

Universidade Federal de Pernambuco  
Centro de Tecnologia de Geociências  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Tiago Domingos Cardoso

AVALIAÇÃO DO PARALELISMO DE CONVERSORES  
COM CONTROLE POR INCLINAÇÃO EM  
MICRORREDES MONOFÁSICAS

Recife

2017

Tiago Domingos Cardoso

AVALIAÇÃO DO PARALELISMO DE CONVERSORES COM  
CONTROLE POR INCLINAÇÃO EM MICRORREDES  
MONOFÁSICAS

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

Orientador: Prof.<sup>o</sup> Dr. Gustavo Medeiros  
de Souza Azevedo,

Recife

2017

Catálogo na fonte  
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

C268a	<p>Cardoso. Tiago Domingos. Avaliação do Paralelismo de Conversores com Controle por Inclinação em Microrredes Monofásicas / Tiago Domingos Cardoso - 2017. 99folhas, Il.; Tabs.; Abr.; Sigl. e Símb.</p> <p>Orientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.</p> <p>Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017. Inclui Referências.</p> <p>1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3. Geração distribuída. 4. Paralelismo de conversores. 5. Controle por inclinação. 6. Compartilhamento de potência. I. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza(Orientador). II. Título.</p>
	<p>UFPE</p> <p>621.3 CDD (22. ed.)</p> <p>BCTG/2017 - 158</p>



# Universidade Federal de Pernambuco

## *Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*

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

# TIAGO DOMINGOS CARDOSO

TÍTULO

**“AVALIAÇÃO DO PARALELISMO DE CONVERSORES COM  
CONTROLE POR INCLINAÇÃO EM MICRORREDES  
MONOFÁSICAS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE; MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE, UFPE e MARCELLO MEZAROBA, DEE/UDESC, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **TIAGO DOMINGOS CARDOSO APROVADO.**

Recife, 21 de fevereiro de 2017.

---

**EDUARDO FONTANA**

Vice-Coordenador do PPGEE

---

**GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA  
AZEVEDO**

Orientador e Membro Titular Interno

---

**MARCELLO MEZAROBA**

Membro Titular Externo

---

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**

Membro Titular Interno

*Dedico aos meus queridos avós, Albérico e Vanilda.*

# AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus, por seu infinito amor. A Ele toda a honra e glória.

Agradeço aos meus pais, Valbérico e Mirian, pelo seu amor, incentivo, dedicação, exemplo e por tudo o que sou. Ao meu querido irmão e amigo Lucas, e em breve companheiro de profissão, pela agradável convivência. À Stephanie pelo seu amor, compreensão, suporte e carinho. Aos meus avós Albérico e Vanilda, e à minha tia Valbéria, por todo o carinho, amor e compreensão. Ao orientador e mestre Prof. Gustavo, pela orientação deste trabalho e por estar sempre disposto a ensinar. Aos amigos do GEPAE, Calebe, Genú, Emerson, Márcio e Aguinaldo, pelas excelentes conversas e discussões na copa, sempre regadas a um bom café. Aos demais colegas e professores do GEPAE. Aos amigos e familiares, sempre presentes. À FACEPE, pelo apoio financeiro.

# RESUMO

Uma microrrede é basicamente um agrupamento de unidades de geração distribuída e cargas que estão conectados à rede elétrica principal em um único ponto, denominado PCC (*Point of Common Coupling* – Ponto de Acoplamento Comum). Este tipo de estrutura pode operar em dois modos, conectada à rede elétrica, quando a mesma estiver disponível, ou ilhada, quando a rede apresenta problemas. O presente trabalho aborda o desenvolvimento e implementação de um protótipo para avaliação de estratégias de controle para paralelismo de conversores em microrredes monofásicas. O controle por inclinação e seus fundamentos teóricos são apresentados, e aspectos práticos de sua implementação no controle dos conversores são discutidos. Esta técnica de controle é a mais difundida na literatura para paralelismo de conversores e se mostra interessante para sua aplicação em microrredes devido a não necessitar de comunicação entre os inversores que a compõem. Um estudo comparativo dos métodos usados para cálculo da potência em sistemas monofásicos aplicados no controle por inclinação é realizado, e fica claro que o uso do Calculador de Potência Média Equivalente (CPME) se mostra um método mais eficaz do que o método clássico, pois as componentes de frequência dupla são eliminadas em regime permanente e o tempo de convergência do cálculo é acelerado.

**Palavras-chave:** Microrredes. Geração distribuída. Paralelismo de conversores. Controle por inclinação. Compartilhamento de potência. Calculadores de potência média.

# ABSTRACT

A microgrid is basically a grouping of distributed generation units and loads that are connected to the main grid at a single point, called PCC (Point of Common Coupling). This type of structure can operate in two modes, connected to the electrical grid, when it is available, or isolated, when the grid has problems. This work presents the development and implementation of a prototype for the evaluation of control strategies for parallelism of power converters in single-phase microgrids. The droop control and its theoretical bases are presented and practical aspects of control implementation are discussed. This control technique is the most widespread in the parallelism of converters literature and shows interesting for its application in microgrids because it's not necessary communication between the inverters that compose it. A comparative study of the methods used to calculate average power in single-phase systems applied in droop control is performed, and it is clear that the use of the Enhanced Average Power Calculator (EAPC) shows a more effective method than the classical method, because the double-frequency components are eliminated in steady state and the convergence time of the calculation is accelerated.

**Keywords:** Microgrids. Distributed generation. Parallel inverters. Droop control. Power sharing. Average power calculator.



# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo de estrutura de uma microrrede. . . . .	19
Figura 2 – Representação simplificada dos modos de operação de um conversor em uma microrrede. . . . .	21
Figura 3 – Diagrama do controle concentrado das unidades de GD em uma microrrede.	23
Figura 4 – Diagrama da estratégia de controle mestre-escravo. . . . .	23
Figura 5 – Modelo simplificado de um conversor conectado à rede principal. . . . .	28
Figura 6 – Características de inclinação usadas em redes predominantemente indutivas.	30
Figura 7 – Dois conversores suprindo uma carga. . . . .	31
Figura 8 – Operação de dois conversores em paralelo com os mesmos coeficientes de inclinação ( $E_0 = 220\sqrt{2} V$ , $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ , $m_1 = m_2 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$ e $n_1 = n_2 = 5e^{-3} V/VAr$ ). . . . .	32
Figura 9 – Operação de dois conversores em paralelo com coeficientes de inclinação diferentes ( $E_0 = 220\sqrt{2} V$ , $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ , $m_1 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$ , $m_2 = 2e^{-3} \text{ rad/sW}$ , $n_1 = 2, 5e^{-3} V/VAr$ e $n_2 = 5e^{-3} V/VAr$ ). . . . .	32
Figura 10 – Características de inclinação usadas em redes predominantemente resistivas.	35
Figura 11 – Diagrama de blocos do controle por inclinação em um conversor monofásico incluindo as malhas de controle de tensão e corrente. . . . .	38
Figura 12 – Características do filtro de primeira ordem com frequência de corte $f_c = 6 \text{ Hz}$ .	41
Figura 13 – Características dos filtros de 2ª-ordem do tipo Bessel, Butterworth e Chebyshev, com $\omega_n = 2\pi 6 \text{ rad/s}$ . . . . .	42
Figura 14 – Comparação dos filtros de 1ª-ordem e Butterworth de 2ª-ordem, com $\omega_c = 0, 1\omega_s$ e $\omega_n = 0, 1\sqrt{2}\omega_s$ , respectivamente. . . . .	43
Figura 15 – Diagrama do CPM clássico baseado em <i>transport-delay</i> . . . . .	43
Figura 16 – Diagrama do CPM clássico com SOGI-QSG. . . . .	44
Figura 17 – Gerador de sinal em quadratura com o SOGI. . . . .	45
Figura 18 – Diagrama de Bode das funções de transferência $D(s)$ e $Q(s)$ . . . . .	46
Figura 19 – Diagrama de blocos do CPME. . . . .	47
Figura 20 – Resposta dinâmica dos CPM usando filtros Butterworth de 2ª-ordem com $\omega_n = 0, 1\sqrt{2}\omega_s$ , e usando o CPME. . . . .	48

Figura 21 – Fonte com controle por inclinação alimentando uma carga. . . . .	49
Figura 22 – Gráficos das potências – Caso 1. . . . .	50
Figura 23 – Referências de amplitude da tensão e frequência – Caso 1. . . . .	51
Figura 24 – Gráficos das potências – Caso 2. . . . .	52
Figura 25 – Referências de amplitude da tensão e frequência – Caso 2. . . . .	52
Figura 26 – Gráficos das potências – Caso 3. . . . .	54
Figura 27 – Referências de Amplitude da tensão e frequência – Caso 3. . . . .	54
Figura 28 – Foto dos gabinetes que emulam fontes de GD e compõem uma microrrede monofásica. . . . .	57
Figura 29 – Circuito de potência e diagrama geral em blocos do protótipo. . . . .	58
Figura 30 – Detalhamento dos componentes de potência dos gabinetes. . . . .	59
Figura 31 – Estrutura dos circuitos de condicionamento de sinais. . . . .	60
Figura 32 – Detalhamento das placas de medição e controle internas ao gabinete. . . . .	61
Figura 33 – Estrutura do conversor ponte completa com o filtro de saída. . . . .	62
Figura 34 – Diagrama de blocos da planta de corrente. . . . .	63
Figura 35 – Malha de controle de corrente do conversor completa. . . . .	64
Figura 36 – Malha simplificada de controle de corrente do conversor. . . . .	65
Figura 37 – Gráfico $M_p$ vs $\zeta$ . . . . .	66
Figura 38 – Resposta ao degrau do controle de corrente PI, com $k_{p_I} = 12,145 \Omega$ e $k_{i_I} = 26936,7 \Omega/s$ . . . . .	67
Figura 39 – Resposta em frequência da FTMA do controle de corrente (PI). . . . .	68
Figura 40 – Resposta do controlador de corrente PI, com $k_{p_I} = 12,145 \Omega$ e $k_{i_I} =$ $26936,7 \Omega/s$ . Escalas: $5A/div$ e $0,2A/div$ . . . . .	68
Figura 41 – Resposta em frequência da FTMA do controle de corrente (PR). . . . .	69
Figura 42 – Resposta do controlador de corrente PR, com $k_{p_I} = 12,145 \Omega$ e $k_{i_I} =$ $26936,7 \Omega/s$ . Escalas: $5A/div$ e $0,2A/div$ . . . . .	70
Figura 43 – Malha de controle de tensão do conversor completa. . . . .	71
Figura 44 – Malha simplificada de controle de tensão do conversor. . . . .	72
Figura 45 – Resposta em frequência da FTMA do controle de tensão. . . . .	72
Figura 46 – Resposta do controlador de tensão PR com controle interno de corrente PR, com $k_{p_V} = 0,0325 \Omega^{-1}$ e $k_{i_V} = 13,0 \Omega^{-1}/s$ ; $k_{p_I} = 12,145 \Omega$ e $k_{i_I} = 26936,7 \Omega/s$ . Escalas: $100V/div$ e $20V/div$ . . . . .	73
Figura 47 – Implementação discreta do SOGI-QSG com o método <i>Trapezoidal</i> . . . . .	76

Figura 48 – Resultado experimental para o CPM + <i>Transport-Delay</i> – Condição 1. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior). . . . .	78
Figura 49 – Resultado experimental para CPM baseado em SOGI-QSG – Condição 1. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior). . . . .	78
Figura 50 – Resultado experimental para o CPME – Condição 1. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior). . .	79
Figura 51 – Gráficos das potências – Condição 1. . . . .	80
Figura 52 – Referências de amplitude da tensão e frequência – Condição 1. . . . .	80
Figura 53 – Resultado experimental para o CPM + <i>Transport-Delay</i> – Condição 2. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior). . . . .	82
Figura 54 – Resultado experimental para CPM baseado em SOGI-QSG – Condição 2. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior). . . . .	82
Figura 55 – Resultado experimental para o CPME – Condição 2. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior). . .	83
Figura 56 – Gráficos das potências – Condição 2. . . . .	83
Figura 57 – Referências de Amplitude da tensão e frequência – Condição 2. . . . .	84
Figura 58 – Esquema de montagem do caso 1. . . . .	85
Figura 59 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação iguais – Caso 1. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 400W/div (gráfico médio 1) e 200VAr/div (gráfico médio 2). . . . .	86
Figura 60 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 1. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 400W/div (gráfico médio 1) e 200VAr/div (gráfico médio 2). . . . .	87
Figura 61 – Esquema de montagem do caso 2. . . . .	88
Figura 62 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação iguais – Caso 2. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2). . . . .	88

Figura 63 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação iguais – Caso 2. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $200W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	89
Figura 64 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 2. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $250W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	89
Figura 65 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 2. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $250W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	90
Figura 66 – Esquema de montagem do caso 3. . . . .	91
Figura 67 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação iguais – Caso 3. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $200W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	91
Figura 68 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação iguais – Caso 3. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $200W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	92
Figura 69 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 3. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $200W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	93
Figura 70 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 3. Escalas: $100V/div$ , $5A/div$ (gráfico superior); $200W/div$ (gráfico médio 1) e $100VAr/div$ (gráfico médio 2). . . . .	93

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores típicos de impedância de linha. . . . .	35
Tabela 2 – Parâmetros usados nas simulações de análise dos CPM. . . . .	49
Tabela 3 – Parâmetros da planta de controle. . . . .	66
Tabela 4 – Parâmetros usados no experimento. . . . .	77
Tabela 5 – Parâmetros usados no experimento. . . . .	86

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AIC</i>	Agente Inteligente de Conexão
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CPM</i>	Calculador de Potência Média
<i>CPME</i>	Calculador de Potência Média Equivalente
<i>CSC</i>	Conversor fonte de corrente – <i>Current Source Converter</i>
<i>CSI</i>	Inversor fonte de corrente – <i>Current Source Inverter</i>
<i>DSP</i>	Processador Digital de Sinais – <i>Digital Signal Processor</i>
<i>FTMA</i>	Função de Transferência em Malha Aberta
<i>GD</i>	Geração Distribuída
<i>LPF</i>	Filtro passa-baixas – <i>Low Pass-Filter</i>
<i>MF</i>	Margem de Fase
<i>MG</i>	Margem de Ganho
<i>MR</i>	Microrrede
<i>PCC</i>	Ponto de Acoplamento Comum – <i>Point of Common Coupling</i>
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>PR</i>	Proporcional-Ressonante
<i>SOGI</i>	Integrador de segunda ordem generalizado – <i>Second Order Generalized Integrator</i>
<i>SOGI-QSG</i>	SOGI para geração de sinal em quadratura – <i>SOGI for Quadrature-signals generation</i>

<i>SPWM</i>	Modulação por Largura de Pulso Senoidal – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
<i>UPS</i>	Fonte de alimentação ininterrupta – <i>Uninterruptible Power Supply</i>
<i>VSC</i>	Conversor fonte de tensão – <i>Voltage Source Converter</i>
<i>VSI</i>	Inversor fonte de tensão – <i>Voltage Source Inverter</i>

# LISTA DE SÍMBOLOS

$S$	Potência aparente complexa
$\omega$	Frequência angular
$\omega_0$	Frequência de referência
$\omega_c$	Frequência de corte
$\omega_n$	Frequência natural não amortecida
$\omega_s$	Frequência angular da componente fundamental
$\phi$	Ângulo de fase entre corrente e tensão
$E$	Amplitude da tensão do conversor
$E_0$	Amplitude da tensão de referência do conversor
$i_L$	Corrente de carga
$k_s$	Fator de amortecimento do SOGI
$m$	Coefficiente de inclinação da frequência
$n$	Coefficiente de inclinação da tensão
$n_N$	Coefficiente de inclinação natural da tensão
$P$	Potência ativa
$p$	Potência ativa instantânea
$Q$	Potência reativa
$q$	Potência reativa instantânea
$V$	Tensão eficaz do conversor
$V_0$	Tensão eficaz de referência do conversor



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>18</b>
1.1	MICRORREDES . . . . .	19
1.2	CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES EM UMA MICRORREDE CA . . .	20
1.3	PARALELISMO DE CONVERSORES EM MICRORREDES . . . . .	22
1.4	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS . . . . .	25
1.5	ESBOÇO DA DISSERTAÇÃO . . . . .	26
<b>2</b>	<b>CONTROLE POR INCLINAÇÃO E CÁLCULO DA POTÊNCIA MÉDIA . . . . .</b>	<b>27</b>
2.1	FUNDAMENTOS TEÓRICOS . . . . .	27
2.2	EFEITOS DA IMPEDÂNCIA DE REDE NO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA REATIVA . . . . .	31
2.3	EFEITOS DA RESISTÊNCIA DA REDE . . . . .	34
2.4	IMPEDÂNCIA VIRTUAL . . . . .	36
2.5	CONTROLE POR INCLINAÇÃO EM SISTEMAS MONOFÁSICOS – COMPORTAMENTO DINÂMICO . . . . .	37
2.6	CALCULADORES DE POTÊNCIA MÉDIA . . . . .	42
2.6.1	Calculador de Potência Média Clássico . . . . .	42
2.6.2	Calculador de Potência Média Equivalente . . . . .	46
2.7	ANÁLISE COMPARATIVA DOS CPM APLICADOS NO CONTROLE POR INCLINAÇÃO . . . . .	48
2.8	CONCLUSÃO . . . . .	55
<b>3</b>	<b>CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO . . . . .</b>	<b>57</b>
3.1	DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO . . . . .	57
3.1.1	Circuito de Potência . . . . .	57
3.1.2	Circuitos de Medição . . . . .	59
3.1.3	Controle e Condicionamento dos Sinais . . . . .	59
3.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR . . . . .	61
3.2.1	Modelagem do Conversor . . . . .	61

3.2.2	Controle de Corrente . . . . .	63
3.2.3	Controle de Tensão . . . . .	70
3.3	CONCLUSÃO . . . . .	74
<b>4</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>75</b>
4.1	ANÁLISE EXPERIMENTAL DOS CPM . . . . .	75
4.1.1	Condição de Carga 1 . . . . .	77
4.1.2	Condição de carga 2 . . . . .	81
4.2	AVALIAÇÃO DO PARALELISMO ENTRE OS CONVERSORES . . . . .	84
4.2.1	Caso 1 . . . . .	85
4.2.2	Caso 2 . . . . .	87
4.2.3	Caso 3 . . . . .	90
4.3	CONCLUSÃO . . . . .	94
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>95</b>
5.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	96
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>97</b>

# 1 INTRODUÇÃO

A geração centralizada seguiu como modelo de sistema elétrico de potência adotado pela maioria dos países por muitos anos. Este modelo é baseado em centrais geradoras de grande porte, com a energia sendo produzida muito distante da carga, acarretando em longos percursos de linhas de transmissão até que a energia chegue aos consumidores finais (AZEVEDO, 2011). Estes grandes centros geradores utilizam, em sua maioria, fontes tradicionais baseadas em combustíveis fósseis ou energia hidráulica como fonte primária.

As preocupações com o meio ambiente e as rígidas legislações ambientais têm dificultado a expansão da geração a partir das fontes tradicionais de energia. Em contrapartida, a demanda energética tem crescido nos últimos anos, causando deficit na geração e distúrbios ocasionais no sistema elétrico. Devido a essas circunstâncias, e tendo em vista que a energia é a base do crescimento econômico, a geração descentralizada (geração local próxima à carga) vem ganhando espaço, e uma nova estrutura de sistema elétrico vem se consolidando, com muitas unidades de geração distribuída (GD) sendo instaladas e integradas ao sistema elétrico, em sua maioria utilizando fontes renováveis, tais como turbinas eólicas e geradores fotovoltaicos.

Nesse novo modelo, as unidades de GD podem oferecer vantagens adicionais ao sistema, podendo contribuir para a diminuição de investimentos na transmissão e distribuição, suporte nos serviços auxiliares da rede elétrica como compensação de reativo e regulação de tensão e, em alguns casos, na redução de perdas na distribuição (JENKINS et al., 2000), além de possíveis aumentos na eficiência e confiabilidade do sistema. Entretanto, são necessários grandes esforços na implementação desses sistemas de geração de energia, principalmente quanto à conexão dessas unidades geradoras à rede de distribuição de energia elétrica (ALMADA, 2013).

Apesar da geração distribuída ser um ponto crucial, ou fundamental, para o desenvolvimento dos sistemas de energia modernos, condicionalismos técnicos, principalmente relacionados com a estabilidade de tensão e limites do fluxo de potência, levantam questões sobre a confiabilidade do sistema de geração com a penetração em grande quantidade da GD na rede elétrica (ROCABERT et al., 2012).

Portanto, a inserção e aplicação em larga escala dessas unidades de GD individuais podem causar tantos problemas quanto podem resolver. A melhor forma de utilizar o potencial

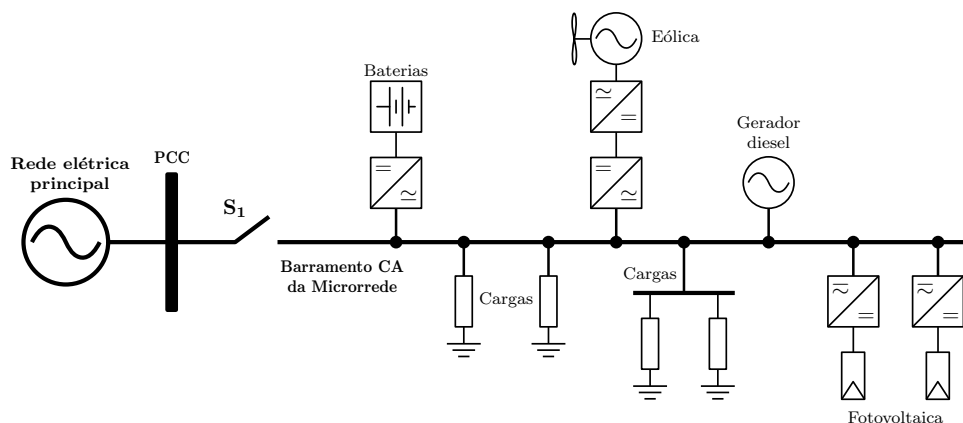
da GD é tomar uma abordagem de sistema, que enxerga a geração e cargas associadas como um subsistema, ou uma “microrrede” (LASSETER; PAIGI, 2004).

## 1.1 Microrredes

Uma microrrede pode ser definida basicamente como um agrupamento de unidades de GD e cargas que estão conectadas à rede elétrica principal em um único ponto (ponto de acoplamento comum – PCC – *Point of Common Coupling*), através de uma chave. Além disso, esse sistema também deve ser capaz de operar de forma autônoma, ou seja, isolado da rede elétrica, e também na transição entre os dois modos de operação (AZEVEDO, 2011). Do ponto de vista do sistema elétrico de potência, a microrrede se comporta como um sistema único controlável. Um exemplo de uma microrrede é mostrado na Figura 1.

No modo conectado à rede, o déficit de potência pode ser suprido pela rede principal e o excesso de energia gerado na microrrede pode ser exportado para a rede. No modo de operação ilhado, os fluxos de potência ativa e reativa produzidos dentro da microrrede, incluindo a transferência de energia temporária de/para unidades de armazenamento, devem estar em equilíbrio com a demanda de carga local. O ilhamento pode ocorrer de forma intencional (programada) ou não-intencional. A desconexão intencional pode ocorrer em situações como manutenções programadas, ou quando a baixa qualidade da energia proveniente da rede principal puser em risco o funcionamento da microrrede. Ilhamentos não intencionais podem ocorrer devido a faltas e outros eventos não programados que são desconhecidos para a microrrede; a detecção adequada da desconexão é imperativa para o funcionamento correto da microrrede, e

Figura 1 – Exemplo de estrutura de uma microrrede.



Fonte: próprio autor.

para que sejam efetuadas as mudanças necessárias na estratégia de controle (OLIVARES et al., 2014). Neste sentido, um trabalho importante foi publicado por Rocabert et al. (2011), em que foi implementado um Agente Inteligente de Conexão (AIC) que faz a adaptação do modo de operação conforme o estado de conexão, em sistemas trifásicos.

As microrredes, e a integração com recursos de GD em geral, introduzem um grande número de desafios, e vários critérios técnicos e operacionais devem ser abordados na concepção de seus sistemas de controle e proteção, como os níveis de tensão e frequência, as condições de regime permanente e transitório, a bidirecionalidade do fluxo de potência, os níveis de curto circuito, o aumento na complexidade da proteção, a qualidade de energia, análise da estabilidade e a possibilidade da operação em ilha (AZEVEDO, 2011). Destaca-se portanto a importância dos conversores de potência como elementos de interface entre as fontes de GD e o barramento da microrrede, de forma a garantir a flexibilidade no controle das microfontes (ALMADA, 2013).

## 1.2 Classificação dos Conversores em uma Microrrede CA

Dependendo do seu modo de operação numa microrrede, os conversores de potência podem ser classificados como conversores “seguidores de rede”, de “suporte à rede”, e “formadores de rede” (BRABANDERE et al., 2007; ROCABERT et al., 2012). Os conversores formadores de rede podem ser representados como uma fonte de tensão ideal, com uma baixa impedância de saída em série, definindo a amplitude ( $E^*$ ) e frequência de referência ( $\omega^*$ ) da tensão da rede local utilizando um controle apropriado, tal como ilustrado na Figura 2a.

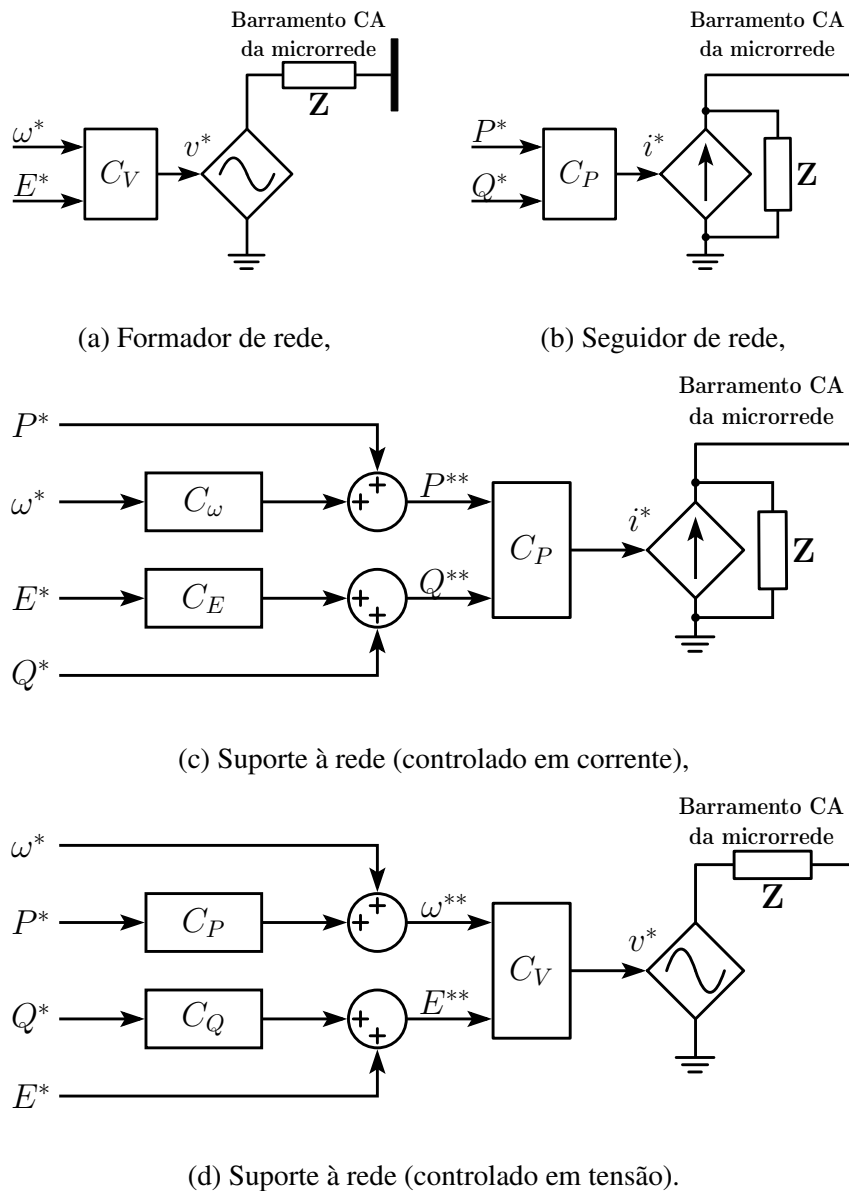
Por outro lado, os conversores seguidores de rede são projetados principalmente para fornecer potência à uma rede energizada (como despachantes de potência). Eles podem ser representados como uma fonte de corrente conectada à rede com uma alta impedância em paralelo. O esquema simplificado de um conversor seguidor de rede é mostrado na Figura 2b, em que  $P^*$  e  $Q^*$  representam a potência ativa e reativa a serem entregues, respectivamente. Nesta aplicação, é importante destacar que a fonte deve estar perfeitamente sincronizada com a tensão da rede no PCC, a fim de regular com precisão o fluxo de potência (ROCABERT et al., 2012).

Por fim, existem duas formas de se modelar os conversores de suporte à rede. Eles podem ser representados tanto como uma fonte ideal de corrente em paralelo com uma impedância, ou como uma fonte de tensão ideal em série com uma baixa impedância, como mostrado nas Figuras 2c e 2d, respectivamente. Esses conversores regulam sua corrente/tensão de saída para

manter os valores da frequência e amplitude de tensão da rede próximos de seus valores nominais (ROCABERT et al., 2012).

É importante destacar que, quando o conversor é controlado como fonte de corrente (como nos casos das Figuras 2b e 2c), é preciso pelo menos um gerador ou conversor controlado em tensão servindo como referência para que ele possa ser capaz de operar.

Figura 2 – Representação simplificada dos modos de operação de um conversor em uma microrrede.



Fonte: próprio autor.

### 1.3 Paralelismo de Conversores em Microrredes

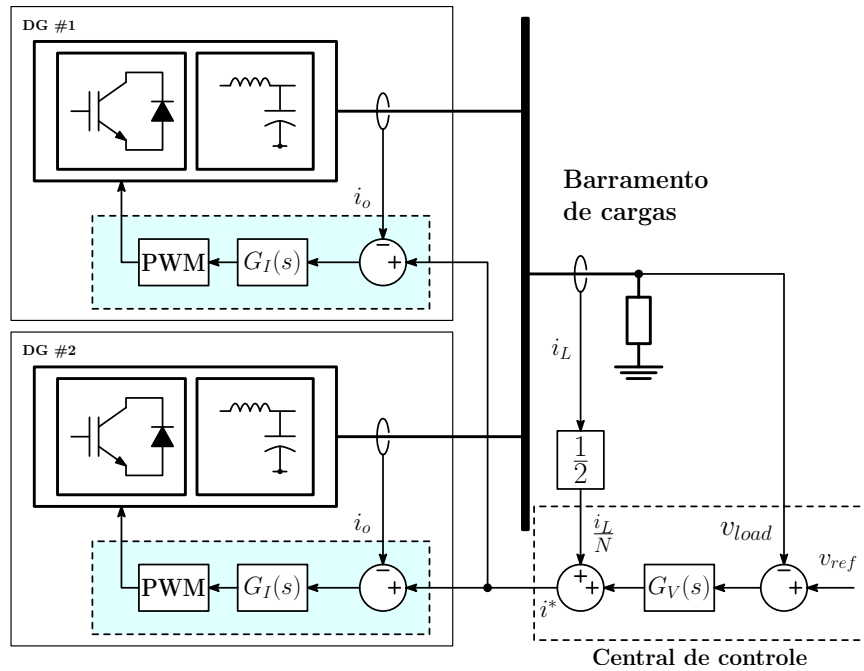
Percebendo a necessidade da conexão de várias fontes em paralelo em uma microrrede, como pode ser observado na Figura 1, técnicas de controle bem elaboradas precisam ser implementadas para evitar circulação de corrente entre as fontes para compartilhar adequadamente as demandas de carga (AZEVEDO, 2011).

As técnicas para controlar o compartilhamento de potência em microrredes foram previamente desenvolvidas e utilizadas em aplicações de sistemas com UPS (Fonte de alimentação ininterrupta – UPS – *Uninterruptible Power Supply*) (SHANXU et al., 1999), e que depois foram adaptadas para o paralelismo de conversores em microrredes. Os métodos existentes na literatura, de uma maneira geral, podem ser classificados de acordo com alguns princípios básicos. Um dos aspectos mais importantes a ser levado em consideração é a existência ou não de comunicação entre os inversores de uma microrrede (ANDRADE, 2005).

