por:

$$P(s) = \frac{1}{T} \frac{1 - e^{-Ts}}{s} p(s) = FMM(s)p(s), \quad (4.41)$$

$$Q(s) = \frac{1}{T} \frac{1 - e^{-Ts}}{s} q(s) = FMM(s)q(s). \quad (4.42)$$

Sendo o filtro de média móvel dado por

$$FMM(s) = \frac{1}{T} \frac{1 - e^{-Ts}}{s}. \quad (4.43)$$

Para permitir a utilização da modelagem matemática desenvolvida no Capítulo 3 para o ajuste do controle por inclinação, é proposto estabelecer um filtro passa-baixas de primeira ordem que permita descrever o comportamento do filtro $FMM(s)$ em baixas frequências. Por conseguinte, reescreve-se o termo e^{-Ts} , que representa o atraso de um período T , da equação (4.43) utilizando a aproximação de Padé, onde

$$e^{-Ts} \approx \frac{2f - s}{2f + s}. \quad (4.44)$$

Ao substituir o termo e^{-Ts} da equação (4.44) em (4.43), o filtro $FMM(s)$ em baixas frequências pode ser aproximado por:

$$FMM(s) \approx \frac{\frac{2}{T}}{s + \frac{2}{T}} = \frac{2f}{s + 2f} = \frac{\omega_{FMM}}{s + \omega_{FMM}}. \quad (4.45)$$

A Figura 4.10 apresenta o diagrama de Bode do filtro de média móvel e sua aproximação por um filtro passa-baixas de primeira ordem. Nota-se que apesar do FMM apresentar um comportamento bastante distinto da aproximação em altas frequências, em baixas frequências (aproximadamente até 10 Hz) a aproximação realizada apresenta baixo desvio de ganho e fase.

A expressão (4.46) apresenta o filtro de média móvel do domínio discreto, sendo M_a o número de amostras.

$$FMM(z) = \frac{1 - z^{-M_a}}{1 - z^{-1}} \quad (4.46)$$

Com base em (4.46), as relação das componentes médias de potência P e Q com as componentes p e q podem ser dadas pelas seguintes expressões:

$$P(k) = P(k-1) + \frac{1}{M_a} [p(k) - p(k - M_a)], \quad (4.47)$$

$$Q(k) = Q(k-1) + \frac{1}{M_a} [q(k) - q(k - M_a)]. \quad (4.48)$$

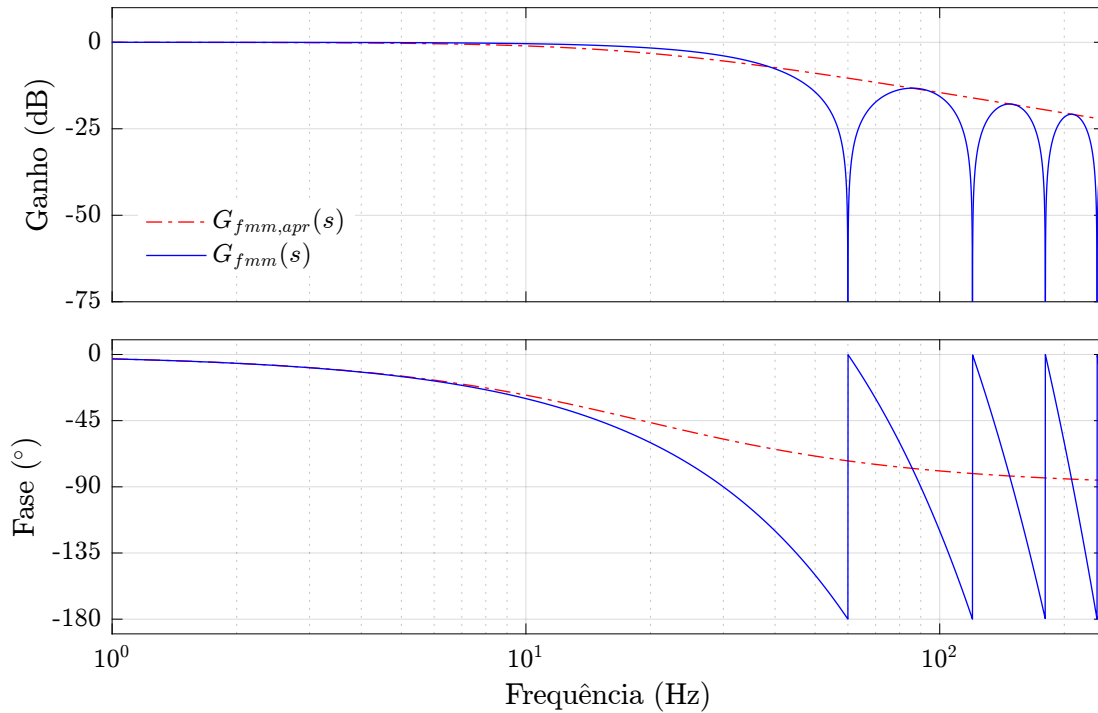
Considerando que $f = 60$ Hz e $T_s = \frac{1}{20 \times 10^3}$, logo tem-se que:

$$M_a = \frac{1}{fT_s} = 333 \text{ amostras}. \quad (4.49)$$

4.2.2 Seleção da impedância virtual

Considerando que o controle por inclinação é aplicado na sua forma modificada, logo a impedância virtual Z_v apresenta a característica de uma resistência virtual R_v . Para

Figura 4.10: Aproximação do filtro de média móvel por um filtro de primeira ordem.



Fonte: próprio autor.

garantir um desacoplamento entre as malhas das potências P e Q , deve-se alcançar uma relação de $R/X > 4$. Portanto, R_v deve ser escolhido de modo que:

$$R_v > 4X_c - R_c. \quad (4.50)$$

Considerando que a impedância dos cabos utilizados na conexão do inversor ao PAC é dada por:

$$Z_c = R_c + jX_c = 1,5 + 0,226j \, \Omega \quad (4.51)$$

Selecionando uma impedância de $R_v = 1,2 \, \Omega$, tem-se que

$$R/X = \frac{(R_v + R_c)}{X_c} = 4,5 \, p.u \quad (4.52)$$

4.2.3 Ajuste dos coeficientes de inclinação

Para o ajuste do controle por inclinação foi considerado o sistema apresentado na Figura 4.11. O controle por inclinação foi ajustado de forma que considera-se os autovaleores do sistema estável para os casos de operação conectado à rede e ilhado. Foram utilizados os modelos matemáticos desenvolvidos no Capítulo 3 com os parâmetros da Tabela 4.2. Os parâmetros dos cabos (R_{c1} , R_{c2} , L_{c1} , e L_{c2}) foram baseados nos componentes utilizados para implementação prática do sistema, enquanto que os parâmetros de rede

(R_g e L_g) foram extraídos do apêndice A de (ZIMANN, 2016). Os parâmetros de carga (R_l e L_l) representam uma carga linear de 3 kVA com um fator de potência de 0,92.

Tabela 4.2: Parâmetros para o cálculo dos autovalores de malha fechada

Parâmetro	Símbolo	Valor	
Tensão nominal	E	220	V_{RMS}
Frequência nominal de operação	f_o	60	Hz
Potência processada pelo conversor VSI 1	S_{vsi1}	3	kVA
Potência processada pelo conversor VSI 2	S_{vsi2}	3	kVA
Frequência de corte dos filtros das potências	$\omega_{FMM} = \omega_f$	120	rad/s
Resistência do cabo 1	R_{c1}	1,5	Ω
Indutância do cabo 1	L_{c1}	0,6	mH
Resistência do cabo 2	R_{c1}	1,5	Ω
Indutância do cabo 2	L_{c1}	0,6	mH
Resistência equivalente de rede	R_g	0,77	Ω
Indutância equivalente de rede	L_g	1	mH
Resistência equivalente de carga	R_l	17,5	Ω
Indutância equivalente de carga	L_l	10,9	mH

A partir das informações da Tabela 4.2 pode-se utilizar (3.103) para obter os ganhos máximos permitidos, $k_{q\omega 1_{max}}$ e $k_{q\omega 2_{max}}$ e, assim, tem-se que:

$$k_{q\omega 1_{max}} = k_{q\omega 2_{max}} = 0,0427 \text{ rad/s var.} \quad (4.53)$$

Os coeficientes de inclinação foram ajustados de modo a se obter a maior quantidade de autovalores apenas com valores reais em malha fechada, resultando em:

$$k_{pe_1} = k_{pe_2} = 0,758 \text{ mV/W}, \quad (4.54)$$

$$k_{q\omega_1} = k_{q\omega_2} = 0,314 \times 10^{-3} \text{ rad/s var.} \quad (4.55)$$

Consequentemente, os autovalores do modo conectado obtidos foram:

$$\lambda_{1,2} = -2494,1 \pm j377,84, \quad (4.56)$$

$$\lambda_3 = -13,473, \quad (4.57)$$

$$\lambda_4 = -105,77, \quad (4.58)$$

$$\lambda_5 = -133,45. \quad (4.59)$$

Já no caso do modo ilhado, tem-se que:

$$\lambda_{1,2} = -4542,3 \pm j377,55 \quad (4.60)$$

$$\lambda_{3,4} = -49,423 \pm j377,96 \quad (4.61)$$

$$\lambda_5 = -0,56 \quad (4.62)$$

$$\lambda_6 = -187,15 \quad (4.63)$$

$$\lambda_7 = -136,77 \quad (4.64)$$

$$\lambda_8 = -122,77 \quad (4.65)$$

$$\lambda_9 = -118,89 \quad (4.66)$$

$$\lambda_{10} = -100,79 \quad (4.67)$$

4.3 Simulações

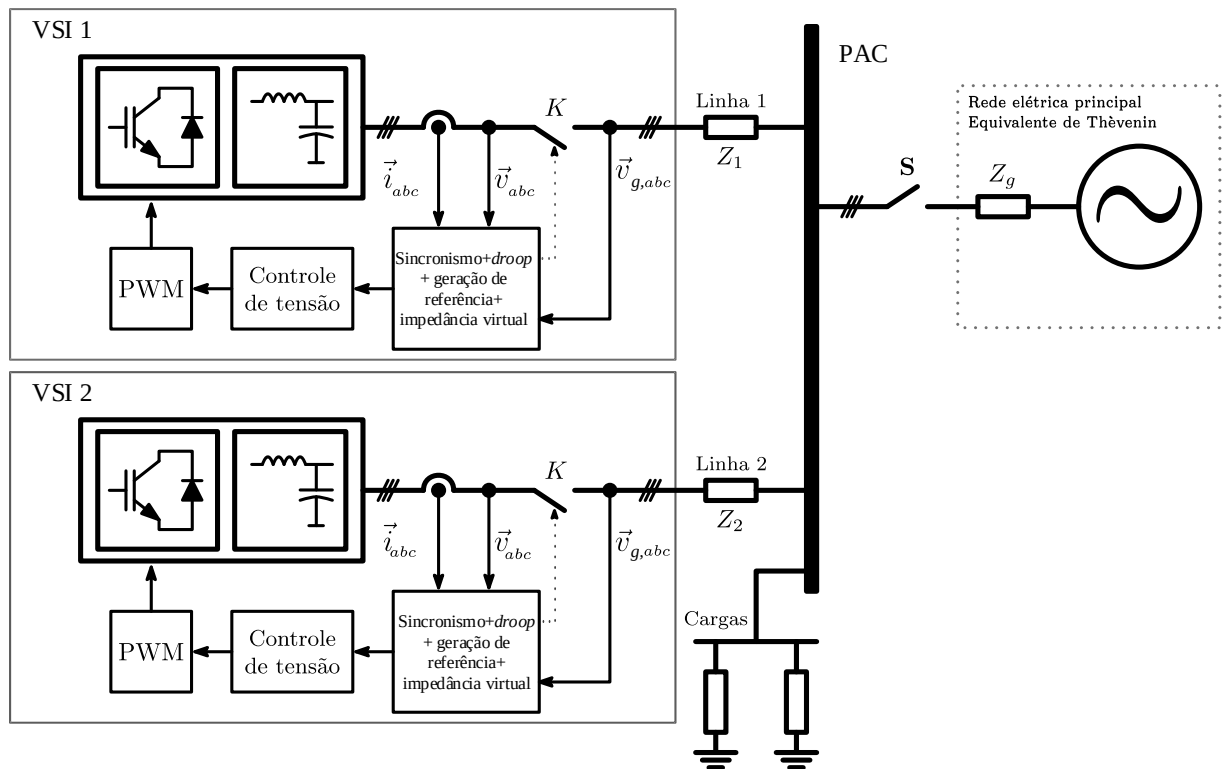
A verificação do desempenho da estratégia de controle empregada e dos controladores projetados foi realizada via simulação numérica. O circuito simulado está apresentado na Figura 4.11. Os conversores com características idênticas, VSI 1 e VSI 2, que encontram-se conectados ao PAC, o qual é representado por um equivalente de Thevenin. O *software* utilizado para realizar a simulação é o Simulink/Matlab, sendo que a simulação empregou blocos dedicados a elementos de eletrônica da biblioteca *simscape* e também pelo bloco *s-function*. Ao configurar a metodologia de solução numérica, utilizou-se um passo de cálculo de 1×10^{-7} s.

Os testes realizados simulam situações de operação em que o conversor é conectado à rede elétrica e quanto operar em paralelo com outro conversor fornecendo potência à carga. Para situações de operação no modo conectado à rede elétrica foi verificado o desempenho do conversor em situações que a tensão da rede apresenta característica puramente senoidal e, também, com distorção harmônica. Já para o caso onde os conversores operam em paralelo, foi verificado o desempenho para cargas de natureza resistiva, resistivo-indutiva e não linear.

4.3.1 Caso 1 - Conversor conectado à rede elétrica CA

O caso 1 apresenta o momento de conexão de um dos conversores à rede elétrica. Após 150 ms ocorre a conexão do conversor à rede com baixa corrente e, assim, fornecendo um valor mínimo de potência ativa e reativa. Em seguida, há cerca de dois ciclos, as referências das potências são alteradas para que o conversor forneça 3 kVA de potência com um fator de potência de 0,92 indutivo, o que resulta em 2,76 kW de potência ativa e 1,17 kvar de potência reativa. A referência ativa foi gerada na forma de rampa para evitar variações abruptas de tensão. Na Figura 4.12 são mostradas as tensões, correntes, po-

Figura 4.11: Circuito simplificado do sistema simulado.

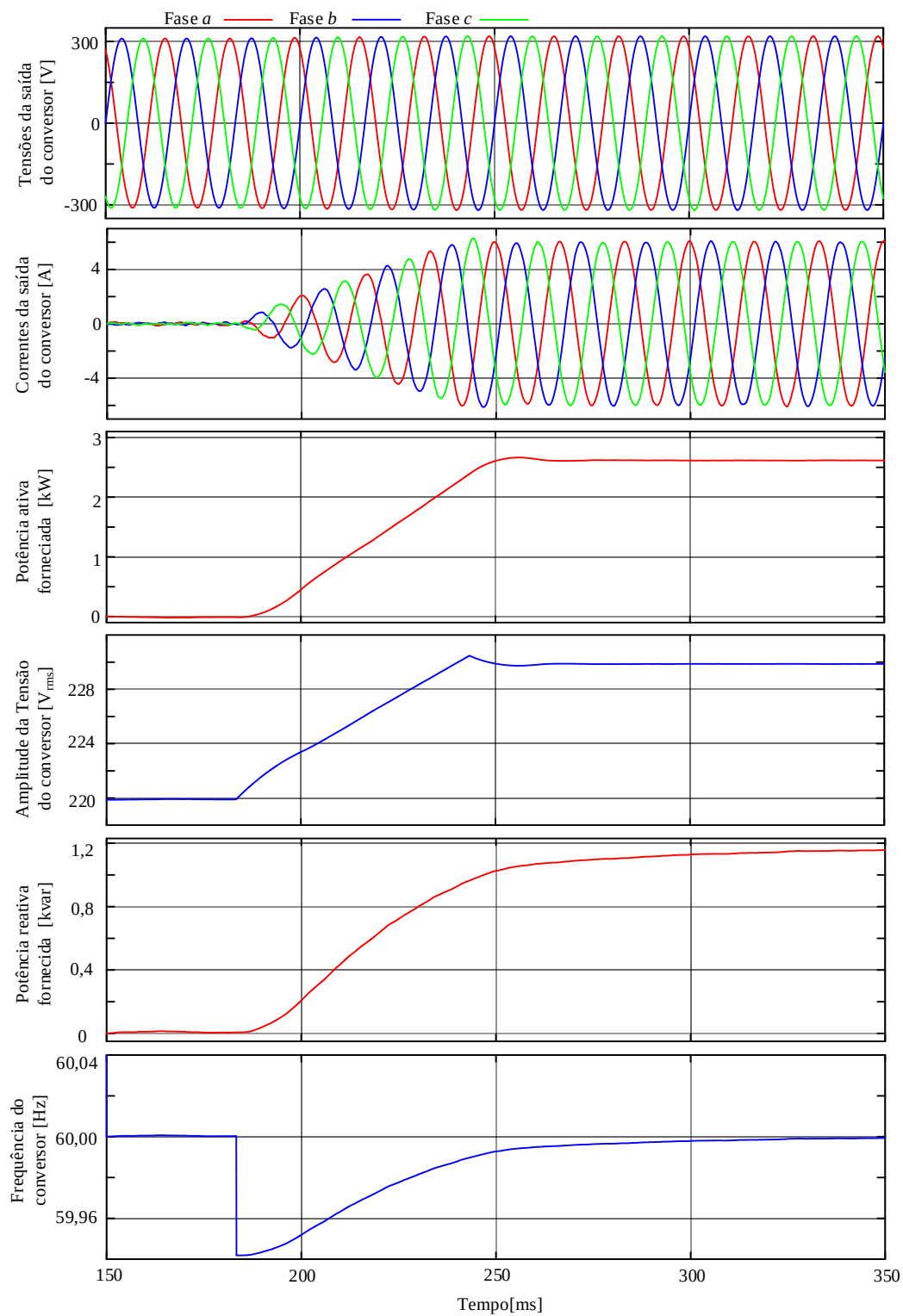


Fonte: próprio autor.

tência ativa, tensão gerada pelo controle por inclinação, potência reativa e frequência do conversor.

Conforme o primeiro e segundo gráfico da Figura 4.12, as tensões e as correntes apresentam formas senoidais ao atingir o regime permanente. Para que o conversor forneça potência, o nível das tensões é alterado de 311 V para 319 V, resultando em uma variação de 2,57 %. Porém, tal variação não necessariamente condiz com a variação da amplitude da tensão de aproximadamente 4,1 % do quarto gráfico, uma vez que a impedância virtual emula uma queda de tensão. Já a corrente apresenta um transitório caracterizado por uma rampa, assim como a potência ativa, com uma duração aproximada de 63 ms. Ao comparar o transitório da potência reativa com o da ativa, presencia-se um comportamento mais lento devido ação integrativa da relação entre a frequência e a fase de referência. Além disso, apesar da variação abrupta da frequência a potência reativa acaba apresentando um comportamento próximo a um sistema de primeira ordem.

Figura 4.12: Inversor conectado à rede sem distorções de tensão.



Fonte:próprio autor.

4.3.2 Caso 2 - Conversor conectado à rede elétrica ca com distorções

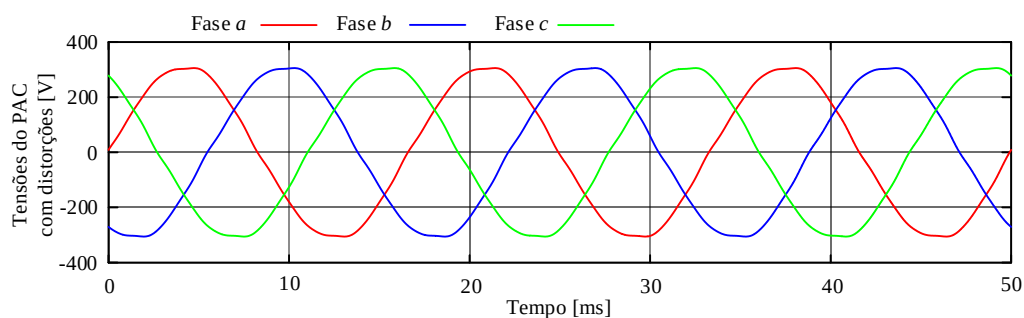
O caso 2, apresentado na Figura 4.14, é análogo ao caso 1, com exceção de que a tensão do PAC apresenta distorções em seu perfil. A Tabela 4.3 apresenta os harmônicos que formam as distorções das tensões no PAC, já a Figura 4.13 apresenta as formas de onda das tensões no PAC. Após dois ciclos o conversor é comandado a fornecer uma potência ativa de 2,76 kW e 1,17 kvar.

