

UNIVERSIDADE ESTADUAL DO OESTE DO PARANÁ

CAMPUS DE FOZ DO IGUAÇU

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**AVALIAÇÃO DA IMPEDÂNCIA VIRTUAL NO  
PROBLEMA DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA  
REATIVA EM MICRORREDES**

KIM DIEFREI REMBOSKI FELISBERTO

FOZ DO IGUAÇU

2023

Kim Diefrei Remboski Felisberto

**Avaliação da impedância virtual no problema do  
compartilhamento de potência reativa em microrredes**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual do Paraná como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Sistemas Elétricos e Computação.

Orientador: Adriano Batista de Almeida

Coorientador: Diogo Marujo

Foz do Iguaçu

2023

Ficha de identificação da obra elaborada através do Formulário de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da Unioeste.

Remboski Felisberto, Kim Diefrei

Avaliação da impedância virtual no problema do compartilhamento de potência em microrredes / Kim Diefrei Remboski Felisberto; orientador Adriano Batista de Almeida; coorientador Diogo Marujo. -- Foz do Iguaçu, 2023.

77 p.

Dissertação (Mestrado Acadêmico Campus de Foz do Iguaçu) -- Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Centro de Engenharias e Ciências Exatas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação, 2023.

1. Microrredes. 2. Compartilhamento de potência reativa. 3. Impedância virtual. I. Batista de Almeida, Adriano, orient. II. Marujo, Diogo, coorient. III. Título.

# **Avaliação da impedância virtual no problema do compartilhamento de potência reativa em microrredes**

Kim Diefrei Remboski Felisberto

Esta Dissertação de Mestrado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação e aprovada pela Banca Examinadora assim constituída:

Prof. Dr. **Adriano Batista de Almeida** - (Orientador)

Universidade Estadual do Oeste do Paraná - UNIOESTE

Prof. Dr. **Diogo Marujo** - (Coorientador)

Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Prof. Dr. **Daniel Motter**

Universidade Estadual do Oeste do Paraná - UNIOESTE

Prof. Dr. **Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves**

Universidade Federal de São Carlos - UFSCAR

Data da defesa: 22 de junho de 2023.

# Resumo

O compartilhamento de potência reativa é um problema comum em uma microrrede (MR), podendo resultar em eventos indesejados tais como sobrecarga de conversores e alimentadores, maiores perdas térmicas, afundamentos de tensão e conseqüente piora da estabilidade da MR. Uma das técnicas de controle mais consolidadas na literatura para correção deste problema tem sido a impedância virtual, a qual simula a inserção de uma impedância entre o conversor e o alimentador manipulando a tensão de referência do controle do conversor. No entanto, além da dificuldade de ajustar os valores das impedâncias a serem inseridas, a depender do tamanho e topologia da MR, a implementação de valores fixos de impedância virtual não leva em consideração a dinâmica das cargas da MR, o que pode levar a uma piora do problema dependendo do cenário de carga ou reconfiguração da topologia da MR. Diante deste contexto, neste trabalho foram estudadas técnicas de ajuste da impedância virtual em tempo real para corrigir o compartilhamento de potência reativa em MRs, e classificadas conforme seu esquema de comunicação. Três dessas técnicas foram selecionadas e implementadas em duas MRs com geração baseada em conversores eletrônicos de potência, uma com topologia de barramento central e outra de topologia de barramentos distribuídos, e os desempenhos das técnicas foram comparados. Ainda, foi proposta uma operação conjunta de uma técnica centralizada como técnica principal e uma descentralizada como backup da primeira em caso de falha da comunicação e seu funcionamento foi avaliado em uma MR de topologia radial. As simulações mostraram que, embora as técnicas centralizadas apresentem desempenho superior ao das descentralizadas, devido ao problema de confiabilidade das técnicas que utilizam comunicação, o melhor resultado pode ser atingido com uma combinação de técnicas.