As estratégias de controle para paralelismo com comunicação mais conhecidas (e utilizadas) são o controle (i) concentrado e o (ii) mestre-escravo. No controle concentrado, também conhecido como centralizado, a corrente total é medida e transmitida para uma central de controle. Então, com base nas características de cada fonte, a contribuição individual de cada unidade é determinada e um *set-point* de corrente de saída de referência é enviado de volta para as unidades; uma malha de controle mais externa controla simultaneamente a tensão do sistema (OLIVARES et al., 2014). Para usar essa técnica, é necessário medir a corrente total de carga  $i_L$ , dificultando seu uso em grandes sistemas de distribuição (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008). A Figura 3 ilustra o funcionamento do controle centralizado, com a peculiaridade de utilizar fontes de mesma potência nominal, sendo necessária apenas a divisão de  $i_L$  pelo número de módulos para obter a corrente de referência de cada unidade de GD.

No controle mestre-escravo, o inversor mestre é controlado em tensão e os demais conversores são controlados em corrente, como mostrado na Figura 4. A unidade mestre tem a tarefa de manter a tensão do sistema em níveis permissíveis para a carga, enquanto as outras unidades (escravas) atuam como despachantes de potência, ou seja, toda potência gerada na fonte primária é fornecida ao barramento CA da microrrede, cabendo à unidade mestre fazer o balanço de potência entre geração e carga. Nessa configuração, se o conversor mestre falhar, outro conversor deve assumir essa função de modo a evitar a falha total do sistema (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008).

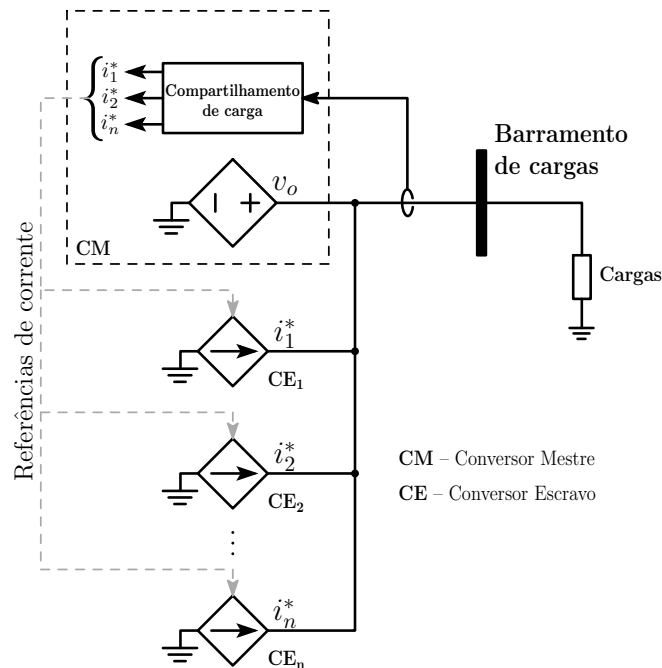
Figura 3 – Diagrama do controle concentrado das unidades de GD em uma microrrede.



Fonte: próprio autor.

No entanto, estas soluções que necessitam de comunicação são concebidas para sistemas em que os módulos conversores encontram-se próximos fisicamente e são interligados por meio de canais de comunicação de alta largura de banda. Estas soluções não são a escolha mais

Figura 4 – Diagrama da estratégia de controle mestre-escravo.



Fonte: próprio autor.



adequada para controlar os conversores em uma microrrede, pois as unidades de GD e as cargas podem estar separadas por longas distâncias. Para superar este problema, algoritmos de controle por inclinação (*droop control*) são usados para controlar o compartilhamento de potências em microrredes sem a necessidade de comunicação, eliminando assim os limites impostos pela localização física, melhorando o desempenho da microrrede (GUERRERO et al., 2006).

As técnicas baseadas no controle por inclinação são implementadas em conversores de potência de suporte à rede (controlados em tensão – ver Figura 2d) para regular o fluxo de potência ativa e reativa, mantendo a frequência e amplitude da tensão da rede em níveis controlados. O controle por inclinação foi originado do princípio de balanço de potência de geradores síncronos em sistemas de potência. Um desequilíbrio entre a potência mecânica de entrada do gerador e sua potência elétrica de saída provoca uma alteração na velocidade do rotor, que gera um desvio de frequência elétrica. Da mesma forma, a variação de potência de saída reativa resulta em desvio na magnitude da tensão (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008). O método consiste em imitar a capacidade de auto-regulação do gerador síncrono operando conectado à rede, aplicando artificialmente a dinâmica de geradores síncronos nos inversores que interligam as fontes ao barramento CA da microrrede. Assim, os conversores são controlados de forma a apresentar características potência ativa-frequência ( $P-\omega$ ) e potência reativa-tensão ( $Q-V$ ), permitindo a conexão de várias fontes em paralelo (AZEVEDO, 2011).

Apesar de apresentar a importante vantagem de dispensar o uso de canais de comunicação entre os conversores, existe uma série de desvantagens no uso do controle por inclinação convencional. Entre elas pode-se citar (OLIVARES et al., 2014):

- Baixa performance transitória, alta susceptibilidade à instabilidade;
- Dependência dos parâmetros de linhas;
- Desvios na frequência e amplitude da tensão, etc.

Neste trabalho, optou-se por utilizar como estratégia de paralelismo de conversores em microrredes o controle por inclinação clássico, pois sua implementação oferece a capacidade *plug-and-play* (modularidade) para as unidades de GD (HAN et al., 2016), bastando apenas medições locais, característica fundamental em uma microrrede.

## 1.4 Motivação e Objetivos

Em sistemas de distribuição (baixa tensão), os consumidores residenciais são predominantemente alimentados com apenas uma fase, com baixa carga instalada em suas residências, em geral inferior a  $15\text{ kW}$  (limite normatizado pela Companhia Energética de Pernambuco, CELPE) (CELPE, 2014). Atualmente, com os incentivos fiscais para implantação de módulos fotovoltaicos e outras fontes de energia renováveis, aliados à instalação de medidores de energia bidirecionais, que possibilitam ao consumidor exportar a energia excedente produzida para a rede elétrica com abatimento em sua conta de energia, há perspectivas de formação de microrredes de pequena escala entre consumidores residenciais.

Além disso, o número de publicações em microrredes monofásicas é significativamente menor do que o número de publicações em microrredes trifásicas. Isto se deve ao fato de que em sistemas monofásicos existem algumas complicações em relação ao caso trifásico. Um dos problemas é o termo oscilante de frequência dupla que surge ao se calcular as potências ativa e reativa, forçando o uso de filtros com frequências de corte mais baixas (e conseqüentemente com dinâmica mais lenta) para atenuar essas oscilações, obtendo assim as componentes médias de potência. Neste sentido, uma contribuição foi realizada por Azevedo et al. (2011), onde foi desenvolvido um calculador de potência média equivalente (CPME) que elimina (ou atenua) o termo de frequência dupla no cálculo da potência instantânea.

Este trabalho objetiva trazer contribuições na avaliação e implementação do paralelismo de conversores em microrredes monofásicas usando o controle por inclinação clássico. Análises comparativas em simulações e experimentalmente entre os métodos de cálculo de potência em sistemas monofásicos presentes na literatura são realizadas, comprovando que o CPME possui melhores respostas transitória e de regime permanente frente aos métodos clássicos. Outro importante objetivo é a contribuição para o Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) - UFPE na montagem de dois módulos contendo um inversor e componentes de medição, proteção e controle que podem ser utilizados para estudo de outras técnicas de controle para paralelismo de inversores em microrredes monofásicas, contribuição experimental pioneira para o GEPAE no tema abordado. Esse protótipo possibilitará validações experimentais e ampliação das pesquisas sobre o tema, além de aumentar o número de publicações do GEPAE em microrredes.

## 1.5 Esboço da Dissertação

Este trabalho está estruturado em cinco capítulos, da seguinte forma:

- Capítulo 2 – Neste capítulo é apresentado o método de controle por inclinação para compartilhamento de carga de conversores conectados em paralelo. São apresentados seus fundamentos teóricos e sua implementação em inversores monofásicos. Também são destacadas as vantagens e desvantagens na utilização do controle por inclinação, mostrando seus resultados em simulação. Por fim, são avaliados os métodos de cálculo de potência em sistemas monofásicos com simulações para verificar qual método apresenta melhor resposta dinâmica e de regime permanente.
- Capítulo 3 – Nesse capítulo é apresentado o protótipo construído, e a discussão de alguns aspectos práticos da montagem são discutidos. Apresenta-se a modelagem do conversor e estratégia de controle adotada. O projeto e escolha dos ganhos dos controladores são apresentados e resultados experimentais preliminares desses controladores são obtidos.
- Capítulo 4 – Nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo e comparação experimental dos métodos de cálculo de potência média aplicados em conversores monofásicos. Também avalia-se o paralelismo de conversores com controle por inclinação na microrrede monofásica construída operando em modo de ilhamento.
- Capítulo 5 – Nesse capítulo, apresentam-se as conclusões gerais e propostas para trabalhos futuros.

## 2 CONTROLE POR INCLINAÇÃO E CÁLCULO DA POTÊNCIA MÉDIA

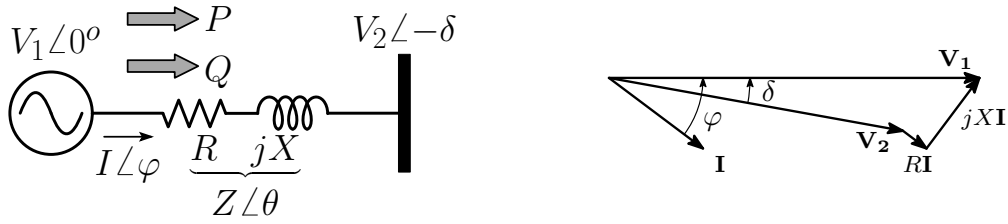
Neste capítulo é apresentada uma estratégia de controle para paralelismo de conversores sem a necessidade de comunicação entre eles (*wireless*), chamada controle por inclinação (*Droop Control*), a qual é a mais comumente usada na literatura. Nessa técnica, faz-se o uso das componentes médias de potência ativa e reativa e de curvas de decaimento para definir o ponto de operação dos conversores. É mostrada a implementação dessa estratégia de controle em conversores monofásicos, bem como os métodos existentes para cálculo das componentes médias de potência ativa e reativa.

### 2.1 Fundamentos Teóricos

O controle por inclinação baseia-se no princípio de balanço de potência dos geradores síncronos conectados em sistemas de potência. Um desequilíbrio entre a potência mecânica de entrada do gerador e sua potência elétrica de saída provoca variação da velocidade do rotor, que é traduzida em desvio na frequência elétrica. Similarmente, variações na potência reativa de saída resultam em desvios na magnitude da tensão (OLIVARES et al., 2014). De forma a emular esse comportamento, o método consiste em aplicar artificialmente a dinâmica mais lenta de geradores síncronos nos inversores que fazem a interface entre as fontes de GD e o barramento CA da microrrede. Assim, os inversores são controlados de forma a apresentar características potência ativa-frequência ( $P-\omega$ ) e potência reativa-tensão ( $Q-V$ ) semelhantes às de uma máquina síncrona, permitindo a conexão de várias fontes em paralelo (AZEVEDO, 2011).

Considerando o modelo de um conversor de potência como uma fonte ideal conectada a rede elétrica através de uma impedância ( $\mathbf{Z} = Z\angle\theta$ ) e seu diagrama fasorial representados na Figura 5, em que  $\mathbf{V}_1$  é o fasor tensão de saída do conversor ( $V_1\angle 0^\circ$ ) e  $\mathbf{V}_2$  é o fasor tensão da rede elétrica ( $V_2\angle -\delta$ ) no PCC, tem-se que a potência complexa que flui do conversor para a

Figura 5 – Modelo simplificado de um conversor conectado à rede principal.



(a) Circuito equivalente,

(b) Diagrama fasorial.

Fonte: próprio autor.

rede principal é determinada por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S} &= P + jQ = \mathbf{V}_1 \mathbf{I}^* \\
 &= \mathbf{V}_1 \left( \frac{\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2}{\mathbf{Z}} \right)^* \\
 &= V_1 \left( \frac{V_1 - V_2 e^{j\delta}}{Z e^{-j\theta}} \right) \\
 &= \frac{V_1^2}{Z} e^{j\theta} - \frac{V_1 V_2}{Z} e^{j(\theta+\delta)} \\
 &= \frac{V_1^2}{Z} (\cos \theta + j \sin \theta) - \frac{V_1 V_2}{Z} [\cos(\theta + \delta) + j \sin(\theta + \delta)]. \quad (1)
 \end{aligned}$$

Assim, os fluxos de potência ativa e reativa que fluem do conversor para a rede principal podem ser escritos por:

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

$$Q = \frac{V_1^2}{Z} \sin \theta - \frac{V_1 V_2}{Z} \sin(\theta + \delta). \quad (3)$$

Considerando que a linha tem impedância predominantemente indutiva ( $X \gg R$ ), aproximação válida para sistemas de alta tensão, pode-se assumir que  $\mathbf{Z} \approx jX$ , ou seja,  $\mathbf{Z} = X \angle 90^\circ$ , resultando em

$$P = \frac{V_1 V_2}{X} \sin \delta \quad (4)$$

$$Q = \frac{V_1^2 - V_1 V_2 \cos \delta}{X}. \quad (5)$$

Para pequenos valores do ângulo de potência  $\delta$ , pode-se admitir que  $\sin \delta \cong \delta$  e  $\cos \delta \cong 1$ , e consequentemente

$$P \cong \frac{V_1 V_2}{X} \delta \quad (6)$$

$$Q \cong \frac{V_1}{X}(V_1 - V_2) \quad (7)$$

Nota-se, levando em conta as considerações tomadas, que existe uma relação direta entre a potência ativa  $P$  e o ângulo de potência  $\delta$ , assim como entre a potência reativa  $Q$  e a diferença de tensão ( $V_1 - V_2$ ), demonstrando assim as relações  $P$ - $\delta$  e  $Q$ - $V$ . Na prática, o método utiliza a frequência para impor o ângulo de potência e consequentemente o fluxo de potência ativa. Isto é devido ao fato de que, como não há comunicação entre os inversores, uma unidade não conhece a fase inicial da outra. Entretanto, uma frequência inicial pode ser facilmente fixada como  $\omega_0$  (GUERRERO et al., 2007). Assim, tem-se uma relação natural entre potência ativa e frequência ( $P$ - $\omega$ ). O controle por inclinação convencional é expresso através das equações:

$$\omega = \omega_0 - mP \quad (8)$$

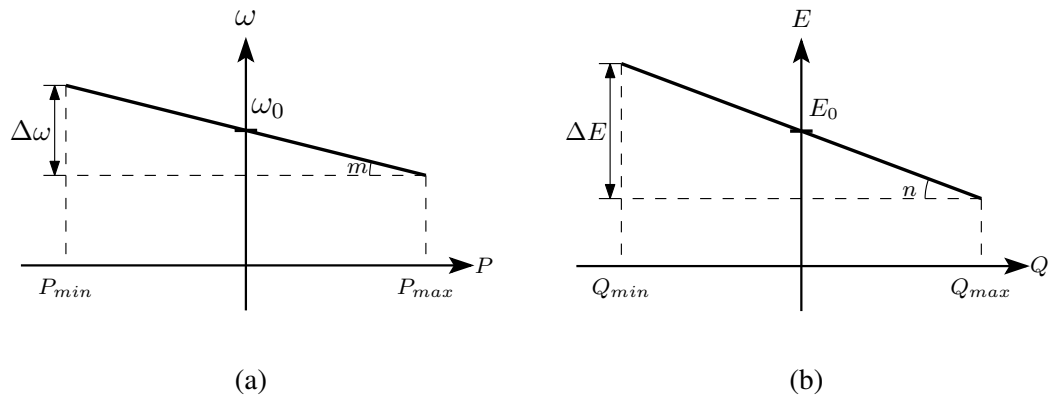
$$E = E_0 - nQ, \quad (9)$$

onde  $\omega_0$  e  $E_0$  são a frequência e a amplitude da tensão na saída de um conversor sem carga,  $m$  e  $n$  são os coeficientes de inclinação de frequência e amplitude da tensão e  $P$  e  $Q$  são as potências médias ativa e reativa de saída do conversor, respectivamente.

Com a manipulação local da frequência e amplitude da tensão de saída do conversor é possível controlar o fluxo de potência de cada unidade. Aplicando-se as características de inclinação à cada unidade geradora conforme sua potência nominal (através dos coeficientes de inclinação  $m$  e  $n$ ), cada unidade inversora de suporte à rede operando em uma microrrede irá ajustar suas potências ativa e reativa através da regulação da frequência e amplitude da tensão de saída, de forma a garantir o suprimento às cargas e a distribuição da potência total entre os conversores de forma adequada, evitando a circulação de corrente entre os mesmos.

As equações (8) e (9) podem ser representadas graficamente pelas características de inclinação mostradas na Figura 6, que representam os pontos de operação de cada conversor em regime permanente. A característica de inclinação da Figura 6a mostra um caso genérico em que o conversor pode operar como inversor (fornecendo potência) ou como retificador ativo (absorvendo potência), que teria aplicação em sistemas de armazenamento de energia com banco de baterias ou super-capacitores. Para fontes como eólica, solar, micro-turbinas, entre outras, a característica  $P$ - $\omega$  é definida apenas para valores positivos de  $P$  (apenas fornecendo potência). Entretanto, como mostrado na Figura 6b, o conversor pode operar fornecendo ou absorvendo potência reativa.

Figura 6 – Características de inclinação usadas em redes predominantemente indutivas.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 7 é mostrado um exemplo de dois conversores monofásicos conectados em paralelo suprindo uma carga. Os conversores são representados por fontes ideais totalmente controladas, e as referências de tensão das fontes são dadas por:

$$v_1 = E_1 \cos(\omega_1 t) \tag{10}$$

$$v_2 = E_2 \cos(\omega_2 t), \tag{11}$$

onde as frequências  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  e as amplitudes  $E_1$ ,  $E_2$  são obtidas por (8) e (9), respectivamente. Neste exemplo, as duas fontes são controladas com as mesmas características de inclinação, e com suas impedâncias de conexão à carga sendo puramente indutivas e idênticas ( $\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_2 = jX$ ). Os fluxos de potências ativa e reativa dos conversores 1 ( $P_1$ ,  $Q_1$ ), 2 ( $P_2$ ,  $Q_2$ ) e da carga ( $P_L$ ,  $Q_L$ ) são mostrados na Figura 8a para duas condições de carga. Como esperado, nota-se que as potências ativa e reativa são divididas igualmente entre os conversores 1 e 2. Quando um aumento de carga é provocado, as frequências  $f_1$  e  $f_2$  dos conversores diminuem de maneira idêntica até atingir o novo ponto de operação (condição de equilíbrio) segundo as características de inclinação  $P$ - $\omega$ , conforme mostrado na Figura 8b.

Quando os conversores possuem potências nominais diferentes, os coeficientes de inclinação devem ser escolhidos de forma a garantir um compartilhamento proporcional à potência nominal de cada conversor. Dessa forma, os coeficientes devem apresentar a seguinte relação (TULADHAR et al., 1997; SATO; KAWAMURA, 2005):

$$m_1 S_1 = m_2 S_2 = m_3 S_3 = \dots = m_n S_n \tag{12}$$

$$n_1 S_1 = n_2 S_2 = n_3 S_3 = \dots = n_n S_n, \tag{13}$$

onde  $S_1, S_2, \dots, S_n$  são as potências aparentes nominais de cada conversor que compõe a microrrede.

Admitindo agora que a potência do conversor 1 é o dobro do conversor 2 ( $S_1 = 2S_2$ ), faz-se as devidas alterações nos coeficientes de inclinação de forma a obter  $m_2 = 2m_1$  e  $n_2 = 2n_1$ , e mantêm-se o mesmo perfil de carga do exemplo anterior. Na Figura 9a são mostrados os fluxos de potência para esse caso. Como esperado, o conversor 1 fornece o dobro de potência ativa. Já para a potência reativa o mesmo não acontece devido ao efeito da inclinação natural provocado pelas impedâncias de conexão das fontes à carga, fato este que é melhor explanado na seção seguinte. O comportamento dinâmico da frequência é mostrado na Figura 9b.

## 2.2 Efeitos da Impedância de Rede no Compartilhamento de Potência Reativa

Naturalmente a impedância de conexão à carga irá afetar fortemente a precisão do compartilhamento de potência entre as unidades de geração de uma microrrede (TULADHAR et al., 1997). Tomando novamente o exemplo mostrado na Figura 7, (7) pode ser reescrita da forma

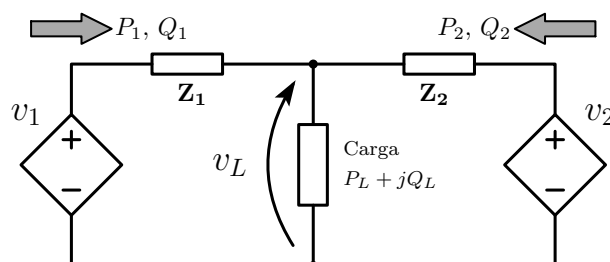
$$\begin{aligned} V_L &\cong V_1 - \frac{X_1}{V_1} Q_1 \\ &\cong V_1 - n_N Q_1. \end{aligned} \quad (14)$$

Reescrevendo também (9) em termos de tensão eficaz, em que  $E_1 = V_1\sqrt{2}$  e  $E_0 = V_0\sqrt{2}$ , têm-se:

$$V = V_0 - \frac{\sqrt{2}}{2} nQ. \quad (15)$$

Comparando (14) com (15), observa-se um termo  $n_N = X/V_1$  responsável por gerar um efeito de inclinação natural. Então, o sistema conversor + impedância de conexão à carga possui

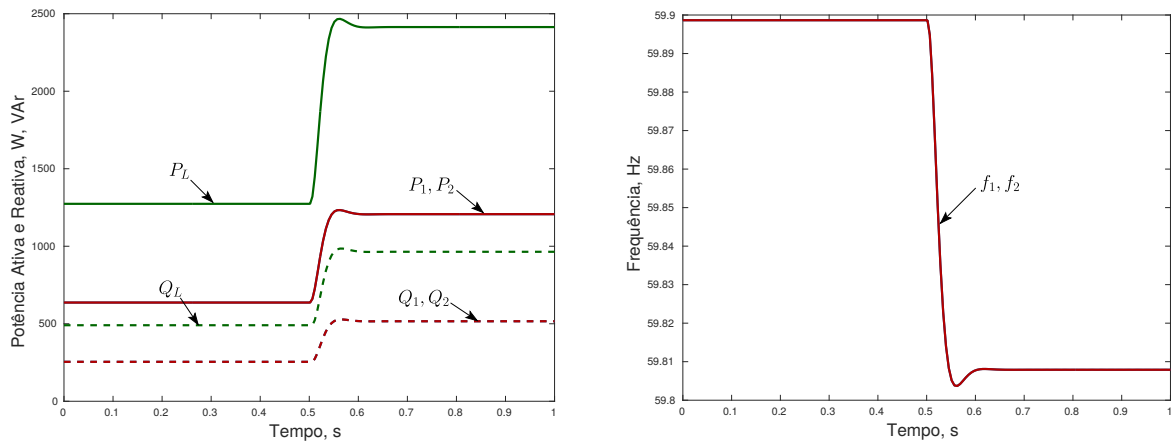
Figura 7 – Dois conversores suprindo uma carga.



Fonte: próprio autor.



Figura 8 – Operação de dois conversores em paralelo com os mesmos coeficientes de inclinação ( $E_0 = 220\sqrt{2} V$ ,  $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ ,  $m_1 = m_2 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$  e  $n_1 = n_2 = 5e^{-3} V/VAr$ ).

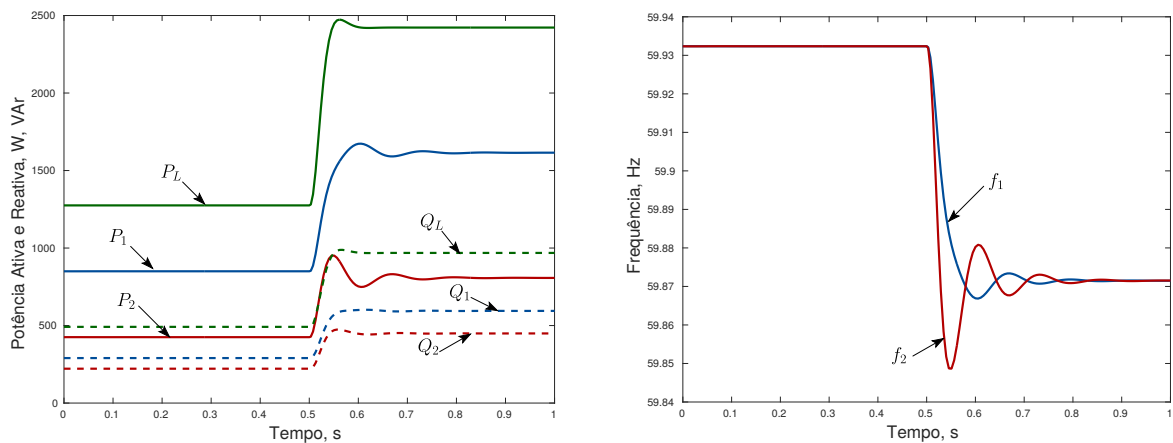


(a) Fluxo de potência entre as fontes e carga

(b) Frequência das fontes  $v_1$  e  $v_2$

Fonte: próprio autor.

Figura 9 – Operação de dois conversores em paralelo com coeficientes de inclinação diferentes ( $E_0 = 220\sqrt{2} V$ ,  $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ ,  $m_1 = 1e^{-3} \text{ rad/sW}$ ,  $m_2 = 2e^{-3} \text{ rad/sW}$ ,  $n_1 = 2, 5e^{-3} V/VAr$  e  $n_2 = 5e^{-3} V/VAr$ ).



(a) Fluxo de potência entre as fontes e carga

(b) Frequência das fontes  $v_1$  e  $v_2$

Fonte: próprio autor.

duas inclinações: uma intencional devido ao controle do inversor e outra devida à impedância dos cabos (AZEVEDO, 2011). A característica de inclinação resultante pode ser obtida pela

substituição de (15) em (14), resultando em

$$\begin{aligned} V_L &= V_0 - \left( \frac{\sqrt{2}}{2}n + \frac{X_1}{V_0 - (\sqrt{2}/2)nQ} \right) Q \\ &= V_0 - \left( \frac{\sqrt{2}}{2}n + n_N \right) Q. \end{aligned} \quad (16)$$

Apesar da presença da potência reativa no denominador da equação de  $n_N$ , este possui um comportamento aproximadamente linear e crescente com o aumento de  $Q$ . Isso se deve ao fato de que  $V_0 \gg (\sqrt{2}/2)nQ$ , definindo  $n_N$  apenas para valores positivos.

Esse efeito devido à impedância dos cabos de conexão dos inversores à carga faz com que o inversor que esteja fisicamente mais próximo da carga, e conseqüentemente possua menor reatância devido a distância, tenha menor coeficiente de inclinação equivalente (considerando  $n_1 = n_2$ ), contribuindo mais com a demanda de potência reativa. Esse efeito é indesejado pois a distribuição de potência entre os conversores passa a depender da distância física entre o inversor e a carga ao invés de depender apenas de sua potência nominal. Ou seja, ocorre um acoplamento indesejado entre o compartilhamento de potência reativa e a impedância de conexão do inversor ao barramento de cargas.

Observando (16) nota-se que o efeito de inclinação natural pode ser compensado se os coeficientes de inclinação forem escolhidos de forma que  $n_i \gg n_{Ni}$ , onde  $i$  representa o  $i$ -ésimo conversor do sistema. Assim, ao aumentar  $n_i$  melhora-se a precisão no compartilhamento de potência reativa. Entretanto, pode-se resultar num segundo efeito indesejado, desta vez sobre a regulação ou variação de tensão na saída do inversor, que é obtida através de (15), resultando em

$$\Delta V \equiv V_0 - V = \frac{\sqrt{2}}{2}nQ. \quad (17)$$

Assim, o coeficiente de inclinação de amplitude máximo deve ser

$$n_{max} = \sqrt{2} \frac{\Delta V_{max}}{Q_{nominal}}, \quad (18)$$

onde  $\Delta V_{max}$  é a máxima variação de tensão admissível na microrrede. Entretanto, a variação de tensão na carga pode ser ainda maior devido à queda de tensão devido aos cabos de conexão.

Já o coeficiente máximo de inclinação da frequência deve ser calculado com base na máxima variação de frequência permitida,  $\Delta f_{max}$ , obtida por:

$$\Delta f \equiv f_0 - f = \frac{mP}{2\pi}. \quad (19)$$

Assim, o valor máximo de  $m$  deve ser:

$$m_{max} = 2\pi \frac{\Delta f_{max}}{P_{nominal}}, \quad (20)$$

## 2.3 Efeitos da Resistência da Rede

Assumir um comportamento indutivo nas linhas de conexão entre as fontes de GD e o barramento CA da microrrede seria apenas correto em sistemas em nível de transmissão (ou de alta tensão). Os sistemas de baixa tensão são caracterizados por possuírem alta relação entre resistência e reatância ( $R/X$ ), como mostrado na Tabela 1. Portanto, existe um acoplamento predominantemente resistivo entre os conversores de uma microrrede. Para definir as equações do controle por inclinação em linhas resistivas, novamente tomando como base o circuito equivalente da Figura 5a, pode-se desprezar a parcela indutiva, restando apenas uma resistência equivalente de conexão. Assim, fazendo  $\mathbf{Z} \approx R$ , e assumindo novamente que, para pequenos valores do ângulo de potência  $\delta$ ,  $\sin \delta \cong \delta$  e  $\cos \delta \cong 1$ , (2) e (3) são reescritas por:

$$P \cong \frac{V_1}{R}(V_1 - V_2) \quad (21)$$

$$Q \cong -\frac{V_1 V_2}{R} \delta. \quad (22)$$

Comparando as equações obtidas com (6) e (7), observa-se uma completa mudança, em que o fluxo de potência ativa passou a depender predominantemente da diferença de tensão ( $V_1 - V_2$ ), enquanto o fluxo de potência reativa passou a depender do negativo do ângulo de potência. A partir de (21) e (22), as seguintes expressões do controle por inclinação podem ser escritas para áreas com linhas resistivas:

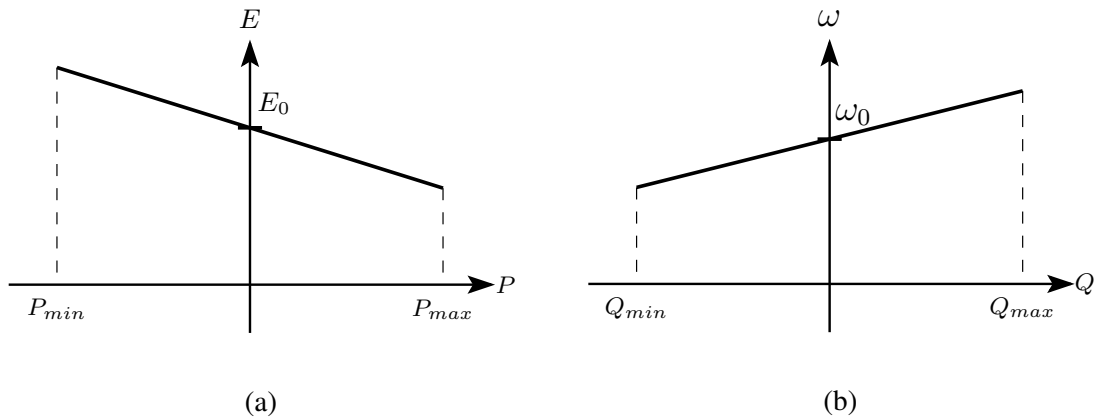
$$E = E_0 - mP \quad (23)$$

$$\omega = \omega_0 + nQ. \quad (24)$$

Assim, as características de regulação de potência para linhas predominantemente resistivas, representadas por (23) e (24), são mostradas nas curvas de decaimento da Figura 10.

Estas novas regras ou equações de inclinação implicam no mesmo efeito de inclinação natural discutido na seção anterior, porém desta vez para a potência ativa ao invés da reativa, que pode ser mais problemático na maioria dos casos, já que a maioria das cargas possuem maior parcela ativa do que reativa.

Figura 10 – Características de inclinação usadas em redes predominantemente resistivas.



Fonte: próprio autor.