Inicialmente ao conectar, uma corrente com um pico de aproximadamente 4 A é registrada e apresenta grandes distorções em seu perfil ao longo da simulação. Tais distorções aparecem devido ao conversor operar como uma fonte de tensão e, assim, não tendo o domínio da corrente de saída. Apesar das distorções presentes nas correntes de saída, nota-se que o comportamento do conversor é semelhante ao caso 1, com exceção das pequenas ondulações no início dos gráficos.

Tabela 4.3: Composição das distorções da tensão no PAC.

Ordem do harmônico	Amplitude (%)	Fase (°)
3	1,92	90
5	2,07	180
7	1,17	45
9	0,88	135
11	0,36	135
13	0,58	135

Figura 4.13: Tensões no PAC com distorções.

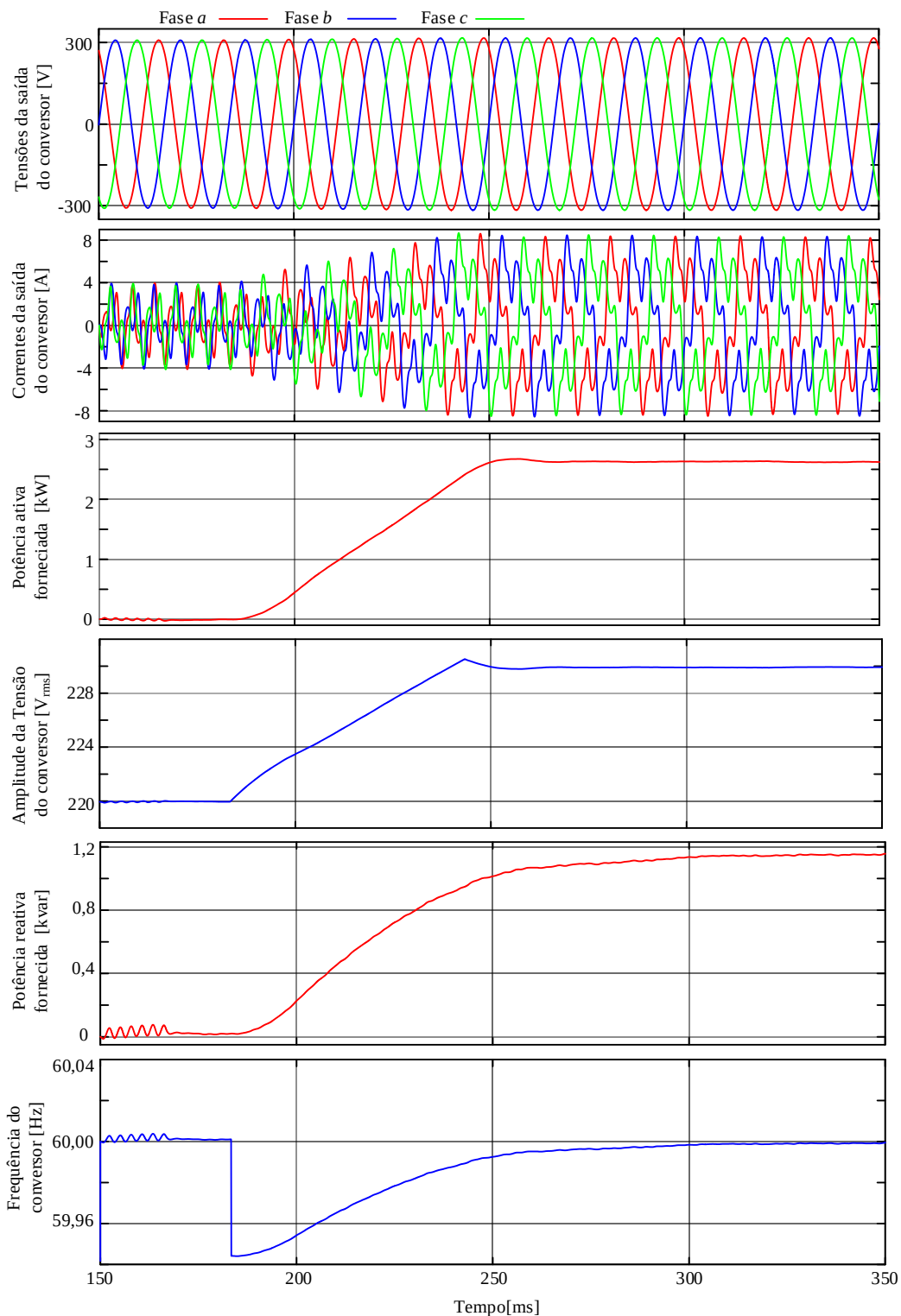


Fonte: próprio autor.

4.3.3 Caso 3 - Conversor conectado à rede elétrica com distorções com carga não linear

O caso 3 considerar um situação de rede idêntica ao do caso 2, porém contando também com a conexão de uma carga não linear em paralelo. A carga não linear é caracterizada por um retificador ponte completa trifásico alimentando uma resistência de 104 Ω . Os resultados são apresentados na Figura 4.15. O conversor é conectado ao barramento da microrrede e após dois ciclos de rede é comandado a fornecer 2,76 kW e 1,17 kvar.

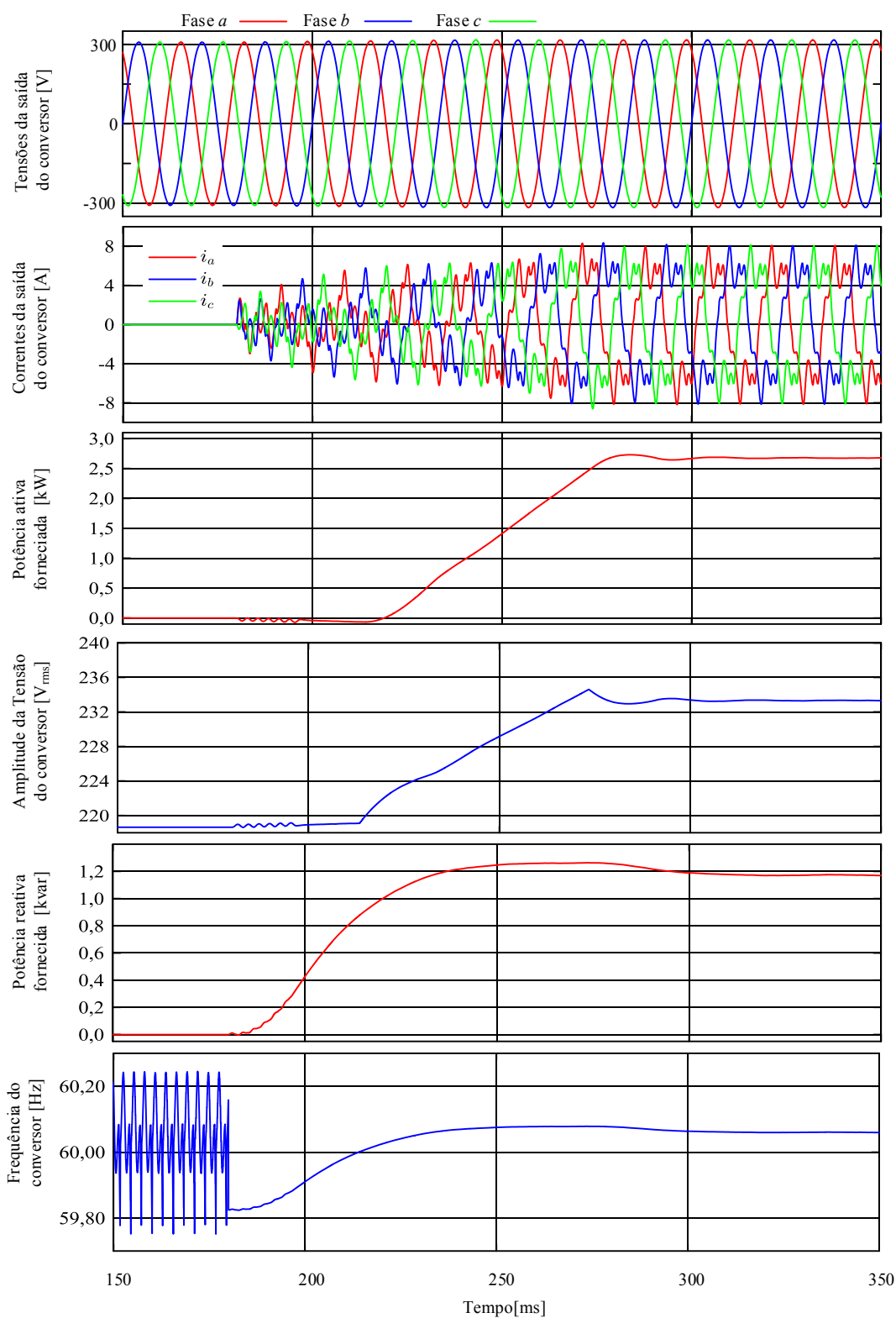
Figura 4.14: Inversor conectado à rede com distorções de tensão



Fonte: próprio autor.

É evidente a presença de distorções harmônicas significativas nos perfis das correntes fornecidas pelo conversor. Contudo, as tensões do conversor não são afetadas por tal distúrbio. A frequência antes da conexão, gerada pelo PLL, apresenta ondulações e

Figura 4.15: Inversor conectado à rede com distorções de tensão



Fonte: próprio autor.

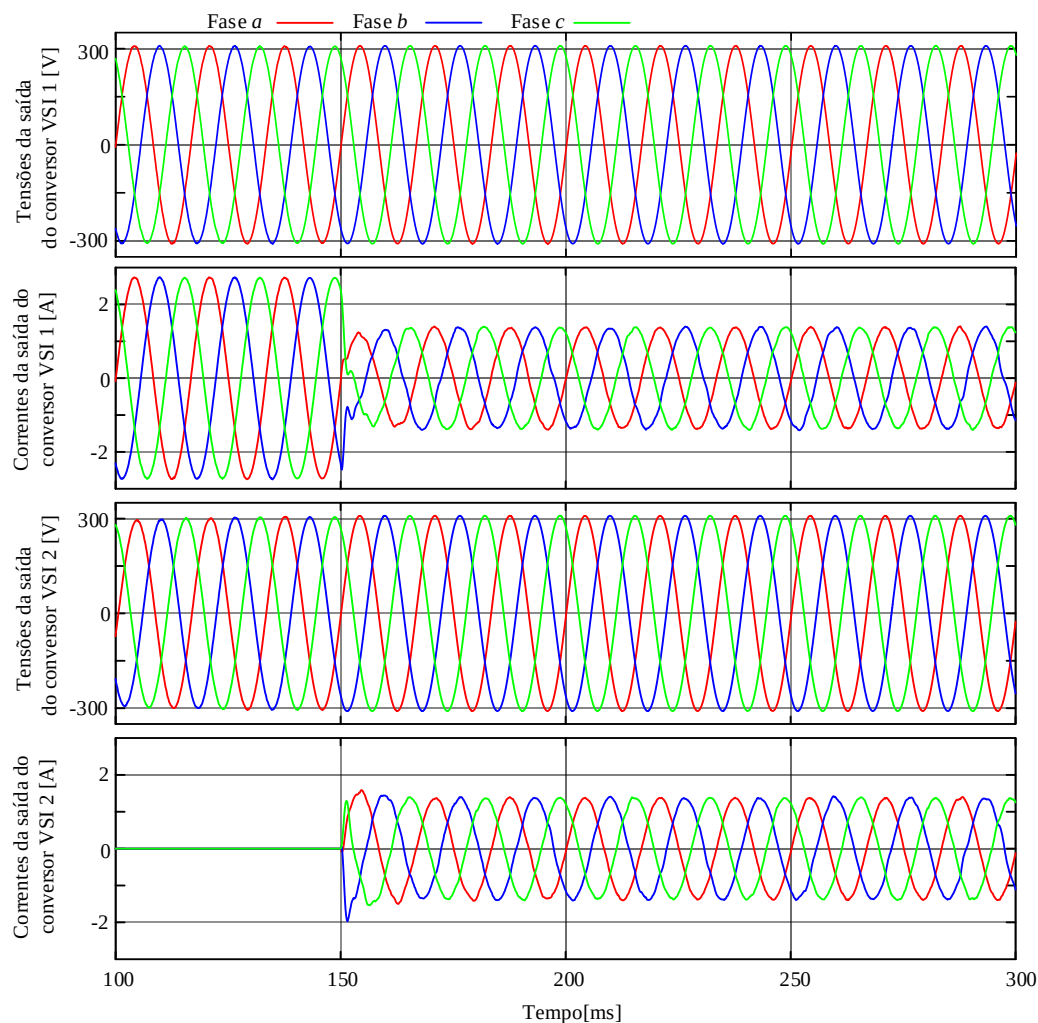
ao conectado é registrado um transitório da potência reativa levemente diferenciado dos demais casos.

4.3.4 Caso 4 - Conversor em operação no modo ilhado com carga resistiva

O Caso 4 apresenta o momento de conexão entre os inversores que passam a fornecer potência ativa à carga resistiva. O conversor VSI 1 fornece potência a carga resistiva até 150 ms, logo após o conversor VSI 2 é conectado ao barramento da microrrede e, assim, os dois conversores passam a fornecer potência ativa a carga resistiva.

As tensões e correntes dos conversores são apresentadas na Figura 4.16 durante a conexão. Nota-se que as correntes apresentam variações bruscas, onde as correntes do VSI 1 variam de 2,8 A para 1,4 A imediatamente, fazendo com que o conversor forneça a metade da potência inicial.

Figura 4.16: Inversores conectados em paralelo com carga resistiva (tensões e correntes).

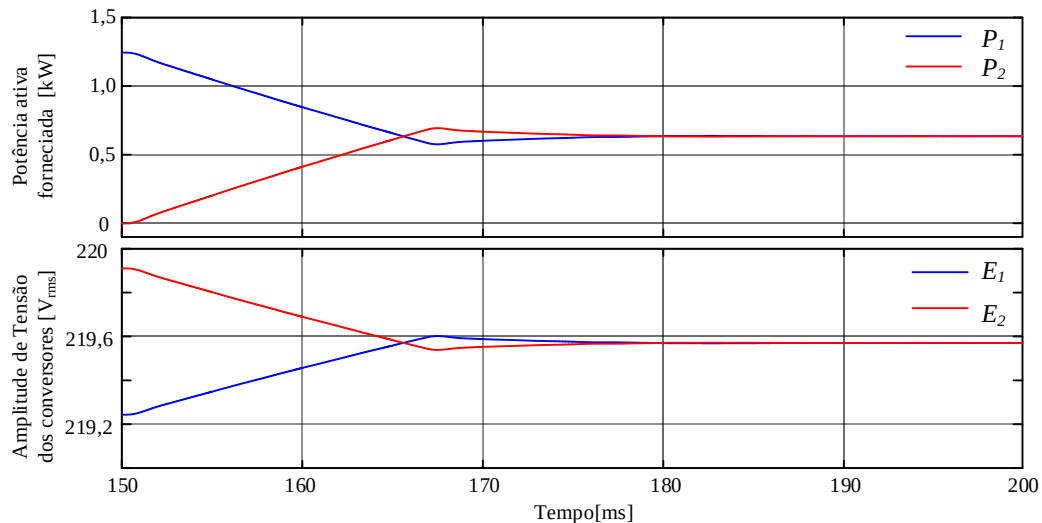


Fonte: próprio autor.

A Figura 4.17 apresenta as curvas das potências e as amplitudes de tensão geradas pelos controladores de cada conversor. Pode-se perceber o comportamento de rampa do

transitório de cada potência devido ao comportamento do FMM. Tanto as potências quanto as tensões acabam convergindo para o mesmo valor e, assim, realizando um compartilhamento de carga de relação unitária.

Figura 4.17: Potências fornecidas pelos conversores à carga R.



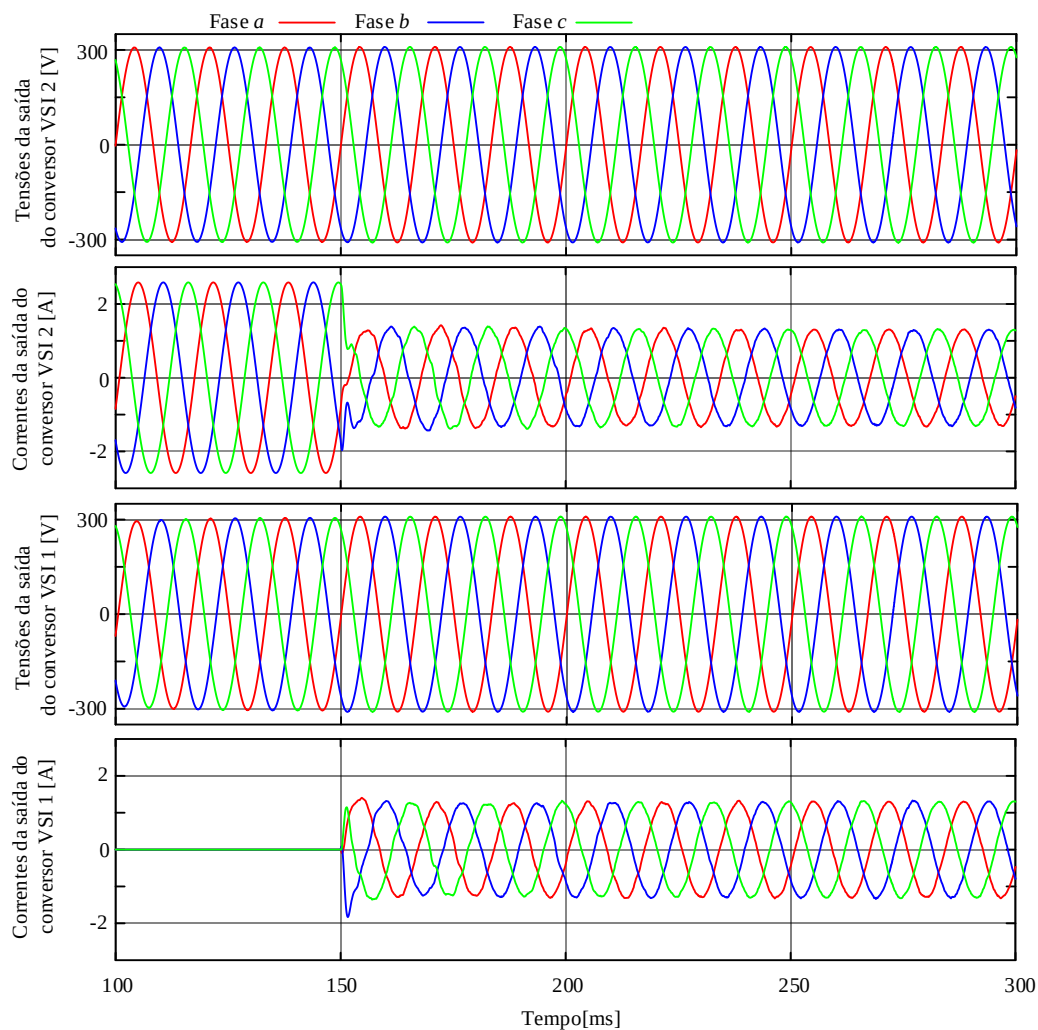
Fonte: próprio autor.

4.3.5 Caso 5 - Conversor em operação no modo ilhado com carga RL

O Caso 5 apresenta o momento de conexão entre os inversores que passam a fornecer potência ativa e reativa à carga de natureza resistivo-indutiva. Assim como o Caso 4, o conversor VSI 1 fornece toda tensão suprida pela carga até 150 ms da simulação, quando o conversor VSI 2 é conectado ao barramento da microrrede e então compartilhando a carga.