**Palavras-chave:** Microrredes, compartilhamento de potência reativa, impedância virtual.

# Abstract

Reactive power sharing is a common problem in a microgrid (MG), which may result in undesired events such as overloading of converters and feeders, higher thermal losses, voltage sags and consequent deterioration of the MG stability. One of the most consolidated control techniques in the literature to correct this problem has been the virtual impedance, which simulates the insertion of an impedance between the converter and the feeder, manipulating the reference voltage of the converter control. However, in addition to the difficulty of adjusting the impedance values to be inserted, whose depend on the size and topology of the MG, the implementation of fixed virtual impedance values does not take into account the dynamics of the MG loads, which can make worse the power sharing issue depending on the load scenario or MG topology reconfiguration. In this context, this work studied real-time virtual impedance adjustment techniques to correct the reactive power-sharing issue in MGs, and classified them according to their communication scheme. Three of these techniques were selected and implemented in two MGs with generation based on power electronic converters, one with a central bus topology and another with a distributed buses topology, and the performances of the techniques were compared. Also, it was proposed a combined operation of a centralized technique as the main technique and a decentralized one as backup of the first one in case of communication failure and its operation was evaluated in a radial topology MG. The simulations showed that, although centralized techniques perform better than decentralized ones, due to the reliability problem of techniques that use communication, the best result can be achieved with a combination of techniques.

**Keywords:** Microgrids, reactive power sharing, virtual impedance.

# Agradecimentos

Novamente gostaria de agradecer a Patrícia, agora minha esposa, que começou sendo agradecida como namorada durante o Trabalho de Conclusão de curso, por todo o suporte, paciência e compreensão durante a jornada do mestrado.

Agradeço ao meu orientador, professor Adriano Batista, pelo auxílio prestado, por estar sempre à disposição para as dúvidas e, principalmente, por não ter me deixado desistir.

Ao Diogo Marujo, coorientador, por todas as contribuições e ideias durante todo o trabalho do mestrado.

Ao Rodrigo Iscuissati, ex-colega de graduação, nossa jornada de mestrado, embora em instituições e temas diferentes, contou com a ajuda e opiniões um do outro.

Também gostaria de agradecer à Itaipu Binacional pelo apoio através do Convênio nº 4500062234: Implementação de um laboratório multiplataforma para avaliar estratégias de controle, operação e proteção em microrredes.

Por fim, agradeço à Unioeste por proporcionar mais essa oportunidade para a minha formação, e aos seus professores e funcionários pelos seus ensinamentos e suporte.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>9</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>11</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>15</b>
1.1 Justificativa . . . . .	16
1.2 Contribuições . . . . .	16
1.3 Objetivo . . . . .	17
1.3.1 Objetivo geral . . . . .	17
1.3.2 Objetivos específicos . . . . .	17
1.4 Organização do trabalho . . . . .	17
<b>2 Microrredes</b>	<b>19</b>
2.1 Conceito . . . . .	19
2.2 Estrutura . . . . .	20
2.3 Topologias de MRs . . . . .	21
2.4 Controle hierárquico . . . . .	21
2.5 Controle primário . . . . .	23
2.5.1 Controle <i>droop</i> . . . . .	24
2.5.2 Impedância virtual . . . . .	26
<b>3 Modelos dos REDs</b>	<b>30</b>
3.1 Representação de um conversor . . . . .	30
3.2 Representação da fonte primária com bateria . . . . .	31
3.3 Sistema de conversão CC/CA . . . . .	32
3.4 Filtro do conversor . . . . .	33
3.5 Controles internos . . . . .	34
3.6 Topologia do controle de potência . . . . .	36
<b>4 Estratégias de controle</b>	<b>38</b>
4.1 Introdução . . . . .	38