Ainda existe a possibilidade de que a reatância dos cabos de conexão à carga seja da mesma ordem de grandeza da resistência. Para este caso, nenhuma das equações de inclinação obtidas anteriormente traz bons resultados quanto à distribuição da potência de carga. Uma solução para contornar essa falha é proposta por Brabandere et al. (2007). Esta proposta consiste em usar uma matriz de transformação linear de rotação,  $\mathbf{R}(\theta)$ , sobre a potência complexa  $\mathbf{S}$ , de forma que a resultante preserve as relações  $P-\omega$  e  $Q-V$ , possibilitando o uso das equações do controle por inclinação convencional, representado por (8) e (9). Para detalhamento do método, (2) e (3) são manipuladas matematicamente e reescritas da seguinte forma:

$$P = \left( \frac{V_1^2}{Z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos \delta \right) \cos \theta + \left( \frac{V_1 V_2}{Z} \sin \delta \right) \sin \theta, \quad (25)$$

$$Q = \left( \frac{V_1^2}{Z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos \delta \right) \sin \theta - \left( \frac{V_1 V_2}{Z} \sin \delta \right) \cos \theta. \quad (26)$$

Definindo os termos

$$P' \equiv \frac{V_1 V_2}{Z} \sin \delta \quad \text{e} \quad (27)$$

Tabela 1 – Valores típicos de impedância de linha.

Tipo de Linha	$R$ ( $\Omega/km$ )	$X$ ( $\Omega/km$ )	$R/X$ (p.u.)
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 et al. (2008).

$$Q' \equiv \frac{V_1^2}{Z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos \delta, \quad (28)$$

e utilizando-os para reescrever (25) e (26) de forma matricial, têm-se:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Obtendo-se as potências  $P$  e  $Q$ , através de medição, pode-se representá-las em um novo referencial como  $P'$  e  $Q'$  através da transformação de rotação

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (30)$$

ou

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X}{Z} & -\frac{R}{Z} \\ \frac{R}{Z} & \frac{X}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}, \quad (31)$$

onde  $\theta = \arctan(X/R)$  é o ângulo da impedância  $\mathbf{Z} = Z \angle \theta$ . Logo, é necessário o conhecimento prévio da relação  $X/R$  dos condutores de conexão à carga para implementação da matriz de rotação.

Utilizando-se as novas definições  $P'$  e  $Q'$  desacopla-se o controle por inclinação das características da rede, de modo que as equações para este caso são equivalentes às usadas como base para desenvolver as estratégias de controle por inclinação convencional:

$$\omega = \omega_0 - mP' \quad (32)$$

$$E = E_0 - nQ'. \quad (33)$$

## 2.4 Impedância Virtual

O controle por inclinação convencional,  $P$ - $\omega$  e  $Q$ - $V$ , é uma solução efetiva se aplicada em redes de média e alta tensão, onde as linhas são predominantemente indutivas. Entretanto, a performance desse tipo de controle é fortemente dependente da relação  $X/R$  da linha (YAO et al., 2011). Devido a este fato, esse método não pode ser diretamente aplicado em todos os tipos de redes, a não ser que algoritmos sofisticados de estimação da impedância de linha sejam implementados para cálculo das potências rotacionadas ( $P'$  e  $Q'$ ), indicadas em (31). Este problema se torna ainda mais importante quando o controle por inclinação convencional é aplicado a linhas de baixa tensão. Neste caso, um pequeno desvio (ou erro) na estimação da

impedância de rede resulta em um compartilhamento de potência ineficiente entre as unidades com o controle por inclinação (ROCABERT et al., 2012).

Como uma solução intuitiva para resolver esse problema, resultante da forte dependência dos parâmetros de linha, indutores podem ser usados para conectar o conversor ao barramento CA, de forma que a impedância de linha resultante seja predominantemente indutiva. Entretanto, essa não é uma solução eficiente, pois aumentaria o custo e tamanho da instalação do sistema. Uma solução mais eficiente consiste em introduzir virtualmente o efeito dessa impedância indutiva, adaptando a malha de controle do conversor para emular esse efeito.

O comportamento indutivo na saída do conversor pode ser implementado modificando a tensão de referência, obtida do controle por inclinação, através da subtração da queda de tensão sobre a indutância virtual  $L_V$ , ou seja,

$$v_o^* = v^* - L_V \frac{di_o}{dt} \quad (34)$$

em que  $i_o$  é a corrente de saída do conversor. Observe que para a implementação da indutância virtual é necessário derivar a corrente de saída do conversor. Porém, esta derivada deve ser evitada para que os ruídos de medição não sejam amplificados. Na prática, a derivada pode ser substituída por um filtro passa-altas e (34), no domínio da frequência, torna-se

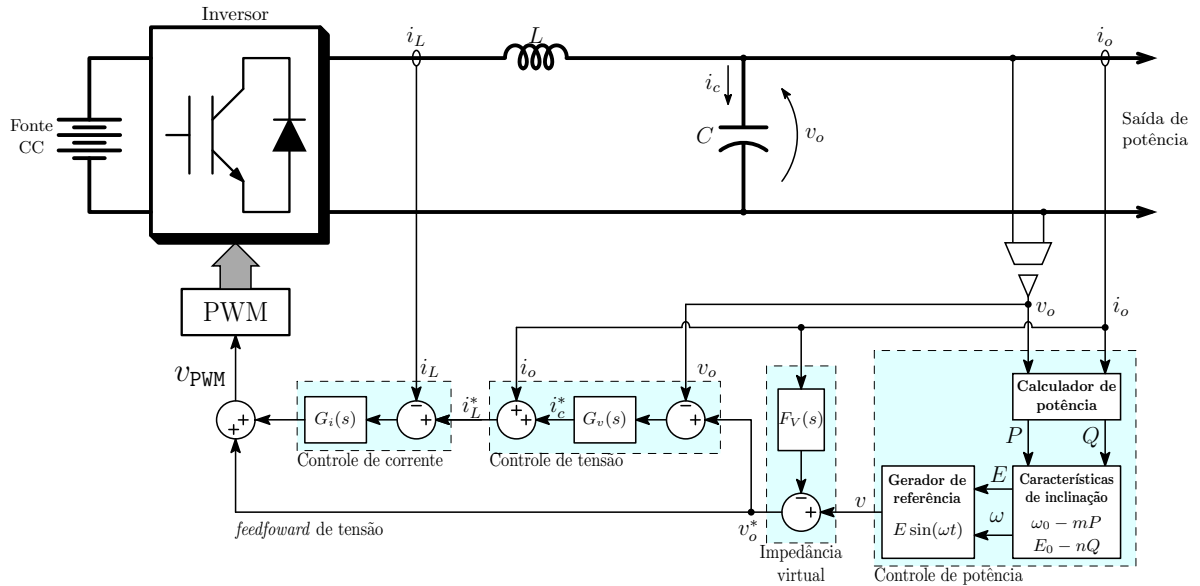
$$v_o^* = v^* - Z_V \frac{\omega_c s}{s + \omega_c} i_o \quad (35)$$

em que  $Z_V$  é a impedância virtual e  $\omega_c$  é a frequência de corte do filtro passa-altas. A frequência de corte  $\omega_c$  deve ser escolhida para que  $Z_V$  seja proporcional a  $j\omega L_V$  na frequência de interesse (60 Hz).

## 2.5 Controle por Inclinação em Sistemas Monofásicos – Comportamento Dinâmico

A Figura 11 mostra o diagrama de blocos de um inversor monofásico com controle por inclinação. Neste esquema são mostradas três malhas de controle principais, além da malha da impedância virtual, mencionada na seção anterior. A malha mais interna é responsável pelo controle da corrente no indutor do filtro de saída do conversor ( $i_L$ ), e deve ter dinâmica mais rápida do que as demais. A segunda malha é responsável por controlar a tensão de saída do conversor ( $v_o$ ) sobre o filtro capacitivo, e também deve possuir dinâmica rápida, porém mais

Figura 11 – Diagrama de blocos do controle por inclinação em um conversor monofásico incluindo as malhas de controle de tensão e corrente.



Fonte: próprio autor.

lenta do que a dinâmica de corrente. Mais externamente tem-se a malha de controle de potência, responsável pelo cálculo de potência média, pela inserção das características de inclinação e pela geração da tensão de referência, conforme os sub-blocos que a compõe. Essa malha deve possuir dinâmica consideravelmente lenta, já que é necessário pelo menos um ciclo da fundamental para poder determinar a potência de saída do conversor. Os valores médios das componentes de potências ativa e reativa podem ser obtidos por meio de filtros passa-baixas, com frequência de corte de poucos Hertz, aplicados às componentes instantâneas da potência. No caso monofásico, a potência instantânea possui uma componente oscilante, com o dobro da frequência fundamental, que deverá ser atenuada por estes filtros.

Como o uso do filtro passa-baixas com pequena frequência de corte impõe uma dinâmica bastante lenta para os fluxos de potências ativa e reativa, a dinâmica das malhas de controle de tensão e corrente pode ser desprezada e considerado que apenas a malha de controle de potência dos conversores governa a dinâmica do sistema. Assim, a estabilidade da microrrede depende do ajuste adequado do filtro passa-baixas e dos coeficientes de inclinação.

Considerando que o conversor está operando em regime permanente suprindo uma carga linear, a tensão e a corrente de saída do conversor podem ser escritas no domínio do tempo como:

$$v_o = \sqrt{2}V \cos(\omega t) \tag{36}$$

$$i_o = \sqrt{2}I \cos(\omega t - \phi), \tag{37}$$

em que  $V$  e  $I$  são os valores eficazes da tensão e corrente de saída do conversor e  $\phi$  é o ângulo de fase entre a tensão e a corrente.

Através das medições de tensão e corrente, são obtidos os valores de  $v_o$  e  $i_o$ , respectivamente. De posse desses valores, o calculador de potência faz o cálculo da potência ativa instantânea:

$$p = v_o i_o \quad (38)$$

$$p = \underbrace{VI \cos \phi}_P + \underbrace{VI \cos(2\omega t - \phi)}_{\tilde{p}}. \quad (39)$$

A potência reativa instantânea  $q$  é obtida através do produto entre a componente em quadratura com a tensão  $v_o$  e a corrente  $i_o$ , em que  $v_{o\perp}$  é uma tensão fictícia que está atrasada  $90^\circ$  da tensão real  $v_o$ . Assim, têm-se que

$$q = v_{o\perp} i_o \quad (40)$$

$$q = \underbrace{VI \sin \phi}_Q + \underbrace{VI \sin(2\omega t - \phi)}_{\tilde{q}}. \quad (41)$$

Observando as equações (39) e (41) torna-se fácil perceber que a potência instantânea em sistemas monofásicos é igual a seu valor médio somado a um termo oscilante com o dobro da frequência fundamental. De modo correspondente à definição clássica de potência para sistemas em regime permanente senoidal, as componentes médias de potência são dadas por

$$P = VI \cos \phi \quad (42)$$

$$Q = VI \sin \phi. \quad (43)$$

O controle de potência em uma microrrede faz uso das componentes de potência média. Portanto, é necessário algum método para extração das componentes médias de potência. Esses métodos são designados por Calculador de Potência Média (CPM), conforme feito por Azevedo (2011). O CPM mais adotado na literatura faz uso de filtros passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte igual ou inferior a uma década abaixo da fundamental. De forma a atenuar as componentes oscilantes de potência, a frequência de corte do filtro deve ser muito baixa. A função de transferência de um filtro passa-baixas de primeira ordem é

$$F(s) = \frac{\omega_c}{\omega_c + s}, \quad (44)$$

onde  $\omega_c$  é sua frequência de corte. Escolhendo uma frequência de corte uma década abaixo da fundamental para um sistema de  $60 \text{ Hz}$ ,  $\omega_c = 2\pi 6 \text{ rad/s}$ , o tempo de acomodação (tempo que a



resposta leva para alcançar uma faixa de  $\pm 2\%$  do seu valor final e nela permanecer) é

$$t_s = \frac{4}{\omega_c} = 106,10 \text{ ms}, \quad (45)$$

equivalente a quatro constantes de tempo. Então, ocorrido um degrau de carga, a saída do filtro levará 106,1 ms, um pouco mais de seis ciclos da fundamental, para indicar o novo valor de potência da carga. Em alguns casos essa resposta lenta pode levar a atuação da proteção de sobrecorrente durante um transitório de carga (AZEVEDO, 2011).

Calculando-se o módulo de  $F$ , através da substituição de  $s$  por  $j\omega$  em (44), que resulta em

$$|F(j\omega)| = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}}, \quad (46)$$

pode-se obter o valor da atenuação do filtro de primeira ordem para a frequência de interesse. Sendo a frequência fundamental  $\omega_s$ , a atenuação do filtro para a componente de frequência dupla da potência pode ser calculada fazendo  $\omega = 2\omega_s$ . Sintonizando a frequência de corte do filtro para uma década abaixo da fundamental ( $\omega_c = 0,1\omega_s$ ), obtém-se

$$|F(j\omega)| = \frac{0,1\omega_s}{\sqrt{0,1^2\omega_s^2 + 2^2\omega_s^2}} \approx 0,05, \quad (47)$$

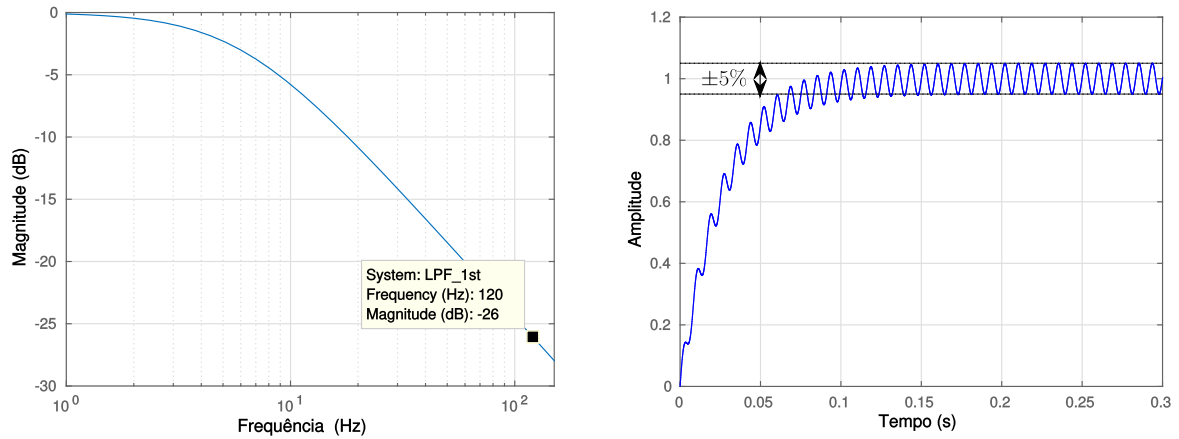
equivalente a 26 dB de atenuação, como observado na Figura 12a. Assim, para essa frequência de corte, o calculador de potência fornece valores de potência com oscilações de  $\pm 5\%$  em torno de sua média, conforme Figura 12b. Nesta, é mostrado um exemplo em que a potência ativa (entrada do filtro) é composta por uma componente média (igual a 1 p.u.) e uma componente oscilante de frequência dupla com amplitude de mesmo valor da componente média (caso em que o fator de potência da carga é unitário,  $Q = 0$ ), resultando numa forma de onda de entrada igual a  $p_{pu} = 1 + 1 \cos(2\omega t)$ .

Como sugerem (8) e (9), as oscilações presentes na estimação de  $P$  e  $Q$  se propagam na tensão de referência, degradando a qualidade da tensão de saída do conversor e podendo levar o sistema à instabilidade. O uso de um filtro de segunda ordem para obtenção das componentes médias de potência pode melhorar significativamente as oscilações. Sua função de transferência é dada por

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (48)$$

onde  $\omega_n$  é a frequência natural não amortecida e  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento. Para valores do coeficiente de amortecimento entre  $0 < \xi < 1$ , a resposta do sistema tem característica

Figura 12 – Características do filtro de primeira ordem com frequência de corte  $f_c = 6 \text{ Hz}$ .



(a) Resposta em frequência

(b) Resposta a  $p_{pu} = 1 + 1 \cos(2\omega t)$

Fonte: próprio autor.

subamortecida. Nessa faixa de valores de  $\xi$ , alguns filtros característicos são obtidos. Quando  $\xi = \sqrt{3}/2$ , a função de transferência em (48) representa um filtro Bessel; para  $\xi = 1/\sqrt{2}$ , tem-se um filtro Butterworth; e quando  $\xi < 1/\sqrt{2}$ , obtém-se um filtro Chebyshev. As respostas em frequência e ao degrau para cada um desses filtros são mostradas na Figura 13, em que  $\omega_n = 2\pi 6 \text{ rad/s}$ . Analisando a Figura 13a, nota-se que todos os filtros têm praticamente a mesma atenuação para a componente de frequência dupla (120 Hz). Entretanto, observando a Figura 13b, nota-se que o filtro Butterworth tem bom tempo de resposta (tempo necessário para o sinal passar de 10% para 90% do seu valor final), além de ter baixo sobressinal (*overshoot*).

Usando uma tolerância de 2%, o tempo de acomodação de um filtro de segunda ordem, para  $0 < \xi < 1$ , pode ser aproximado por (OGATA, 2011)

$$t_s = \frac{4}{\xi \omega_n}. \quad (49)$$

Comparando (49) com (45) percebe-se que o tempo de acomodação para um filtro de 2ª-ordem é igual ao dado para um filtro de 1ª-ordem multiplicado por um fator de  $1/\xi$ . Para obter o mesmo tempo de acomodação de um filtro de primeira ordem, a frequência natural deve ser  $\omega_n = \omega_c/\xi$ . Considerando um filtro Butterworth, a nova frequência natural deve ser  $\omega_n = 0,1\sqrt{2}\omega_s$  para se obter o mesmo tempo de acomodação (106,1 ms) de (45). O módulo da função de transferência (48) para uma frequência qualquer,  $\omega$ , é dado por

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^4 + 2\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2(2\xi - 1) + 1}}. \quad (50)$$

Logo, para  $\omega_n = 0,1\sqrt{2}\omega_s$ , a atenuação obtida para a componente de frequência dupla é 0,5%, 20 dB abaixo da atenuação obtida com o filtro de primeira ordem, como mostrado na Figura 14a. Aplicando a mesma entrada de potência em p.u. do exemplo da Figura 12b,  $p_{pu} = 1 + 1 \cos(2\omega t)$ , aos filtros passa-baixas de 1ª-ordem e ao Butterworth de 2ª-ordem, obtém-se o gráfico mostrado na Figura 14b. Observa-se uma melhora significativa na estimação da potência média quanto a oscilação em regime permanente devido a componente de frequência dupla, comprovando que o uso de filtros de 2ª-ordem é mais indicado para obtenção de  $P$  e  $Q$ .

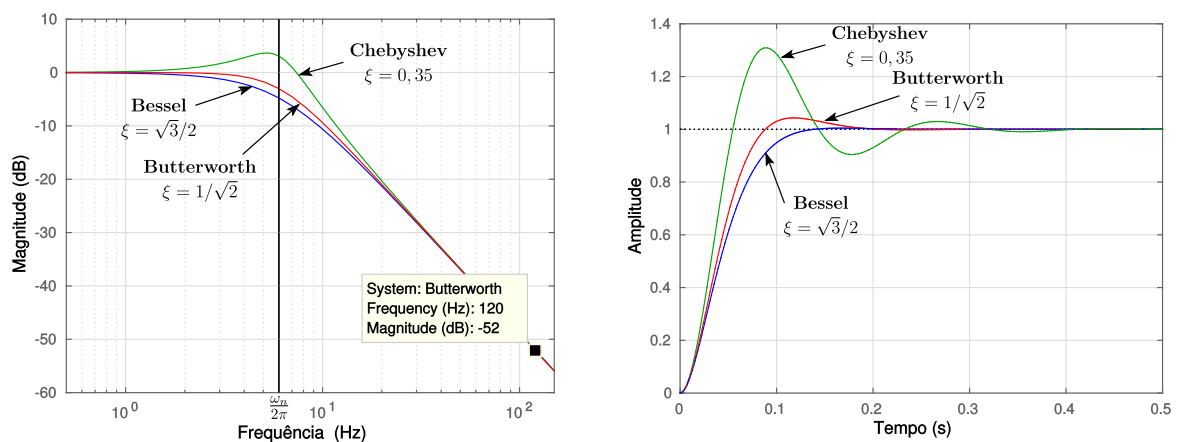
As performances transitória e em regime permanente do controle de potência são fortemente influenciadas pelo filtro passa-baixas do CPM. Portanto, a seleção adequada do filtro é fundamental para o sistema. Além disso, o cálculo da potência instantânea em sistemas monofásicos também tem papel fundamental para o CPM. Na seção seguinte são abordados o CPM clássico e o CPME (Calculador de Potência Média Equivalente), comparando suas respostas dinâmicas e em regime permanente.

## 2.6 Calculadores de Potência Média

### 2.6.1 Calculador de Potência Média Clássico

O CPM clássico, comumente adotado na literatura, faz o cálculo das componentes instantâneas de potência ativa,  $p$ , e reativa,  $q$ , por meio de (38) e (40). Como mostrado em (40), é

Figura 13 – Características dos filtros de 2ª-ordem do tipo Bessel, Butterworth e Chebyshev, com  $\omega_n = 2\pi 6 \text{ rad/s}$ .



(a) Resposta em frequência

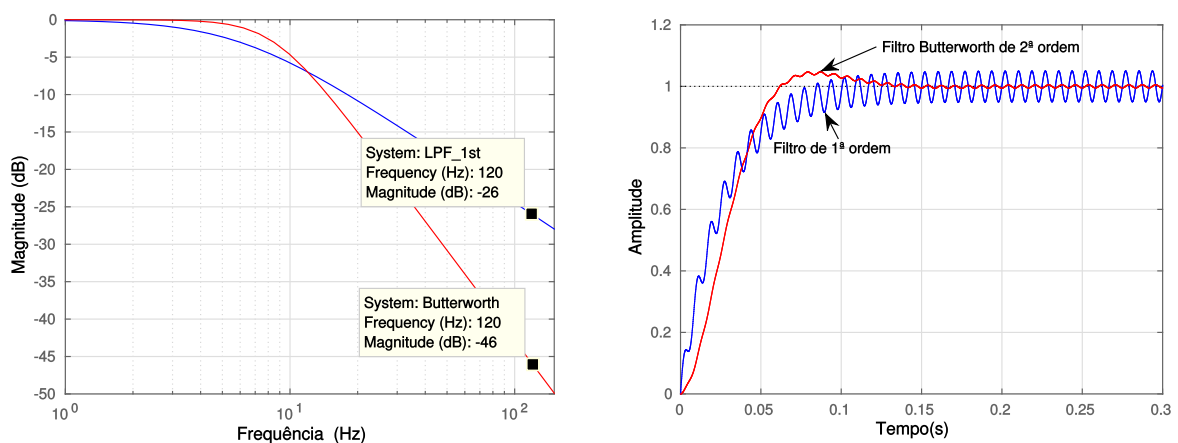
(b) Resposta ao degrau

Fonte: próprio autor.

necessário obter-se a componente  $v_{o\perp}$  em quadratura da tensão  $v_o$ . Um dos métodos mais simples é a aplicação de um *delay* na tensão medida  $v_o$ , como mostrado na Figura 15. Assim, obtém-se uma tensão fictícia  $v_{o\perp}$  atrasada  $90^\circ$  da tensão medida  $v_o$ .

Apesar da simplicidade do método, a obtenção de  $v_{o\perp}$  por atraso (*Transport-Delay*) possui algumas desvantagens na implementação prática, que é realizada através de um microcontrolador ou DSP (Processador Digital de Sinais – *Digital Signal Processor*). Uma delas é a necessidade de se armazenar os valores de  $v_o$  em um *buffer* circular na memória do dispositivo para efetuar a aquisição do sinal atrasado do número de amostras equivalente a  $\pi/2$  de atraso, em termos fasoriais. Entretanto, com o avanço da tecnologia e aumento de memória dos dispositivos, esse custo de implementação pode ser ignorado utilizando-se a maioria dos DSPs disponíveis atualmente.

Figura 14 – Comparação dos filtros de 1ª-ordem e Butterworth de 2ª-ordem, com  $\omega_c = 0,1\omega_s$  e  $\omega_n = 0,1\sqrt{2}\omega_s$ , respectivamente.

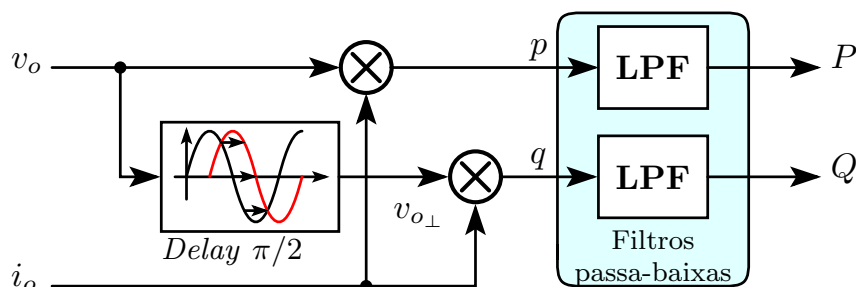


(a) Resposta em frequência

(b) Resposta a  $p_{pu} = 1 + 1 \cos(2\omega t)$

Fonte: próprio autor.

Figura 15 – Diagrama do CPM clássico baseado em *transport-delay*.



Fonte: próprio autor.

Em termos práticos, esse método consiste em, sabendo a frequência fundamental do sistema ( $f_s$ ) e a frequência de amostragem definida ( $f_{amost}$ ), utilizar valores aquisitados de  $v_o$  com atraso de  $N$  amostras, fazendo:

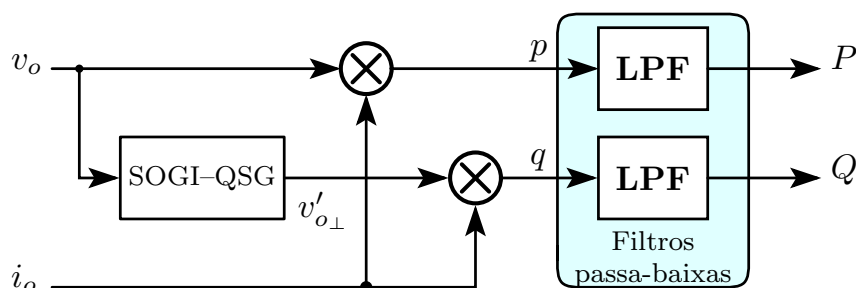
$$N = \frac{1}{4} \left( \frac{f_{amost}}{f_s} \right), \quad (51)$$

em que  $N$  deve ser o número inteiro mais próximo do valor resultante da equação para possibilitar a implementação digital. Assim, fica evidente que o sinal  $v_{o\perp}$  obtido não é exatamente atrasado de  $1/4$  de um ciclo da fundamental, mas sim uma aproximação disso. Dessa forma, sempre há um erro entre o sinal estimado por atraso e o sinal em quadratura pretendido, que está pode ser grande caso a frequência de amostragem seja baixa.

Além dessas desvantagens já destacadas, outra que merece atenção é o fato de que, no controle por inclinação, como a frequência varia de acordo com a demanda de potência ativa de carga, o número de amostras de atraso para obtenção da componente em quadratura deve ser dinâmico e atualizado no *loop* principal de controle para minimizar o erro na aquisição de  $v_{o\perp}$ .

Uma forma mais eficiente de se obter a componente em quadratura é fazendo o uso de um gerador de sinal em quadratura (*Quadrature Signal Generator – QSG*) baseado em SOGI (*Integrador de segunda ordem generalizado – Second Order Generalized Integrator*), chamado de SOGI-QSG. A estrutura desse CPM é mostrada na Figura 16.

Figura 16 – Diagrama do CPM clássico com SOGI-QSG.



Fonte: próprio autor.

O bloco SOGI-QSG, detalhado na Figura 17, possui dois sinais de saída,  $v'_o$  e  $v'_{o\perp}$ , que são as componentes filtradas da tensão de entrada e o sinal em quadratura da mesma, respectivamente. Entretanto, o CPM clássico mais adotado na literatura faz o uso do SOGI-QSG apenas para gerar o sinal em quadratura,  $v'_{o\perp}$ , usando assim a versão de  $v_o$  sem filtro para o cálculo de  $p$ .

As funções de transferência das duas saídas do SOGI-QSG são

$$D(s) = \frac{V'_o(s)}{V_o(s)} = \frac{k_s \omega' s}{s^2 + k_s \omega' s + \omega'^2} \quad (52)$$

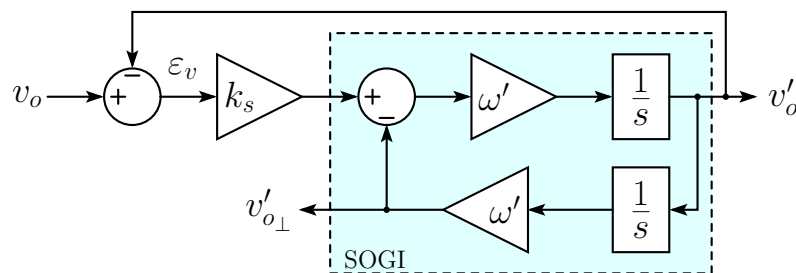
$$Q(s) = \frac{V'_{o\perp}(s)}{V_o(s)} = \frac{k_s \omega'^2}{s^2 + k_s \omega' s + \omega'^2}, \quad (53)$$

onde  $\omega'$  é a frequência de ressonância e  $k_s$  é o fator de amortecimento. O diagrama de Bode para essas funções de transferência, com  $\omega' = 2\pi 60 \text{ rad/s}$  e  $k_s = 1$ , é mostrado na Figura 18. Como pode ser observado, a saída  $D(s)$  comporta-se como um filtro passa-faixa enquanto  $Q(s)$  tem característica de um filtro passa-baixas. Também é perceptível que a diferença de fase entre  $D(s)$  e  $Q(s)$  é sempre  $90^\circ$ , independente da frequência do sinal de entrada. Quando a frequência do sinal de entrada coincide com a frequência de ressonância,  $\omega'$ , a amplitude dos sinais de saída coincidem com a amplitude da entrada. Essas características tornam o SOGI um método eficaz para geração dos sinais de quadratura e utilização no cálculo da potência instantânea.

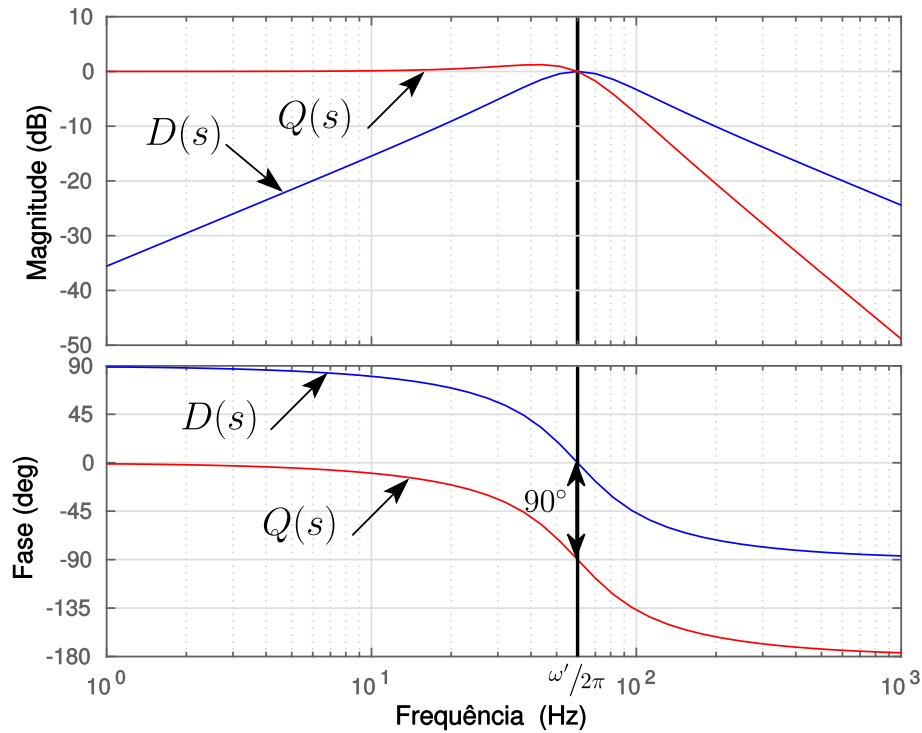
Entretanto, os sinais de saída do SOGI apenas têm a mesma amplitude da entrada quando a frequência de ressonância coincidir exatamente com a frequência do sinal de entrada. Portanto, é necessário uma forma de adaptação da frequência de ressonância do SOGI. Neste trabalho, o mecanismo de adaptação da frequência é feito automaticamente através da frequência obtida pela curva de decaimento  $P-\omega$  do controle por inclinação.

Além dos métodos de obtenção de um sinal em quadratura por atraso (*Transport-Delay*) ou baseado em SOGI-QSG, outros ainda podem ser citados, como a Transformação de Hilbert e a Transformação Inversa de Park (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006). Entretanto, não é escopo deste trabalho a investigação desses métodos de geração de sinais em quadratura, sendo suficiente os métodos apresentados nesta seção.

Figura 17 – Gerador de sinal em quadratura com o SOGI.



Fonte: próprio autor.

Figura 18 – Diagrama de Bode das funções de transferência  $D(s)$  e  $Q(s)$ .


Fonte: próprio autor.