As tensões e correntes de ambos conversores são apresentadas na Figura 4.14. Assim como no caso da carga puramente resistiva os valores finais das correntes dos conversores 50 % dos valores iniciais. Além disso, durante o transitório são computadas algumas distorções nas formas de onda que são extintas ao longo do tempo de simulação, devido a limitação do passo de cálculo do *software*. Uma defasagem entre as tensões e as correntes pode ser percebida devido ao consumo de potência reativa.

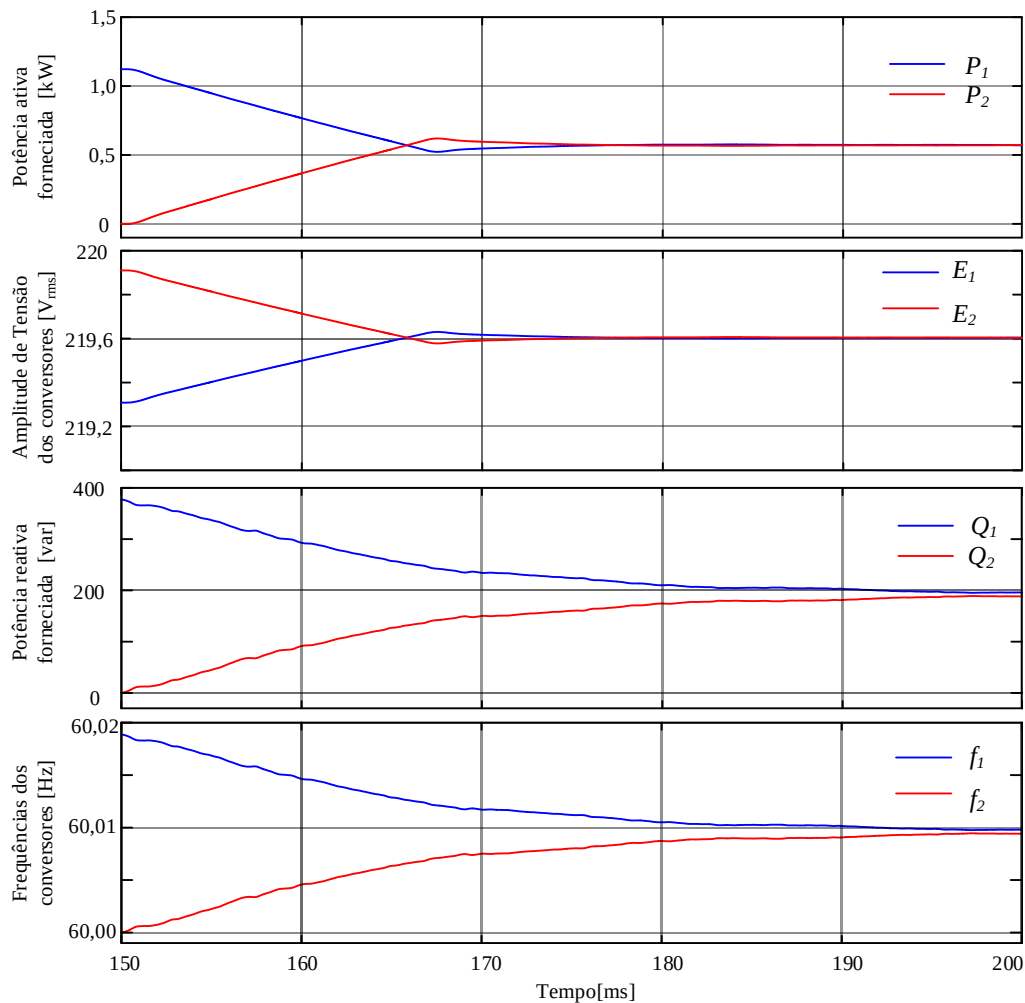
Figura 4.18: Inversores conectados em paralelo com carga RL (tensões e correntes)



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.19 apresenta os gráficos das potências, amplitude de tensão e frequência de ambos conversores. Nota-se que a natureza da carga resisitiva-indutiva não afeta o comportamento da potência e amplitude da tensão. Dessa forma mostrando curvas semelhantes ao caso da carga resisitiva. Já a potência reativa apresenta um transitório de aproximadamente 100 ms devido ao fator integrativo da malha. Os valores de potência reativa de cada conversor acabam convergindo para, aproximadamente, 200 var ao longo do tempo de simulação, enquanto as frequências convergem para o valor de 60,01 Hz.

Figura 4.19: Potências fornecidas pelos conversores à carga RL.



Fonte: próprio autor.

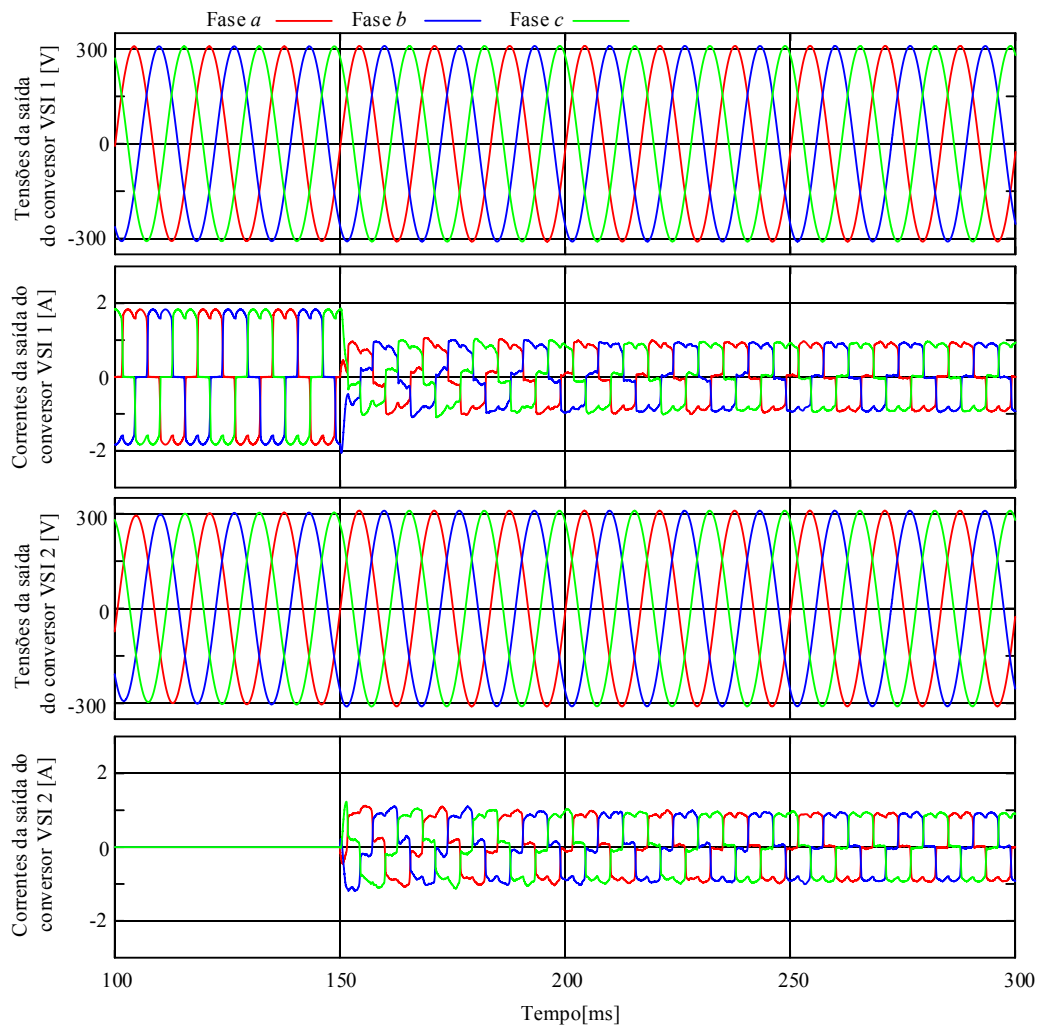
4.3.6 Caso 6 - Conversor em operação no modo ilhado com carga não linear

O caso 6 apresenta a conexão paralela dos conversores com uma carga não linear. A carga é um retificador trifásico ponte de Graetz a diodo que alimenta uma carga resistiva, um filtro L é conectado a sua entrada, suavizando um pouco as alterações bruscas na forma de onda da corrente.

A Figura 4.20 apresenta as tensões e as correntes dos conversores. Nota-se a forte presença de harmônicos nas formas de onda das correntes. Porém as tensões não apresentam distorções como consequência, mantendo a característica senoidal e apresentando uma formação de rede adequada para carga.

A Figura 4.21 descreve o fluxo de potência entre os conversores e a carga. Nota-se que com a utilização do FMM, as ondulações nas parcelas de potência p e q são evitadas, melhorando a qualidade na geração da tensão de referência dos conversores. Apesar da

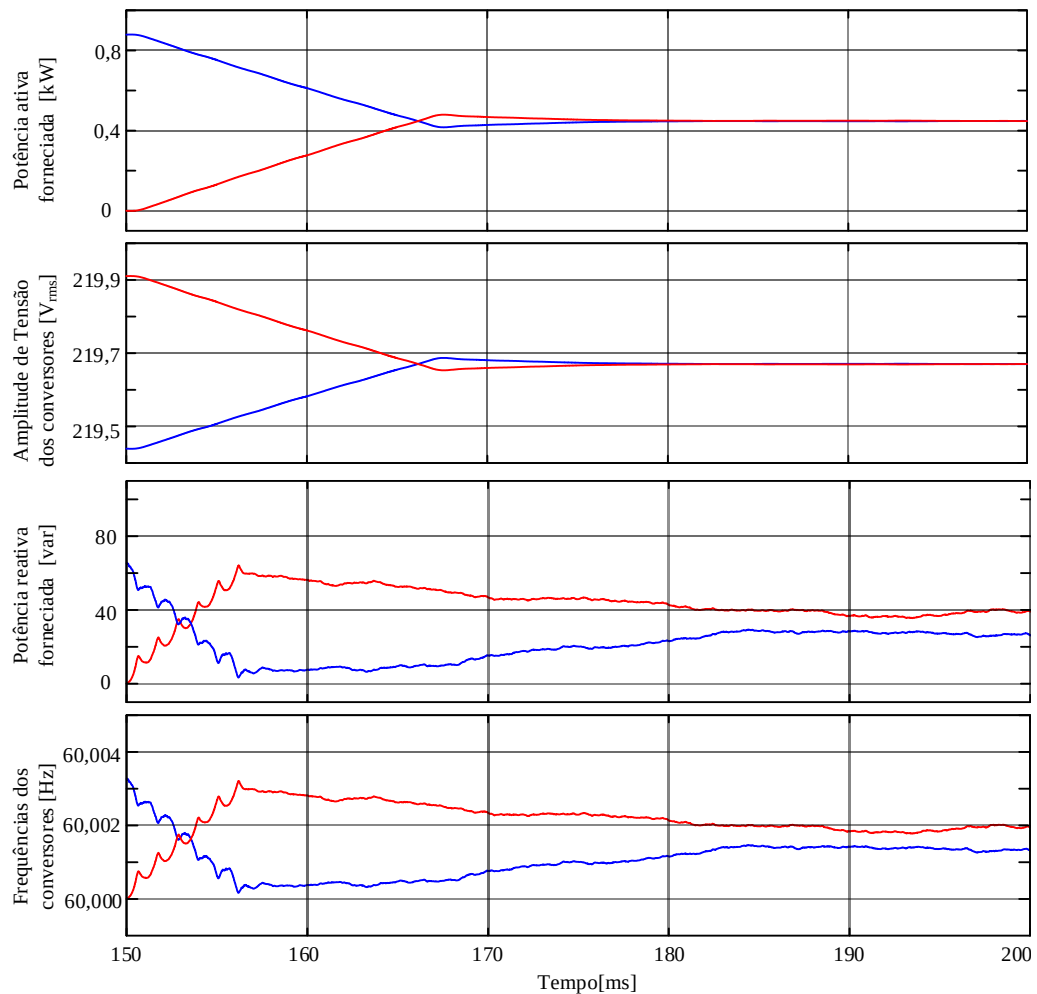
Figura 4.20: Tensões e correntes dos conversores conectados à carga não linear.



Fonte: próprio autor.

presença de reativos da carga não linear, é revelado que a componente de potência média é baixa e consumida apenas pelo filtro L a montante. Notam-se certas ondulações nas curvas das potências reativas e frequências devido aos erros visíveis dos cálculos numéricos devido a baixos valores e desvios.

Figura 4.21: Potências fornecidas pelos conversores à carga não linear.



Fonte: próprio autor.

4.4 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentada a estratégia de controle empregada para verificação do ajuste do controle por inclinação desenvolvido nesse trabalho. As simulações mostram que os conversores são aptos a operar tanto no modo conectado quando no modo ilhado em situações que apresentam cargas de naturezas distintas. A utilização de filtros de média móvel para medição das potências ativa e reativas dos conversores se apresentou como uma solução promissora na atenuação das ondulações que provém das distorções das correntes de saída do conversor.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, os resultados experimentais são apresentados com o intuito de validar a estratégia empregada do controle por inclinação. Primeiramente, a descrição do protótipo de implementação é apresentada, discutindo-se sobre os aspectos de construção do circuito de potência e das placas responsáveis pelo processamento dos sinais de controle e proteção. Após a descrição dos aspectos de implementação do sistema, os resultados experimentais para o caso do conversor conectado à rede elétrica são apresentados, verificando os transitórios das tensões e corrente no momento da conexão. Posteriormente, os resultados do caso ilhado, cujos conversores operam em paralelo, são apresentados, verificando-se os transitórios das tensões e das correntes de cada conversor conectado à carga de natureza resistiva. Com a obtenção desses resultados, busca-se comprovar o desempenho dos controladores em conceber a estabilidade do sistema conforme a metodologia de projeto do controle por inclinação utilizada.

5.1 Descrição do protótipo

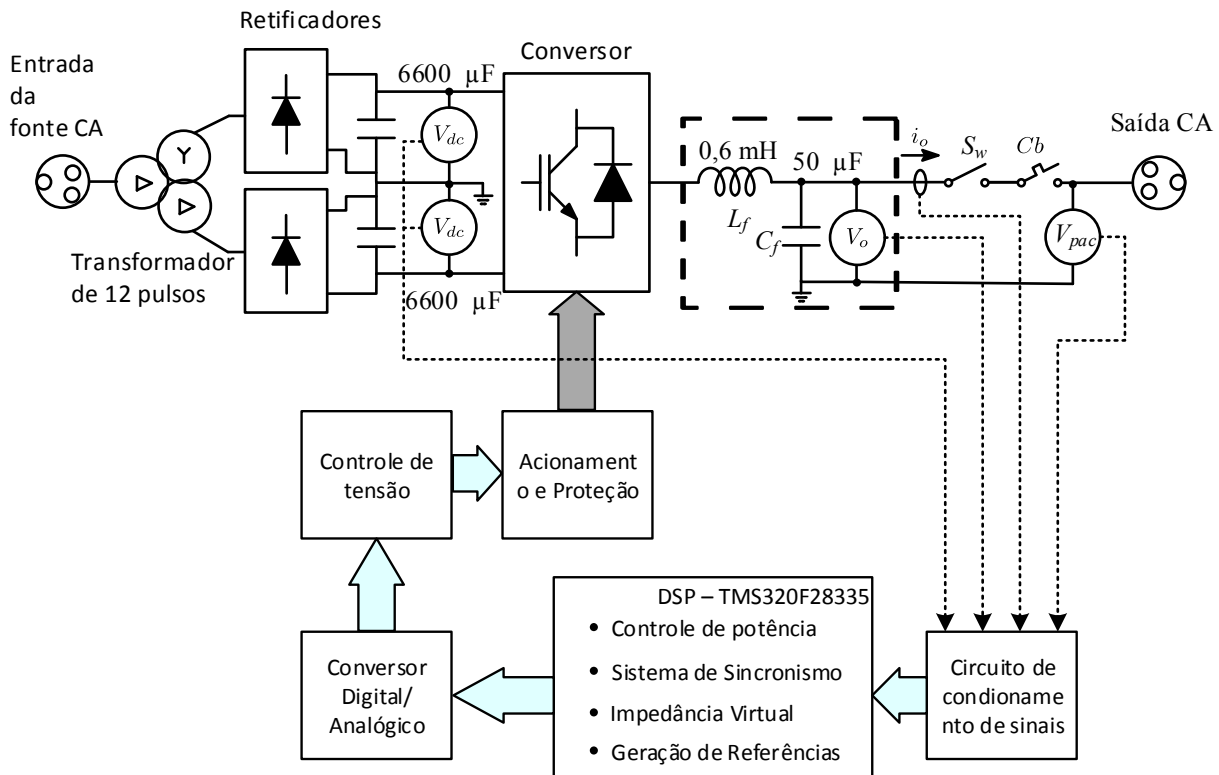
Dois conjuntos de conversores são utilizados para a implementação da estratégia de controle empregada, sendo que o VSI 1, é a capacidade de processar 20 kVA de potência, enquanto o VSI 2 é capaz de processar até 30 kVA. Porém, as limitações do processamento de potência de ambos estão relacionadas com a alimentação do barramento CC, onde é utilizado um transformador de doze pulsos com potência nominal igual a 3 kVA. Com exceção da capacidade do processamento devido a dimensão e capacidade diferenciada de dissipar calor, a construção realizada em ambos é idêntica em termos de placas de processamentos de sinais e também filtros de saída LC. Com isso, o diagrama geral simplificado do protótipo da Figura 5.1 é válido para ambos inversores.

A descrição individual do circuito de potência e das placas responsáveis de pelo processamento dos sinais digitais e analógicos é apresentada a seguir.

5.1.1 Circuito de potência

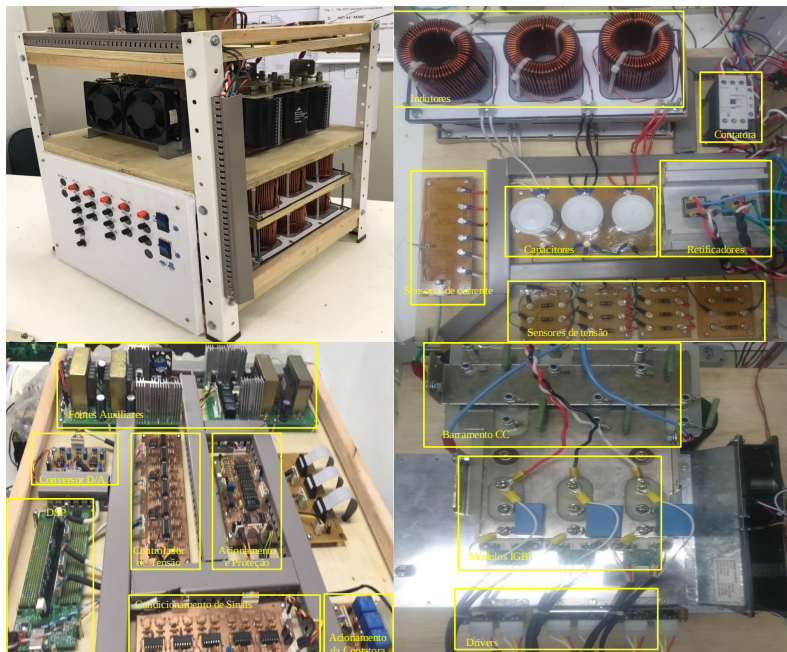
O primeiro conjunto de potência (VSI 1) para implementação da técnica de controle é constituído por um módulo inversor SPCIT 45000-60-15 da SUPPLIER que apresenta IGBTs utilizando topologia meia ponte e que cada braço é equipado com *driver* DRM100D80A configurados com tempo morto de $0,8 \mu\text{s}$. O barramento CC apresenta seis capacitores de $2200 \mu\text{F}$ cada com ponto médio e, assim, fazendo com que as ondulações presentes na tensão sejam desprezíveis.

Figura 5.1: Circuito de potência e diagrama geral em blocos do protótipo.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.2: Protótipo utilizado.



Fonte: próprio autor.

O segundo conjunto de potência (VSI 2) para implementação apresenta basicamente as mesmas características do VSI 1, com exceção de que a ventilação forçada do dissipador é realizado através de uma turbina que permite dissipar uma maior quantidade de calor. Além disso, seu barramento é formado por seis capacitores de $4700 \mu\text{F}$ ao invés de $2200 \mu\text{F}$.