4.2	Controle Secundário Integrativo . . . . .	41
4.3	Controle Secundário Proporcional-Integrativo . . . . .	42
4.4	<i>Droop</i> Corrente-Impedância . . . . .	44
4.5	Comparativo . . . . .	45
<b>5</b>	<b>Resultados e discussões</b>	<b>47</b>
5.1	Sistemas testes utilizados . . . . .	47
5.1.1	Sistema teste MR-2 . . . . .	47
5.1.2	Sistema teste MR-4 . . . . .	50
5.2	Controle Secundário Integrativo . . . . .	54
5.2.1	Controle Secundário Integrativo MR-2 . . . . .	54
5.2.2	Controle Secundário Integrativo MR-4 . . . . .	56
5.3	Controle Secundário Proporcional-Integrativo . . . . .	58
5.3.1	Controle Secundário Proporcional-Integrativo MR-2 . . . . .	58
5.3.2	Controle Secundário Proporcional-Integrativo MR-4 . . . . .	59
5.4	<i>Droop</i> Corrente-Impedância . . . . .	61
5.4.1	<i>Droop</i> Corrente-Impedância MR-2 . . . . .	61
5.4.2	<i>Droop</i> Corrente-Impedância MR-4 . . . . .	62
5.5	Proposta de operação conjunta de técnica centralizada e descentralizada . . . . .	63
5.6	Comparação das técnicas . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>68</b>
6.1	Recomendações para trabalhos futuros . . . . .	69
6.2	Publicações . . . . .	70
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>71</b>
<b>A</b>	<b>Parâmetros de controle dos conversores das MRs</b>	<b>77</b>

# Lista de Figuras

Figura 2.1:	Estrutura típica de uma MR. . . . .	20
Figura 2.2:	Topologias de MRs. . . . .	22
Figura 2.3:	Controle hierárquico em MRs. . . . .	22
Figura 2.4:	<i>Droops</i> $P - \omega$ e $Q - V$ em MRs. . . . .	24
Figura 2.5:	MR teste. . . . .	26
Figura 2.6:	Potência ativa (a) e reativa (b) dos dois GDs para o Caso A com impedâncias iguais para os alimentadores. . . . .	27
Figura 2.7:	Potência ativa (a) e reativa (b) dos dois GDs para o Caso B com impedâncias diferentes para os alimentadores. . . . .	28
Figura 2.8:	Potência ativa (a) e reativa (b) dos dois GDs com linhas diferentes e impedância virtual. . . . .	28
Figura 3.1:	Modelo completo da conexão CC-CA de um conversor. . . . .	30
Figura 3.2:	Modelo reduzido com fonte CC ideal da conexão CC-CA de um conversor. . . . .	31
Figura 3.3:	Topologia do modelo completo da bateria. . . . .	31
Figura 3.4:	Modelo de um VSC em $dq0$ . . . . .	33
Figura 3.5:	Modelo chaveado (a) e modelo de valores médios (b) de um VSC virtual. . . . .	34
Figura 3.6:	Topologia do controle de corrente. . . . .	35
Figura 3.7:	Topologia do controle de tensão. . . . .	36
Figura 3.8:	Topologia do controle primário com <i>droop</i> . . . . .	37
Figura 4.1:	Diagrama de blocos do Controle Secundário Integrativo. . . . .	41
Figura 4.2:	Diagrama de blocos do Controle Secundário Proporcional-Integrativo. . . . .	43
Figura 4.3:	Diagrama do <i>Droop</i> Corrente-Impedância Virtual. . . . .	44
Figura 5.1:	MR-2 proposta. . . . .	48
Figura 5.2:	Potência reativa dos conversores com o controle <i>droop</i> sem impedância virtual. . . . .	49
Figura 5.3:	Potência reativa dos conversores com a impedância virtual fixa. . . . .	50
Figura 5.4:	MR-4 adaptada de Bidram, Davoudi, Lewis & Guerrero (2013). . . . .	51
Figura 5.5:	Potência reativa dos conversores com controle <i>droop</i> . . . . .	52
Figura 5.6:	Potência reativa dos conversores com controle <i>droop</i> e impedância virtual fixa. . . . .	53