## 2.6.2 Calculador de Potência Média Equivalente

O CPM clássico tem uma resposta transitória lenta e pode ser facilmente afetado por perturbações e variações de carga (GAO et al., 2011). Azevedo (2011) propôs um CPM mais rápido que os atuais baseado na teoria da potência instantânea (*p-q theory*) que foi designado por CPME (Calculador de Potência Média Equivalente), e pode ser observado na Figura 19. O CPME cria um novo conjunto de tensão e corrente, que são ortogonais às originais, através de unidades SOGI-QSG. Um sistema bifásico ortogonal é definido, onde a tensão é representada pelo vetor

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o \\ v_{o\perp} \end{bmatrix} \quad (54)$$

e a corrente pelo vetor

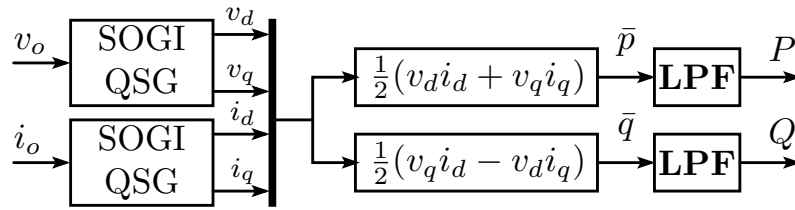
$$\vec{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_o \\ i_{o\perp} \end{bmatrix}. \quad (55)$$

Como em um sistema trifásico, as componentes de potência podem ser obtidas por

$$\bar{p} = \frac{1}{2} (\vec{v} \cdot \vec{i}) = \frac{1}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (56)$$

$$\bar{q} = \frac{1}{2} |-\vec{v} \times \vec{i}| = \frac{1}{2} (v_q i_d - v_d i_q). \quad (57)$$

Figura 19 – Diagrama de blocos do CPME.



Fonte: próprio autor.

Substituindo (36) e (37) em (56) e (57), obtém-se

$$\bar{p} = VI \cos \phi = P \quad (58)$$

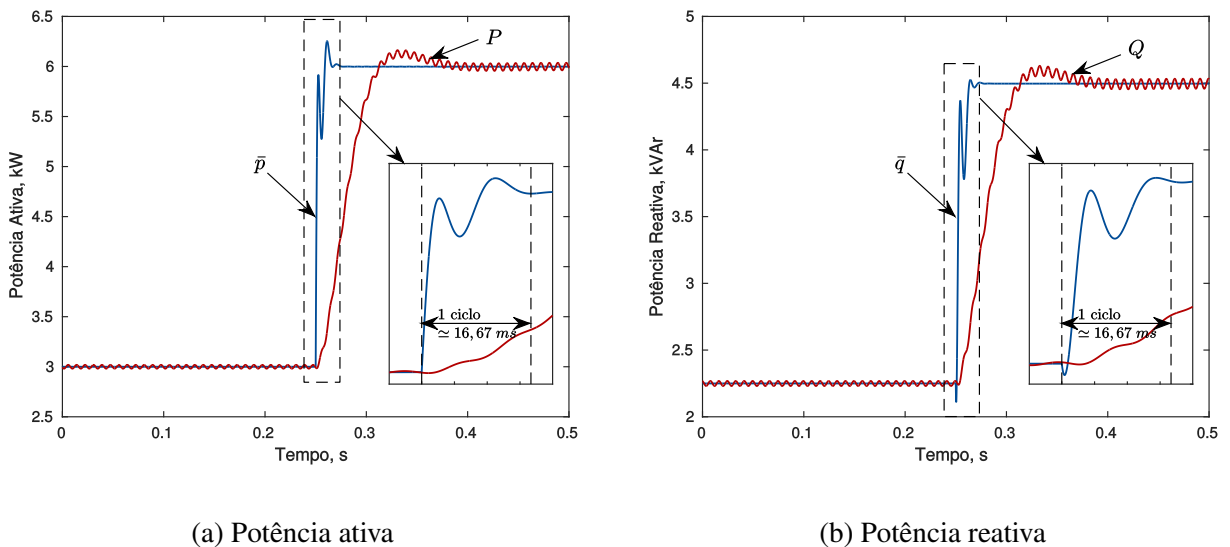
$$\bar{q} = VI \sin \phi = Q. \quad (59)$$

Nota-se que  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$  diferem das componentes de potência ativa e reativa instantâneas,  $p$  e  $q$ , obtidas em (39) e (41), respectivamente. Porém, em termos médios, elas são equivalentes.  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$  são uma abstração das componentes de potência instantânea de um sistema bifásico que demanda a mesma potência média do sistema monofásico real (AZEVEDO, 2011).

Na Figura 20 é mostrado o comportamento dinâmico dos CPM quando o sistema é submetido a um degrau de carga, onde  $P$  e  $Q$  são as potências médias calculadas a partir do CPM clássico com filtro Butterworth de segunda-ordem, e  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$  são obtidas a partir do CPME. Nota-se que o CPME tem uma resposta dinâmica mais rápida do que o CPM, e converge para o valor médio de potência em apenas um ciclo da fundamental. Também é observado que em regime permanente a resposta do CPME é constante, sem a componente oscilatória de frequência dupla. Entretanto, sua resposta transitória é não linear, sendo necessário o uso de filtros passa-baixas para minimizar esse efeito, como mostrado no diagrama do CPME da Figura 19. Esse filtro pode ter uma frequência de corte maior comparado ao CPM clássico devido a ausência da componente de frequência dupla a ser atenuada. O uso desses filtros também é importante para ter-se um maior controle sobre o tempo de resposta da malha de controle de potência do conversor, além de atenuar possíveis oscilações devido à harmônicos na tensão ou corrente.



Figura 20 – Resposta dinâmica dos CPM usando filtros Butterworth de  $2^a$ -ordem com  $\omega_n = 0,1\sqrt{2}\omega_s$ , e usando o CPME.



Fonte: próprio autor.

## 2.7 Análise Comparativa dos CPM Aplicados no Controle por Inclinação

Com o intuito de realizar uma análise comparativa entre os métodos de cálculo de potência média em sistemas monofásicos, apresentados na seção anterior, simulações simplificadas foram realizadas usando uma fonte controlada, com o controle por inclinação habilitado, alimentando cargas, cujo esquema é mostrado na Figura 21. Em cada circuito elétrico foi implementado um método de obtenção da potência média, sendo eles:

- CPM clássico com obtenção do sinal em quadratura usando *Transport-Delay*;
- CPM clássico com SOGI-QSG;
- CPME com SOGI-QSG.

Cada simulação foi realizada utilizando os mesmos parâmetros, que são mostrados na Tabela 2, a fim de avaliar cada método em condições idênticas. As simulações foram realizadas em tempo discreto para possibilitar a implementação do CPM com o *Transport-Delay*, com passo de cálculo sendo definido pelo inverso da frequência de amostragem adotada em cada caso. A adaptação do número de amostras de atraso para o método do CPM com obtenção de  $v_{o\perp}$  por *delay* foi implementado usando (51). Em cada caso são mostrados os gráficos das potências ativa

Tabela 2 – Parâmetros usados nas simulações de análise dos CPM.

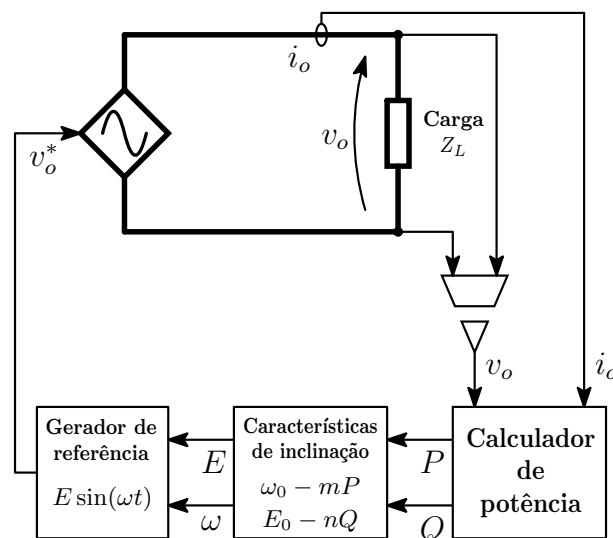
<b>Controle por inclinação</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Amplitude da tensão de referência, $E_o$	$220\sqrt{2} V$
Frequência de referência, $\omega_o$	$2\pi 60 \text{ rad/s}$
Coefficiente de inclinação da frequência, $m$	$5e^{-3} \text{ rad/sW}$
Coefficiente de inclinação da tensão, $n$	$0,01 \text{ V/VAr}$
<b>CPMs com LPF Butterworth de 2ª-ordem</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Fator de amortecimento do SOGI, $k_s$	$\sqrt{2}$
Coefficiente de amortecimento dos filtros, $\xi$	$1/\sqrt{2}$
Frequência natural não amortecida dos filtros, $\omega_n$	$0,1\sqrt{2}\omega_o \text{ rad/s}$

Fonte: próprio autor.

e reativa, além dos *set-points* de amplitude da tensão e frequência obtidos através do controle por inclinação. Nessa seção, os resultados obtidos com o CPM clássico com o SOGI-QSG são tomados como base para as análises, pois é o método de cálculo de potência média em sistemas monofásicos mais utilizado e abordado na literatura.

Na simulação inicial, considerou-se o caso em que a fonte supre uma carga com impedância complexa igual a  $Z_L = 29,04 + j9,68 \Omega$ , cuja potência nominal, em  $220 V_{rms}$ , é de

Figura 21 – Fonte com controle por inclinação alimentando uma carga.



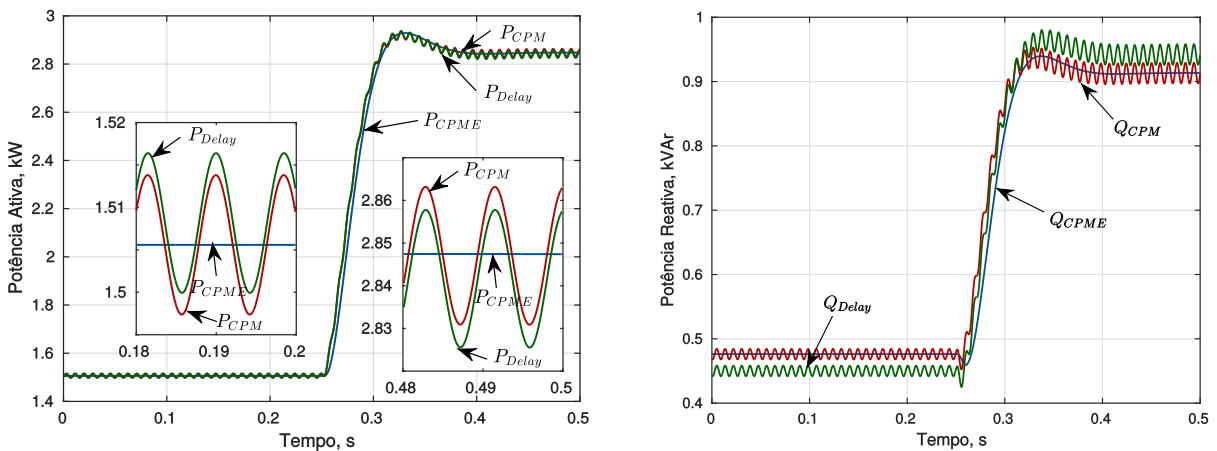
Fonte: próprio autor.

$S_L = 1,5 + j0,5 \text{ kVA}$ . Então, no instante  $t = 0,25 \text{ s}$ , um degrau de carga é aplicado, e uma segunda carga de mesma potência da anterior é inserida no sistema, dobrando a potência total nominal. Nesta simulação, a frequência de amostragem do sistema é de  $10 \text{ kHz}$ , resultando em um período de amostragem de  $1e^{-4} \text{ s}$ .

Na Figura 22 são mostrados os gráficos das potências ativa e reativa médias obtidas no primeiro caso, e na Figura 23 observam-se as referências de amplitude da tensão e frequência elétrica obtidas no controle de potência da fonte. Nesses gráficos, os subscritos *Delay*, *CPM* e *CPME* são usados para indicar os sinais referidos ao CPM + *Transport-Delay*, CPM + SOGI-QSG e ao CPME, respectivamente. Nos gráficos da potência ativa média e da referência de frequência, como as curvas estão praticamente sobrepostas, zoom's nas figuras são mostrados em duas faixas de interesse para diferenciá-los, um antes e outro após o degrau de carga.

Observando a Figura 22, nota-se que as potências obtidas com o CPME seguem exatamente o valor médio das potências obtidas com o CPM + SOGI-QSG, com a vantagem de eliminar o termo de frequência dupla através do cálculo de  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ , cabendo ao filtro passa-baixas apenas linearizar a resposta transitória dessas componentes e impor uma dinâmica mais lenta ao sistema para evitar a instabilidade. O mesmo não ocorre com os valores obtidos através do CPM + *Transport-Delay*, principalmente para a potência reativa e, conseqüentemente, a referência de amplitude da tensão. Como mencionado na seção anterior, isso ocorre devido ao erro na estimação da tensão de quadratura com  $v_o$ , proveniente do cálculo do número de

Figura 22 – Gráficos das potências – Caso 1.

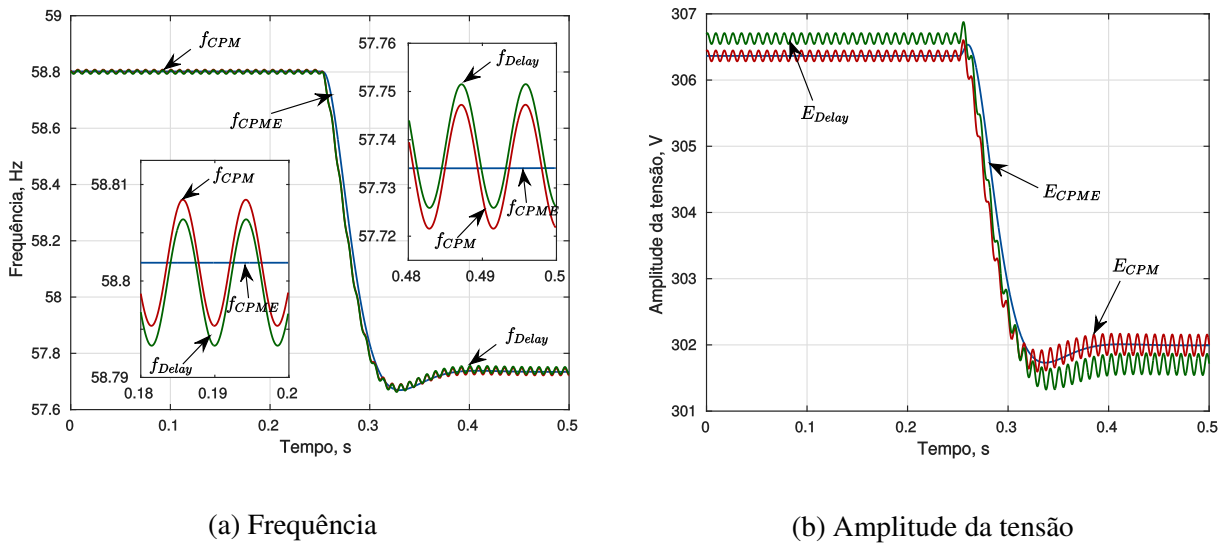


(a) Potência ativa média

(b) Potência reativa média

Fonte: próprio autor.

Figura 23 – Referências de amplitude da tensão e frequência – Caso 1.



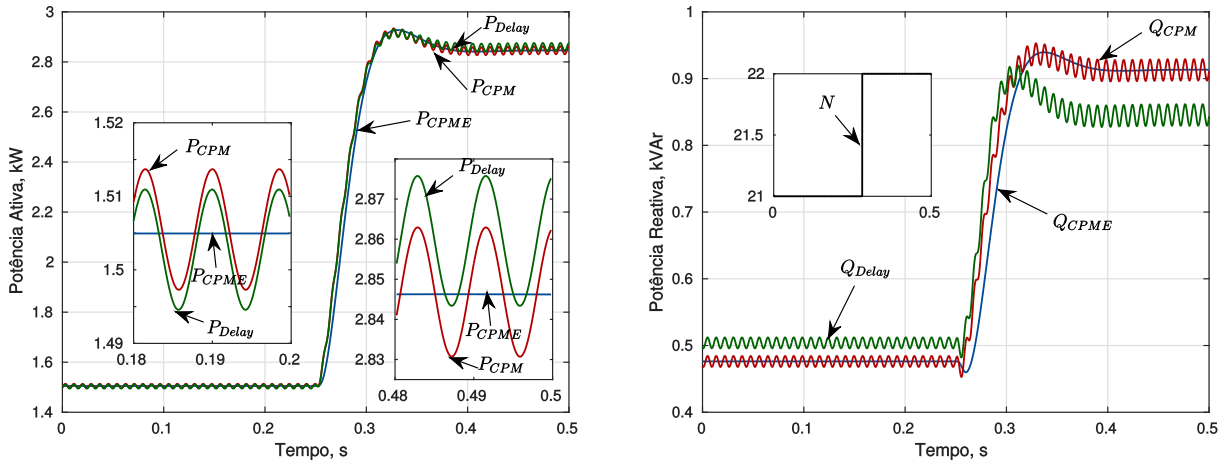
Fonte: próprio autor.

amostras de atraso (que deve ser um número inteiro) para captura de  $v_{o\perp}$ . Nessa simulação, o número de amostras de atraso se manteve constante (e igual a 43). Em  $t < 0,25$  s, o valor médio de frequência para esse método tem valor médio de  $58,8$  Hz, que, usando (51), obtém-se  $N = 42,5170$ , que deve ser aproximado para  $N = 43$ . Isso resulta num atraso na aquisição de  $v_{o\perp}$  em cerca de  $48,3$   $\mu s$ , resultando num erro de  $1,13\%$ . Para  $t > 0,25$  s, o valor de convergência da frequência em termos médios é igual a  $57,74$  Hz, obtendo-se  $N = 43,2975$ , que também deve ser aproximado para  $N = 43$ , resultando no adiantamento na aquisição de  $v_{o\perp}$  em cerca de  $29,75$   $\mu s$ , equivalente a um erro de  $0,687\%$ .

Apesar dos baixos valores percentuais, os pequenos erros na obtenção da tensão em quadratura geram desvios no cálculo de potência reativa média, que, por sua vez, é usado no controle de potência para imposição da amplitude da tensão de referência da fonte. A tensão  $v_o$  tem valores diferentes por conta desse efeito, então a potência ativa entregue pela fonte é diferente do que deveria ser obtida com o CPM + SOGI-QSG, como observado na Figura 22a, e, portanto, a frequência elétrica obtida do controle por inclinação também tem valores diferentes, como mostrado na Figura 23a. Assim, fica notável o efeito em cascata gerado pelo erro na estimação de  $v_{o\perp}$ .

Em um segundo caso, foi mantido o mesmo perfil de carga do caso 1 e diminuiu-se a frequência de amostragem para  $5$  kHz, com o intuito de mostrar o efeito provocado no CPM + *Transport-Delay*. Com uma menor resolução para a obtenção de  $v_{o\perp}$  mostram-se, nas Figuras 24

Figura 24 – Gráficos das potências – Caso 2.



(a) Potência ativa média

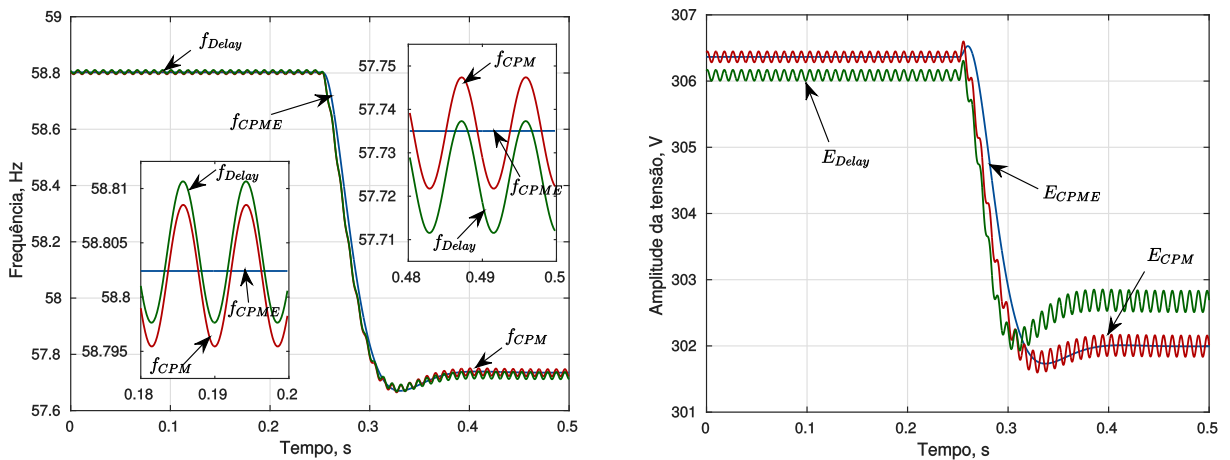
(b) Potência reativa média

Fonte: próprio autor.

e 25, os resultados para o caso 2.

Observa-se que para este caso os resultados obtidos com o CPME também seguem os valores médios dos obtidos com o CPM + SOGI-QSG, mostrando seu bom desempenho frente a degraus de carga. Entretanto, para o CPM + *Transport-Delay*, com a diminuição da frequência de amostragem os erros na estimação de  $v_{o\perp}$  se tornam maiores do que no caso anterior, que possuía maior resolução (com frequência de amostragem de 10 kHz). No gráfico

Figura 25 – Referências de amplitude da tensão e frequência – Caso 2.



(a) Frequência

(b) Amplitude da tensão

Fonte: próprio autor.

da potência reativa, na Figura 24b, mostra-se o valor do número de amostras de atraso em função do tempo de simulação. Em  $t < 0,25$  s, a frequência tem valor médio de  $58,805$  Hz, que, usando (51), obtém-se  $N = 21,2567$ , que deve ser aproximado para  $N = 21$ . Esse valor resulta no adiantamento na aquisição de  $v_{o\perp}$  em cerca de  $51,34$   $\mu$ s, resultando num erro de  $1,21\%$ . Para  $t > 0,25$  s, o valor de convergência da frequência em termos médios é igual a  $57,725$  Hz, obtendo-se  $N = 21,6544$ , que deve ser aproximado para  $N = 22$ , resultando no atraso na aquisição de  $v_{o\perp}$  em cerca de  $130,88$   $\mu$ s, equivalente a um erro de  $3,022\%$ .

Assim, mostra-se que ao diminuir a frequência de amostragem a resolução para cálculo do número de amostras de atraso para obtenção da tensão em quadratura pelo método de *Transport-Delay* fica prejudicada. E, quanto menor essa frequência de amostragem, maiores são os erros, que são calculados através de

$$erro\% = 100 \left| \frac{N_{amostras} - N_{calculado}}{0,25(f_n/f_s)} \right|, \quad (60)$$

onde  $N_{calculado}$  é o valor real obtido pelo resultado de (51) e  $N_{amostras}$  é seu valor inteiro de arredondamento,  $f_s$  é a frequência do sistema e  $f_n$  é a frequência em que os sinais são amostrados. O erro percentual máximo possível é dado por

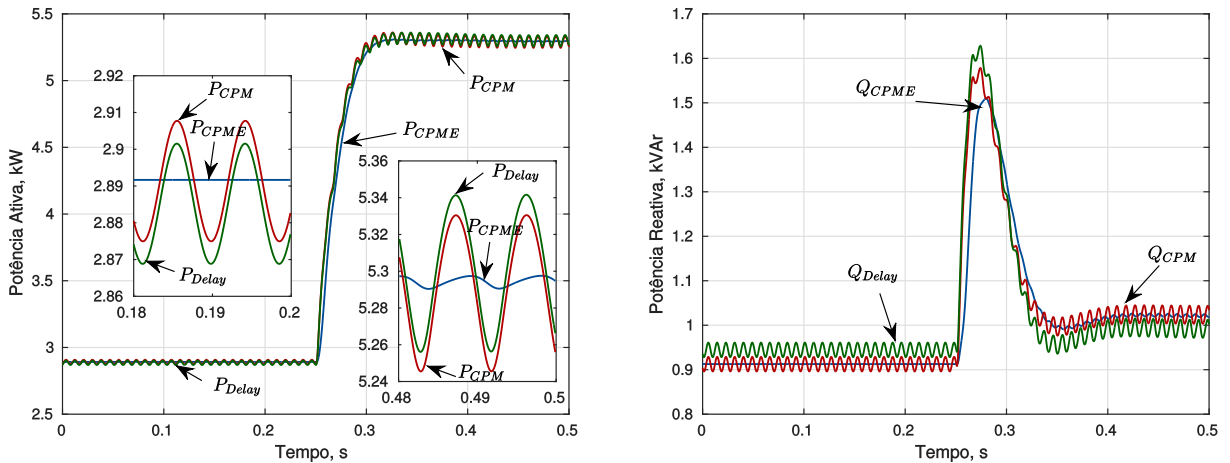
$$erro\%_{max} = 100 \left( \frac{2f_s}{f_n} \right), \quad (61)$$

em que fica claro que pode-se diminuí-lo elevando a frequência de amostragem do sistema, caso o microcontrolador utilizado para processamento e controle dos sinais possibilite isso. Também fica claro que, quanto maior a frequência de amostragem, maior é a resolução, e, conseqüentemente, maior deve ser o *buffer* de memória para alocar os valores de  $v_o$ .

No terceiro caso simulado, a fonte controlada alimenta duas cargas em paralelo, cada uma com impedância complexa igual a dos casos anteriores ( $Z_L = 29,04 + j9,68$   $\Omega$ ), totalizando uma potência nominal de  $3,0 + j1,0$  kVA, em  $220$   $V_{rms}$ . No instante  $t = 0,25$  s, um degrau de carga não linear é aplicado. A corrente consumida por esta carga possui pico de  $35,4$  A, fator de crista de  $3,06$  e THD de  $85,23\%$ . Nesta simulação, a frequência de amostragem do sistema é de  $10$  kHz, e seus resultados simulação são mostrados nas Figuras 26 e 27.

Dada a inserção de uma carga não linear no sistema, a corrente  $i_o$  não é mais uma senóide

Figura 26 – Gráficos das potências – Caso 3.



(a) Potência ativa média

(b) Potência reativa média

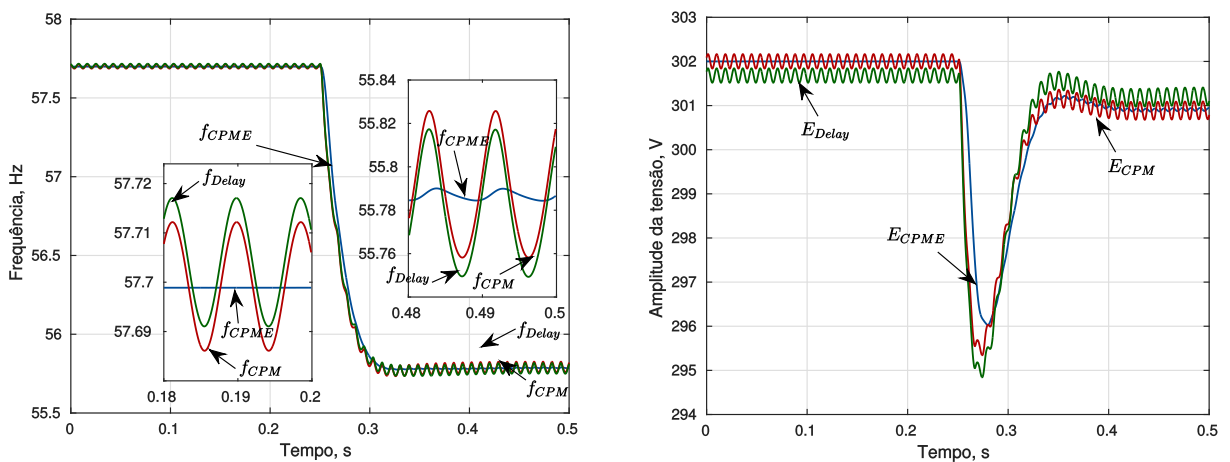
Fonte: próprio autor.

pura definida por  $\sqrt{2}I \cos(\omega t - \phi)$ . Assim, com a inclusão dos harmônicos, têm-se:

$$\begin{aligned}
 i_o &= i_{o1} + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{oh} \cos(\omega_h t - \phi_h) \\
 &= \sqrt{2}I_{o1} \cos(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{oh} \cos(\omega_h t - \phi_h).
 \end{aligned}
 \tag{62}$$

Portanto, ao fazer o cálculo das potências ativa e reativa instantâneas usando o CPM,  $p$  e  $q$  têm mais componentes além do seu valor médio somado ao termo de frequência dupla. Naturalmente,

Figura 27 – Referências de Amplitude da tensão e frequência – Caso 3.



(a) Frequência

(b) Amplitude da tensão

Fonte: próprio autor.

usando os filtros passa-baixas, os harmônicos de alta ordem são filtrados facilmente, entretanto, os harmônicos de baixa ordem ( $h = 3, 5, 7$ ) sofrem menor atenuação. Observando as Figuras 26a e 26b, nota-se a presença de leves oscilações nas potências obtidas com o CPME devido a presença de componentes harmônicas na corrente. Os valores de  $P$  e  $Q$  oscilam em cerca de  $7 W$  ( $0, 13\%$ ) e  $6 VAR$  ( $0, 58\%$ ), respectivamente, em torno de seus valores médios. Enquanto as oscilações da potência média com o CPM clássico chegam a  $85 W$  para a potência ativa e  $40 VAR$  para a reativa, o equivalente a  $1, 61\%$  e  $3, 9\%$  de variação em torno dos valores médios, respectivamente.

Com os resultados das simulações apresentados nesta seção, deve ser notado que os valores de potência calculados pelo CPME praticamente não possuem componentes oscilatórias em regime permanente para todos os casos apresentados, mesmo com correntes distorcidas. De fato, as componentes oscilatórias da potência instantânea têm alta frequência e são facilmente filtradas pelo CPME (AZEVEDO et al., 2011).

## 2.8 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os fundamentos básicos do controle por inclinação para paralelismo de conversores. Esta técnica não apresenta comunicação entre as unidades inversoras e, portanto, podem operar de forma independente, sem necessitar de informações da outra unidade. As principais características do conversor com controle por inclinação são:

- No controle por inclinação apenas medições locais de tensão e corrente na saída do conversor são necessárias, não sendo necessária comunicação com as outras unidades. Característica de grande valia para seu uso em microrredes, em que uma unidade pode estar fisicamente distante da outra;
- As curvas  $P-\omega$  e  $Q-V$  são utilizadas para definir os pontos de operação do conversor de acordo com a demanda de potências ativa e reativa. Coeficientes de inclinação elevados melhoram o compartilhamento de potência entre os conversores, porém resultam em uma maior variação da amplitude e frequência da tensão, e podem levar o sistema à instabilidade. Portanto, deve haver um compromisso entre o o compartilhamento de carga e a regulação de tensão e frequência da microrrede (AZEVEDO, 2011; SIQUEIRA, 2013);



- O compartilhamento de potência entre as unidades conversoras pode ser fortemente afetado pelas características da impedância de rede. Caso a impedância de conexão seja predominantemente resistiva, as relações  $P-\omega$  e  $Q-V$  podem chegar a ser invertidas. O módulo da impedância de rede também influencia no compartilhamento de potência reativa, pois um efeito de inclinação natural é inserido.

Também foram apresentados os métodos de cálculo da potência média em sistemas monofásicos mais abordados na literatura, juntamente com o método proposto por (AZEVEDO, 2011), o CPME. Simulações computacionais utilizando cada método foram realizadas de modo a compará-los, e o CPME se mostrou o método mais eficaz para cálculo da potência média em conversores com controle por inclinação, pois as oscilações de frequência dupla de  $P$  e  $Q$  são eliminadas em regime permanente. Com isso, pode-se inclusive adicionar na saída do CPME filtros com menores atenuações (ou maiores frequências de corte) e respostas mais rápidas, de forma a acelerar a dinâmica dos conversores e o tempo de convergência das componentes de potência.

## 3 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

Neste capítulo apresenta-se o circuito de potência e o diagrama geral do protótipo, e alguns detalhes práticos de sua construção são discutidos. Posteriormente, é feita a modelagem do conversor e são mostrados os projetos dos controladores de tensão e corrente utilizados. Resultados experimentais desses controladores são apresentados, mostrando o bom desempenho dos mesmos.

### 3.1 Descrição do Protótipo

A construção do protótipo e a implementação dos controles de tensão e corrente para análise de uma microrrede monofásica é um importante objetivo deste trabalho. Dois gabinetes idênticos foram montados, conforme mostra a foto da Figura 28. O conteúdo de cada gabinete é mostrado no diagrama geral da Figura 29. A descrição individual do circuito de potência, das medições e do sistema de controle são apresentados a seguir.