A alimentação do barramento CC dos inversores é realizada através de dois transformadores de doze pulsos, um para cada inversor, com potência nominal de 3kVA em conjunto com dois retificadores trifásicos SKD 25/12 da SEMIKRON. Essa estratégia permite realizar a alimentação do barramento CC em até 800 V.

Para cada braço há um filtro na configuração LC na saída do conversor que apresenta um indutor de 0,6 mH com resistência desprezível e que permite uma corrente eficaz de 25 A e um capacitor de $50 \mu\text{F}$, resultando em uma frequência de corte aproximadamente 920 Hz. Esses valores são extraídos do projeto de filtro LC apresentado em (HOCK, 2015). Isso faz com que em uma frequência de 20kHz a tensão seja atenuada em -53 dB.

Um disjuntor C_b é conectado na saída do inversor sendo responsável pela proteção de sobre corrente. Além disso, uma contactora S_w realiza a conexão da saída do inversor ao PAC que é acionada através de um relé incluso na placa de controle, comandado pelo DSP.

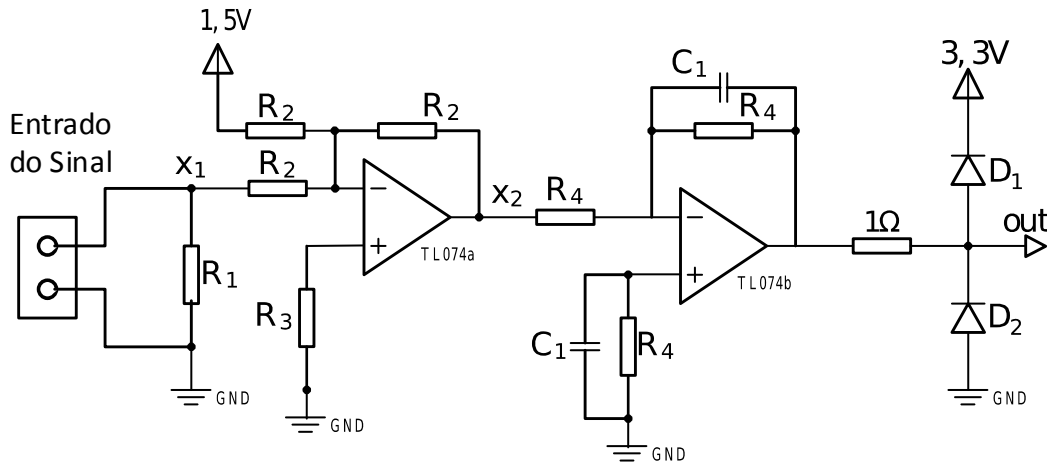
A alimentação dos circuitos do processamento analógico dos sinais e dos *drivers* é realizada através de duas fontes auxiliares simétricas de 15V/1A com isolamento galvânica.

5.1.2 Processamento dos Sinais

Para o processamento dos sinais medidos utilizou-se quatro placas principais de controle sendo elas: Condicionamento de sinais, Conversão D/A, Controle de tensão e Acionamento e proteção.

A placa de condicionamento de sinais tem como função adequar os sinais medidos para níveis suportados pelo DSP, que é 0 – 3 V. Essa placa condiciona as três tensões do PAC, as três correntes do conversor e as três tensões do barramento CC. O circuito padrão do condicionamento é mostrado na Figura 5.3, onde os componentes com a mesma descrição apresentam o mesmo valor. O resistor R_1 é determinado conforme os sinais recebidos dos sensores, sendo divisores resistivos para a medição das tensões e transdutores para as correntes. Já C_1 e R_4 são determinados para fazer com que a banda passante do filtro com função *anti-aliasing* seja de 10 kHz. Um nível de 1,5V é adicionado para fazer com que os sinais AC sejam entregues ao DSP com níveis adequados. Já o par de diodos D_1 e D_2 são responsáveis pela proteção do DSP, limitando os sinais de entrada a um nível de tensão de 3,3V.

Figura 5.3: Estrutura dos circuitos de condicionamento de sinais.

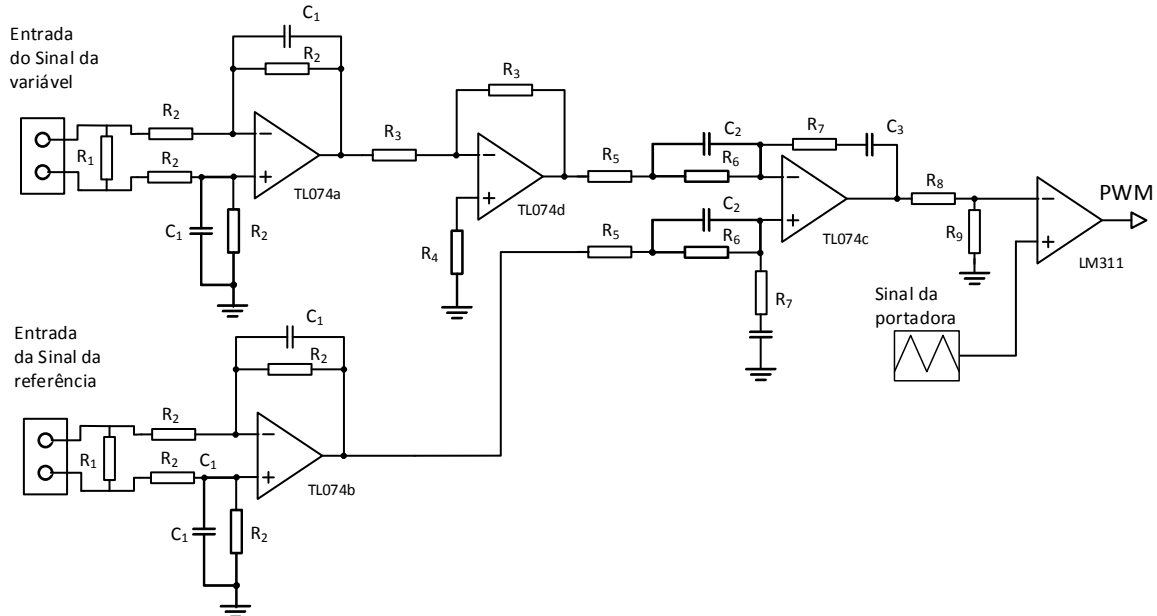


Fonte: próprio autor.

A placa da conversão D/A é responsável por adequar os três sinais de referência da malha de tensão, saída do DSP, em três sinais analógicos, quais serão utilizados na placa de controle de tensão CA.

A placa de controle analógico das tensões dos capacitores de saída do filtro LC é composta pelos circuitos dos compensadores e o modulador PWM e apresentada na Figura 5.4.

Figura 5.4: Estrutura dos circuitos de controle.



Fonte: próprio autor.

Os componentes R_5 , R_6 , R_7 , C_2 e C_3 forma o controle $C_v(s)$. Ao comparar tal cir-

cuito com a função de transferência do controlador $C_v(s)$, tem-se

$$C_v(s) = k_v \frac{(s + z_{v1})^2}{s(s + p_v)} = \frac{R_7}{R_5} \frac{(s + \frac{1}{C_2 R_6})(s + \frac{1}{C_3 R_7})}{s + \frac{R_5 + R_6}{C_3 R_6 R_5}}. \quad (5.1)$$

Ao analisar a equação, conclui-se que:

$$\frac{R_7}{R_6} = \frac{C_2}{C_3}, \quad (5.2)$$

$$k_v = \frac{R_7}{R_5}, \quad (5.3)$$

$$z_{v1} = \frac{1}{C_3 R_7}, \quad (5.4)$$

$$p_v = \frac{R_5 + R_7}{C_3 R_7 R_5}. \quad (5.5)$$

Dessa forma, os valores dos componentes podem ser calculados da seguinte maneira:

$$R_6 = \frac{R_5}{\frac{p_v}{k_v z_{v1}} - 1}, \quad (5.6)$$

$$R_7 = k_v R_5, \quad (5.7)$$

$$C_3 = \frac{1}{z_{v1} k_v R_5} \quad (5.8)$$

$$C_2 = \left(\frac{p_v}{z_{v1} k_v} - 1 \right) \frac{1}{z_v R_5}. \quad (5.9)$$

A placa de acionamento e proteção possui os sinais digitais do conversor e realiza a proteção via *hardware* do conversor. Ao receber os sinais de proteção provenientes tanto do DSP quanto dos *drivers*, através de uma lógica realizada por portas lógicas AND acaba realizando o bloqueio dos interruptores. Além disso, a placa adequa os sinais PWM e envia os pulsos de gatilho para os *drivers* no estágio de potência.

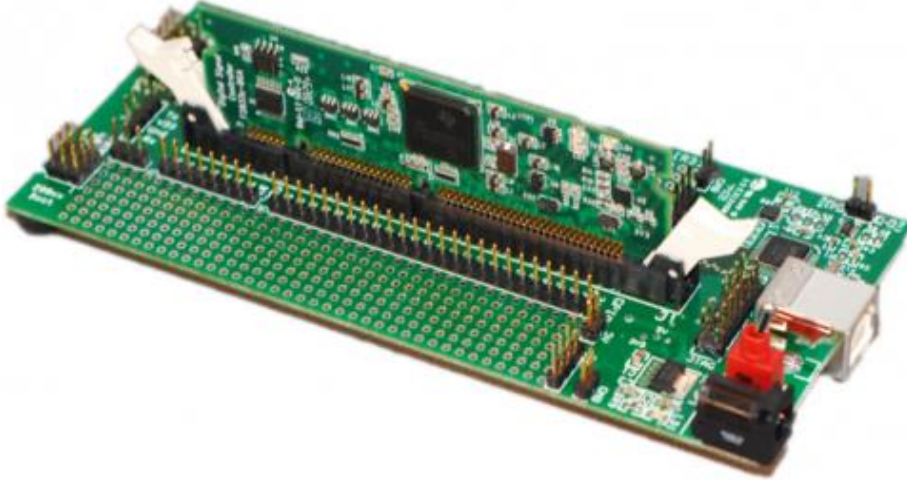
Para realizar o processamento digital de sinais foi utilizado o DSP TMS320F28335 da *Texas Instrumentns* no kit de desenvolvimento TMDSDOCK28335 com a *daughter board* TMDSCNCD28335 apresentado na Figura 5.5.

5.2 Resultados obtidos

A validação do desempenho da estratégia de controle ocorre através de três tipos de ensaios experimentais, sendo eles: modo conectado à rede elétrica com carga não linear, modo ilhado com carga RL e modo ilhado com carga não linear. O sistema apresenta a tensão de operação em uma tensão de 220 V eficaz e uma frequência nominal de rede de 60 Hz.

A mediação é realizada através de dois osciloscópios para registrar as formas de onda das tensões e das correntes, dois analisadores de energia modelos PA4000 para

Figura 5.5: Imagem do kit TMDSDOCK28335.



Fonte: próprio autor.

extrair valores de tensão, corrente e potência. Além disso, para obter transitórios da amplitude de tensão, frequência e potências de operação dos conversores, utilizam-se vetores de dados gerados nos próprios DSP's.

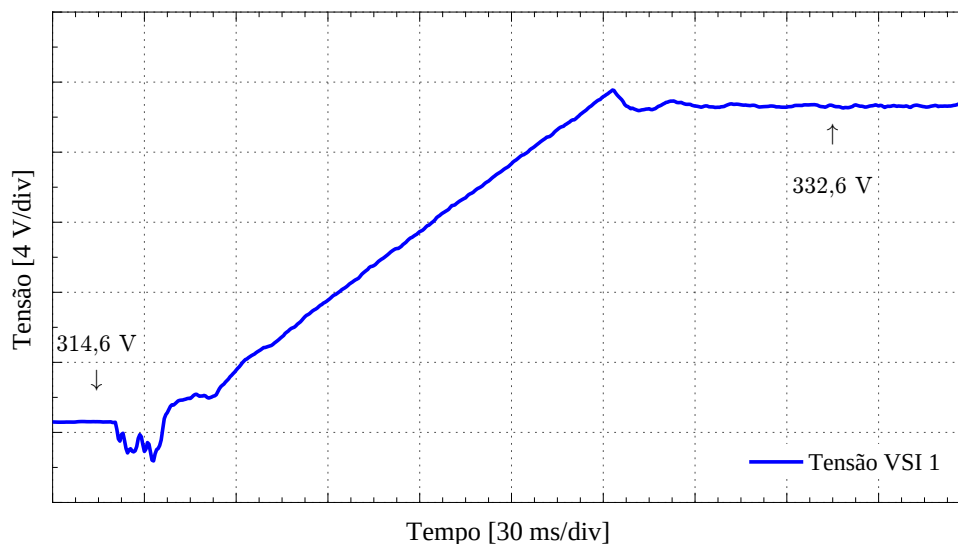
5.2.1 Ensaio com um conversor conectado à rede elétrica com carga não linear

O ensaio realizado no modo conectado à rede elétrica considera o conversor operando em paralelo a uma carga não linear. A carga não linear é caracterizada por um retificador ponte completa trifásico que alimenta um resistor com um valor de $104\ \Omega$ e utiliza um filtro indutivo a montante com valor de indutância de $0,570\text{ mH}$. Essa operação é selecionada para teste uma vez que é exigido um desempenho considerável do controlador de tensão ao mitigar os distúrbios causados pelas correntes drenadas pela carga e pelas tensões da rede elétrica. Os resultados registrados para este ensaio são constituídos por formas de onda durante o transitório e o regime permanente.

A partir de um pré-sincronismo do conversor à rede elétrica, o conversor é conectado ao PAC e comanda a transmitir valores nulos de potência ativa e reativa. Após três ciclos de rede as referências das potências são geradas em formas de rampa e, assim, tendo o intuito de referências 3 kVA com fator de potência de $0,92$ (2760 W e 1170 var).

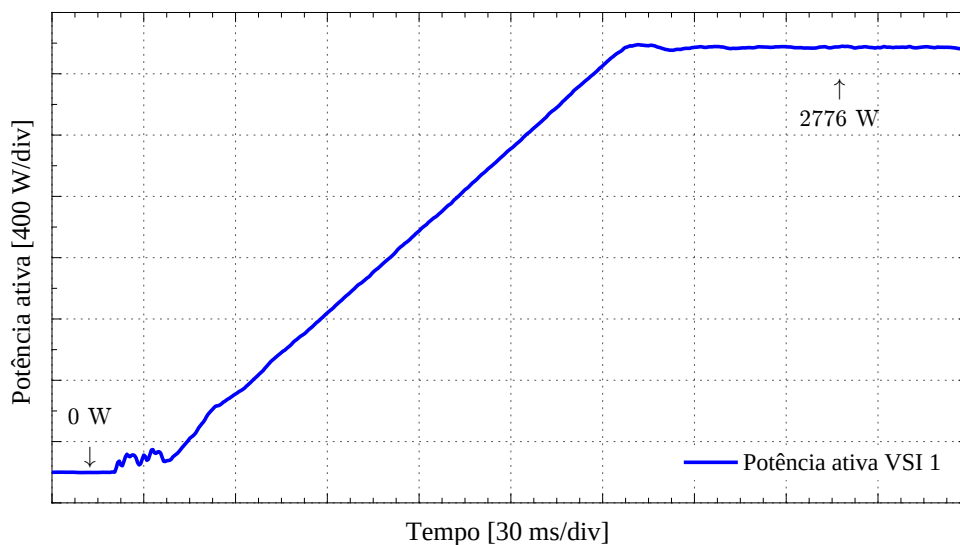
Nas Figuras 5.6 e 5.7 a referência de amplitude de tensão gerada pelo controle por inclinação e a potência ativa fornecida pelo conversor, respectivamente. Para transmitir uma potência de 2776 W , variação de tensão é de $5,7\%$, variando de $314,6$ a $332,6$. Ao atingir os valores de regime permanente, nota-se baixas variações dos valores da tensão e da potência ativa e, assim, revelando a capacidade do FMM ao inibir as ondulações da potência instantânea.

Figura 5.6: Transitório da amplitude de tensão do conversor no modo conectado à rede elétrica.



Fonte: próprio autor.

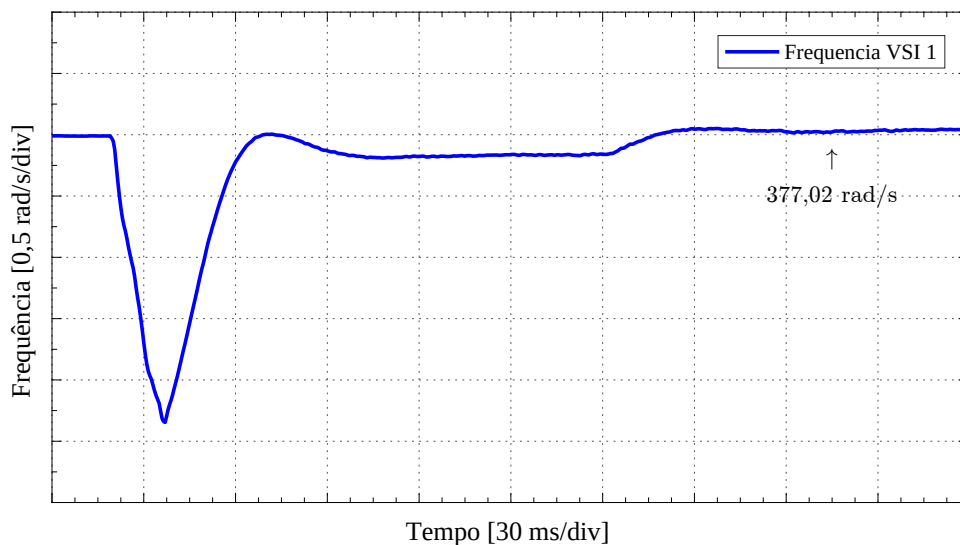
Figura 5.7: Transitório da potência ativa fornecida pelo conversor no modo conectado à rede elétrica.



Fonte: próprio autor.

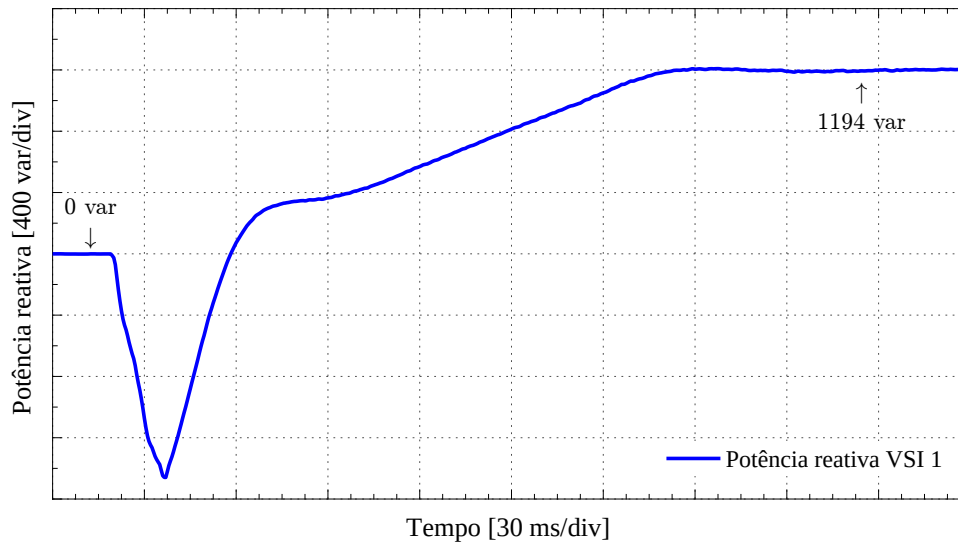
Nas Figuras 5.8 e 5.9 são mostrados os transitórios da frequência e da potência reativa do conversor, respectivamente. No momento da conexão, variações bruscas na frequência e na potência reativa são computadas. Isso ocorre devido a defasagem entre as tensões do conversor e da rede, a qual é causada pelo atraso do controlador de tensão. Para reduzir a defasagem, procura-se compensá-la adicionando um pequeno valor de fase na referência da malha de tensão, a qual é realizada de forma heurística. Dessa forma, a defasagem é reduzida, mas não eliminada por completa. Apesar do efeito gerado pela defasagem, o controle por inclinação corrigir tal perturbação, fazendo a potência reativa atingir 1194 var, valor próximo da referência de 1170 var.