Figura 5.7: Potência reativa dos conversores com o Controle Secundário Integrativo em condições ideais. . . . .	54
Figura 5.8: Potência reativa dos conversores com o Controle Secundário Integrativo com atraso de 150 ms. . . . .	55
Figura 5.9: Potência reativa dos conversores com o Controle Secundário Integrativo com diferença de atraso de 100 ms entre os conversores. . . . .	55
Figura 5.10: Potência reativa dos conversores com o CS-I e instabilidade ocorrida ao partir de valores nulos de impedância virtual. . . . .	56
Figura 5.11: Potência reativa dos conversores com o CS-I em conjunto com impedância virtual de referência e atraso de 150 ms nos canais de comunicação. . . . .	57
Figura 5.12: Potência reativa dos conversores com o CS-I e queda da comunicação do conversor 3 e 4. . . . .	57
Figura 5.13: Potência reativa dos conversores com o CS-PI. . . . .	59
Figura 5.14: Potência reativa dos conversores com o CS-PI e atraso de 150 ms. . . . .	59
Figura 5.15: Potência reativa dos conversores com o CS-PI e atraso de 150 ms. . . . .	60
Figura 5.16: Potência reativa dos conversores com o CS-PI e falha de comunicação no conversor 4. . . . .	60
Figura 5.17: Potência reativa dos conversores com o D-CI. . . . .	62
Figura 5.18: Potência reativa dos conversores com o D-CI e impedância virtual de referência. . . . .	62
Figura 5.19: Potência reativa dos conversores com o D-CI. . . . .	63
Figura 5.20: Potência reativa dos conversores com o D-CI e impedância virtual de referência. . . . .	63
Figura 5.21: MR-CIGRE adaptado de Strunz, Abbey, Andrieu, Campbell & Fletcher (2014). . . . .	64
Figura 5.22: Potência reativa dos conversores na MR CIGRE com a técnica CS-I. . . . .	65

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1:	Dados da MR teste. . . . .	27
Tabela 4.1:	Comparação das técnicas de controle CS-I, CS-PI e DC-I. . . . .	46
Tabela 5.1:	Dados de rede da MR-2. . . . .	48
Tabela 5.2:	Dados de rede da MR-4 . . . . .	51
Tabela 5.3:	Proporções esperadas de potência reativa para cada GD da MR-4. . . . .	52
Tabela 5.4:	Dados MR-CIGRE. . . . .	64
Tabela 5.5:	Vantagens e desvantagens das técnicas CS-I, CS-PI e DC-I. . . . .	66
Tabela A.1:	Parâmetros dos conversores da MR-2 e MR-4. . . . .	77
Tabela A.2:	Parâmetros dos conversores da MR-CIGRE. . . . .	78

# Lista de Símbolos

$\omega_o$	Frequência angular
$\omega^*$	Frequência angular de referência
$k_P$	Coefficiente de <i>droop</i> $P - \omega$
$P$	Potência ativa por ciclo
$P^*$	Potência ativa de referência
$V_o$	Tensão nominal
$V^*$	Tensão nominal de referência
$k_Q$	Coefficiente de <i>droop</i> $Q - V$
$Q$	Potência reativa por ciclo
$Q^*$	Potência reativa de referência
$Z_V$	Impedância virtual
$V_{ref}$	Tensão nominal pós impedância virtual
$i_o$	Corrente de saída do GD
$V_{bat_{oc}}$	Tensão de circuito aberto da bateria
$R_{bat}$	Resistência equivalente da bateria
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto da célula
$R_{cel}$	Resistência equivalente da célula
$N_{serie}$	Quantidade de células em série
$N_{paralelo}$	Quantidade de células em paralelo
$k_{v_b}$	Ganho do controlador de tensão
$T_{v_b}$	Constante de tempo do controlador de tensão
$V_{CC_{ref}}$	Tensão de referência do elo CC
$V_{CC}$	Tensão do elo CC
$V_{bat_{ref}}$	Tensão de referência da bateria
$k_{i_b}$	Ganho do controlador de corrente
$T_{i_b}$	Constante de tempo do controlador de corrente
$I_{bat_{ref}}$	Corrente de referência da bateria
$I_{bat}$	Corrente da bateria
$d_c$	<i>Duty cycle</i>
$K_{pi}$	Ganho proporcional do controle de corrente