#### 3.1.1 Circuito de Potência

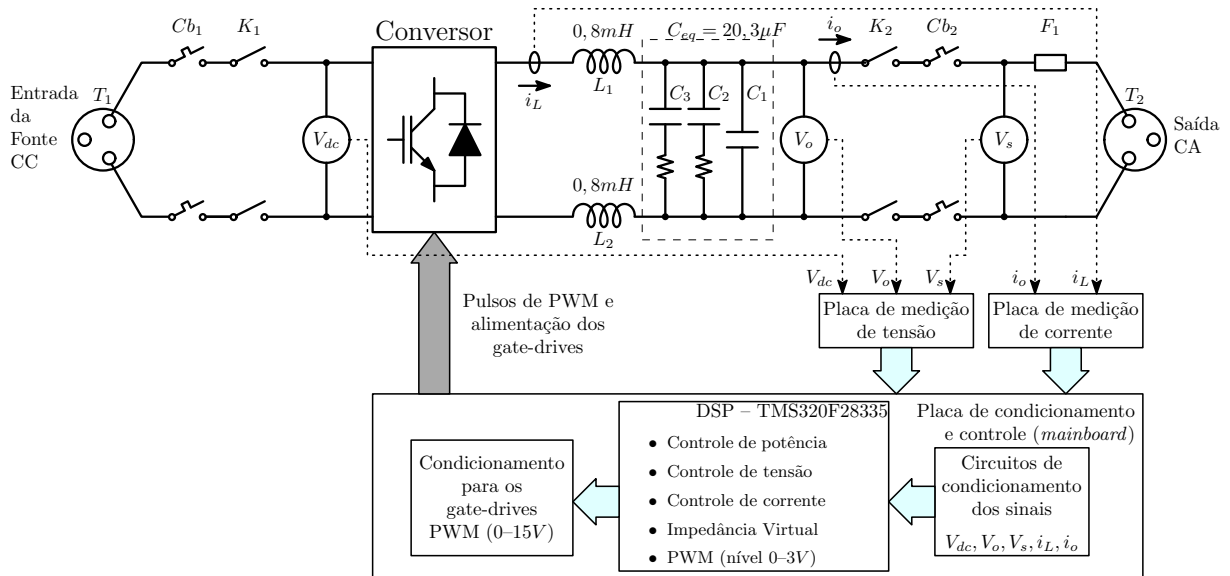
O circuito de potência implementado para cada gabinete é mostrado no diagrama geral da Figura 29. O sistema construído é monofásico, com potência nominal de projeto de  $4,4kVA$ . O circuito de potência é composto por um módulo inversor, equipamentos de proteção, duas

Figura 28 – Foto dos gabinetes que emulam fontes de GD e compõem uma microrrede monofásica.



Fonte: próprio autor.

Figura 29 – Circuito de potência e diagrama geral em blocos do protótipo.



Fonte: próprio autor.

tomadas, uma de entrada para alimentar o barramento CC do inversor e outra de saída CA, e filtro LC de saída. O objetivo de realizar a montagem com essa estrutura é permitir a modularidade e flexibilidade da microrrede, facilitando a adição de novas unidades de geração distribuída em paralelo com as outras. Nessa figura é possível também localizar os pontos em que são realizadas as medições necessárias desse sistema.

O conversor de potência utilizado nesse protótipo foi o módulo inversor SKS 30F B2CI 10 V12 da SEMIKRON, que é composto pelos IGBTs SK 30GB 123 (30A/1200V). Esse módulo já dispõe de drivers de acionamento das chaves SKHI 20opA integrados a ele.

Os equipamentos de proteção utilizados são dois disjuntores,  $Cb_1$  e  $Cb_2$ , de acionamento manual para o barramento CC e para a saída CA, respectivamente, contactores  $K_1$  para o lado CC e  $K_2$  para o lado CA, ambos acionados por relés inclusos na placa principal de controle, controlados pelo DSP, e um fusível  $F_1$  no lado CA.

O filtro LC de saída do conversor conta com dois indutores de  $0,8mH$ , totalizando  $1,6mH$  de indutância, com resistência equivalente de aproximadamente  $0,05\Omega$ , e filtro capacitivo com  $20,3\mu F$  de capacitância equivalente.

Uma fonte simétrica auxiliar de  $15V/2A$  compõe o gabinete. Seu papel é alimentar as placas de medição de tensão e corrente e a placa principal de controle do sistema.

O conversor, os equipamentos de proteção, o filtro de saída e a fonte auxiliar são

mostrados com mais detalhes nas fotos da vista frontal e da vista lateral direita de um dos gabinetes nas Figuras 30a e 30b, respectivamente.

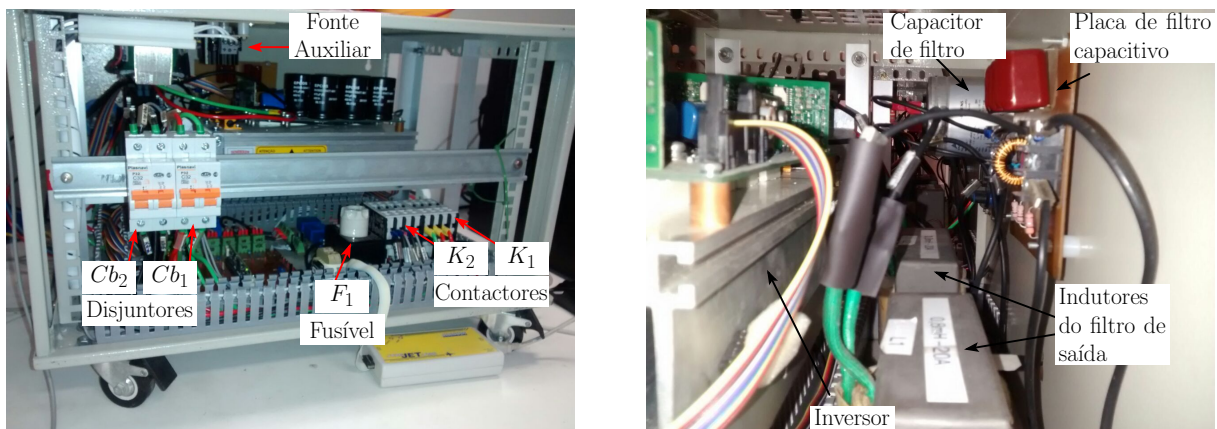
### 3.1.2 Circuitos de Medição

O protótipo conta com duas placas de medição, uma para os sinais de corrente e outra para os de tensão. A placa de medição de corrente faz medição dos sinais  $i_L$  e  $i_o$  através de dois transdutores de corrente LA 25-P. A placa de medição de tensão faz a medição dos sinais  $v_o$ ,  $v_s$  e  $v_{dc}$  através de três transdutores de tensão LV 25-P. Estes transdutores, LA 25-P e LV 25-P, apresentam boa linearidade e precisão em suas faixas de medição. Eles fazem a medição das correntes e tensões e transformam esses sinais em correntes de saída excursionados entre  $-25mA$  e  $+25mA$  eficazes. Assim, deve ser feito o condicionamento adequado desses sinais para utilizá-los no controle do conversor.

### 3.1.3 Controle e Condicionamento dos Sinais

O processamento dos sinais medidos e o controle do conversor em tempo real são realizados pelo DSP TMS320F28335 de ponto flutuante (Texas Instruments), acoplado através de um conector na placa de condicionamento de sinais. A comunicação com o DSP é realizada através da interface de programação via JTAG (*Joint Test Access Group*) e um computador de bancada. O código em linguagem de programação C é enviado para o DSP, que executa todas as tarefas requeridas.

Figura 30 – Detalhamento dos componentes de potência dos gabinetes.



(a) Vista frontal

(b) Vista lateral direita

Fonte: próprio autor.

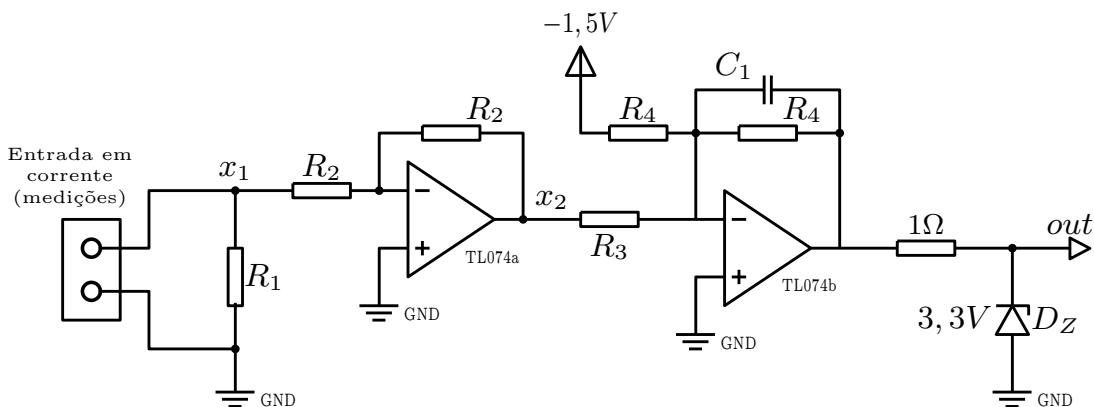
A placa principal de condicionamento de sinais (*mainboard*) utilizada no experimento é responsável por:

- Condicionar os sinais das placas de medição para adequá-los a entrada do DSP;
- Controlar a abertura e fechamento dos contactores  $K_1$  e  $K_2$  por meio de seus relés inclusos na *mainboard*;
- Produzir fontes internas de  $5V$  e  $3,3V$  de alimentação para o DSP, e uma de  $-1,5V$  utilizada nos circuitos de condicionamento;
- Compatibilizar os sinais digitais do DSP ( $0 - 3V$ ) com os drivers do conversor ( $0 - 15V$ ).

O condicionamento dos sinais provenientes das placas de medição de tensão e corrente é realizado através de circuitos com amplificadores operacionais TL074. Os circuitos de condicionamento têm a estrutura mostrada na Figura 31, que tem a função de adequar os sinais medidos para níveis suportados pelo DSP, que é  $0 - 3V$ . Observa-se que o capacitor  $C_1$  é utilizado para formar um filtro passa-baixas, com frequência de corte de  $\omega_c = 1/R_2C_1$ , utilizado para a função *anti-aliasing*. A frequência de corte desse filtro deve ser metade da frequência de amostragem dos sinais. O diodo zener na saída é usado para proteção do DSP, limitando o sinal de entrada do ADC (*Analog-Digital Converter* – Conversor Analógico-Digital) para valores de  $3,3V$ .

De posse dos sinais condicionados, as funções internas de controle do DSP são, como mostrado na Figura 29, fazer o controle de potência do conversor a partir das curvas de

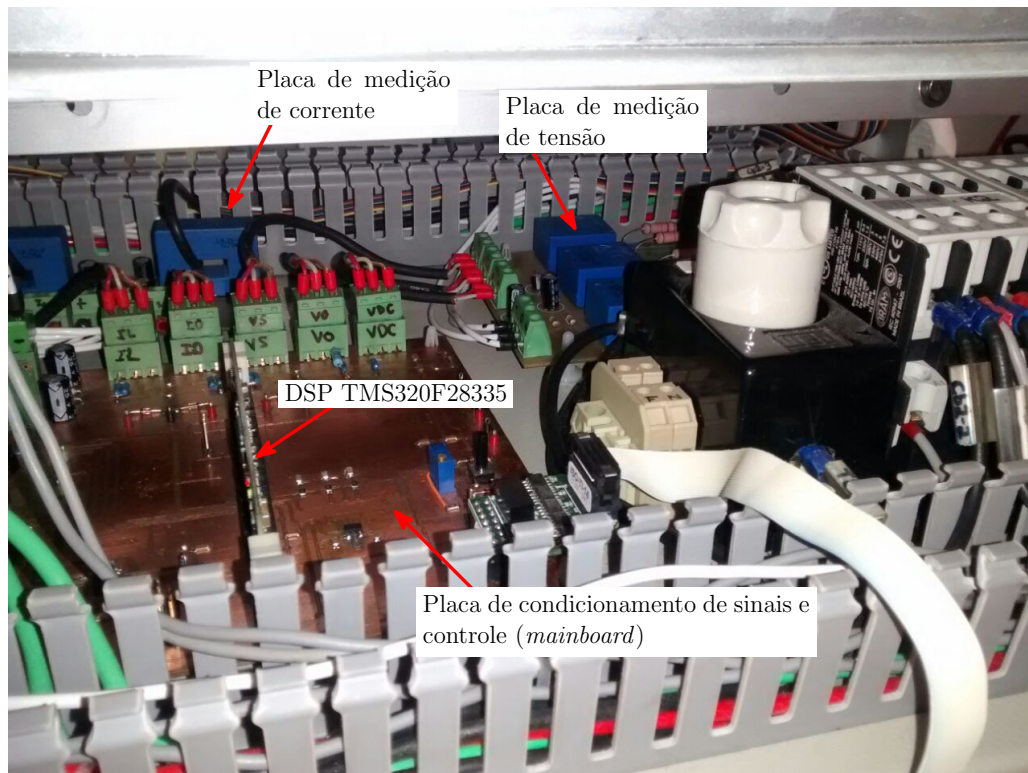
Figura 31 – Estrutura dos circuitos de condicionamento de sinais.



Fonte: próprio autor.

decaimento  $P-\omega$  e  $Q-V$ , controlar a tensão e corrente do conversor, incluindo a impedância virtual, e impor a referência de tensão obtida no controle para o conversor de potência através dos canais de PWM. Na Figura 32 são mostradas as placas de condicionamento de sinais, medição de tensão e de corrente, internas ao gabinete.

Figura 32 – Detalhamento das placas de medição e controle internas ao gabinete.



Fonte: próprio autor.

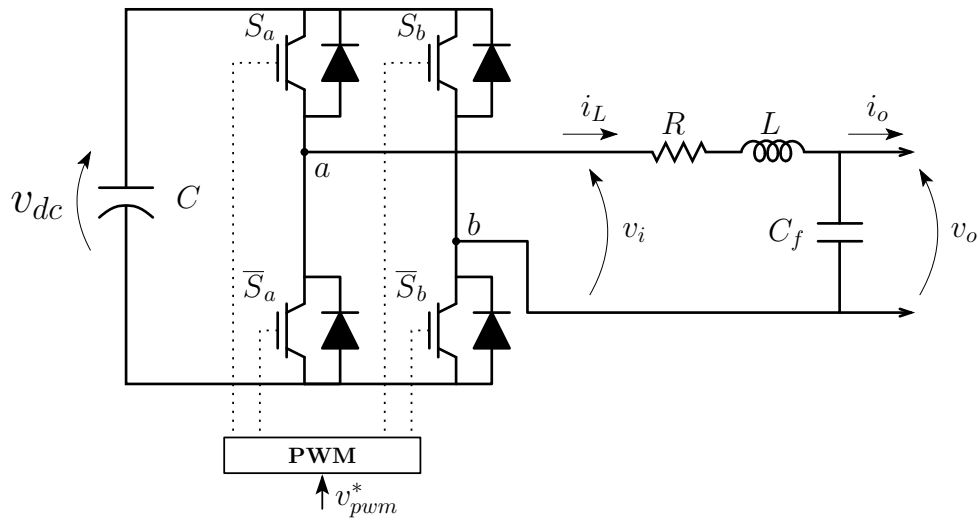
## 3.2 Estratégia de Controle do Conversor

Para possibilitar o uso do controle por inclinação convencional, o conversor deve ser controlado como uma fonte de tensão. A seguir é apresentado o modelo do conversor ponte completa (*full-bridge*) e como controlá-lo de forma a se comportar como uma fonte de tensão.

### 3.2.1 Modelagem do Conversor

Na Figura 33 é mostrado o esquema elétrico do conversor com o filtro LC de saída. As chaves semicondutoras que constituem o conversor são controladas por PWM senoidal (ou SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; AHMED, 2000; RASHID, 2009). As chaves  $S_k$  e  $\bar{S}_k$  (onde  $k = a, b$ ) formam um “braço” do

Figura 33 – Estrutura do conversor ponte completa com o filtro de saída.



Fonte: próprio autor.

conversor e seus estados devem ser sempre complementares, ou seja, quando a chave superior está fechada a inferior deve estar aberta e vice-versa, de forma a não curto-circuitar o barramento CC.

Considerando o modelo do conversor apresentado, seu equacionamento é obtido utilizando-se o conceito de *valor médio instantâneo*, definido como o valor médio de uma grandeza em um período de comutação (ou chaveamento),  $T_s$  (KAGLAWALA et al., 1996). Assim, por exemplo, para a tensão de saída do conversor, seu valor médio em um período de comutação é dado por:

$$\langle v_i \rangle = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_i(t) dt. \quad (63)$$

Entretanto, a notação  $\langle \rangle$  será omitida para facilitar a leitura.

A primeira equação diferencial desse modelo pode ser obtida com a aplicação da lei das malhas de Kirchoff. Assim, a equação diferencial da corrente de saída do indutor é dada por

$$\frac{d}{dt} i_L = -\frac{R}{L} i_L - \frac{1}{L} v_o + \frac{1}{L} v_i, \quad (64)$$

onde  $v_o$  é a tensão sobre o capacitor  $C_f$ , ou a tensão de saída do filtro LC, obtida por

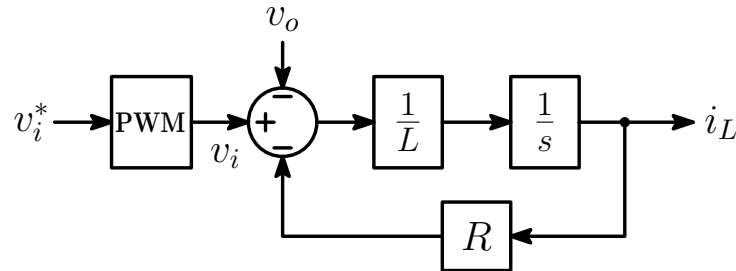
$$\frac{d}{dt} v_o = \frac{1}{C_f} (i_L - i_o). \quad (65)$$

A partir de (65), nota-se que a tensão de saída (sobre o capacitor  $C_f$ ) pode ser controlada através da corrente  $i_L$ . E a partir de (64), percebe-se que a corrente  $i_L$  pode ser imposta por  $v_i$ , através do controle das chaves do conversor. Assim, o controle de tensão de saída  $v_o$  pode ser obtido por uma malha mais interna de controle de corrente e outra mais externa de tensão.

### 3.2.2 Controle de Corrente

A planta de corrente a ser controlada, derivada de (64), é mostrada na Figura 34. Nesse diagrama, o bloco de entrada representa o efeito do atraso devido a amostragem dos sinais para a implementação digital e devido ao PWM, resultando em um modelo mais preciso.

Figura 34 – Diagrama de blocos da planta de corrente.



Fonte: próprio autor.

Controladores do tipo PI (Proporcional-Integral) são bastante usuais no controle de conversores de potência, principalmente na malha de corrente, devido a sua simplicidade. A função de transferência de um controlador PI é dada por

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (66)$$

onde  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos proporcional e integral, respectivamente. Esse tipo de controlador apresenta bom desempenho, com erro de regime nulo para controle de sinais contínuos, sendo bastante utilizado no controle de conversores trifásicos em referencial síncrono, ou sistema de referência  $dq$ . Para aplicações no referencial estacionário  $\alpha\beta$  ou  $abc$ , em que os sinais são senoidais, o controlador PI pode apresentar erro elevado no rastreamento do sinal senoidal de referência em regime permanente.

Uma alternativa interessante de dinâmica equivalente ao PI em referencial síncrono é utilizar controladores do tipo PR (Proporcional-Ressonante) em referencial estacionário  $\alpha\beta$  ou  $abc$ . Zmood e Holmes (2003) mostram que este controlador pode ser obtido a partir da transformação dada por:

$$H_{AC}(s) = \frac{H_{DC}(s + j\omega) + H_{DC}(s - j\omega)}{2}, \quad (67)$$

onde  $H_{DC}(s)$  é a função de transferência de um controlador PI, equivalente a (66). Desta forma, a resposta em frequência apresentada pelo controlador PI é transladada para a frequência de ressonância ( $\omega$ ), de modo que as referências senoidais com frequências coincidentes com  $\omega$



são rastreadas sem erro em regime. Assim, a função de transferência equivalente de um PR em referencial estacionário transformado a partir de um PI em referencial síncrono é dada por

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2}, \quad (68)$$

onde  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos proporcional e integral obtidos a partir do projeto de um controlador PI, respectivamente.

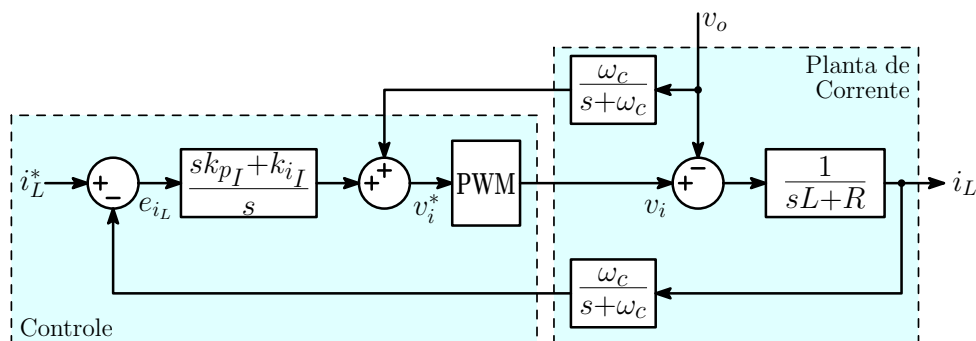
Para facilitar o projeto dos ganhos e também a comparação entre os controladores PI e PR para sinais senoidais, inicialmente adotou-se um controlador PI para controle da corrente sobre o indutor. Mostra-se na Figura 35 o diagrama de blocos do controle de corrente mais o modelo da planta. É usado um *feedforward* da tensão  $v_o$ , obtido diretamente da medição da tensão sobre o capacitor  $C_f$ , na saída do controlador para compensar a perturbação de  $v_o$  sobre  $i_o$  e com isso melhorar a resposta transitória do sistema. Os filtros *anti-aliasing* são representados por filtros passa-baixas com frequência de corte  $\omega_c$ .

Para efeito de projeto dos ganhos baseado na análise da resposta no tempo, algumas simplificações foram consideradas:

- O *feedforward* é considerado ideal, sendo capaz de compensar perfeitamente o distúrbio devido a tensão sobre o capacitor,  $v_o$ ;
- Em geral, a frequência dos sinais a serem controlados está bem abaixo da frequência de amostragem. Portanto, a dinâmica do filtro *anti-aliasing* e o atraso de processamento + PWM podem ser desconsiderados.

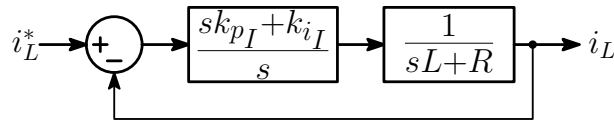
Fazendo uso dessas considerações, o diagrama de blocos do controle simplificado é mostrado na Figura 36. A partir desse diagrama, a função de transferência em malha fechada do

Figura 35 – Malha de controle de corrente do conversor completa.



Fonte: próprio autor.

Figura 36 – Malha simplificada de controle de corrente do conversor.



Fonte: próprio autor.

controle de corrente é dada por

$$G_I(s) = \frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{\frac{k_{pI}}{L}s + \frac{k_{iI}}{L}}{s^2 + \left(\frac{k_{pI} + R}{L}\right)s + \frac{k_{iI}}{L}}. \quad (69)$$

Considerando que  $k_{pI} \gg R$ , essa equação pode ser aproximada por

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (70)$$

em que  $\omega_n = \sqrt{k_{iI}/L}$  e  $\zeta = k_{pI}/(2\omega_n L)$  são a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento, respectivamente. Essa equação representa uma função de transferência de segunda ordem com um zero. Sua resposta ao degrau no domínio do tempo, para  $0 < \zeta < 1$ , é dada por

$$y(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} [\cos(\omega_d t) + A \sin(\omega_d t)], \quad (71)$$

em que  $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$  e  $A = -\zeta/\sqrt{1 - \zeta^2}$ . Após algumas manipulações matemáticas, o tempo de resposta ( $t_r$ ) e o máximo sobressinal ( $M_p$ ) da função podem ser obtidos por

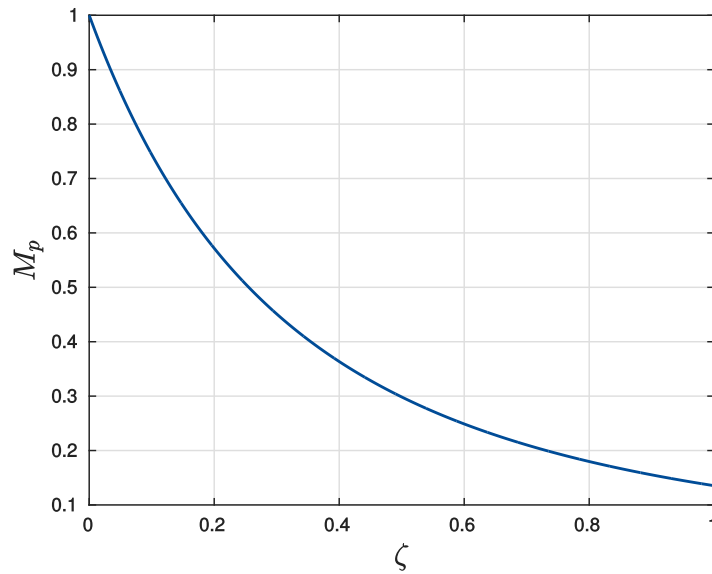
$$t_r = \frac{\cos^{-1}\zeta}{\omega_d} \quad (72)$$

$$M_p = -e^{A\varphi} (\cos(\varphi) + A \sin(\varphi)). \quad (73)$$

Em (73),  $\varphi$  é definido como

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta^2 - 0,5} \right). \quad (74)$$

A partir de (73) e (74), nota-se que  $M_p$  só depende dos valores de  $\zeta$ . Assim, um gráfico do sobressinal pode ser construído em função de  $\zeta$ , como mostrado na Figura 37. Para efeito de projeto dos ganhos do controlador PI, uma vez definidos o tempo de resposta e o valor máximo de sobressinal desejados, utiliza-se o gráfico  $M_p$  vs  $\zeta$  para obter o valor de  $\zeta$  referente àquele sobressinal. De posse desse valor, utiliza-se (72) para obter-se  $\omega_d$ , e por conseguinte  $\omega_n$ . Finalmente, igualando os polinômios característicos de (69) e (70), e desprezando-se a resistência  $R$  devido a  $k_p \gg R$ , obtém-se

Figura 37 – Gráfico  $M_p$  vs  $\zeta$ .

Fonte: próprio autor.

$$k_{pI} = 2\zeta\omega_n L \quad (75)$$

$$k_{iI} = \omega_n^2 L. \quad (76)$$

A partir dessas equações, o controlador PI de corrente foi projetado. O tempo de resposta e sobressinal definidos foram  $t_r = 0,25ms$  (cinco vezes maior que o período de chaveamento) e  $M_p = 15\%$  ( $\zeta = 0,925$ ), respectivamente. Para essas definições e com os parâmetros da planta do protótipo construído, mostrados na Tabela 3, os ganhos calculados foram  $k_{pI} = 12,145 \Omega$  e  $k_{iI} = 26936,7 \Omega/s$ .

Entretanto, incluindo os atrasos de processamento e do PWM, e efeito do filtro *anti-aliasing* na realimentação de  $i_L$ , obtém-se uma resposta com  $t_r$  um pouco abaixo de  $0,25ms$  e

Tabela 3 – Parâmetros da planta de controle.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC, $V_{cc}$	370V
Resistência do Filtro, $R$	0,05 $\Omega$
Indutância do Filtro, $L$	1,6 mH
Capacitância do Filtro, $C_f$	20,3 $\mu F$
Frequência de amostragem, $f_s$	20 kHz
Frequência de chaveamento, $f_{sw}$	20 kHz

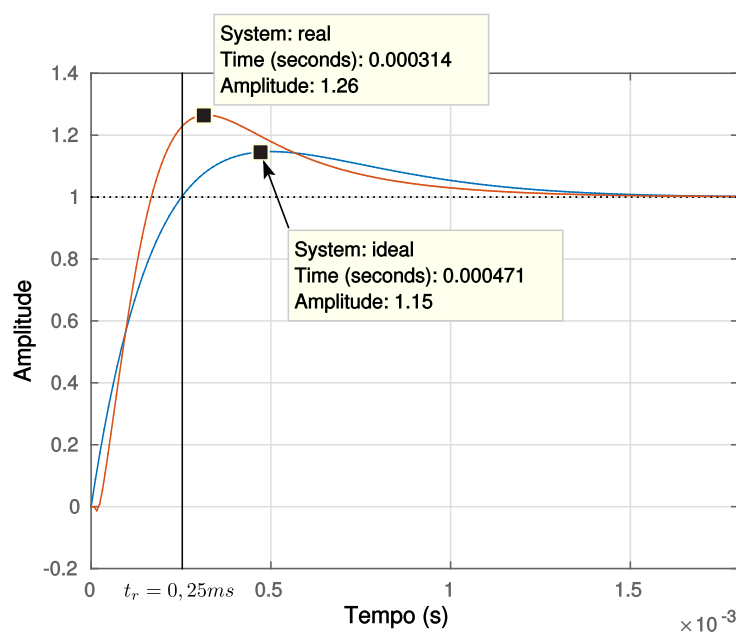
Fonte: próprio autor.

um sobressinal em torno de  $M_p = 26\%$ . As respostas ideal (sem considerar os efeitos do PWM e filtros) e real ao degrau são mostradas no gráfico da Figura 38.

Para verificar a estabilidade do sistema com o controlador PI projetado ( $k_{p_I} = 12,145 \Omega$  e  $k_{i_I} = 26936,7 \Omega/s$ ), utiliza-se a resposta em frequência da FTMA (Função de Transferência em Malha Aberta) do sistema mostrada na Figura 39. Conforme pode ser observado, a Margem de Ganho (MG) é  $8,12 (18,2dB)$  e a Margem de Fase (MF) é  $63,2^\circ$ . Segundo o Critério de Estabilidade de Bode, se  $MG > 1$  e  $MF > 0$  o sistema é estável, logo, mostra-se que os ganhos projetados para o controlador não irão levar o sistema à instabilidade.

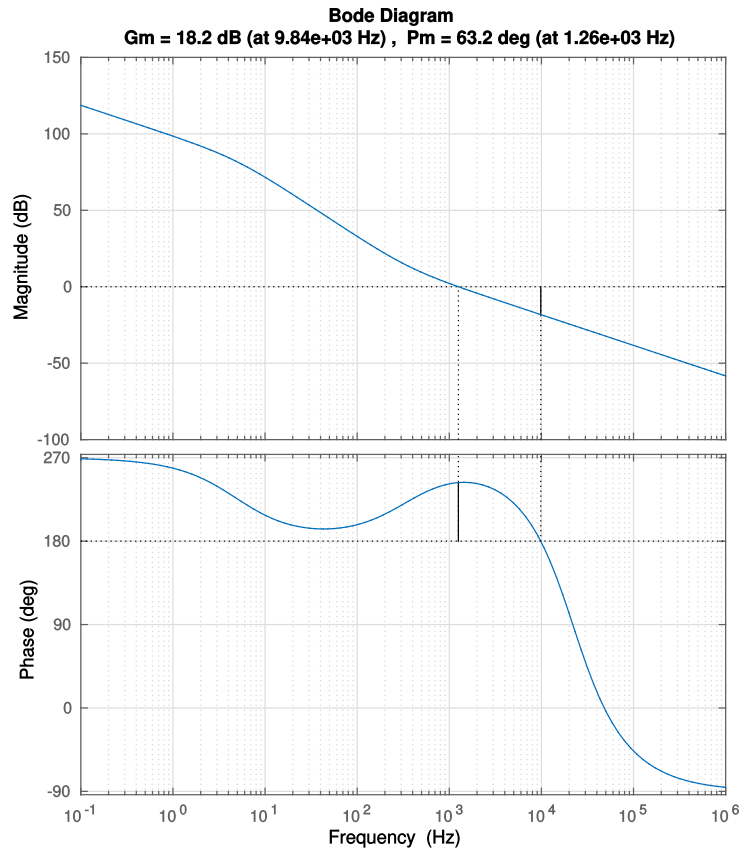
Esse controlador foi implementado em linhas de código em linguagem C e compilado no DSP. Para teste desse controlador, uma carga resistiva de  $20,17\Omega$  ( $2,4kW$  em  $220V_{rms}$ ) foi conectada na saída de um dos conversores montados e uma corrente de referência foi imposta ao controlador. Em determinado instante aplicou-se como referência uma senóide com  $10A$  de pico e  $f = 60 Hz$ . O desempenho experimental desse controlador PI é mostrado na Figura 40, onde são mostrados  $i_L^*$  (referência de corrente) e  $i_L$  no gráfico superior, e o erro de corrente  $e_{i_L}$  no gráfico inferior. Como pode ser observado, o controle de corrente com o PI projetado apresenta um bom desempenho, com o sinal de erro chegando a um valor máximo de  $0,6A$  em regime permanente.