Figura 5.8: Transitório da frequência de operação do conversor no modo conectado à rede elétrica.



Fonte: próprio autor.

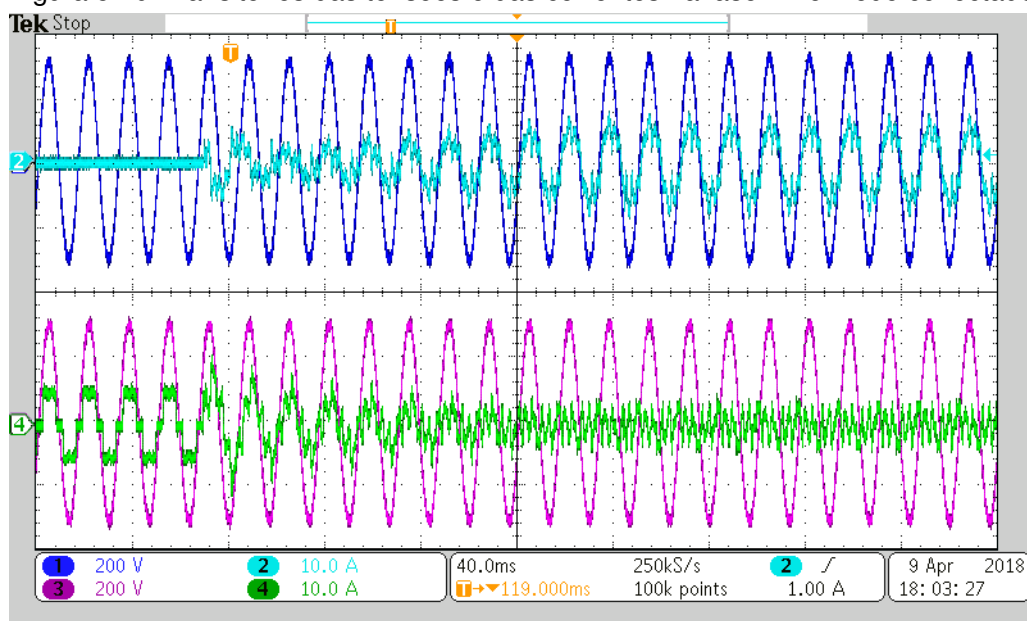
Figura 5.9: Transitório da potência reativa fornecida pelo conversor no modo conectado à rede elétrica.



Fonte: próprio autor.

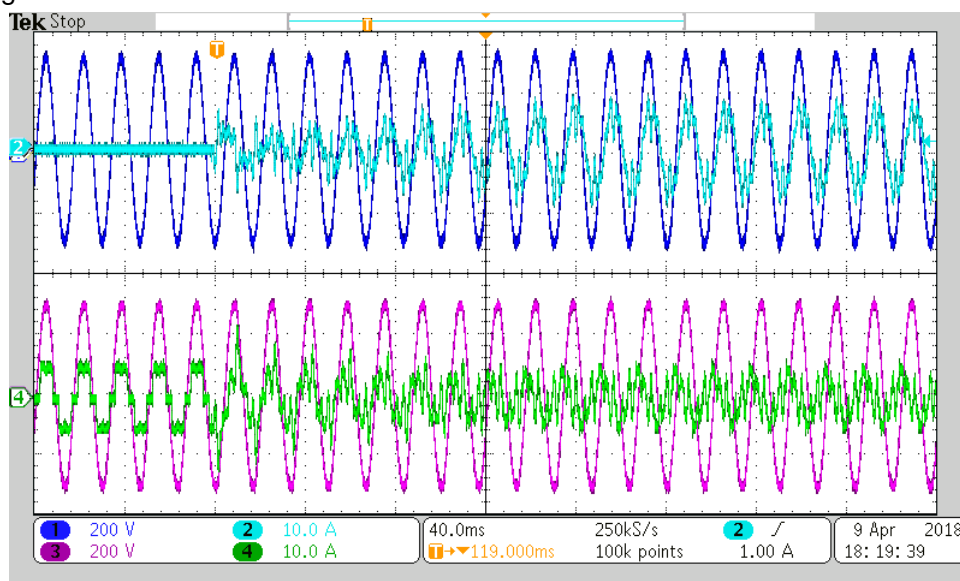
Os transitórios das tensões e das correntes foram obtidos através de um ensaio por fase. Nas figuras 5.10, 5.11 e 5.12 são apresentados os transitórios da fase A, B e C, respectivamente. A tensão do conversor está destacada em azul; a corrente do conversor, em ciano; a tensão da rede, em magenta; a corrente da rede, em verde. Nota-se a ausência de qualquer valor elevado de corrente durante o transitório, revelando a operação adequada do conversor. Conforme os estados de regime permanente são atingidos, boa parte da potência da carga não linear é fornecida pelo conversor.

Figura 5.10: Transitórios das tensões e das correntes na fase A no modo conectado.



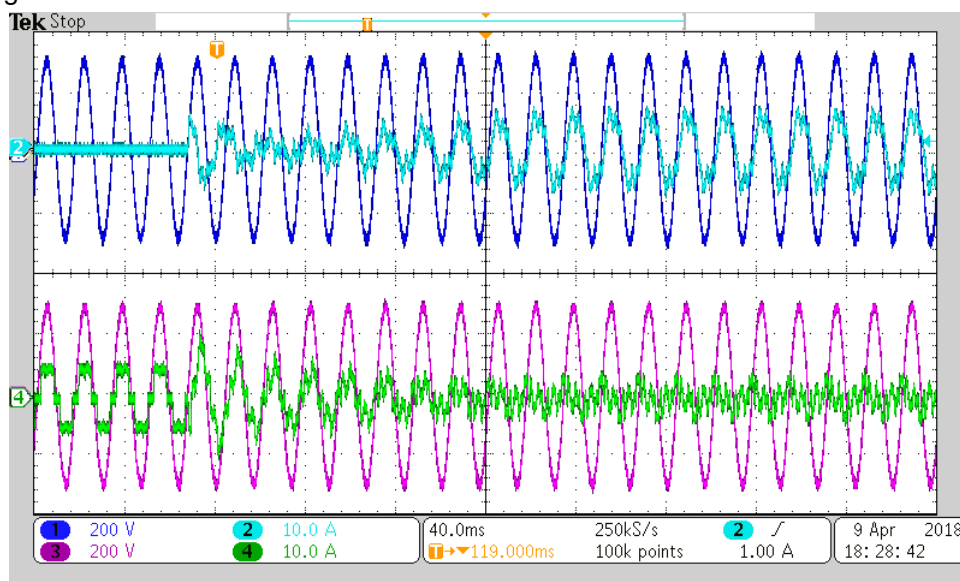
Fonte: próprio autor.

Figura 5.11: Transitórios das tensões e das correntes na fase B no modo conectado.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.12: Transitórios das tensões e das correntes na fase C no modo conectado



Fonte: próprio autor.

Nas figuras 5.13 e 5.14 são apresentadas as formas de onda das tensões e das correntes do conversor em regime permanente. As tensões apresentam baixas distorções apesar da conexão em paralelo com a carga não linear e, assim, mostrando a capacidade do controlador de tensão na rejeição de distúrbios. Por sua vez, as correntes apresentam distorções harmônicas significativas devido a natureza da carga não linear e a tensão da rede. Através do analisador de energia são obtidos os valores eficazes de tensão e corrente, e os valores das potências ativa e reativa processadas pelo conversor. Os valores das variáveis citadas são encontrados na Tabela 5.1.

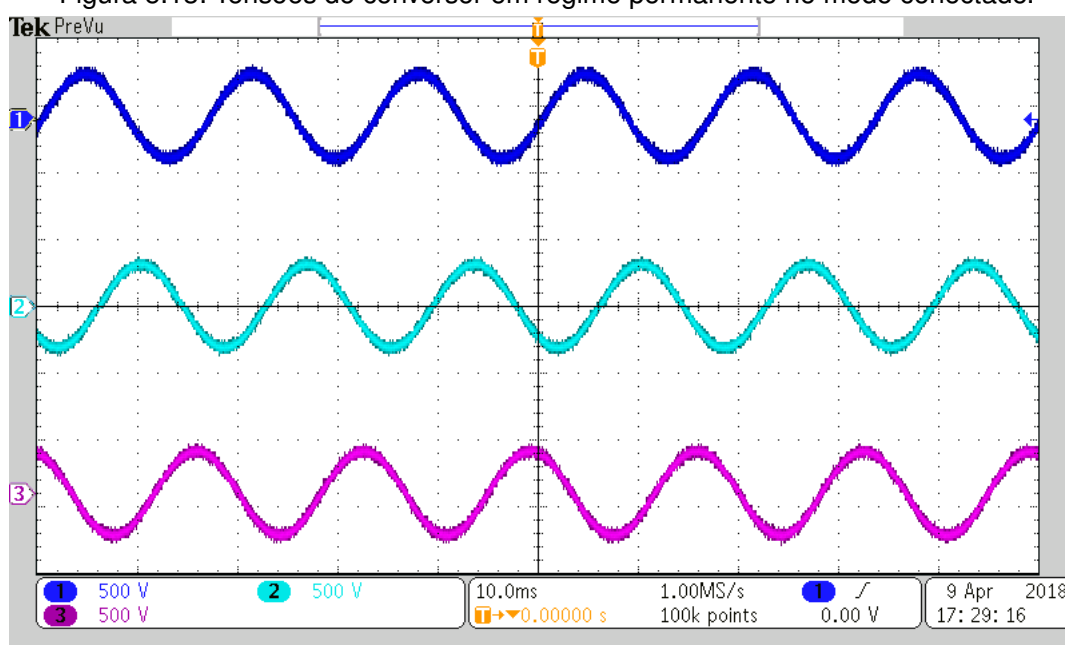
Tabela 5.1: Valores das tensões, correntes e potências do conversor no modo conectado com carga não linear

Variáveis	Valores	Unidades
Tensão eficaz da fase A	226,77	V
Corrente eficaz da fase A	4,28	A
Tensão eficaz da fase B	228,64	V
Corrente eficaz da fase B	4,87	A
Tensão eficaz da fase C	227,67	V
Corrente eficaz da fase C	4,33	A
Potência ativa	2687	W
Potência reativa	1385	var

Conforme a Tabela 5.1, há um desequilíbrio entre as fases que provém, consequentemente, do desequilíbrio da tensão da rede elétrica. Outra questão se trata das pequenas diferenças entre os valores das potências computadas pelo DSP e pelo analisador de energia.

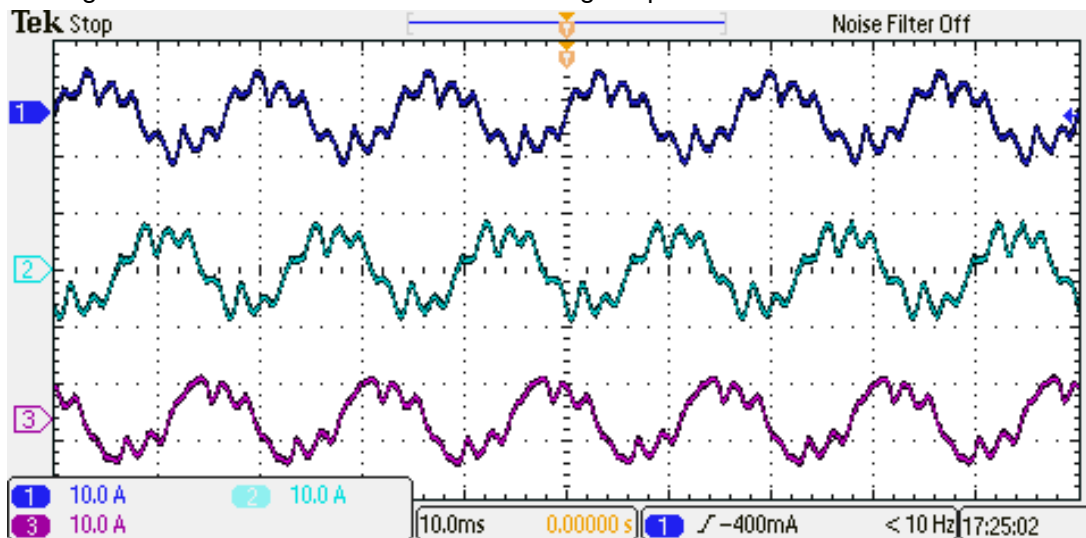
O ensaio realizado com o conversor conectado à rede elétrica revela que a estratégia de controle empregada está apta para ser aplicada no modo conectado de operação de uma microrrede. Certas diferenças podem ser encontradas entre o circuito simulado no Capítulo 4 e o ensaio prático. Por exemplo, o transitório da potência reativa no momento da conexão do conversor à rede elétrica é causado pela falta de precisão no sincronismo. Todavia, o controle por inclinação concebe a estabilidade ao sistema.

Figura 5.13: Tensões do conversor em regime permanente no modo conectado.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.14: Correntes do conversor em regime permanente no modo conectado.



Fonte: próprio autor.

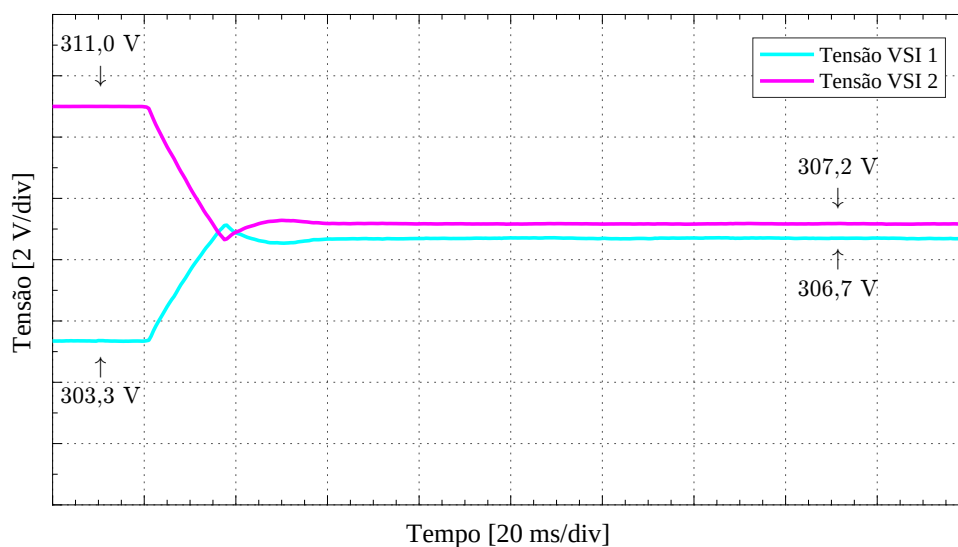
5.2.2 Ensaio no modo ilhado com carga RL

Para verificar o desempenho da estratégia de controle empregada para modo ilhado de operação da microrrede com dois conversores operando em paralelo, dois tipos de ensaios são realizados: conexão à carga RL e conexão à carga não linear. A seguir são apresentados os resultados com os ensaios realizados com a conexão à carga RL.

A operação com a carga RL é realizada com a utilizando de um banco de resistores de 43Ω e um banco de indutores de 40 mH. O ensaio realizado tem o objetivo de verificar a estabilidade da microrrede no modo ilhado de operação e o compartilhamento das potências ativa e reativa entre os conversores. Um conversor já se encontra conectado a carga RL, enquanto o ensaio realizado registra os eventos ocorridos no momento da conexão do segundo conversor à microrrede.

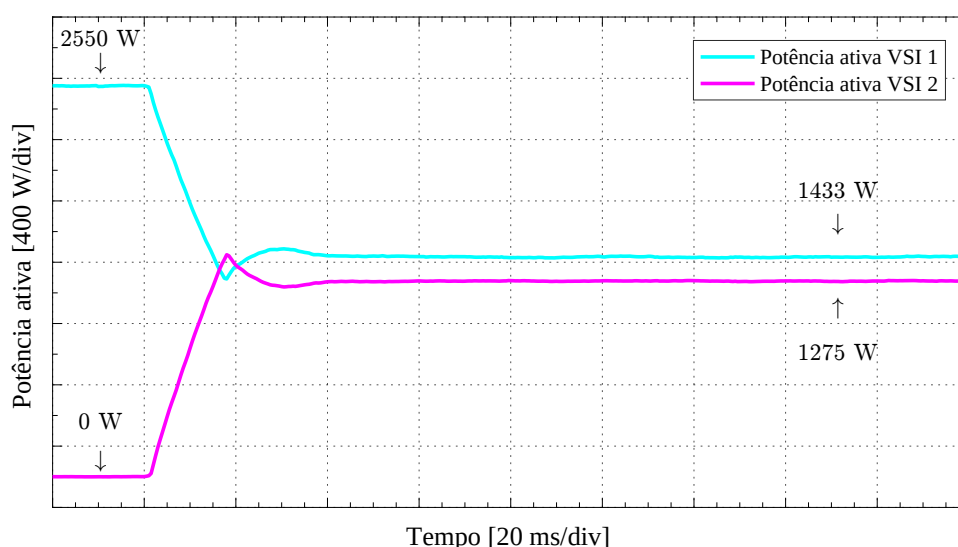
As amplitudes das tensões e as potências ativas dos conversores são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 5.15 e 5.16 durante a conexão. O conversor VSI 1 apresenta um valor de 303,3 V antes da conexão e fornecendo uma potência de 2550 W. Após o transitório o valor da tensão é elevado para 306,7 V, uma variação de 1,1 %, enquanto a potência ativa fornecida passa ser de 1433 W. Já o conversor VSI 2 antes da conexão opera com uma tensão de 311 V e após a conexão a tensão passa ser de 307,2 V, variação 1,2%, fornecendo uma potência de 1275 W. Nota-se um pequeno erro no compartilhamento de potência, o qual pode ser justificado pelos desvios nos valores das impedâncias de conexão entre os conversores.

Figura 5.15: Transitórios das amplitudes de tensão dos conversores no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.16: Transitórios das potências ativas fornecidas pelos conversores no modo ilhado com carga RL.

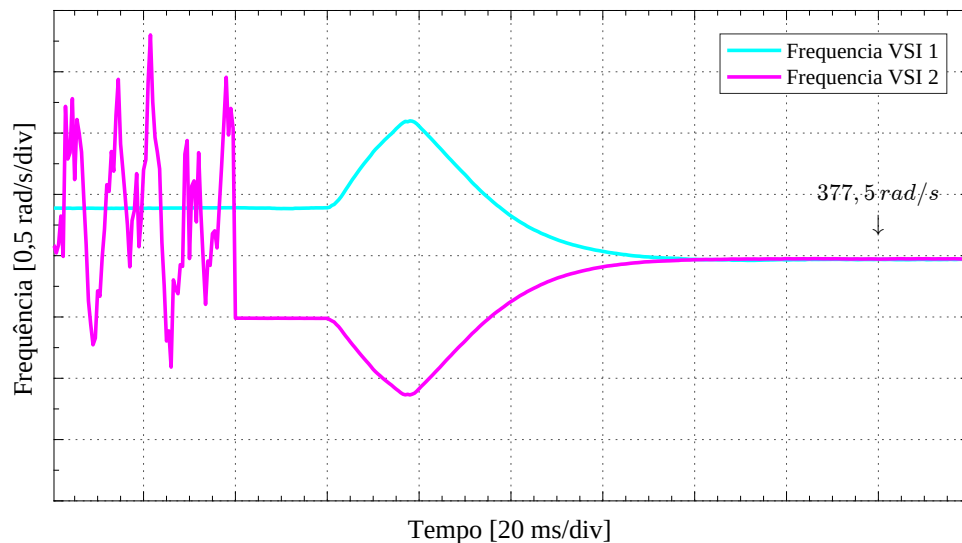


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 5.17 e 5.18 são mostradas a frequência e a potência reativa dos conversores durante a conexão, respectivamente. No momento da conexão é observado um transiente, tanto na frequência quanto na potência reativa, semelhante ao do ensaio realizado com o conversor conectado à rede elétrica. No entanto, ao atingir o regime permanente nota-se um bom desempenho no compartilhamento da potência reativa, onde os conversores processam o mesmo valor de 511,5 var. Por sua vez, a frequência de operação dos conversores em regime permanente é de 377,5 rad/s.