$K_{ii}$	Ganho integrativo do controle de corrente
$L_F$	Indutância do filtro do conversor
$\tau_i$	Constante de tempo do sistema em malha fechada
$R_F$	Resistência parasita do indutor do filtro do conversor
$r_{on}$	Resistência série das chaves eletrônicas de comutação do conversor
$i_{ref_d}$	Referência de corrente de eixo direto
$i_{ref_q}$	Referência de corrente de eixo de quadratura
$i_{L_d}$	Medição de corrente de eixo direto na saída do filtro
$i_{L_q}$	Medição de corrente de eixo de quadratura na saída do filtro
$v_{od}$	Medição de tensão de eixo direto na saída do filtro
$v_{oq}$	Medição de tensão de eixo de quadratura na saída do filtro
$m_d$	Coefficiente de modulação de eixo direto
$m_q$	Coefficiente de modulação de eixo de quadratura
$C_F$	Capacitância do filtro
$\omega_{cr}$	Frequência de <i>crossover</i>
$z$	Margem de fase do controlador
$K_{pv}$	Ganho proporcional do controle de tensão
$K_{iv}$	Ganho integrativo do controle de tensão
$X_{V,i}$	Valor de impedância virtual calculado
$X_{V,i}^*$	Valor de impedância de referência
$k_{iXV}$	Ganho integrativo da reatância virtual da técnica CS-I e CS-PI
$k_{pXV}$	Ganho proporcional da reatância virtual da técnica CS-PI
$K_{pRV}$	Ganho proporcional da resistência virtual da técnica CS-PI
$K_{iRV}$	Ganho integrativo da resistência virtual da técnica CS-PI
$K_{iRd}$	Ganho integrativo da resistência virtual de amortecimento da técnica CS-PI
$k_{Rv}$	Ganho de <i>droop</i> de eixo direto do D-CI
$k_{Xv}$	Ganho de <i>droop</i> de eixo de quadratura do D-CI

# Lista de Siglas e Abreviaturas

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CIGRE	Controle Secundário Proporcional-Integrativo
CCM	Controlador Central da MR
CLC	Controlador Central de Carga
CLG	Controlador Local de GD
CS-I	Controle Secundário Integrativo
CS-PI	Controle Secundário Proporcional-Integrativo
D-CI	<i>Droop</i> Corrente-Impedância Virtual
dq0	Transformada de Park
GD	Gerador Distribuído
FV	Fotovoltaico
LC	Filtro Indutivo Capacitivo
LCL	Filtro Indutivo Capacitivo Indutivo
MR	Microrrede
PAC	Ponto de Acomplamento Comum
PI	Proporcional Integrativo
RED	Recurso Energético Distribuído
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
VSC	<i>Voltage-Sourced Converter</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

# Capítulo 1

## Introdução

Nas últimas décadas o setor elétrico tem passado por grandes mudanças com a tendência da utilização de energias renováveis e descentralização da geração de energia. Neste contexto, as microrredes (MRs) surgem como um conceito promissor com o intuito de simplificar a integração de geradores distribuídos (GD) aos sistemas convencionais (Lasseter, 2002; Montoya, Sherick, Haralson, Neal & Yinger, 2013; Ahmed, Meegahapola, Vahidnia & Datta, 2022).

As MRs podem ser consideradas sistemas elétricos de potência em menor escala, compostas por GDs, cargas e sistemas de armazenamento de energia e que podem operar conectadas à rede de distribuição ou ilhadas (Lasseter, 2002; Leao, Fernando, Lourenco & Andrade, 2009). Entre as vantagens da utilização das MRs estão o aumento da confiabilidade e da qualidade do fornecimento de energia, a redução de perdas de transmissão e distribuição, facilidade de inserção de GD e aproveitamento do calor por cogeração (Lasseter & Paigi, 2004; Montoya et al., 2013).