Figura 38 – Resposta ao degrau do controle de corrente PI, com  $k_{p_I} = 12,145 \Omega$  e  $k_{i_I} = 26936,7 \Omega/s$ .



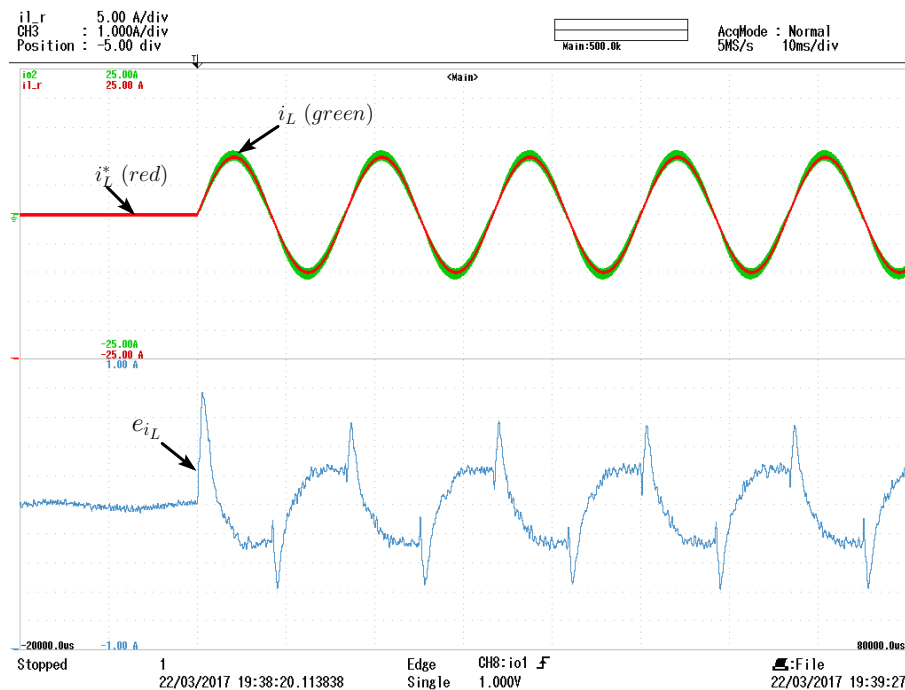
Fonte: próprio autor.

Figura 39 – Resposta em frequência da FTMA do controle de corrente (PI).



Fonte: próprio autor.

Figura 40 – Resposta do controlador de corrente PI, com  $k_{pI} = 12,145 \Omega$  e  $k_{iI} = 26936,7 \Omega/s$ . Escalas:  $5A/div$  e  $0,2A/div$ .



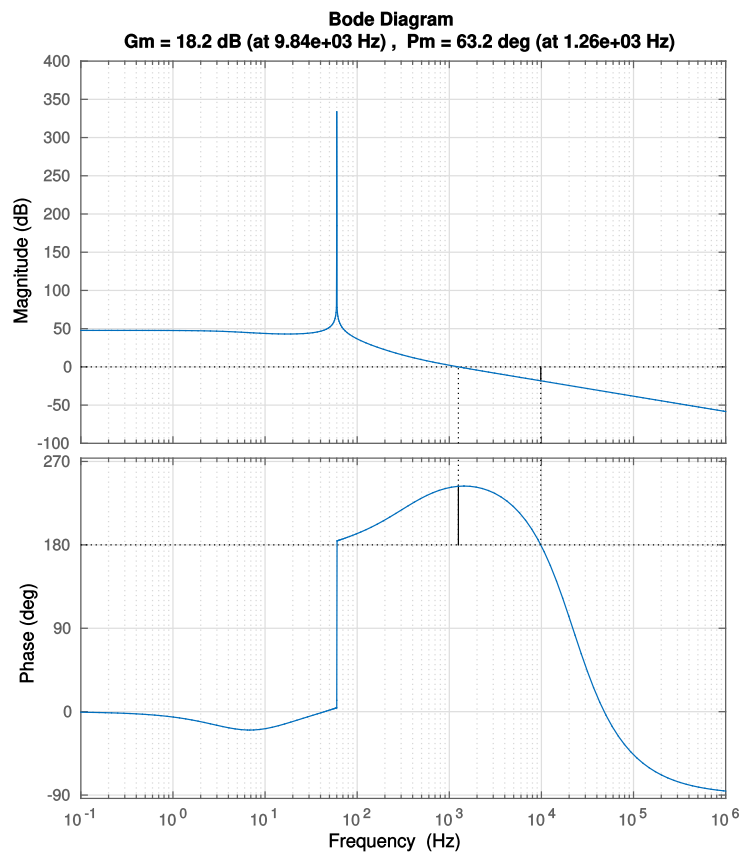
Fonte: próprio autor.

Com o intuito de rastrear mais perfeitamente sinais senoidais, melhorando o controle, aplica-se os ganhos projetados em um controlador do tipo PR (descrito por (68)) sintonizado em 60 Hz ( $\omega = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ ), assim, aumenta-se o ganho do sistema na frequência de interesse. A resposta em frequência da FTMA do sistema com o controlador PR é mostrada na Figura 41. Nesta, mostra-se que o sistema mantém-se com as mesmas margens de ganho e fase obtidas com o controlador PI, revelando que o sistema permanece estável segundo o critério de estabilidade de Bode.

Esse controlador PR foi implementado em linhas de código e submetido às mesmas condições de teste de desempenho realizado para o PI. O desempenho experimental desse controlador é mostrado na Figura 42, em que novamente são mostrados  $i_L^*$  e  $i_L$  no gráfico superior, e o erro de corrente  $e_{i_L}$  no gráfico inferior.

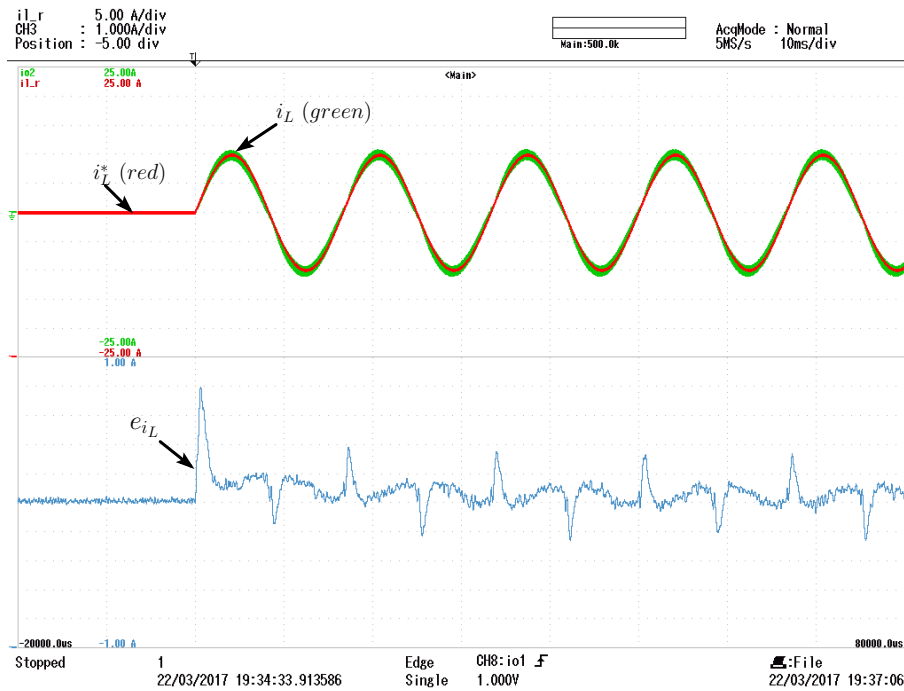
Observando a Figura 42, mostra-se que há diminuição no erro de corrente  $e_{i_L}$  (valor máximo de 0,3A em regime permanente), mostrando que um controlador PR com os mesmos parâmetros de um PI rastreia com maior facilidade um sinal senoidal de referência, diminuindo

Figura 41 – Resposta em frequência da FTMA do controle de corrente (PR).



Fonte: próprio autor.

Figura 42 – Resposta do controlador de corrente PR, com  $k_{pI} = 12,145 \Omega$  e  $k_{iI} = 26936,7 \Omega/s$ . Escalas:  $5A/div$  e  $0,2A/div$ .



Fonte: próprio autor.

o erro em regime permanente. Este tipo de controlador ainda apresenta a vantagem de poder compensar harmônicos de baixa ordem (TIMBUS et al., 2006) em referencial estacionário, sem necessitar de grande custo computacional em sua implementação. A função de transferência do compensador de harmônicos é dada por:

$$C_h(s) = \sum_{k=3,5,7,\dots} \left( k_{i_k} \frac{s}{s^2 + (k\omega_s)^2} \right), \quad (77)$$

onde  $k$  é a ordem do harmônico (RESE, 2012).

### 3.2.3 Controle de Tensão

O controlador de tensão faz parte de uma malha mais externa ao controlador de corrente. Na Figura 43 é mostrado seu diagrama de blocos juntamente com o controle de corrente mais planta de corrente, e a planta a ser controlada. Neste, mostram-se os filtros *anti-aliasing* nas realimentações da tensão sobre o capacitor de saída do conversor,  $v_o$ , e da corrente de saída do conversor,  $i_o$ . Para facilitar o projeto do controlador de tensão, algumas simplificações são levadas em consideração:

- Os *feedforwards* de tensão e corrente são considerados ideais, ou seja, são capazes de compensar perfeitamente os distúrbios devido a tensão sobre o capacitor,  $v_o$ , e da corrente de saída,  $i_o$ ;
- As dinâmicas dos filtros *anti-aliasing* e o atraso de processamento + PWM são desconsiderados.
- Por dever apresentar uma dinâmica mais rápida do que o controle de tensão, o sistema *controle de corrente + planta de corrente* é considerado ideal, ou seja,  $G_I(s) = 1$ .

Fazendo uso dessas considerações, o diagrama de blocos do controle simplificado é mostrado na Figura 44. A partir desse diagrama, a função de transferência  $V_o/V_o^*$  pode ser obtida por

$$G_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{\frac{k_{pV}}{C}s + \frac{k_{iV}}{C}}{s^2 + \left(\frac{k_{pV}}{C}\right)s + \frac{k_{iV}}{C}}, \quad (78)$$

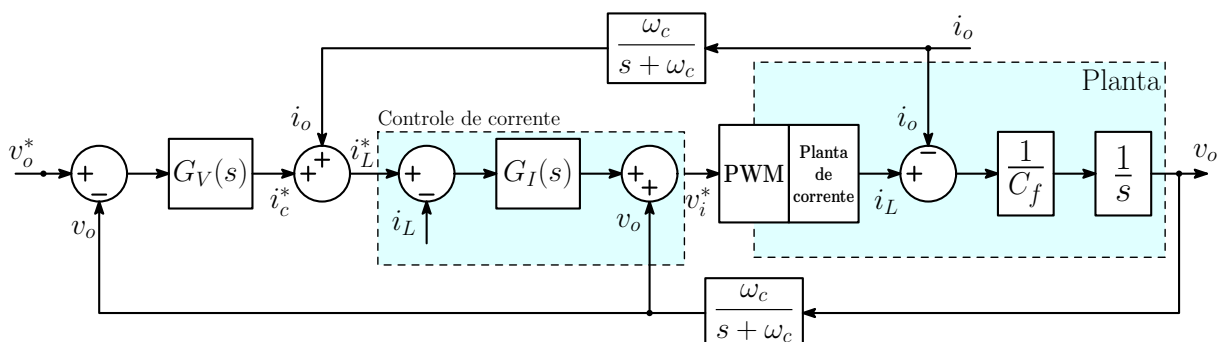
em que  $k_{pV}$  e  $k_{iV}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão, respectivamente. Utilizando novamente a função de transferência de (70) para aproximar (78), chega-se a

$$k_{pV} = 2\zeta\omega_n C \quad (79)$$

$$k_{iV} = \omega_n^2 C. \quad (80)$$

O controlador utilizado experimentalmente para controle da tensão de saída do conversor adotado é do tipo PR, devido à obtenção de uma melhor resposta para o controle de corrente mostrado na seção anterior. Entretanto, para efeito de projeto dos ganhos do controlador utilizou-se a mesma metodologia anterior. O tempo de resposta do controlador de tensão deve ser de,

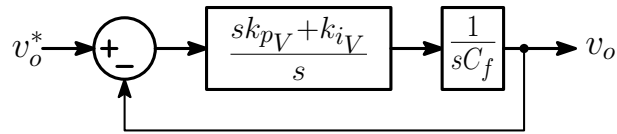
Figura 43 – Malha de controle de tensão do conversor completa.



Fonte: próprio autor.



Figura 44 – Malha simplificada de controle de tensão do conversor.

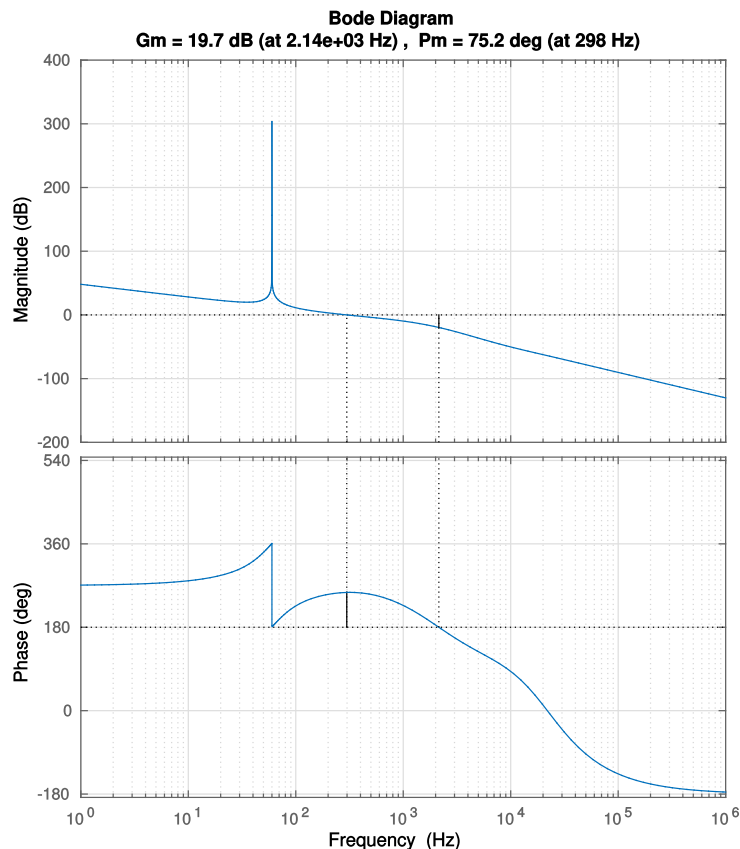


Fonte: próprio autor.

peelo menos, cinco vezes o tempo de resposta da malha interna de controle de corrente. O tempo de subida adotado e sobressinal definidos no projeto foram  $t_r = 1,25ms$  e  $M_p = 13,55\%$  ( $\zeta = 0,999$ ). Utilizando as equações já apresentadas na seção anterior e o valor da capacitância do capacitor de saída mostrado na Tabela 3 ( $C_f = 20,3\mu F$ ), obtêm-se valores de  $\zeta$  e  $\omega_n$ , e, utilizando (79) e (80), chega-se a  $k_{pV} = 0,0325 \Omega^{-1}$  e  $k_{iV} = 13,0 \Omega^{-1}/s$ .

De forma a verificar a estabilidade do sistema com esse projeto dos ganhos do controlador, monta-se o diagrama de Bode da FTMA do sistema de controle de tensão, incluindo o efeito do PWM e atraso devido ao processamento, a malha fechada de controle de corrente incluindo a planta e o efeito dos filtros *anti-aliasing*. O resultado obtido foi a resposta em frequência mostrada na Figura 45.

Figura 45 – Resposta em frequência da FTMA do controle de tensão.

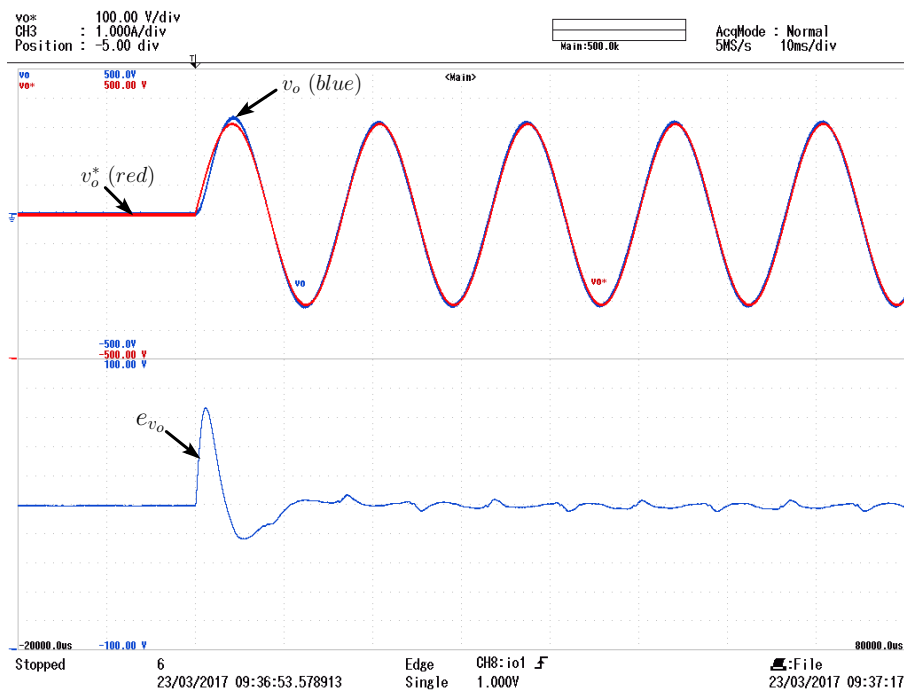


Fonte: próprio autor.

Nesta figura é observado que a margem de ganho é igual a 9,66 (19,7 dB) e a de fase é 75,2°, ou seja,  $MG > 1$  e  $MF > 0$ , e, portanto, o sistema é estável. Com esses parâmetros de  $k_{pV}$  e  $k_{iV}$ , e os dados do sistema mostrados na Tabela 3, submeteu-se o controlador de tensão a um teste experimental a fim de avaliar seu desempenho. O teste realizado é feito com o conversor conectado a uma carga resistiva, com  $R_c = 32,27\Omega$  (1,5kW em 220V eficaz). Inicialmente a referência de tensão do conversor é igual a zero. Em um determinado instante é imposto ao sistema de controle do conversor uma senóide com pico de  $220\sqrt{2}V$  ( $\approx 311V$ ), resultando em uma tensão de 220V eficaz. O desempenho do controlador é mostrado na Figura 46, em que no gráfico superior são mostradas a tensão de referência  $v_o^*$  e a tensão sobre o capacitor de saída  $v_o$ , e no gráfico inferior é mostrado o erro de tensão  $e_{v_o}$ .

Como pode ser observado, os ganhos dos controladores escolhidos apresentaram resultados satisfatórios. Nota-se que em torno de um ciclo da fundamental a tensão de saída do conversor praticamente se sobrepõe à referência de tensão senoidal imposta. O erro da tensão em regime tem pico máximo em torno dos 6V, equivalente a 1,93%, em termos percentuais.

Figura 46 – Resposta do controlador de tensão PR com controle interno de corrente PR, com  $k_{pV} = 0,0325 \Omega^{-1}$  e  $k_{iV} = 13,0 \Omega^{-1}/s$ ;  $k_{pI} = 12,145 \Omega$  e  $k_{iI} = 26936,7 \Omega/s$ . Escalas: 100V/div e 20V/div.



Fonte: próprio autor.

### **3.3 Conclusão**

Neste capítulo é mostrada a construção do protótipo e alguns aspectos práticos da montagem são discutidos. É apresentada a modelagem do conversor e a estratégia de controle adotada, em que são usadas duas malhas de controle, uma mais interna de controle de corrente e outra mais externa de controle de tensão. São apresentados os projetos dos ganhos dos controladores e resultados experimentais mostrando o comportamento do sistema submetido a referências senoidais de tensão e corrente, validando o projeto dos controladores com o bom desempenho dos mesmos.

## 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo construído. Primeiramente, resultados para análise dos calculadores de potência média apresentados no Capítulo 2 são obtidos com apenas um dos conversores alimentando uma carga (duas condições de carga impostas). Posteriormente, são apresentados resultados da conexão do segundo conversor na microrrede, compartilhamento e degrau de carga linear e compartilhamento de carga não linear. Com esses resultados, busca-se comprovar experimentalmente o desempenho do CPME, usado em um conversor monofásico com o método de controle por inclinação, para determinar as componentes de potência ativa e reativa e compará-lo com o CPM clássico baseado em SOGI-QSG.

### 4.1 Análise Experimental dos CPM

Com o intuito de realizar a análise experimental dos CPM aplicados no controle por inclinação em conversores monofásicos, os CPM apresentados no Capítulo 2 (CPM clássico + *Transport-Delay*, CPM clássico + SOGI-QSG e o CPME) são implementados usando linguagem de código C e compilados para o DSP, que é responsável pelo processamento dos sinais e controle do circuito de potência.

A implementação em linhas de código do CPM + *Transport-Delay* não apresenta grande dificuldade. Primeiramente, deve-se obter a componente em quadratura com a tensão, que é feito com a atualização do número de amostras de atraso e captura do sinal  $v_o$  medido, alocado em um *buffer* circular. Após a obtenção de  $v_{o\perp}$ , faz-se as multiplicações já mostradas em (38) e (40) para obter-se as potências ativa e reativa instantâneas, respectivamente.

O CPM baseado em SOGI-QSG é implementado de forma semelhante, modificando apenas a forma de obtenção da componente em quadratura  $v_{o\perp}$ . A implementação digital do SOGI-QSG, cujo diagrama de blocos no domínio da frequência é mostrado na Figura 17, é realizada através das funções de transferência descritas por (52) e (53) discretizadas com o método *Trapezoidal* (*Tustin*), cuja relação de transformação do domínio  $s$  para o domínio  $z$  é dada por

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (81)$$

em que  $T_s$  é o período de amostragem. A principal vantagem de se realizar a discretização completa das funções de transferência do SOGI-QSG é a boa resolução independente do período de amostragem (RODRIGUEZ et al., 2008). A representação em diagrama de blocos do SOGI-QSG discretizado é mostrado na Figura 47, onde os coeficientes  $a_1$ ,  $a_2$  e  $b_0$  são descritos detalhadamente por Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg (2006).

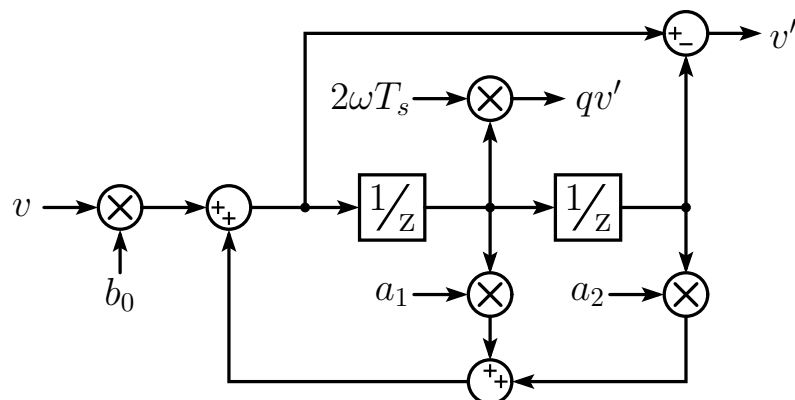
É importante salientar que a discretização foi realizada de modo que a adaptação da frequência  $\omega$  para captura adequada do sinal em quadratura é realizada, característica importante para aplicação com o controle por inclinação.

A implementação do CPME é realizada com a utilização de dois geradores de sinais em quadratura, um para a tensão  $v_o$  e outro para  $i_o$ . Portanto, duas estruturas SOGI-QSG representadas pela Figura 47, são necessárias. De posse das saídas dos SOGI-QSG, utiliza-se (56) e (57) para obter-se  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ .

Após a obtenção das potências instantâneas (ou abstração delas,  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ ), filtra-se essas componentes através de um filtro passa-baixas. Esse filtro é o mesmo utilizado para todos os calculadores de potência apresentados, com o intuito de avaliá-los sob as mesmas condições.

O sistema físico para análise experimental dos CPM trata-se de um dos gabinetes montados alimentando um banco de cargas, conectadas em momento oportuno para submeter degraus de potência ao conversor. Duas condições de carga são impostas: a primeira apenas com cargas lineares e a segunda com uma carga não linear. Os parâmetros dos filtros Butterworth de 2ª-ordem e da planta já foram apresentados nas Tabelas 2 e 3, respectivamente. Os controladores utilizados são os mesmos mostrados no Capítulo 2 e os parâmetros do controle por inclinação

Figura 47 – Implementação discreta do SOGI-QSG com o método *Trapezoidal*.



Fonte: adaptado de Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg (2006).

são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros usados no experimento.

Parâmetro	Valor
Amplitude da tensão de referência, $E_o$	311 V
Frequência de referência, $\omega_o$	$2\pi 60 \text{ rad/s}$
Coefficiente de inclinação da frequência, $m$	$5e^{-4} \text{ rad/sW}$
Coefficiente de inclinação da tensão, $n$	$5e^{-3} \text{ V/VAr}$

Fonte: próprio autor.

Esses coeficientes de inclinação foram escolhidos levando em conta a potência nominal do conversor (4, 4kVA), e valores máximos de regulação de tensão e variação de frequência de  $\Delta V_{max} = 10\%$  e  $\Delta f_{max} = 1\%$ , respectivamente. Assim, segundo as equações (18) e (20), e utilizando o valor nominal de potência do conversor, os coeficientes máximos de inclinação são:

$$n_{max} = 0,0071,$$

$$m_{max} = 0,00086.$$

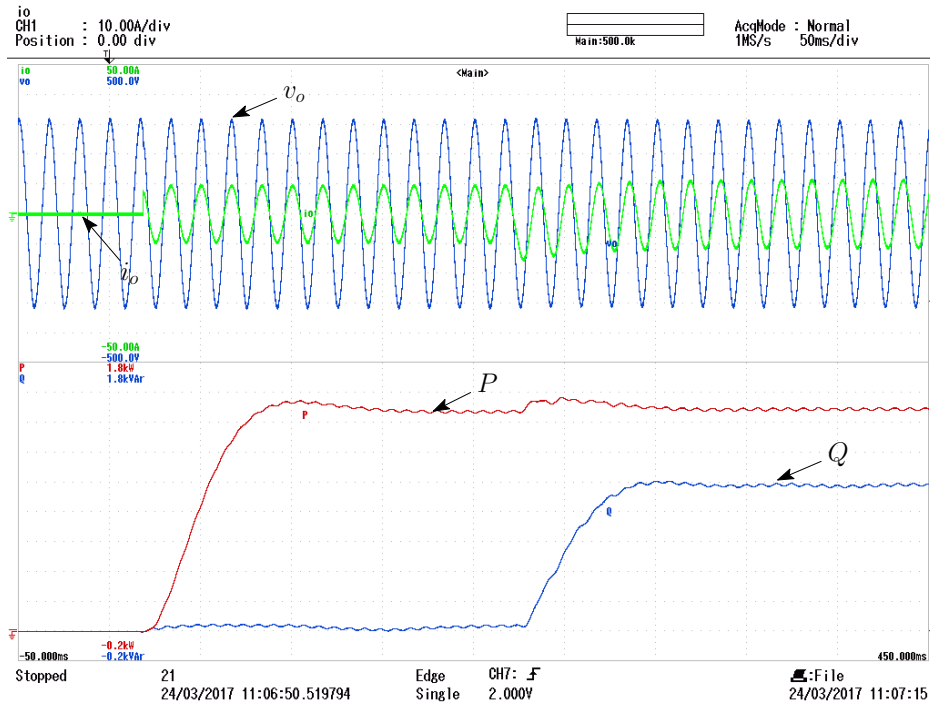
Valores máximos que são respeitados nas análises práticas, conforme explicitado na Tabela 4.

#### 4.1.1 Condição de Carga 1

Na condição de carga 1, inicialmente o conversor opera com o controle por inclinação habilitado sem fornecer potência, pois as cargas encontram-se desconectadas. Em determinado instante, conecta-se uma carga com potência nominal de 1, 5kW em 220V eficaz, que resulta em uma resistência de 32, 27Ω. Após alguns instantes, cerca de 200ms, uma carga indutiva, cuja indutância é 128mH, é adicionada em paralelo ao sistema, resultando em um degrau na potência reativa.

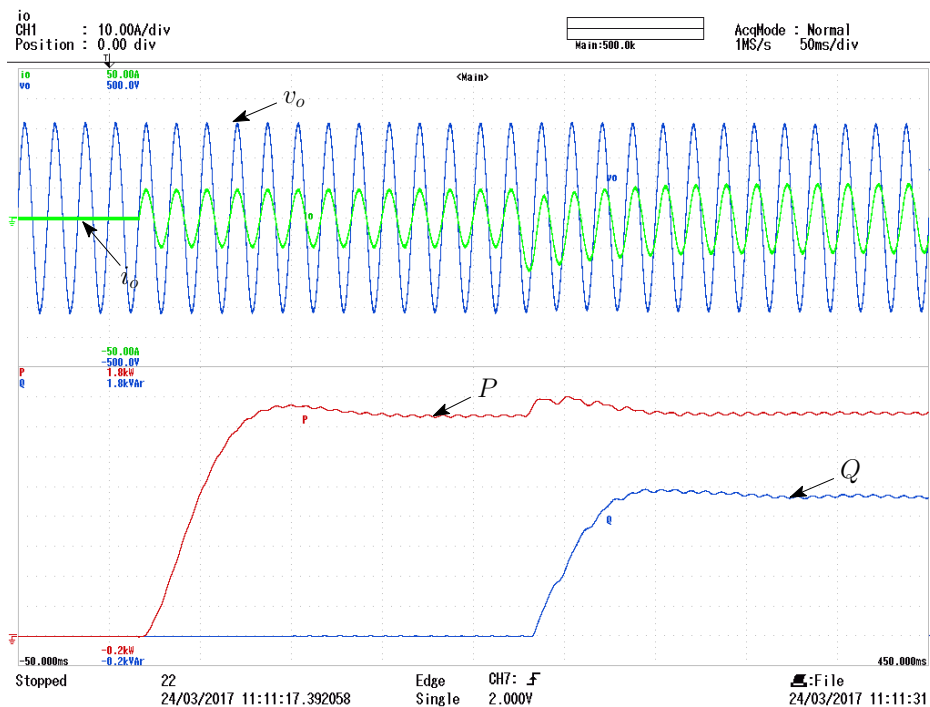
Os resultados obtidos experimentalmente utilizando cada calculador de potência são mostrados nas Figuras 48, 49 e 50, para o CPM + *Transport-Delay*, o CPM baseado em SOGI-QSG e o CPME, respectivamente. Nesses resultados, no gráfico superior são mostradas a tensão de saída  $v_o$  e a corrente de saída  $i_o$ , e no gráfico inferior são mostradas as potências ativa e reativa médias  $P$  e  $Q$ , respectivamente. Essas potências são calculadas internamente pelo DSP, convertidas em sinais analógicos (usando duas saídas do DSP) e condicionadas na placa de controle para que possam ser exibidas no osciloscópio.

Figura 48 – Resultado experimental para o CPM + *Transport-Delay* – Condição 1. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior).