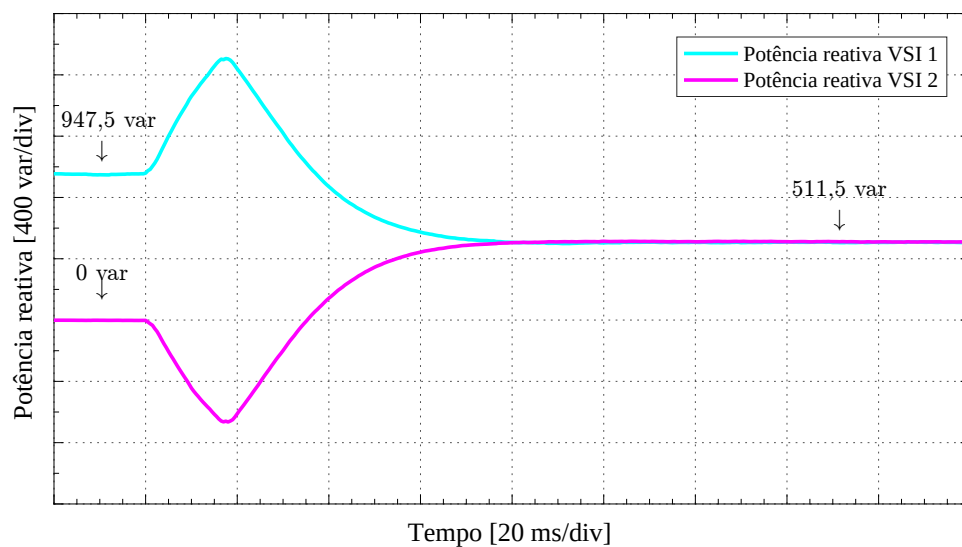
Os transitórios das tensões e das correntes foram obtidos através de um ensaio por fase. Nas figuras 5.19, 5.20 e 5.21 são apresentados os transitórios das fases A, B e

Figura 5.17: Transitórios das frequências dos conversores no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

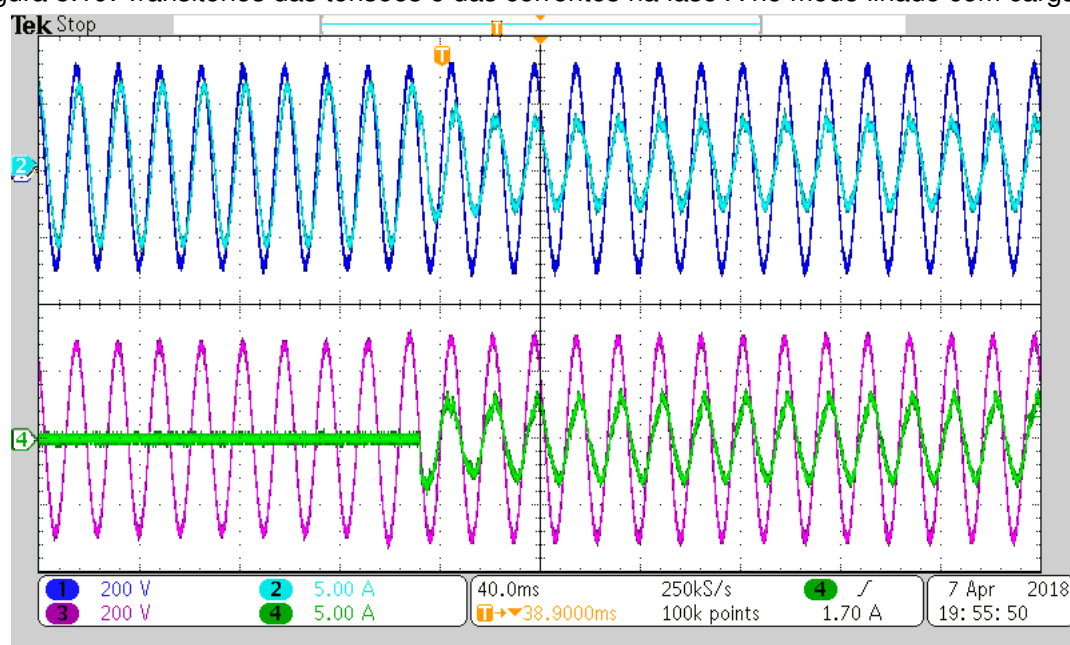
Figura 5.18: Transitórios das potências reativas fornecidas pelos conversores no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

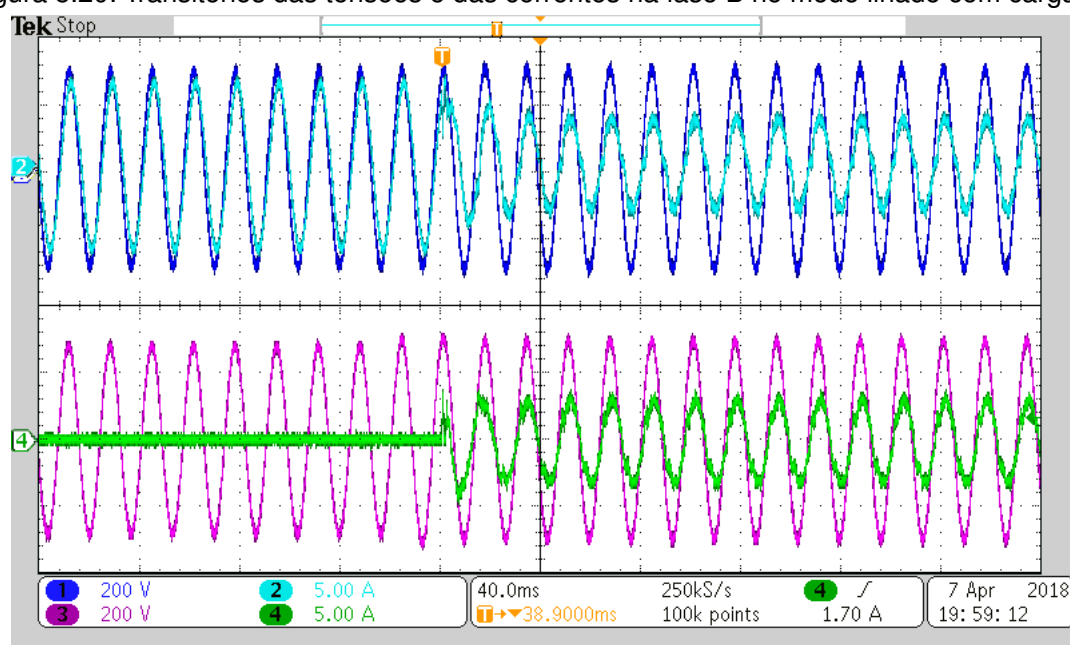
C, respectivamente. A tensão do conversor VSI 1 está destacada em azul; a corrente do conversor VSI 1, em ciano; a tensão do conversor VSI 2, em magenta; a corrente do conversor VSI 2, em verde. Nota-se a ausência de qualquer valor elevado de corrente durante o transitório, revelando a operação adequada dos conversores. O compartilhamento das correntes é imediato ao realizar a conexão.

Figura 5.19: Transitórios das tensões e das correntes na fase A no modo ilhado com carga RL.



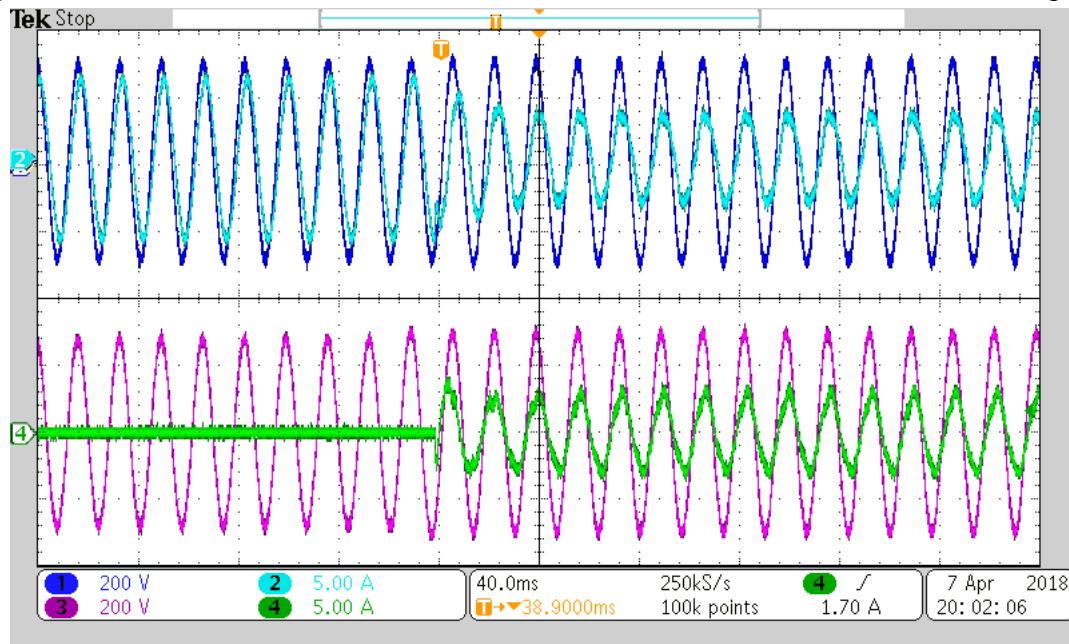
Fonte: próprio autor.

Figura 5.20: Transitórios das tensões e das correntes na fase B no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.21: Transitórios das tensões e das correntes na fase C no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

Nas Figuras de 5.22 a 5.25 são apresentadas as formas de onda das tensões e das correntes dos conversores em regime permanente. As tensões apresentam baixas distorções harmônicas. Porém, as correntes são caracterizadas pela presença de distorções harmônicas, mesmo os conversores estado conectados à uma carga linear. Dessa forma, revelando a circulação de potência reativa entre os conversores. Ao comparar tais resultados com os obtidos em (CARDOSO, 2017), nota-se que tal evento está relacionado à estratégia do controle de tensão. Em (CARDOSO, 2017), a tensão é controlada através de duas malhas em cascatas, sendo a malha interna de corrente e a malha externa de tensão, enquanto neste trabalho uma malha única de tensão é utilizada. Através da aplicação de uma malha única de tensão, há um grau maior na sintetização das correntes de saída dos conversores, assim, surgindo distorções devido a frequência de comutação. Os valores extraídos nos analisadores de energia são apresentados na Tabela 5.2.

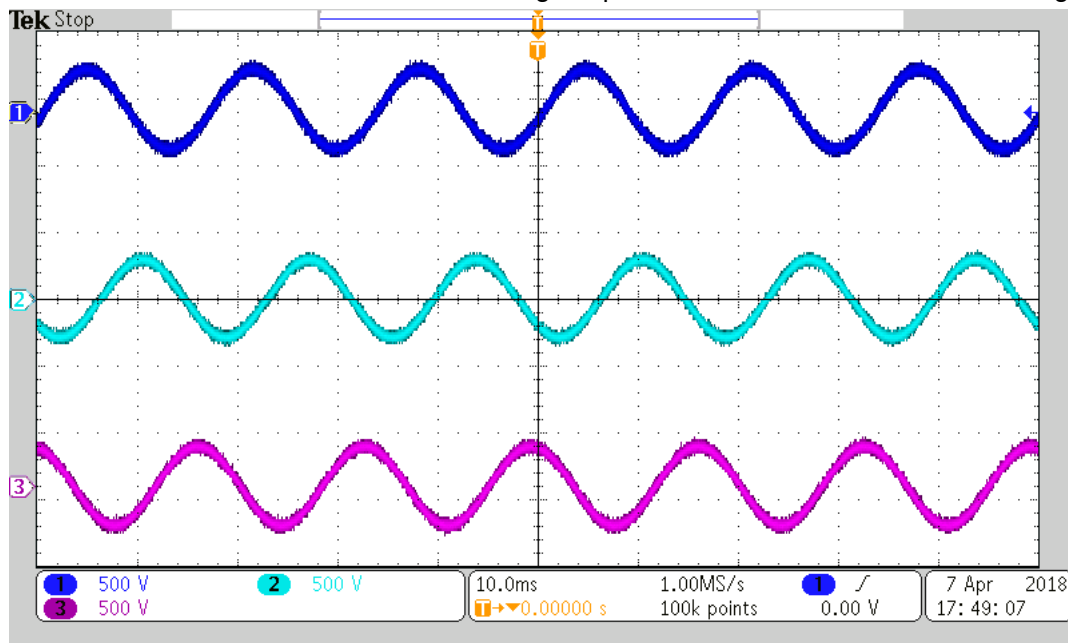
Tabela 5.2: Valores das tensões, correntes e potências do conversor no modo ilhado com carga RL

Variáveis	Valores do VSI 1	Valores do VSI 2	Unidades
Tensão eficaz da fase A	213,62	213,34	V
Corrente eficaz da fase A	2,18	2,13	A
Tensão eficaz da fase B	213,45	212,96	V
Corrente eficaz da fase B	2,35	2,22	A
Tensão eficaz da fase C	213,74	213,39	V
Corrente eficaz da fase C	2,34	2,02	A
Potência ativa	1360	1243	W
Potência reativa	528,2	541,8	var

Conforme a Tabela 5.2, nota-se que as tensões dos conversores apresentam valores bastante próximo, mostrando um bom equilíbrio entre as fases. Além disso, também há poucos desvios entre os valores das potências computados pelos DPS's e analisadores de energia.

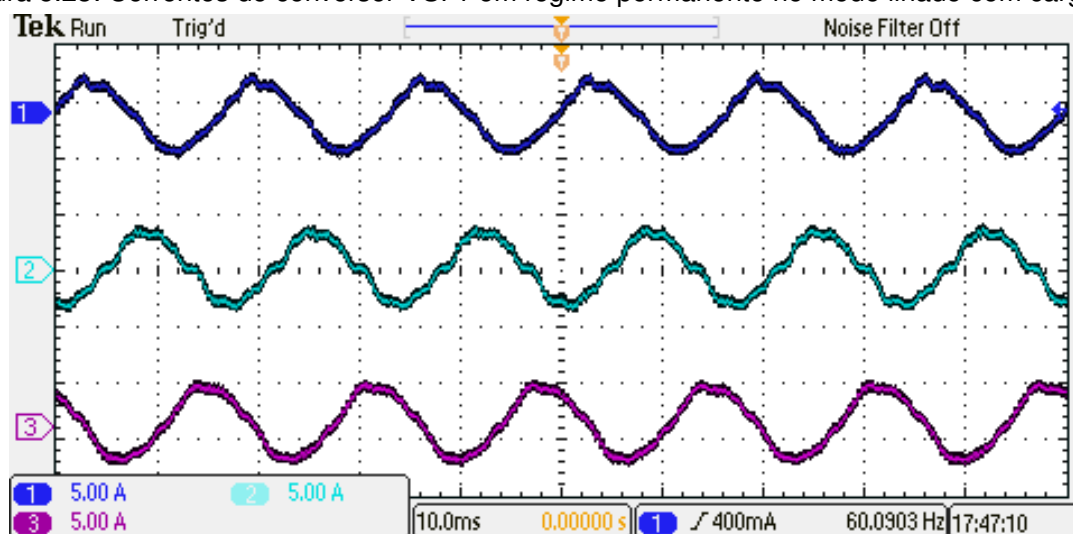
A realização deste ensaio mostra que a estratégia de controle empregada é apta para aplicação no modo de operação isolada. É registrado um bom compartilhamento das potências entre os conversores, sendo presentes apenas pequenos erros no compartilhamento da potência ativa. O ajuste do controle por inclinação utilizado concebe estabilidade ao sistema, apresentando uma operação adequada dos conversores. No entanto, com a utilização de um único controlador para controlar a tensão são registradas distorções nas correntes de saída dos conversores.

Figura 5.22: Tensões do conversor VSI 1 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.



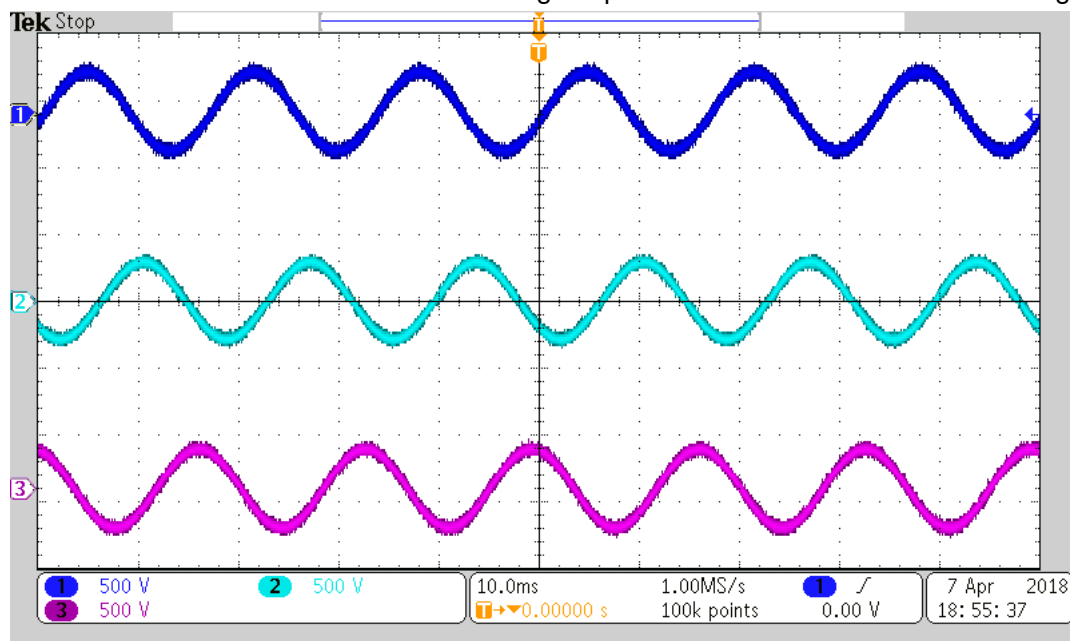
Fonte: próprio autor.

Figura 5.23: Correntes do conversor VSI 1 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.



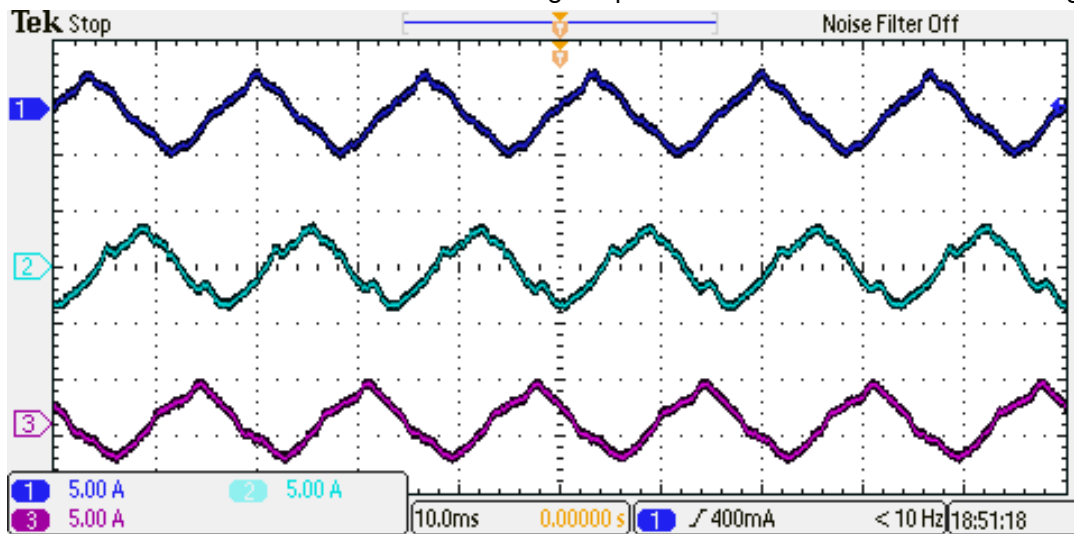
Fonte: próprio autor.

Figura 5.24: Tensões do conversor VSI 2 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.25: Correntes do conversor VSI 2 em regime permanente no modo ilhado com carga RL.



Fonte: próprio autor.

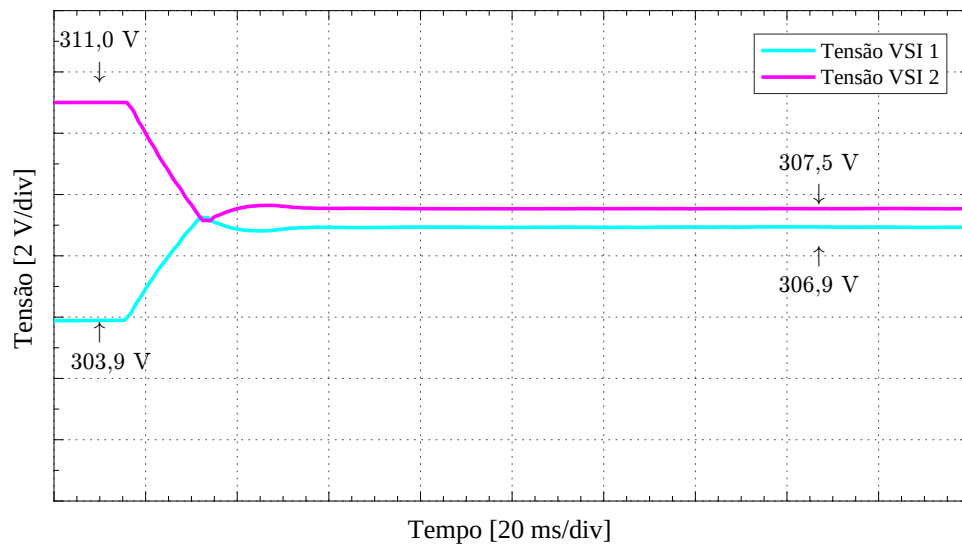
5.2.3 Ensaio no modo ilhado com carga não linear

O ensaio realizado no modo ilhado com carga não linear considera a operação paralela dos dois conversores com um retificador ponte completa que alimenta um banco resistivo de 104Ω . O ensaio realizado tem o objetivo de verificar a estabilidade do sistema em condições não lineares de operação além de verificar o desempenho do compartilhamento de potência entre os conversores. O ensaio é realizado analogamente ao ensaio com a carga RL.

As amplitudes das tensões e as potências ativas fornecidas pelos conversores são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 5.26 e 5.27 durante o transitório da conexão. O conversor VSI 1 apresenta um valor de tensão 303,9 V antes da conexão e fornecendo uma potência de 2371 W. Após o transitório o valor da tensão é elevado a 306,9 V, uma variação de 0,98 %, fornecendo uma potência de 1354 W. O conversor VSI 2 antes da conexão opera em uma tensão de 311 V e após a conexão a tensão é alterada para 307,5 V, variação de aproximadamente 1,1 % na tensão, processando uma potência de 1154 W. Assim como no ensaio com carga RL, também é registrado um erro no compartilhamento de potência.

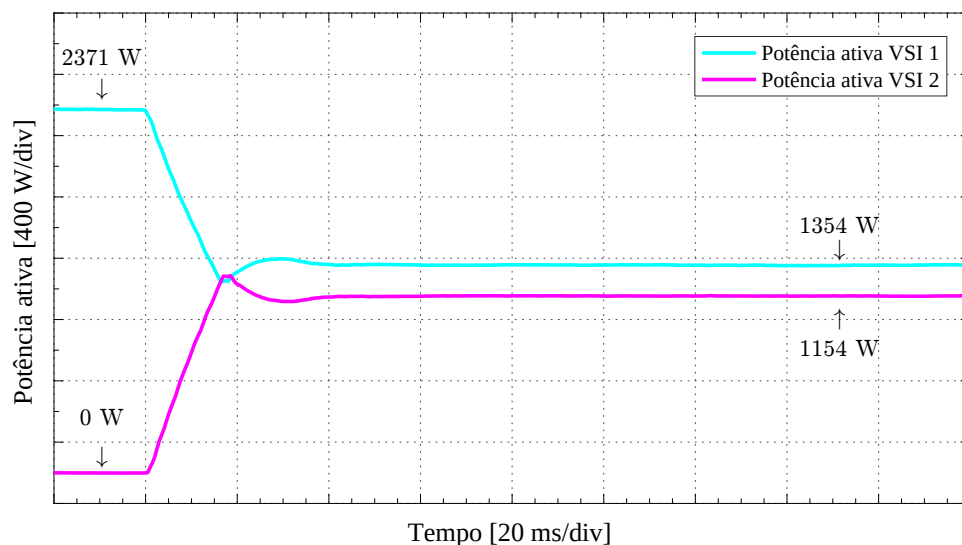
Nas Figuras 5.28 e 5.29 são mostradas a frequência e a potência reativa dos conversores durante a conexão, respectivamente. Transitórios semelhantes aos dos ensaios com carga RL são registrados no momento da conexão. Após a conexão e ao atingir o regime permanente é computado um valor de 83,8 var na potência reativa processada pelos conversores. Apesar da natureza da carga linear demandar uma quantidade expressiva de potência reativa devido as distorções harmônicas das correntes, o cálculo de potência realizado pela estratégia de controle empregada obtém apenas a parcela média da potência

Figura 5.26: Transitórios das amplitudes de tensão dos conversores no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.27: Transitórios das potências ativas fornecidas pelos conversores no modo ilhado com carga não linear.

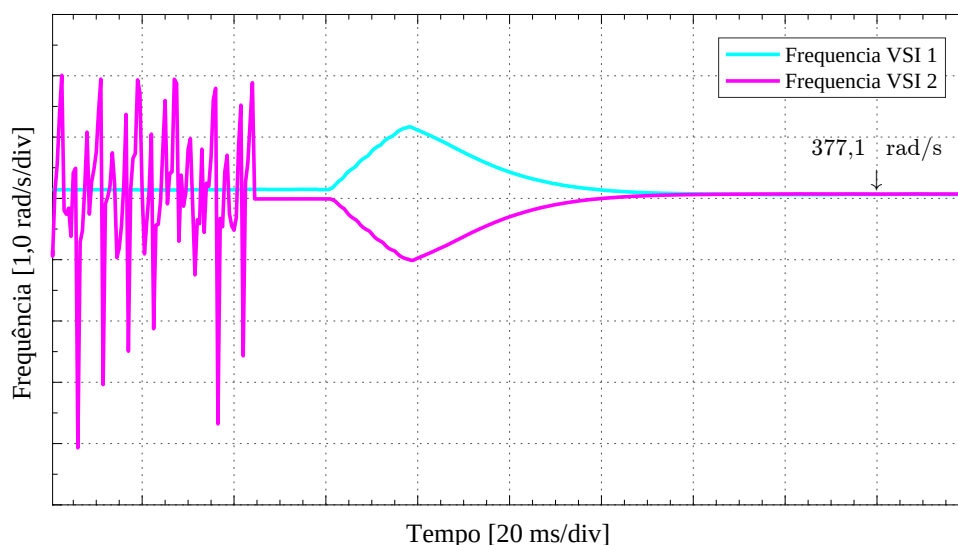


Fonte: próprio autor.

reativa consumida. Esta potência reativa consumida se deve ao filtro indutivo de entrada da carga.

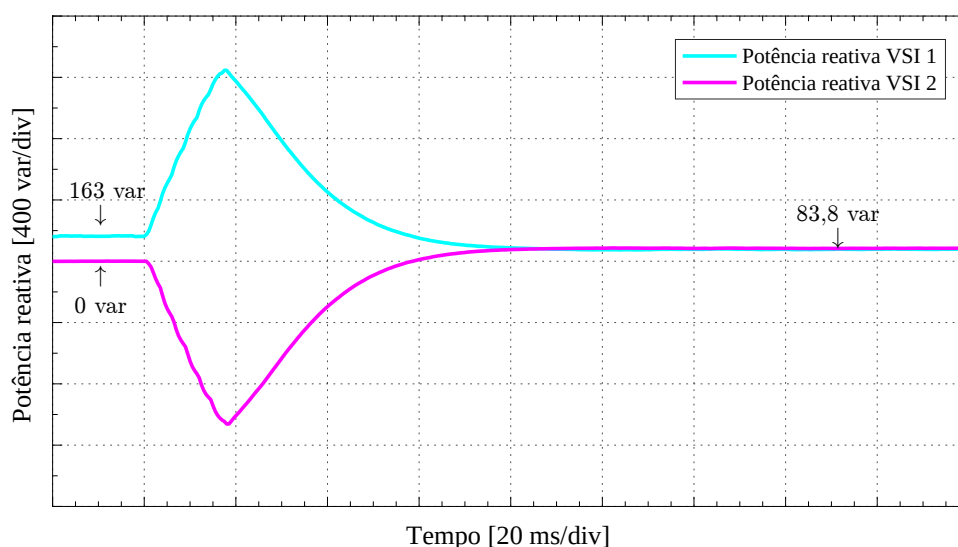
Os transientes das tensões e das correntes foram obtidos através de um ensaio por fase. Nas figuras 5.30, 5.31 e 5.32 são apresentados os transientes das fases A, B e C, respectivamente. A tensão do conversor VSI 1 está destacada em azul; a corrente do conversor VSI 1, em ciano; a tensão do conversor VSI 2, em magenta; a corrente do conversor VSI 2, em verde. Os transientes são semelhantes aos dos ensaios com carga RL, onde as correntes dos conversores atingem o regime permanente de forma imediata.

Figura 5.28: Transitórios das frequências dos conversores no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.29: Transitórios das potências reativas fornecidas pelos conversores no modo ilhado com carga não linear.

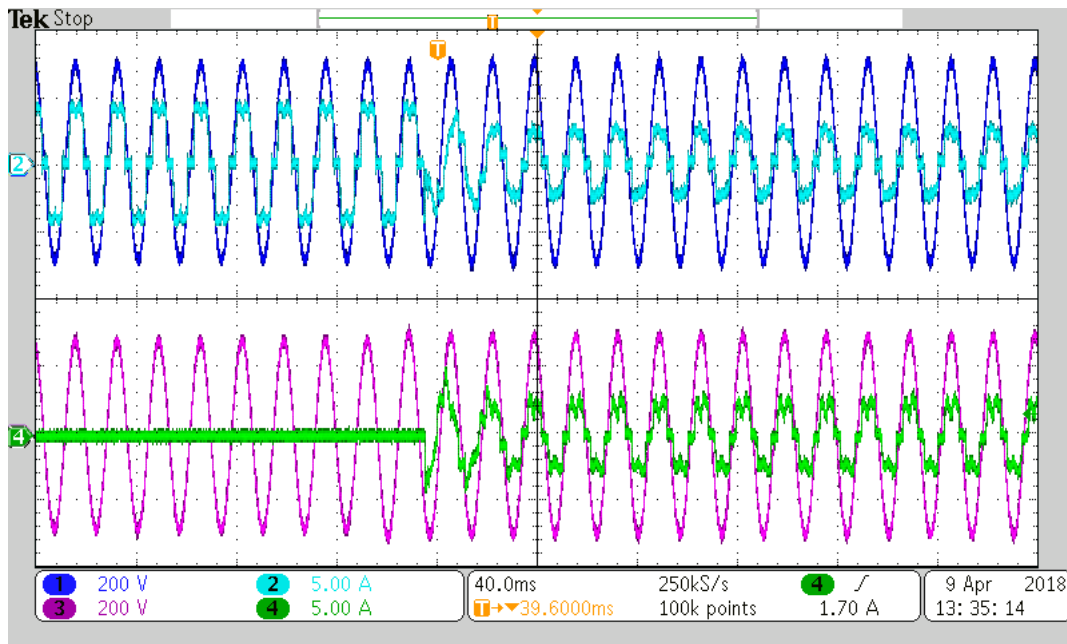


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras de 5.34 a 5.36 são apresentadas as formas de onda das tensões e das correntes dos conversores em regime permanente. Apesar da presença da carga não linear, os perfis das tensões apresentam características predominantemente senoidais, revelando a capacidade do controlador de tensão para rejeição de distúrbios providos pelas correntes. Os valores extraídos dos analisadores de energia são apresentados na Tabela 5.3.

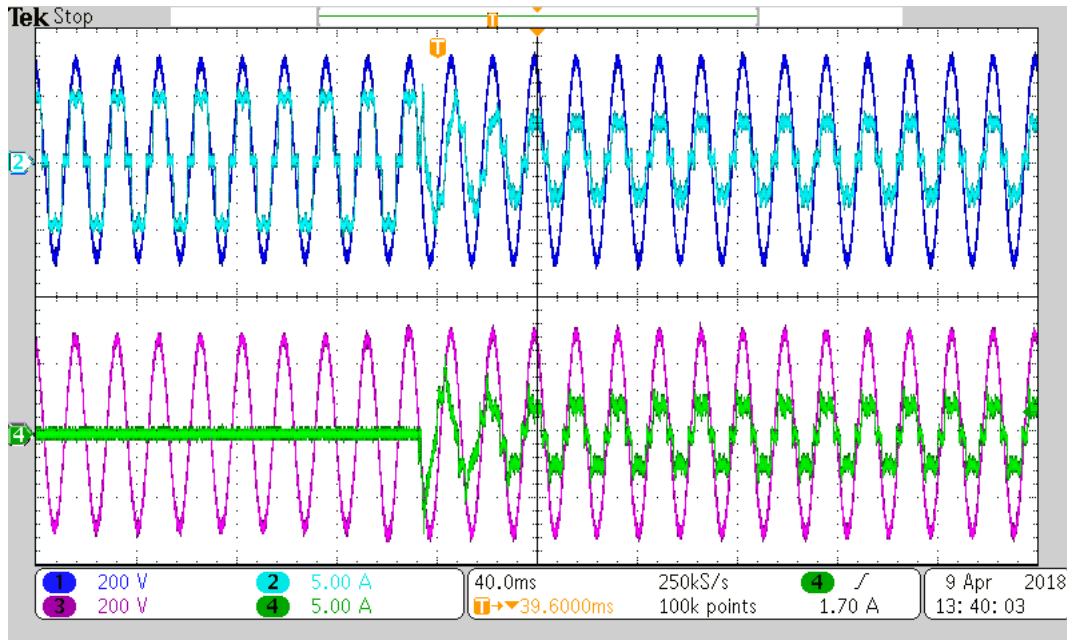
Ao analisar a tabela 5.3, nota-se que os valores das potências reativas medidos pelos analisadores de energia, 384,1 e 397,1 var, são maiores do que os computados pelos DSP's, 83,8 var. Tal fato mostra que os analisadores de energia medem a potência reativa

Figura 5.30: Transitórios das tensões e das correntes na fase A no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.31: Transitórios das tensões e das correntes na fase B no modo ilhado com carga não linear.

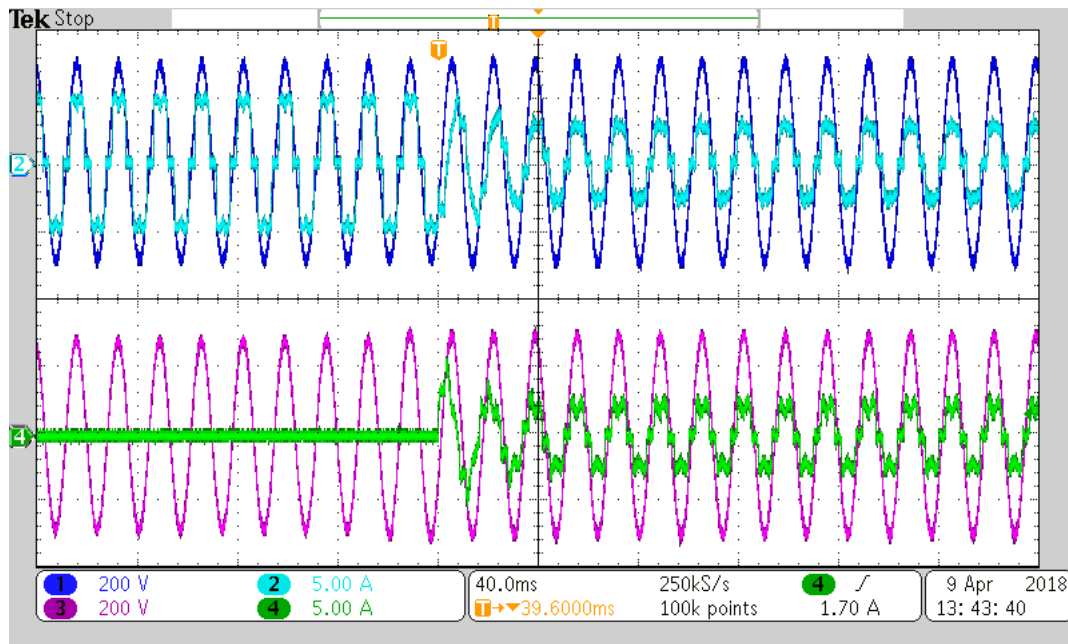


Fonte: próprio autor.

total processada, enquanto os DSP's apenas a parcela média reativa. Todavia, ainda há certo compartilhamento adequado de reativo entre os conversores, mesmo a estratégia de controle não sendo dedicada para tal finalidade.

A realização do ensaio no modo ilhado com carga não linear mostra que a estraté-

Figura 5.32: Transitórios das tensões e das correntes na fase C no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

Tabela 5.3: Valores das tensões, correntes e potências do conversor no modo ilhado com carga RL

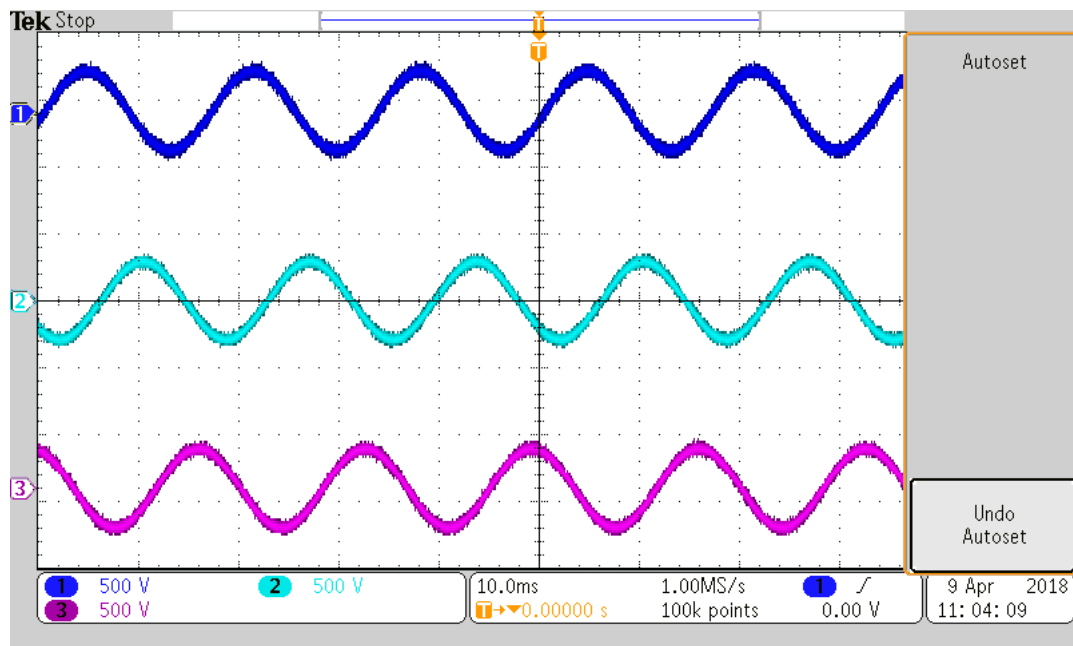
Variáveis	Valores do VSI 1	Valores do VSI 2	Unidades
Tensão eficaz da fase A	214,23	214,12	V
Corrente eficaz da fase A	2,10	1,84	A
Tensão eficaz da fase B	214,43	214,01	V
Corrente eficaz da fase B	2,07	1,91	A
Tensão eficaz da fase C	214,41	214,09	V
Corrente eficaz da fase C	2,09	1,84	A
Potência ativa	1289	1123	W
Potência reativa	384,1	397,1	var

gia de controle empregada permite que os conversores operem em condições não lineares. O compartilhamento de potência entre os conversores apresenta adequação, mesmo em condição de carga não linear. Além disso, a estabilidade do sistema é concebida a microrrede.