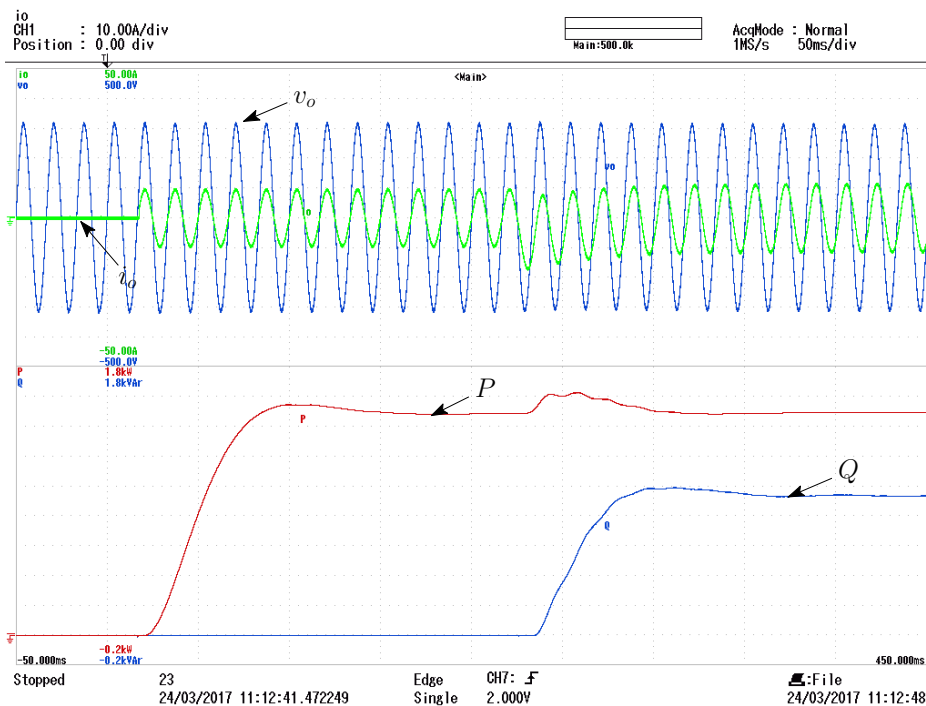
Fonte: próprio autor.

Figura 49 – Resultado experimental para CPM baseado em SOGI-QSG – Condição 1. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior).



Fonte: próprio autor.

Figura 50 – Resultado experimental para o CPME – Condição 1. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior).



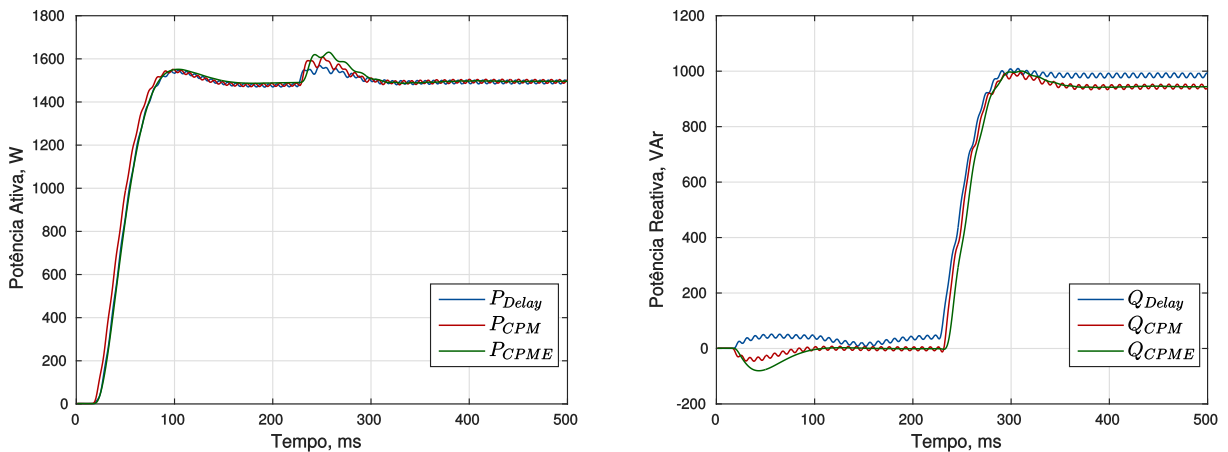
Fonte: próprio autor.

Observe que o CPME possui resposta não oscilatória em regime permanente comparado ao CPM + *Transport-Delay* ou ao CPM baseado em SOGI-QSG. Entretanto, para uma melhor análise comparativa é interessante que se disponha dos resultados obtidos com cada CPM em um único gráfico para as potências e também para as referências de amplitude e frequência obtidas através do controle por inclinação. Portanto, os dados obtidos nos cálculos realizados no DSP foram armazenados em *buffers* capazes de armazenar 500 pontos e exportados para manipulação. Com esses dados foram construídos gráficos de  $P$ ,  $Q$ ,  $\omega$ , e  $E$ , conforme as figuras 51a, 51b, 52a e 52b, respectivamente. Nesses gráficos, os subscritos *Delay*, *CPM* e *CPME* são usados para indicar os sinais referidos ao CPM + *Transport-Delay*, CPM + SOGI-QSG e ao CPME, respectivamente. Devido ao limite de memória, os gráficos adquiridos possuem apenas 500 pontos, que com uma janela de 500ms resulta em uma resolução de 1ms. Essa resolução é considerada baixa, pois as componentes de frequência dupla que surgem no cálculo da potência possuem ciclo de aproximadamente 8,33ms (com o sistema operando na frequência fundamental), resultando na captura de apenas  $\approx 8$  pontos para cada ciclo dessas componentes. Entretanto, essa baixa resolução não é prejudicial para a análise dos CPM.

A partir da Figura 51a, é possível perceber que as potências ativas calculadas são



Figura 51 – Gráficos das potências – Condição 1.



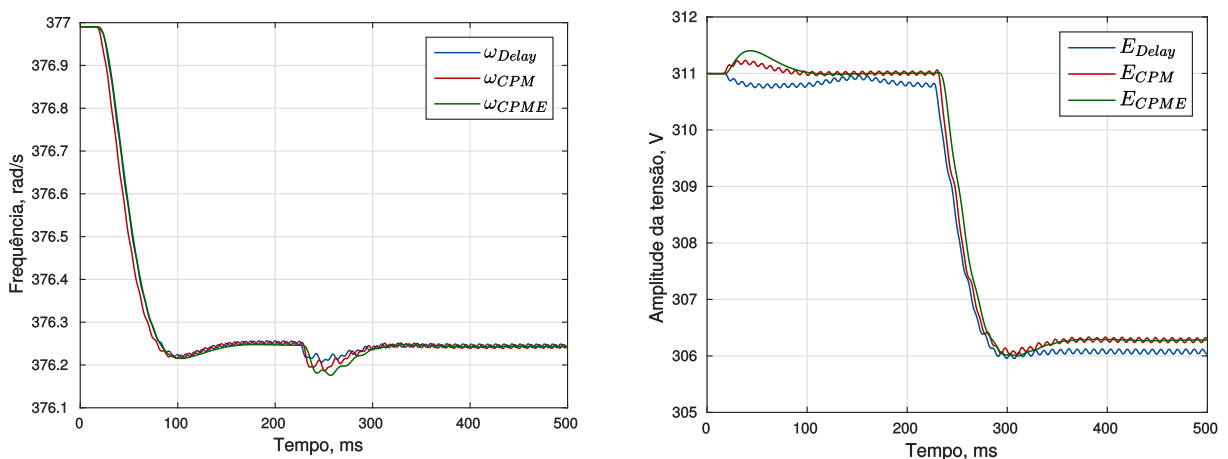
(a) Potência ativa média

(b) Potência reativa média

Fonte: próprio autor.

praticamente coincidentes, com cerca de  $1490W$  em regime permanente após o degrau de carga reativa. A potência ativa média obtida com o CPME coincide com o valor médio da calculada com o CPM baseado em SOGI-QSG, enquanto a potência obtida com o CPM + *Transport-Delay* é levemente deslocada para baixo (cerca de  $5W$ ). Para a potência reativa média, conforme mostrado na Figura 51b, nota-se que o erro no rastreamento da componente em quadratura com a tensão ( $v_{o\perp}$ ) com o método *Transport-Delay* se propaga no cálculo da potência reativa, sendo  $Q_{Delay}$  diferente dos valores calculados com o CPM e com o CPME. Em regime (após a inserção da carga indutiva)  $Q_{Delay}$  difere em cerca de  $45VAr$  (em termos médios) dos valores calculados

Figura 52 – Referências de amplitude da tensão e frequência – Condição 1.



(a) Frequência

(b) Amplitude da tensão

Fonte: próprio autor.

com os outros CPMs. Naturalmente, esse erro se propaga na amplitude da tensão gerada pelo controle por inclinação, como pode ser observado na Figura 52b.

Já a potência reativa calculada com o CPME coincide exatamente em termos médios com os valores de  $Q_{CPM}$ , comprovando que o cálculo de potência com o CPME é equivalente ao CPM, com a diferença de que as oscilações de frequência dupla são bastante atenuadas.

#### 4.1.2 Condição de carga 2

Em uma segunda análise, uma carga não linear foi conectada ao conversor para avaliar os CPM. A corrente drenada por essa carga não linear possui pico de  $17,55 A$ , fator de crista de  $1,9745$  e THD de  $43,72\%$ . Todos os parâmetros experimentais da planta são os mesmos mostrados para o caso anterior.

Inicialmente, a carga não linear é suprida pelo conversor e, em  $t \approx 300ms$  ela é retirada. Esse degrau negativo foi aplicado devido ao fato de que, ao aplicar um degrau positivo de carga não linear, o tempo de convergência da tensão ultrapassou os limites da janela de  $500ms$  configurada para obtenção de resultados, semelhantemente ao mostrado na seção anterior. Portanto, optou-se por conectar a carga e aguardar o sistema até que o regime permanente fosse atingido e, então, retirá-la em um dado instante, a fim de mostrar o comportamento do conversor com o controle por inclinação.

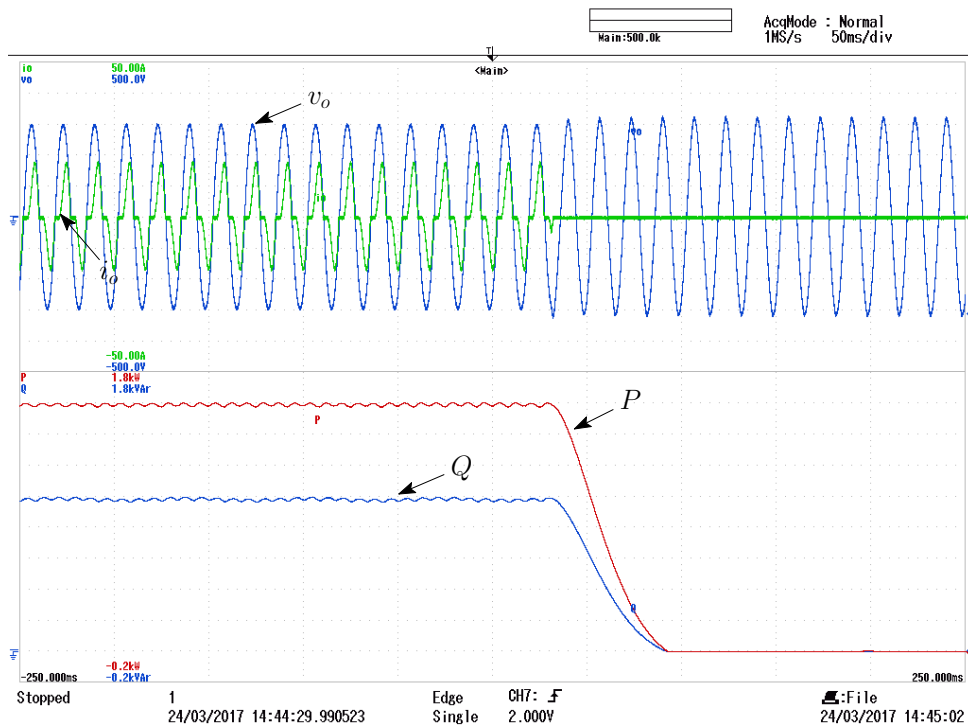
De modo semelhante ao caso anterior, os resultados obtidos experimentalmente e observados com o osciloscópio são mostrados nas Figuras 53, 54 e 55, para o CPM + *Transport-Delay*, o CPM baseado em SOGI-QSG e o CPME, respectivamente. Nesses resultados, no gráfico superior das figuras são mostradas a tensão de saída  $v_o$  e a corrente de saída  $i_o$ , e no gráfico inferior são mostradas as potências ativa e reativa médias  $P$  e  $Q$ , respectivamente.

É possível perceber, com os resultados obtidos nas figuras 53, 54 e 55, que o CPME apresenta resposta pouco oscilatória ( $5W$  e  $3VAr$  de oscilação para  $P_{CPME}$  e  $Q_{CPME}$ , respectivamente) em regime permanente comparado ao CPM + *Transport-Delay* ou ao CPM baseado em SOGI-QSG, mesmo com a presença de uma carga com harmônicos de baixa ordem.

Para melhor comparação, mostram-se os gráficos contendo os dados obtidos do DSP de  $P$ ,  $Q$ ,  $\omega$ , e  $E$  para cada CPM nas figuras 56a, 56b, 57a e 57b.

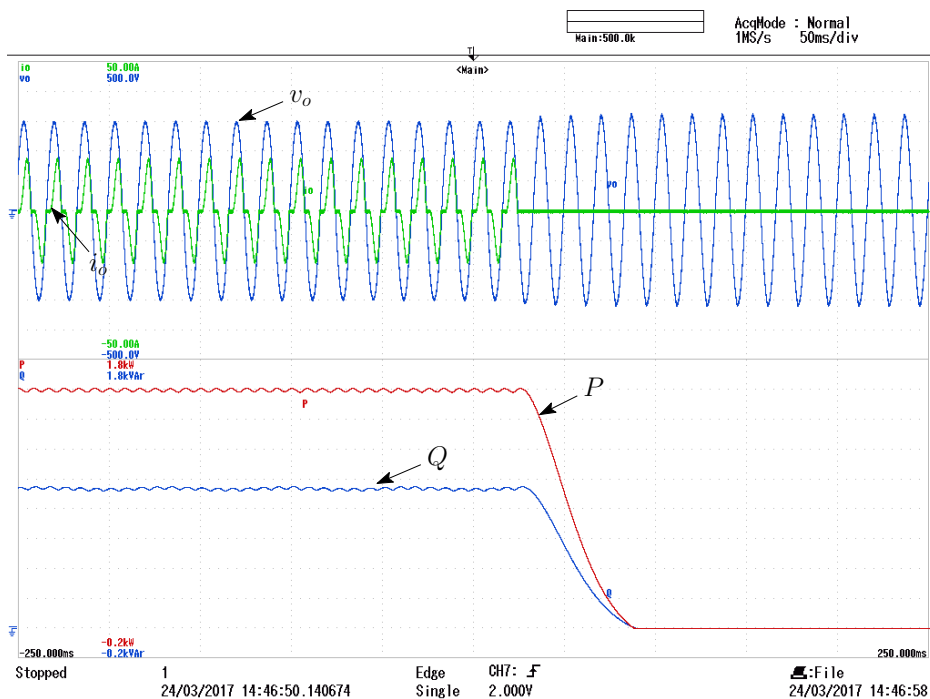
Novamente é possível observar que as potências ativa e reativa médias calculadas pelo CPM + *Transport-Delay* diferem dos valores médios calculados com o CPM baseado em SOGI-

Figura 53 – Resultado experimental para o CPM + *Transport-Delay* – Condição 2. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior).



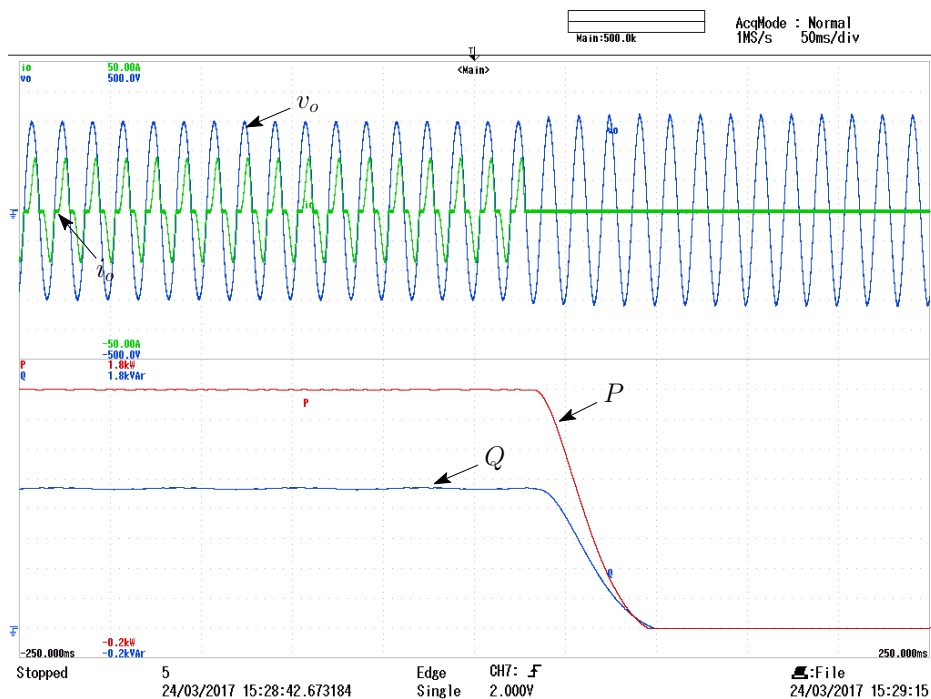
Fonte: próprio autor.

Figura 54 – Resultado experimental para CPM baseado em SOGI-QSG – Condição 2. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior).



Fonte: próprio autor.

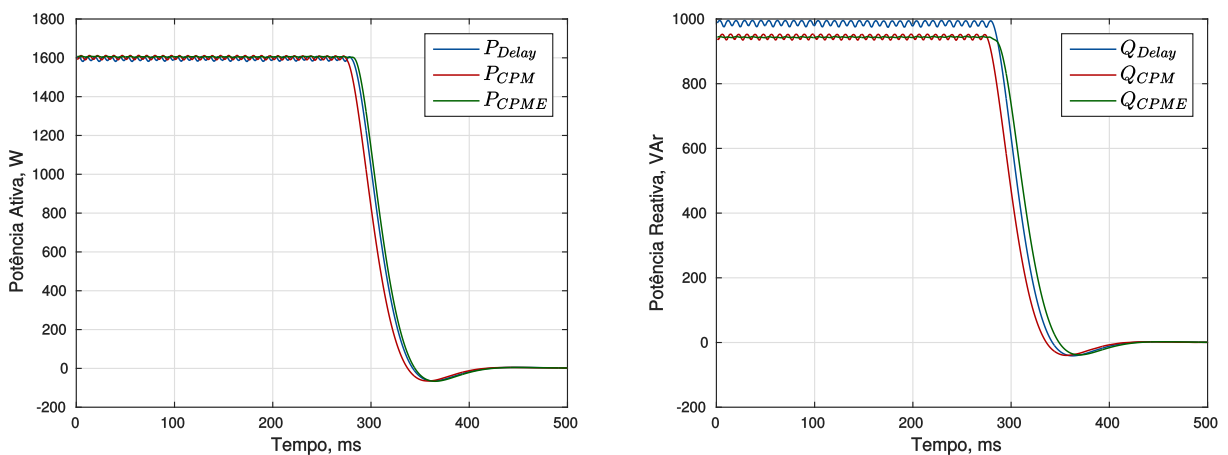
Figura 55 – Resultado experimental para o CPME – Condição 2. Escalas: 100V/div, 10A/div (gráfico superior) e 200W/div, 200V Ar/div (gráfico inferior).



Fonte: próprio autor.

QSG e com o CPME, mostrando que erros na estimação de  $v_{o\perp}$  têm grande influência no cálculo da potência reativa. Devido a este fator, nas próximas análises apenas será feito o uso do CPM baseado em SOGI-QSG e do CPME, com o descarte do CPM + *Transport-Delay* para aplicação do controle por inclinação, pois, além de fornecer um valor incorreto de potência reativa, é necessário grande espaço de memória para obtenção de  $v_{o\perp}$ , apesar da aparente simplicidade em

Figura 56 – Gráficos das potências – Condição 2.

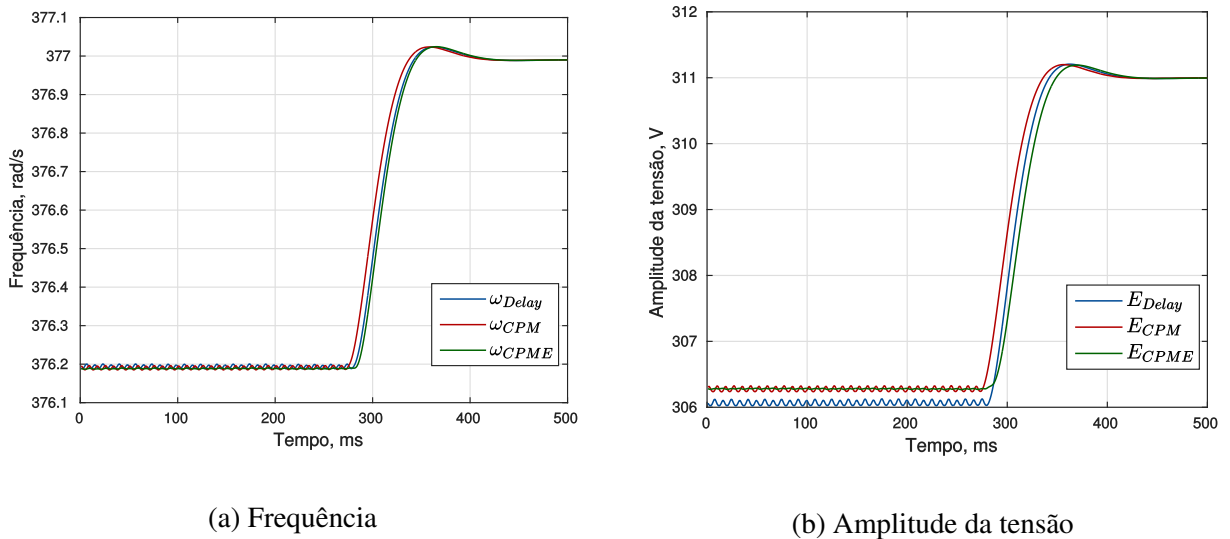


(a) Potência ativa média

(b) Potência reativa média

Fonte: próprio autor.

Figura 57 – Referências de Amplitude da tensão e frequência – Condição 2.



(a) Frequência

(b) Amplitude da tensão

Fonte: próprio autor.

sua implementação.

Apesar de oscilações começarem a ser notadas em  $P_{CPME}$ ,  $Q_{CPME}$ ,  $\omega_{CPME}$  e  $E_{CPME}$  dada a presença de harmônicos, recomenda-se fortemente a utilização do CPME para aplicação no controle de potência de um conversor monofásico operando com o controle por inclinação. Além de atenuar de forma mais eficiente os termos de frequência dupla praticamente eliminando-os em regime permanente, é realizada também a filtragem da corrente através de um SOGI-QSG, de forma a atenuar harmônicos da carga e/ou devido ao tempo morto e comutação das chaves do conversor de potência.

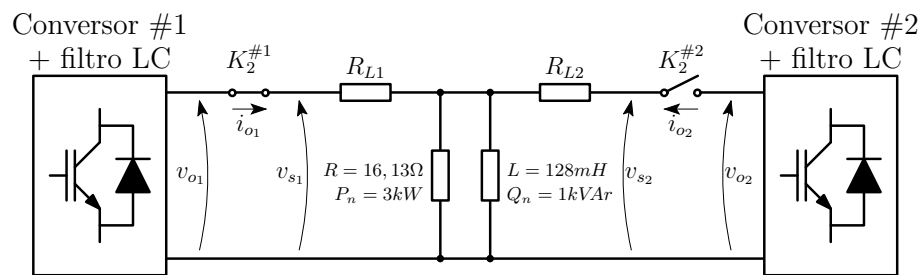
## 4.2 Avaliação do Paralelismo Entre os Conversores

Uma importante contribuição desse trabalho é a avaliação do paralelismo de conversores com controle por inclinação quanto ao compartilhamento de potência. Para tal propósito, as duas fontes de GD construídas são conectadas em paralelo compartilhando uma carga, de forma a emular uma microrrede monofásica isolada. Três casos de teste foram analisados experimentalmente quanto ao paralelismo das unidades de GD da microrrede.

### 4.2.1 Caso 1

O primeiro caso de teste é, partindo de uma conexão prévia do conversor 1 a uma carga linear, sincronizar e conectar o segundo conversor ao sistema, de forma que o controle por inclinação implementado nas unidades faça o balanço automático de potência ativa e reativa. A carga conectada na microrrede possui potência nominal de  $3,0 + j1,0 \text{ kVA}$  (em  $220V_{rms}$  e  $60\text{Hz}$ ). O esquema montado para este primeiro caso é apresentado na Figura 58. As resistências  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  representam as resistências dos cabos de conexão dos conversores 1 e 2 à carga, respectivamente. Esses cabos possuem o mesmo comprimento,  $10\text{m}$ , e seção,  $4\text{mm}^2$ . A conexão do conversor 2 é realizada, através do fechamento do contator  $K_2^{\#2}$ , quando as tensões  $v_{o2}$  e  $v_{s2}$  são semelhantes, de forma a evitar elevados picos de corrente no momento de conexão.

Figura 58 – Esquema de montagem do caso 1.



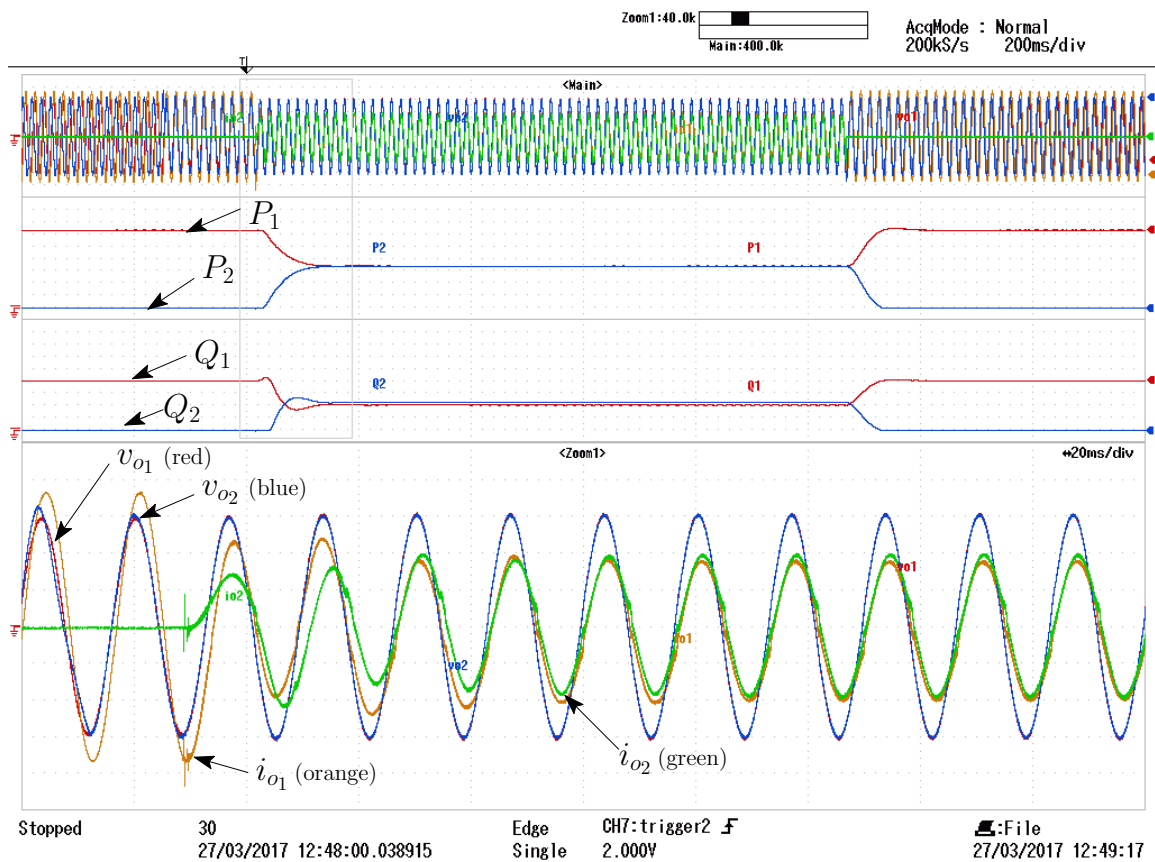
Fonte: próprio autor.

O resultado experimental da conexão do conversor 2 à microrrede é mostrado na Figura 59. No gráfico superior mostram-se as tensões  $v_{o1}$  e  $v_{o2}$ , e as correntes  $i_{o1}$  e  $i_{o2}$ . Nos gráficos do meio mostram-se as potências ativa e reativa médias, respectivamente. O transitório de conexão com as tensões e correntes da microrrede é mostrado em detalhes no zoom mostrado no gráfico inferior. Para esse resultado, utilizou-se coeficientes de inclinação idênticos para os conversores, conforme mostrado na Tabela 5. Os coeficientes dos controladores de tensão e corrente utilizados são os mesmos já obtidos no Capítulo 3.

Nota-se, a partir do momento de conexão, que o balanço de potência é realizado através das curvas de decaimento impostas aos conversores da microrrede, e as potências ativa e reativa da carga são divididas igualmente entre os conversores.

Um segundo resultado é mostrado na Figura 60 para coeficientes de inclinação e indutância virtual diferentes. Este resultado foi obtido mantendo-se os coeficientes de inclinação e indutância virtual do primeiro conversor ( $m_1 = 0,0005\text{rad/sW}$ ,  $n_1 = 0,005\text{V/VAr}$ ,  $L_{V1} = 5\text{mH}$ ) e dobrando esses valores do conversor 2 ( $m_2 = 0,001\text{rad/sW}$ ,  $n_2 = 0,01\text{V/V}$

Figura 59 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação iguais – Caso 1. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 400W/div (gráfico médio 1) e 200VAr/div (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

$A_r, L_{V_2} = 10mH$ ). Dessa forma, busca-se que o conversor 2 supra a carga somente com metade das potências ativa e reativa do conversor 1.

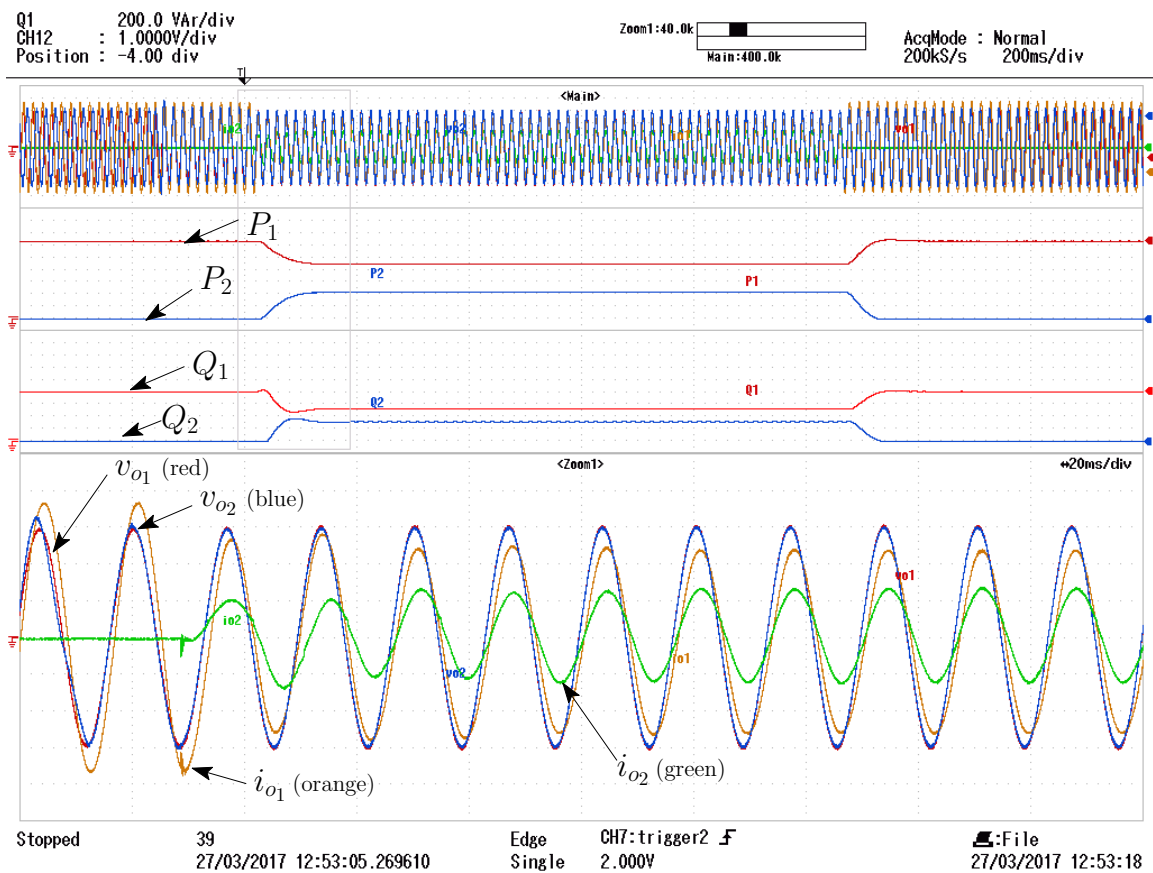
Nota-se que o conversor 1 fornece dois terços da potência total de carga enquanto o conversor 2 contribui apenas com um terço. Dessa forma mostra-se na prática que, apesar de a

Tabela 5 – Parâmetros usados no experimento.