5.3 Conclusão

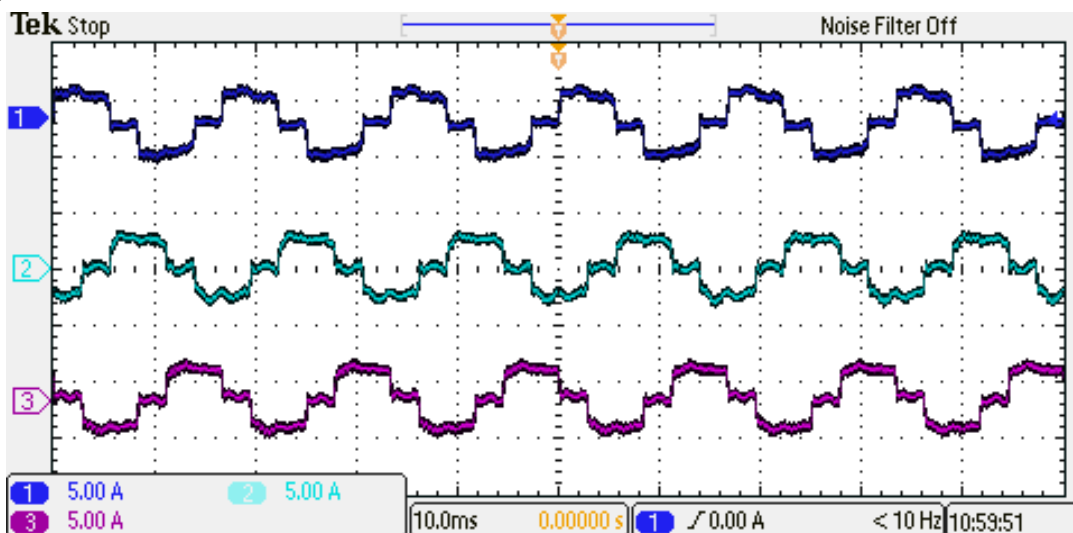
Nesse capítulo foi apresentado a implementação da metodologia de ajuste do controle por inclinação estudado no capítulo 3 e a estratégia de controle proposta no capítulo 4. A metodologia de implementação foi apresentada, considerando os protótipos utilizados. Em seguida, resultados experimentais foram extraídos para os casos onde o conversor se encontrou conectado à rede elétrica em paralelo à uma carga não linear, assim, trans-

Figura 5.33: Tensões do conversor VSI 1 em regime permanente no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.34: Correntes do conversor VSI 1 em regime permanente no modo ilhado com carga não linear.

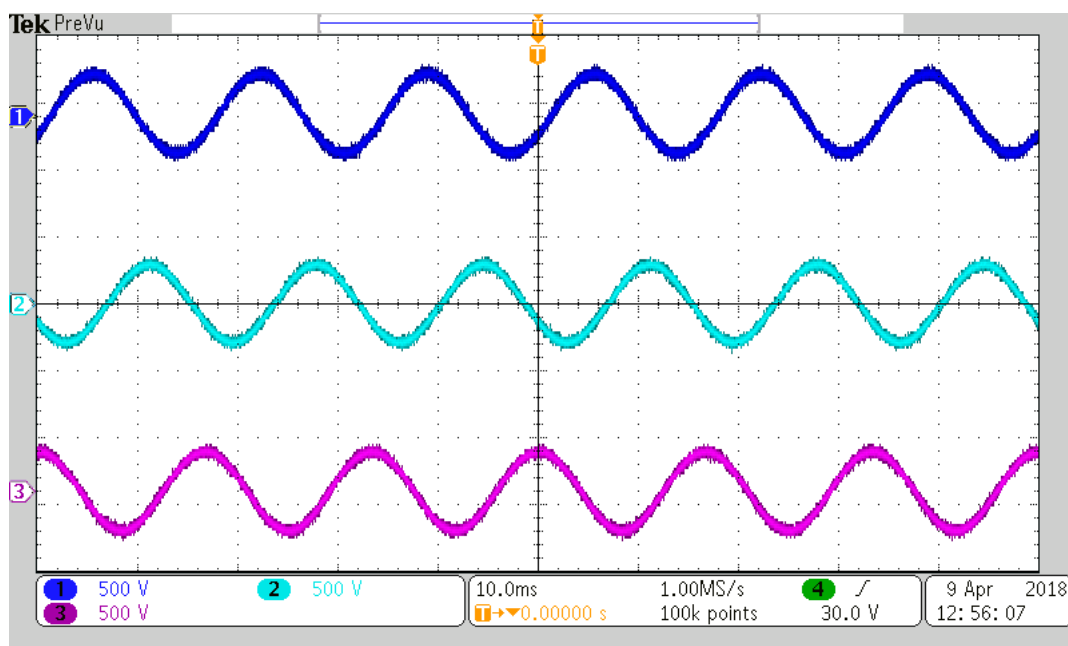


Fonte: próprio autor.

mitindo potência ativa e reativa. Finalmente, resultados experimentais das conexões dos conversores conectados em paralelo foram obtidos considerando ensaios com carga RL e não linear.

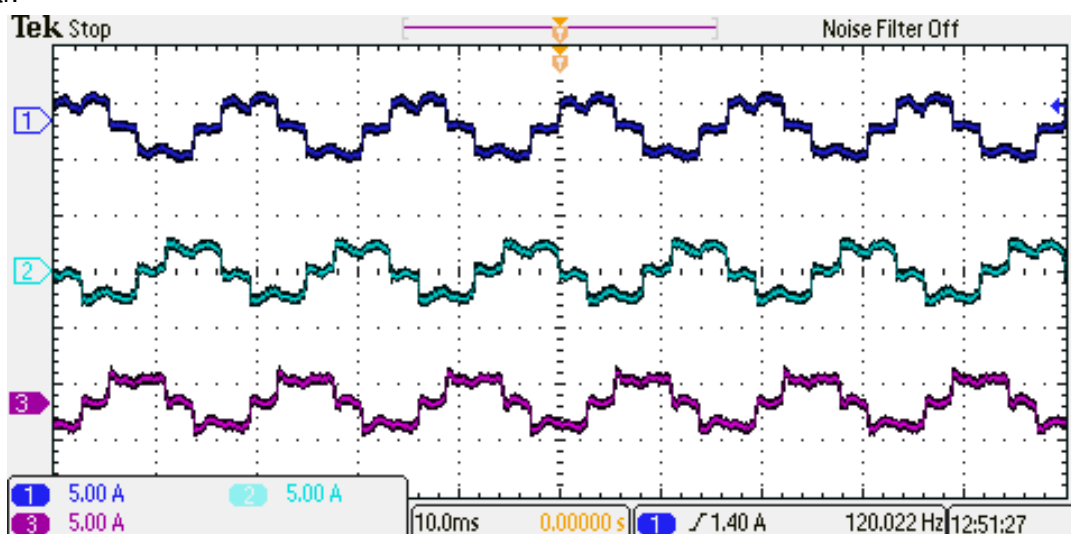
Os resultados obtidos apresentaram o desempenho satisfatório na operação dos conversores para os modos conectado e ilhado e condizentes com as simulações realizadas no Capítulo 4. Porém, algumas diferenças são registradas em relação os transitórios

Figura 5.35: Tensões do conversor VSI 2 3m regime permanente no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.36: Correntes do conversor VSI 2 em regime permanente no modo ilhado com carga não linear.



Fonte: próprio autor.

da potência reativa, devido à falta de precisão do sincronismo, e as formas de ondas das correntes de saída dos conversores, onde é interessante uma investigação mais detalhada para justificar tal evento. Apesar dessas diferenças entre os ensaios e as simulações, os conversores operaram adequadamente mantendo concebendo a estabilidade ao sistema para ambos os modos de operação.

6 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou um estudo sobre o ajuste da técnica do controle por inclinação via modelagem matemática para aplicações em inversor trifásicos meia ponte a quatro fios dedicados a microrredes. Na implementação, foi utilizado o controle por inclinação na sua forma modificada, dado que a implementação ocorresse em baixa tensão e apresentando maior amortecimento ao sistema. Além disso, a utilização de filtros média móvel foi feita para realizar as medições das potências fornecidas pelo conversor, consequentemente atenuando ondulações nas formas das potências. Utilizaram-se dois inversores trifásicos para realização da validação da metodologia de ajuste e dessa maneira resultados foram obtidos.

Os resultados experimentais do Capítulo 5 mostraram que os conversores são capazes de operar de forma estável tanto no modo conectado quanto no modo ilhado através da estratégia de controle proposta. Além disso, uma série de ensaios realizados mostrou que independente da natureza da carga o sistema mantém a estabilidade e as tensões dos conversores permanecem com seus perfis senoidais adequados. Notam-se algumas diferenças entre os transitórios de potência reativa dos resultados experimentais do Capítulo 5 e os resultados de simulação do Capítulo 4, as quais são devidas a falta de precisão em relação ao sincronismo do conversor no momento da conexão. Apesar de esta questão poder ser melhor investigada e aprimorada a técnica de sincronismo, não é um fator que compromete a validação do ajuste do controle por inclinação proposto. Em suma, o modelo de ordem reduzida deste trabalho se mostrou uma ferramenta válida para analisar a estabilidade de microrredes ca.

No Capítulo 2 foi realizada a revisão dos fundamentos teóricos do controle por inclinação aplicado a microrredes CA, mostrando as formas e condições de aplicação da técnica. Os efeitos causados pela impedância de conexão das unidades GD ao barramento da microrrede foram discutidos, revelando que maneira o controle deve ser aplicado conforme as condições de rede. Uma vez que o conversor fosse utilizado com a finalidade de fornecimento de potência à rede elétrica, permitiu-se apresentar aproximações analíticas para calcular as potências em regime permanente de acordo com os parâmetros do sistema, entretanto revelando erros em relação às referências de potência reativa para o caso do controle por inclinação convencional e de potência ativa para o caso do controle por inclinação modificado. As relações para o compartilhamento de potência foram apresentadas e mostrando a dependência do controle em relação aos parâmetros de rede. A impedância virtual mostrou ser um artifício matemático eficiente ao fornecer maior estabilidade ao sistema e também no compartilhamento de potência.

No Capítulo 3 foi desenvolvida uma metodologia de modelagem a pequenos sinais

que considerasse a dinâmica dos filtros de medição das potências, das linhas de conexão e da carga. Dessa maneira, permitindo o ajuste do controle por inclinação que vise à estabilidade do sistema. O modelo foi desenvolvido em situação onde o conversor operasse conectado a barramento infinito e também considerando uma microrrede com um número arbitrário e conversor. Com o modelo da microrrede desenvolvido, permite-se realizar a análise de estabilidade tanto para o modo conectado quanto para modo isolado, dado que é possível calcular os autovalores. Simulações mostraram uma boa representação do circuito pelo modelo. As expressões dos valores limites dos coeficientes de inclinação foram apresentadas em função dos parâmetros do sistema. Ao comparar os autovalores dos casos do controle por inclinação convencional e modificado, relevou-se que a forma modificada do controle por inclinação apresenta um menor acoplamento entre as malhas de potência e mais estabilidade para o sistema devido a um maior amortecimento caracterizado pela resistência de linha.

No Capítulo 4 foi apresentado a estratégia para implementação do controle por inclinação e os projetos dos controladores de tensão, PLL e do controle por inclinação. Ao realizar o projeto do controle de tensão do conversor notou-se a capacidade que o controle apresenta na rejeição de distúrbios providos pela corrente de saída do conversor, dando uma característica de operação ao conversor de uma fonte de tensão quase ideal. Um sistema de sincronismo foi realizado com base num PLL trifásico de coordenadas de eixos síncronos, permitindo com que o conversor pudesse apresentar a mesma amplitude de tensão, além de manter a tensão do conversor com a tensão do PAC. O ajuste do controle por inclinação foi aplicado através do cálculo dos autovalores do sistema e mostrando que mesmo com a aproximação do FMM por um de primeira ordem. As simulações revelaram o comportamento adequado do conversor em variadas condições de operação tanto conectado à rede quanto em paralelo com outro conversor.

O Capítulo 5 apresentou as características dos protótipos de implementação e também os resultados experimentais nos modos conectado e isolado da microrrede. Através dos ensaios, permitiu-se a validação da metodologia de ajuste do controle por inclinação e da estratégia de controle empregada. Dessa forma, permitiu-se a conexão estável dos conversores tanto no modo conectado quanto no modo ilhado e com um bom compartilhamento de potência.

6.1 Trabalhos Futuros

A partir do estudo iniciado sobre microrrede no laboratório NPÉE, as seguintes possibilidades de trabalhos futuros podem ser propostas:

- Aplicar a estratégia de controle desenvolvida de maneira totalmente digital e comparar seu desempenho à estratégia utilizada nesse trabalho;

- Realizar comparativos entre a técnica de controle de tensão em malha única com uma cascadeada com uma malha de corrente;
- Aplicar a metodologia de ajuste utilizando a técnica do controle por inclinação convencional e verificar seu desempenho;
- Realizar a metodologia de ajuste para um número superior de conversor em paralelo do foi implementado nesse trabalho;
- Verificar a utilização de filtros de média móvel em sistemas monofásicos;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Wiley, 2007. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9780470118924. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=yO0EUhCUQaAC>>.

ANDRADE, B. G. **Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte-MG, Dezembro 2005.

ANEEL. Resolução normativa n 482. **AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA**, ABRIL 2012.

AZEVEDO, G. M. S. **Controle e Operação de Conversores em Microrredes**. Tese (Tese (Doutorado)) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife-PE, 2011.

BOLLEN FAINAN HASSAN(AUTH.), M. E. E. M. **Integration of Distributed Generation in the Power System**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 9780470643372,9781118029039.

BRABANDERE, K. D. et al. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1107–1115, July 2007. ISSN 0885-8993.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. Morgan & Claypool, 2006. 158- p. ISBN 9781598291131. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6813194>>.

CARDOSO, T. D. **Avaliação do Paralelismo de Conversores com Controle por Inclinação em Microrredes Monofásicas**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife-PE, 2017.

CHANDORKAR, M. C.; DIVAN, D. M. Decentralized operation of distributed ups systems. In: **Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 565–571 vol.1.

COELHO, E. A. A. **Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores**. Tese (Tese (Doutorado)) — Universidade Federal de Minas Gerais, Dezembro 2000.

COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small signal stability for single phase inverter connected to stiff ac system. In: **Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2180–2187 vol.4. ISSN 0197-2618.

COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone ac supply systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 533–542, Mar 2002. ISSN 0093-9994.

CUNHA, J. C. da et al. Multifunctional current-controlled dstatcom with harmonic mitigation through voltage detection. In: **2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1348–1354.

DUKE, E. L. **Combining and Connecting Linear, Multi-Input, Multi-Output Subsystem Models**. California, 1986.

GODOY, R. B. **Paralelismo de Inversores Monofásicos, Isolados ou em Conexão com a Rede, com Otimização da Resposta Dinâmica**. Tese (Tese (Doutorado)) — Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira-SP, Março 2010.

GUERRERO, J. M. et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 994–1004, April 2007. ISSN 0278-0046.

GUERRERO, J. M. et al. Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 4, p. 1126–1135, Aug 2005. ISSN 0278-0046.

GUO, X. et al. Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 6, p. 2980–2987, Nov 2014. ISSN 1949-3053.

HOCK, R. T. **Regulador de Tensão móvel Controlado em Tensão com Rastreamento do Ponto de Mínima Potência Aparente**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville-Santa Catarina, Fevereiro 2015.

HOCK, R. T.; NOVAES, Y. R. D.; BATSCHAUER, A. L. A voltage regulator based in a voltage-controlled dstatcom with minimum power point tracker. In: **2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3694–3701. ISSN 2329-3721.

HOJABRI, M. et al. An overview on current control techniques for grid connected renewable energy systems. 11 2012.

HOLTZ, J.; WERNER, K. H. Multi-inverter ups system with redundant load sharing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 37, n. 6, p. 506–513, Dec 1990. ISSN 0278-0046.

IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems. **IEEE Std 1547.4-2011**, p. 1–54, July 2011.

KATIRAEI, F. et al. Microgrids management. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 6, n. 3, p. 54–65, May 2008. ISSN 1540-7977.

KAWABATA, T.; HIGASHINO, S. Parallel operation of voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 24, n. 2, p. 281–287, Mar 1988. ISSN 0093-9994.

KUNDUR, P. **Power Systems Stability and Control**. [S.l.]: McgrawHill, 1994.

LASSETER, R. H. Microgrids. In: **Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 305–308 vol.1.

LAZZARIN, T. B. **Paralelismo de Inversores de Tensão**. Tese (Tese (Doutorado)) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Junho 2010.

LI, Y. W.; KAO, C. N. An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 12, p. 2977–2988, Dec 2009. ISSN 0885-8993.

MAJUMDER, R. Some aspects of stability in microgrids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 3, p. 3243–3252, Aug 2013. ISSN 0885-8950.

MARIANI, V.; VASCA, F.; GUERRERO, J. M. Dynamic-phasor-based nonlinear modelling of ac islanded microgrids under droop control. In: **Systems, Signals Devices (SSD), 2014 11th International Multi-Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

NISE, N. **Engenharia de sistemas de controle**. LTC, 2002. ISBN 9788521613015. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=uWG5AAAACAAJ>>.

NODARI, L. M. **SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL COM RÁPIDA RESPOSTA TRANSITÓRIA PARA UM RETIFICADOR MONOFÁSICO MEIA-PONTE**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville-Santa Catarina, 2011.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3 rd. ed. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1997.

OLIVEIRA, E. S. **Análise de Estabilidade e Desempenho de Técnicas de Paralelismo sem Comunicação Aplicadas a Sistemas UPS Não Idênticas**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte-MG, 2012.

ONS. **Submódulo 2.8-Gerenciamento dos indicadores de qualidade da energia elétrica da Rede Básica**. [S.l.], 2017.

POGAKU, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 613–625, March 2007. ISSN 0885-8993.

RESE, L. **Modelagem, Análise de Estabilidade e Controle de Microrredes de Energia Elétrica**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2012.

ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012. ISSN 0885-8993.

ROUTH, E. **A Treatise on the Stability of a Given State of Motion: Particularly Steady Motion**. Macmillan and Company, 1877. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=jBvQAAAAMAAJ>>.

SANTOS, R. M. dos. **Contribuição ao Controle Digital do Paralelismo sem Comunicação de Sistemas de Energia Ininterrupta**. Tese (Doutorado(Tese)) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, setembro 2009.

SATO, E. K.; KAWAMURA, A. High reliability and high performance parallel-connected ups system with independent control. In: **INTELEC 05 - Twenty-Seventh International Telecommunications Conference**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 389–394. ISSN 0275-0473.

SIRI, K.; LEE, C. Q.; WU, T. F. Current distribution control for parallel connected converters. ii. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 28, n. 3, p. 841–851, Jul 1992. ISSN 0018-9251.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: John Wiley, 2011.

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

UL STANDARD. **Standard for Inverters, Converters, Controllers and Interconnection System Equipment for Use With Distributed Energy Resources**.

UUDRILL, J. M. Dynamic stability calculations for an arbitrary number of interconnected synchronous machines. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-87, n. 3, p. 835–844, March 1968. ISSN 0018-9510.

VASQUEZ, J. C. et al. Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1271–1280, April 2013. ISSN 0278-0046.

WANG, X. et al. A review of power electronics based microgrids. **International Journal of Power Electronics**, Inderscience Publishers, v. 12, n. 1, p. 181–192, 2012. ISSN 1756-638X.

WANG, X. et al. Stability analysis of droop control for inverter using dynamic phasors method. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 739–742. ISSN 2329-3721.

ZHANG, J. et al. Modelling, analysis and design of droop-controlled parallel three phase voltage source inverter using dynamic phasors method. In: **Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

ZHONG, Q. C. Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1281–1290, April 2013. ISSN 0278-0046.

ZIMANN, F. J. **SISTEMA DE CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO DE BAIXA TENSÃO**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville-Santa Catarina, Fevereiro 2016.