Parâmetro	Valor
Amplitudes das tensões de referência, $E_{o_1}, E_{o_2}$	311 V
Frequências de referência, $\omega_{o_1}, \omega_{o_2}$	$2\pi 60 \text{ rad/s}$
Coefficientes de inclinação da frequência, $m_1, m_2$	$5e^{-4} \text{ rad/sW}$
Coefficientes de inclinação da tensão, $n_1, n_2$	$5e^{-3} \text{ V/VAr}$
Indutâncias virtuais, $L_{V_1}, L_{V_2}$	5 mH

Fonte: próprio autor.

Figura 60 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 1. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 400W/div (gráfico médio 1) e 200VAr/div (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

impedância dos cabos de conexão serem predominantemente resistivas, as equações do controle por inclinação convencional, com relações  $P-\omega$  e  $Q-V$ , são válidas quando se faz o uso da indutância virtual, conforme discutido no Capítulo 2.

### 4.2.2 Caso 2

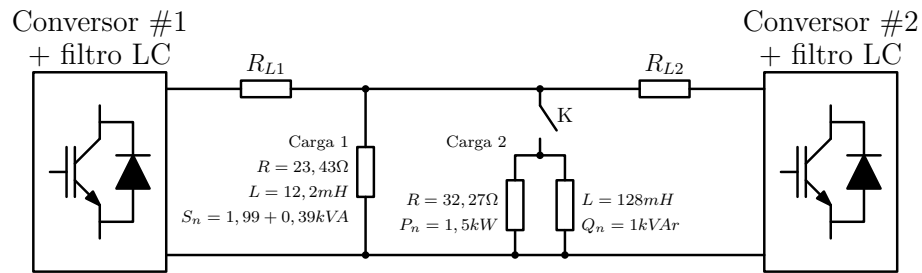
No segundo caso, com os conversores já conectados na microrrede e suprindo uma carga de baixa potência, um degrau de carga é imposto ao sistema. O esquema da montagem realizada neste caso contendo as especificações das cargas utilizadas é mostrado na Figura 61.

Para a análise comparativa entre os calculadores de potência são mostrados resultados para o CPM e o CPME. Primeiramente, com os mesmos valores de coeficientes de inclinação para os dois conversores, conforme mostrado na Tabela 5, o degrau de carga é submetido ao sistema. Os resultados para esta configuração e parâmetros usando o CPM baseado em SOGI-QSG são



mostrados na Figura 62. Já na Figura 63 são mostrados os resultados com o CPME.

Figura 61 – Esquema de montagem do caso 2.

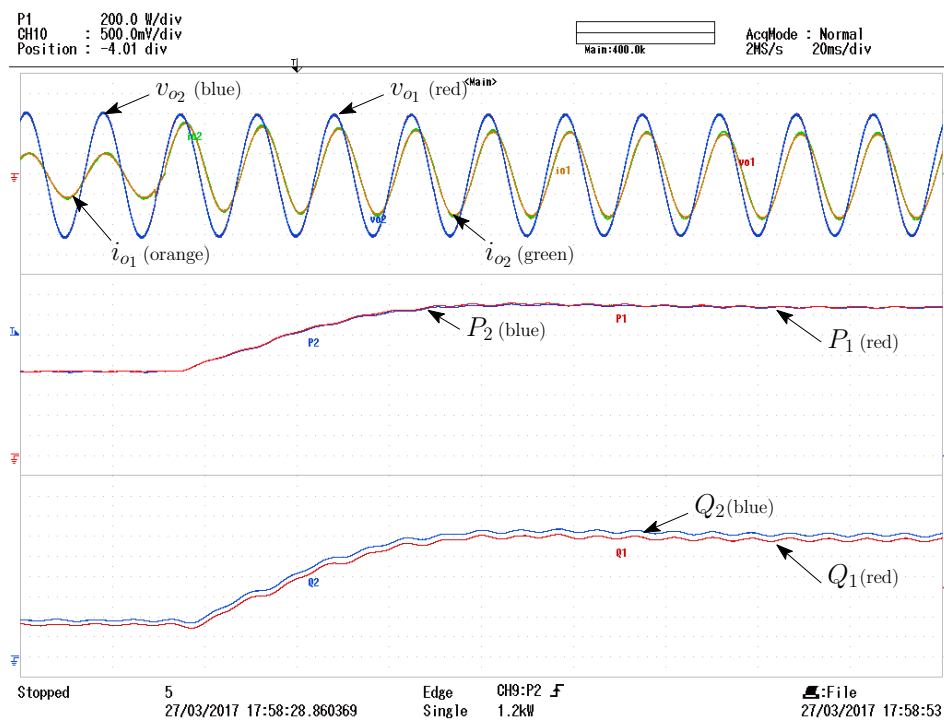


Fonte: próprio autor.

Nota-se que as oscilações de frequência dupla são bastante evidentes no resultado com o CPM, enquanto que com o CPME, as potências ativa e reativa médias são não oscilatórias em regime permanente.

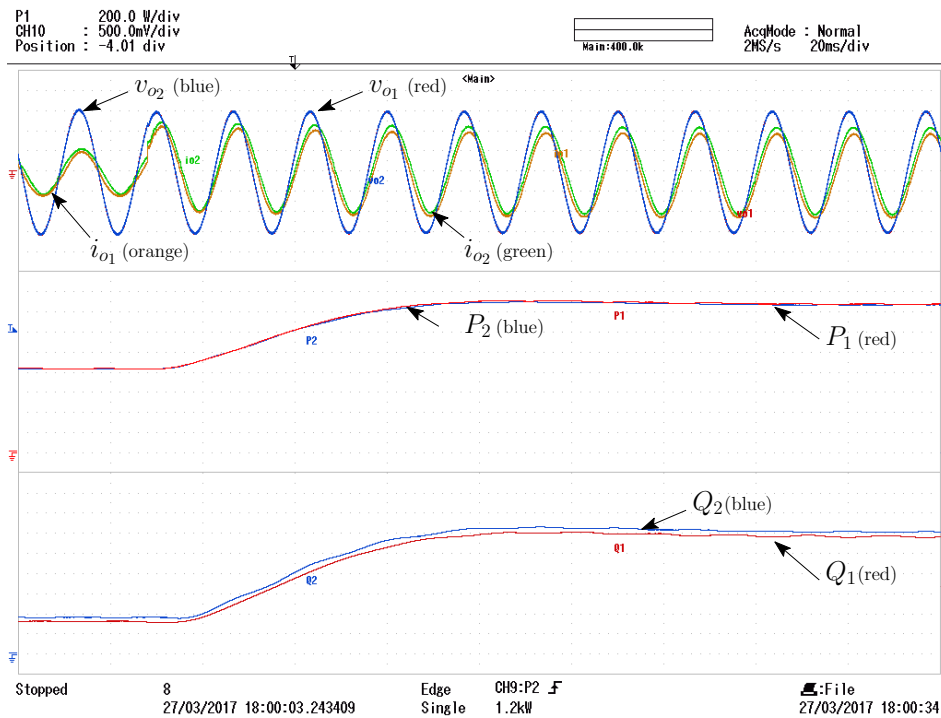
De forma semelhante ao caso 1, modifica-se os coeficientes de inclinação e indutância virtual do conversor 2 ( $m_2 = 0,001rad/sW$ ,  $n_2 = 0,01V/VAr$ ,  $L_{V_2} = 10mH$ ). Os resultados utilizando o CPM e o CPME são mostrados nas Figuras 64 e 65, respectivamente.

Figura 62 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação iguais – Caso 2. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2).



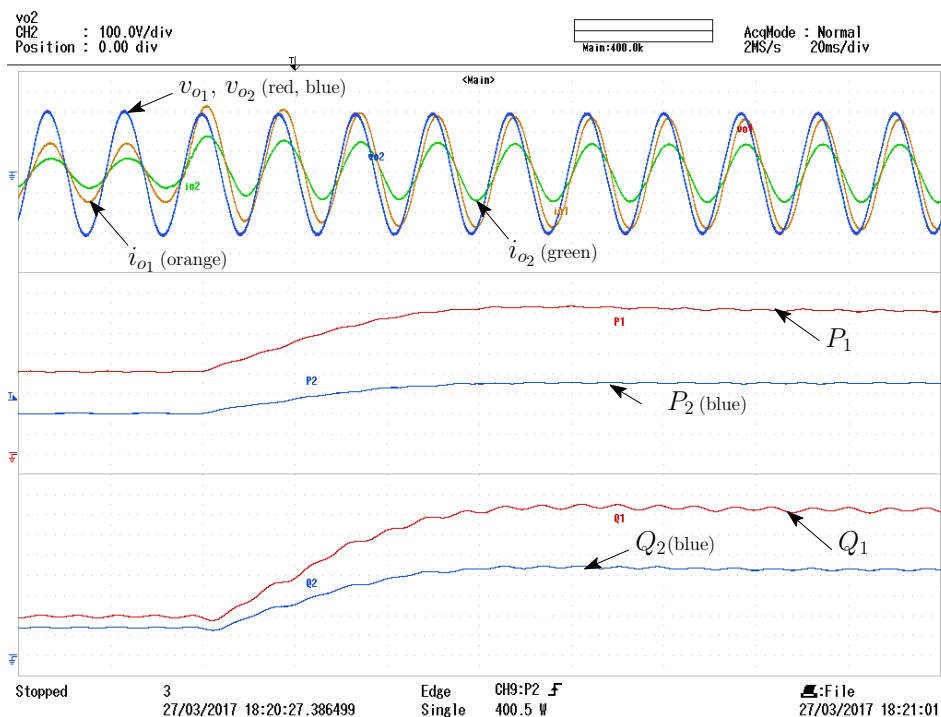
Fonte: próprio autor.

Figura 63 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação iguais – Caso 2. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2).



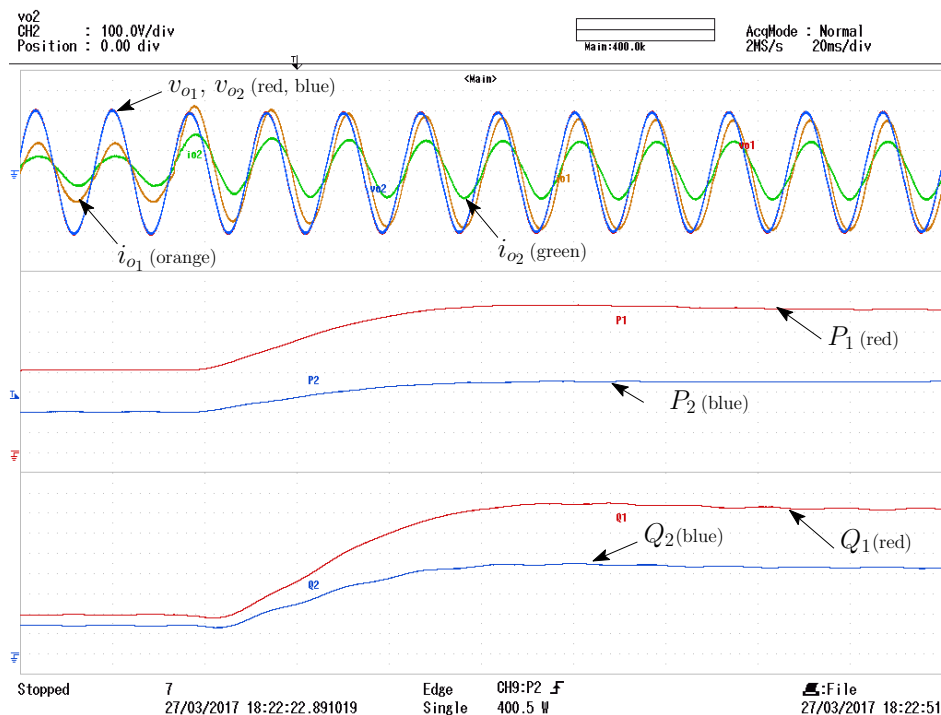
Fonte: próprio autor.

Figura 64 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 2. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 250W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

Figura 65 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 2. Escalas:  $100V/div$ ,  $5A/div$  (gráfico superior);  $250W/div$  (gráfico médio 1) e  $100VAr/div$  (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

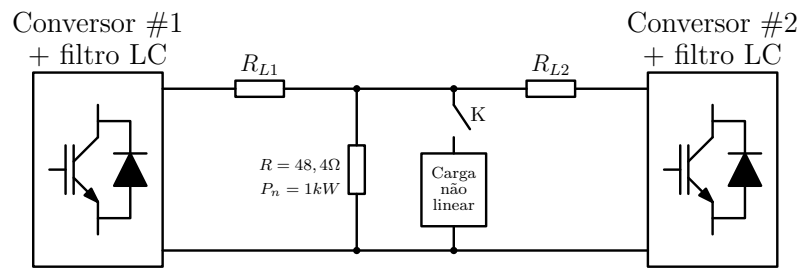
Observando as Figuras 64 e 65 nota-se que, apesar de se utilizar coeficientes de inclinação e indutância virtual para o conversor 2 com o dobro dos valores utilizados para o conversor 1 (ou seja, o conversor 2 deveria fornecer metade das potências ativa e reativa do conversor 1), a assimetria das impedâncias de conexão produzem erros sobre o compartilhamento de potência reativa. Uma solução fácil seria aumentar as indutâncias virtuais de forma a minimizar esse efeito (preservando a relação  $L_{V2} > L_{V1}$ ). Entretanto, dessa forma a queda de tensão devido à inclinação natural provocada também seria elevada, diminuindo a amplitude da tensão nos terminais da carga, fator indesejado, já que, em geral, deseja-se tensão nominal (ou próxima disso) de alimentação na carga.

### 4.2.3 Caso 3

No terceiro caso, também com os conversores já conectados na microrrede e suprindo uma carga puramente resistiva, um degrau de carga não linear é imposto ao sistema. O esquema da configuração de carga para este caso é mostrado na Figura 66.

Nas Figuras 67 e 68 são mostrados os resultados com o CPM e CPME, respectivamente.

Figura 66 – Esquema de montagem do caso 3.

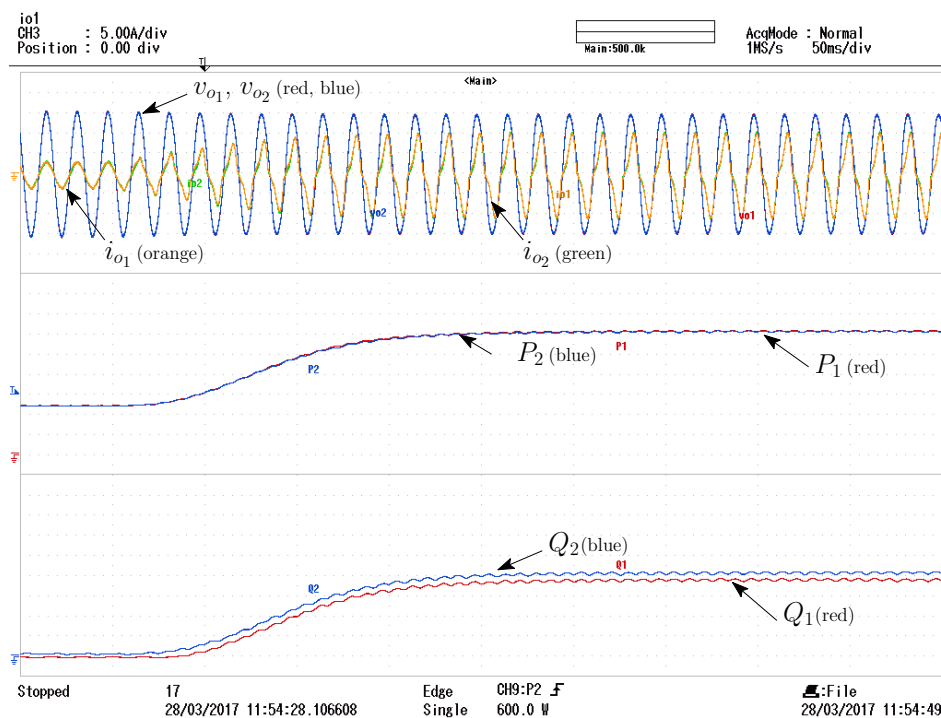


Fonte: próprio autor.

Nestes, foram usados coeficientes de inclinação iguais para ambos os conversores, com os mesmos valores mostrados já utilizados anteriormente. Novamente observa-se grandes oscilações para o resultado com o CPM e resposta não oscilatória nos fluxos de potência no resultado com o CPME. Nota-se um pequeno desvio nas potências reativas dos conversores, que deveriam ser exatamente iguais. Atribui-se esse desvio ao efeito provocado pela impedância de conexão dos conversores à carga.

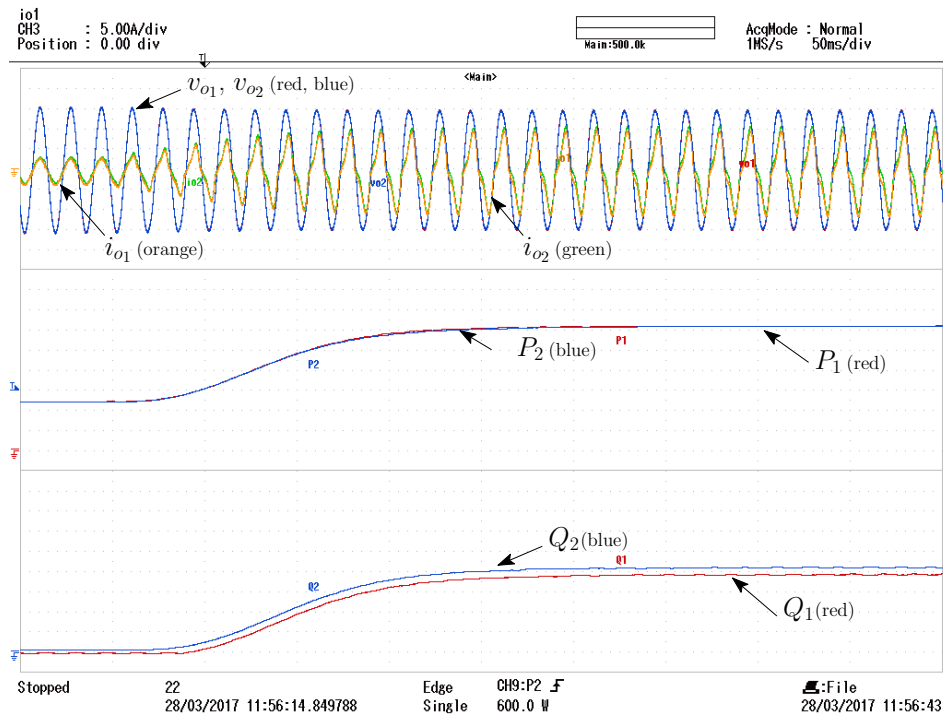
Novamente modifica-se os coeficientes de inclinação e indutância virtual do conversor 2 para valores duas vezes maiores que os utilizados no conversor 1. Nas Figuras 69 e 70 são

Figura 67 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação iguais – Caso 3. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

Figura 68 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação iguais – Caso 3. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAR/div (gráfico médio 2).



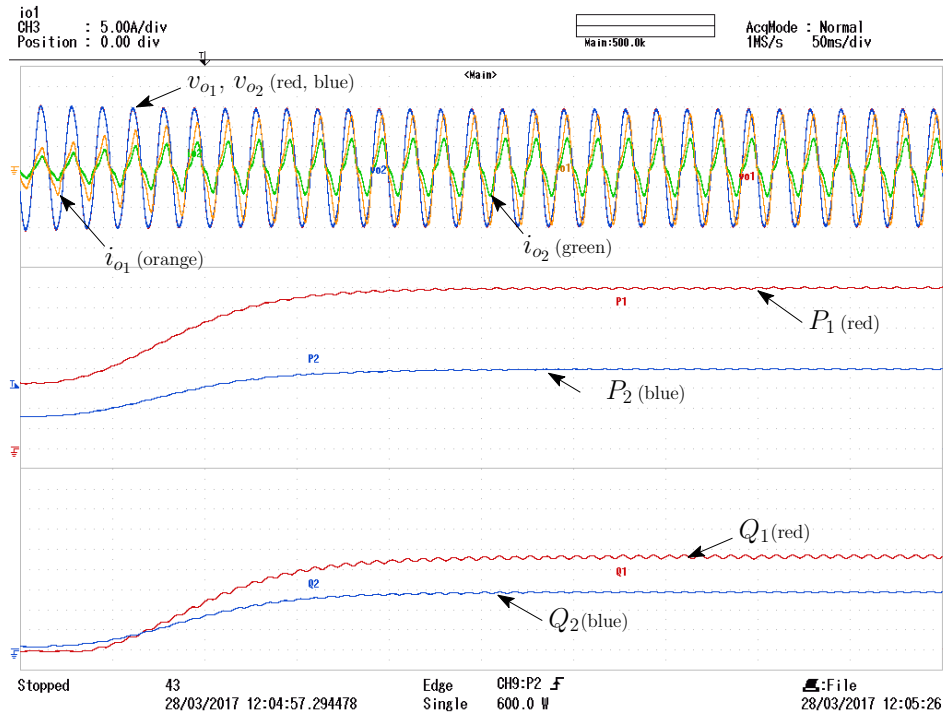
Fonte: próprio autor.

mostrados os resultados para coeficientes de inclinação diferentes usando o CPM e o CPME, respectivamente.

Deve ser notado que o adequado compartilhamento de carga não linear (com os conversores operando com coeficientes de inclinação diferentes) apenas é possível devido o uso da indutância virtual. Isso se deve a uma queda de tensão virtual gerada naturalmente pela indutância virtual e pela corrente harmônica de ordem  $h$ ,  $i_{oh}$ . Quanto maior for a ordem do harmônico contido na corrente de carga, maior será a queda de tensão devido a essa componente, pois a queda de tensão virtual devido ao harmônico de ordem  $h$  será  $\Delta v_h = jh\omega L_V \cdot i_{oh}$ .

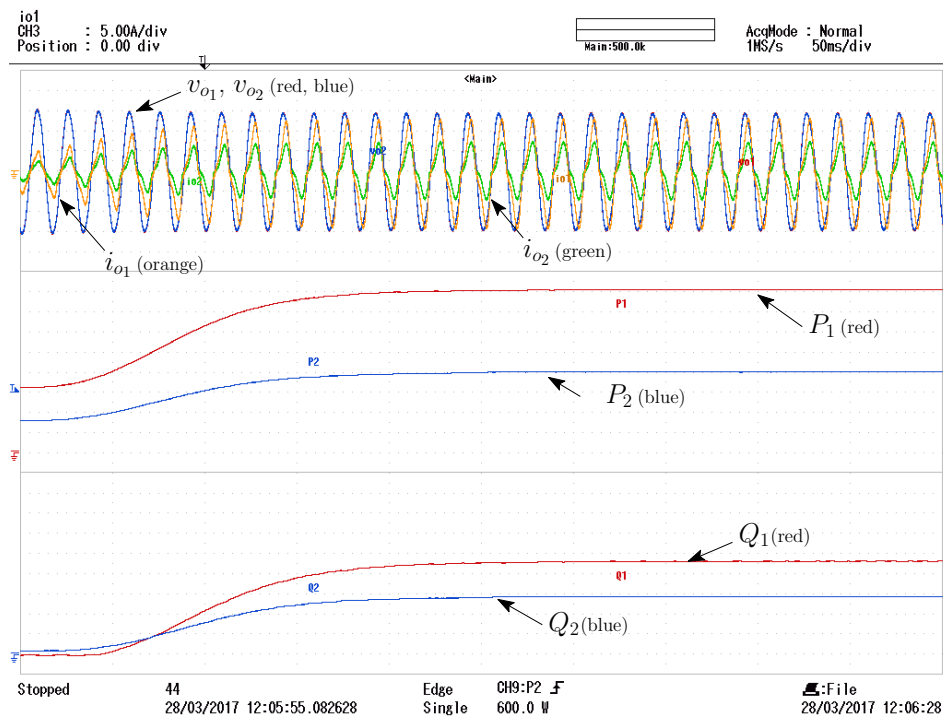
Entretanto, deve-se observar que quanto maior for a queda de tensão virtual gerada pelos harmônicos, maior será a distorção na referência de tensão do inversor e, conseqüentemente, mais distorcida será sua tensão de saída. Portanto, existe um compromisso entre o compartilhamento de carga e a qualidade na tensão gerada, que não deve ter níveis elevados de THD.

Figura 69 – Resultado experimental com CPM e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 3. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

Figura 70 – Resultado experimental com CPME e coeficientes de inclinação diferentes – Caso 3. Escalas: 100V/div, 5A/div (gráfico superior); 200W/div (gráfico médio 1) e 100VAr/div (gráfico médio 2).



Fonte: próprio autor.

### 4.3 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se a implementação digital dos calculadores de potência média estudados no Capítulo 2 através de simulação. Também foram obtidos resultados experimentais importantes quanto ao cálculo de potência média em sistemas monofásicos aplicados no controle por inclinação, com a análise dos calculadores de potência média em duas condições de carga: a primeira utilizando apenas cargas lineares e a segunda com uma carga não linear, resultando na comprovação do bom desempenho do CPME frente ao CPM clássico.

Resultados experimentais com os dois conversores que compõem a microrrede monofásica construída foram obtidos, com os quais foram possíveis avaliar o paralelismo de conversores com o controle por inclinação.

## 5 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e implementação prática de duas unidades de geração distribuída (GD) contendo um conversor monofásico, medições dos sinais necessários, proteções contra sobrecargas e controle via DSP. Essas unidades conectadas em paralelo para alimentar um banco de cargas formam uma microrrede isolada. O controle implementado em cada conversor para compartilhamento de carga foi o controle por inclinação por ser a técnica mais empregada na literatura. Seu uso é justificado tendo em vista que a comunicação entre os inversores não é necessária (bastando apenas medições locais de tensão e corrente), sendo o compartilhamento de potência e definição dos pontos de operação dos conversores realizado através das curvas de decaimento do controle de potência, emulando o comportamento de geradores síncronos.

Resultados experimentais validando os obtidos em simulação foram conseguidos para um conversor, em que conseguiu comprovar-se o bom desempenho do Calculador de Potência Média Equivalente (CPME), aplicado em um conversor monofásico com controle por inclinação. Com as comparações realizadas e resultados obtidos, o CPME se mostrou o método mais eficaz para cálculo da potência média em conversores monofásicos com controle por inclinação, pois as oscilações de frequência dupla de  $P$  e  $Q$  são eliminadas em regime permanente. Com isso pode-se inclusive adicionar na saída do CPME filtros com menores atenuações (ou maiores frequências de corte) e respostas mais rápidas, de forma a acelerar a dinâmica dos conversores e o tempo de convergência das componentes de potência.

O paralelismo de conversores com controle por inclinação em uma microrrede isolada foi avaliado, mostrando resultados práticos que validam a teoria discutida no Capítulo 2, principal objetivo deste trabalho. Ressalta-se também que outro principal objetivo deste trabalho foi atingido, com a contribuição para o Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos - UFPE na montagem de um protótipo com dois gabinetes contendo um inversor e componentes de medição, proteção e controle, que, quando conectados em paralelo em um ponto de conexão alimentando cargas formam uma microrrede elétrica. Este protótipo permitirá novos estudos com embasamento experimental acerca do tema.



No Capítulo 2 foi realizada a revisão bibliográfica com a fundamentação teórica do controle por inclinação, mostrando as vantagens e desvantagens e se usar esta técnica de controle. Os efeitos causados pela impedância de conexão das fontes ao barramento CA da microrrede são discutidos. Foi comprovado com resultados de simulação que o uso de um CPME é mais indicado que o CPM clássico, pois as componentes de frequência dupla são totalmente eliminadas em regime permanente e a dinâmica do sistema é melhorada. Entretanto, a dinâmica do calculador de potência não pode ser tão rápida quanto se deseje pois o sistema pode instabilizar. Por isso o uso de filtros passa-baixas é necessário para diminuir um pouco a dinâmica das unidades de GD.

No Capítulo 3 foi apresentada a construção do protótipo, mostrando o conteúdo de cada gabinete e foram discutidos alguns aspectos práticos da construção. Também foram apresentados os projetos e escolha dos ganhos dos controladores de tensão e corrente utilizados no protótipo, com resultados experimentais utilizando estes controladores.

No Capítulo 4, é apresentada a implementação dos CPM e os resultados experimentais obtidos para um conversor operando com o controle por inclinação. O desempenho superior em regime permanente do CPME foi comprovado, sendo sugerida a utilização do mesmo no controle de potência para conversores monofásicos com controle por inclinação. Avaliou-se também o paralelismo de conversores em com controle por inclinação na microrrede construída operando em modo isolado, principal objetivo deste trabalho.

## 5.1 Trabalhos Futuros

A partir da construção da microrrede monofásica mostrada nesta dissertação são propostos os seguintes trabalhos futuros:

- Investigar o efeito dos CPM apresentados neste trabalho sobre a estabilidade da microrrede;
- Investigar alternativas para garantir o adequado compartilhamento de potência reativa entre os conversores operando com controle por inclinação para redes predominantemente resistivas e com elevada impedância de conexão;
- Implementar um sistema de detecção de faltas da rede elétrica principal para que, quando a microrrede implementada estiver operando em modo conectado, o ilhamento automático seja realizado com velocidade e sem a perda da estabilidade.

# REFERÊNCIAS

- AHMED, A. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2000. ISBN 9788587918031.
- ALMADA, J. B. *Modelagem, controle e gerenciamento da operação de microrredes com fontes renováveis*. Dissertação (Mestrado), Fortaleza, Brasil, 2013.
- ANDRADE, B. G. de. *Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, UFMG, Belo Horizonte, Brasil, 2005.
- AZEVEDO, G. M. de S. *Controle e Operação de conversores em Microrredes*. 150 p. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-graduação de Engenharia Elétrica, UFPE, Recife, Brasil, Agosto 2011.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. Enhanced power calculator for droop control in single-phase systems. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 391–396. ISSN 2329-3721.
- 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.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306.
- COMPANHIA ENERGÉTICA DE PERNAMBUCO. *SM01.00-00.001: Fornecimento de energia elétrica em tensão secundária de distribuição a edificações individuais*. 13. ed. [S.l.], 2014. 118 p.
- GAO, M. et al. Analysis and experimental validation for power calculation based on p-q theory in single-phase wireless-parallel inverters. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 620–624. ISSN 1048-2334.
- GUERRERO, J. M.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of distributed uninterruptible power supply systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2845–2859, Aug 2008. ISSN 0278-0046.
- GUERRERO, J. M. et al. Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1461–1470, Oct 2006. ISSN 0278-0046.
- 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.
- HAN, H. et al. Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 7, n. 1, p. 200–215, Jan 2016. ISSN 1949-3053.

- JENKINS, N. et al. *Embedded Generation*. [S.l.]: The Institution of Engineering and Technology, 2000. v. 31.
- KAGLAWALA, R. et al. A transient behavioral model (tbn) for power converters. In: *5th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 18–24. ISSN 1093-5142.
- KATIRAEI, F. et al. Microgridsmanagement. *IEEE Power Energy Mag.*, v. 6, n. 3, p. 56–65, Maio/Jun. 2008.
- LASSETER, R. H.; PAIGI, P. Microgrid: a conceptual solution. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4285–4290 Vol.6. ISSN 0275-9306.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power electronics: converters, applications, and design*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. (Power Electronics: Converters, Applications, and Design).
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. 5. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011.
- OLIVARES, D. E. et al. Trends in microgrid control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, July 2014. ISSN 1949-3053.
- RASHID, M. *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. [S.l.]: Pearson, 2009.
- RESE, L. *Modelagem, Análise de Estabilidade e Controle de Microrredes de Energia Elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, UFSC, Florianópolis, Brasil, 2012.
- ROCABERT, J. et al. Intelligent connection agent for three-phase grid-connected microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 10, p. 2993–3005, Oct 2011. ISSN 0885-8993.
- ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Trans. Ind. Electron*, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, nov. 2012.
- RODRIGUEZ, F. J. et al. Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters. In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 176–181. ISSN 1553-572X.
- SATO, E. K.; KAWAMURA, A. High reliability and high performance parallel-connected UPS system with independent control. In: *International Telecommunications Conference, INTELEC*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 389–394.
- SHANXU, D. et al. Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS. In: *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 883–887.
- SIQUEIRA, E. S. *Controle por Inclinação para Paralelismo de Inversores em Microrredes*. 80 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-graduação de Engenharia Elétrica, UFPE, Recife, Brasil, Agosto 2013.
- TIMBUS, A. V. et al. Linear and nonlinear control of distributed power generation systems. In: *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1015–1023. ISSN 0197-2618.

TULADHAR, A. et al. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. In: *Proc. 1997. Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '97*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 94–100.

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

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, May 2003. ISSN 0885-8993.