A capacidade das MRs de operarem de forma ilhada é uma de suas principais vantagens, possibilitando a continuidade do fornecimento de energia elétrica (Tayab, Roslan, Hwai & Kashif, 2017). Entretanto, o modo ilhado é o que apresenta maior desafio de operação, pois as MRs devem ter a capacidade para atender as cargas críticas, regular sua própria tensão e frequência e realizar o correto compartilhamento de carga entre as fontes despacháveis (Lasseter, 2002; Olivares, Mehrizi-Sani, Etemadi, Cañizares, Iravani, Kazerani, Hajimiragha, Gomis-Bellmunt, Saeedifard, Palma-Behnke, Jiménez-Estévez & Hatziargyriou, 2014).

Para uma MR com múltiplos GDs, geralmente é utilizado o controle *droop* de potência ativa-frequência ( $P - \omega$ ), inspirado na regulação primária de frequência utilizada no sistema de potência convencional, no qual a frequência do sistema é estabilizada em um valor diferente da nominal em resposta a uma variação de carga, além de permitir o compartilhamento da potência entre GDs. Devido à proximidade entre os GDs nas MRs, as impedâncias entre estes são geralmente pequenas, e é necessário o uso de um *droop* de potência reativa-tensão ( $Q - V$ ), de modo a impedir a circulação de altas correntes reativas entre os conversores (Bidram & Davoudi, 2012; Olivares et al., 2014; Han, Hou, Yang, Wu, Su & Guerrero, 2016).

Diferente do *droop*  $P-\omega$ , em que a frequência em regime permanente é a mesma em todos os pontos da MR, os módulos das tensões podem apresentar diferenças significativas devido

às impedâncias das linhas e localizações assimétricas das cargas e GDs na MR, o que pode prejudicar o compartilhamento de potência reativa e o funcionamento esperado dos controles da MR (Planas, Gil-de Muro, Andreu, Kortabarria & Alegría, 2013).

## 1.1 Justificativa

O compartilhamento incorreto de potência reativa pode resultar num cenário em que os GDs de menor potência nominal fornecerão maiores potências reativas que o projetado, violando os limites da corrente, podendo acarretar a atuação das proteções e desligamento dos GDs da rede (Gupta, Chatterjee & Doolla, 2020). Esse problema pode causar uma reação em cadeia, com os GDs restantes ficando sobrecarregados em relação a potência reativa e sendo também desligados, podendo causar problemas de estabilidade na MR.

Além disso, um excesso de reativos significa menos potência útil transmitida, maiores quedas de tensão, maiores perdas, entre outros problemas. Assim, é ideal que o erro de compartilhamento de potência reativa seja eliminado ou, pelo menos, reduzido (Dheer, Gupta & Doolla, 2020), sendo que uma das formas mais utilizadas de corrigir esse problema tem sido a impedância virtual (Guerrero, Vasquez, Matas, de Vicuna & Castilla, 2011; Lu, Zhao, Golestan, Dragicvic, Pan & Guerrero, 2022; Nandi, Tripathy & Gupta, 2022).

A técnica da impedância virtual é uma modificação da técnica de *droop* que consiste em adicionar uma malha no controle de tensão, a qual emula a inserção de uma impedância com o fim de manipular a impedância equivalente vista pelo GD. Ao tornar a impedância equivalente de cada GD aproximadamente a mesma pode-se corrigir a potência reativa fornecida destes para as proporções esperadas.

No entanto, determinar os valores de impedância virtual a serem inseridos em tempo real ainda é um desafio, uma vez que o compartilhamento de potência é alterado sempre que há uma variação de carga ou reconfiguração da rede (Mahmood, Michaelson & Jiang, 2015; Zhu, Zhuo, Wang, Liu & Zhao, 2015). Diversas técnicas que utilizam a impedância virtual na questão do compartilhamento de potência reativa em MRs têm sido propostas nas últimas duas décadas, sendo que algumas destas foram o objetivo de pesquisa deste trabalho.

## 1.2 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

- Revisão bibliográfica do estado da arte sobre o problema do compartilhamento de potência reativa, particularmente sobre as técnicas que utilizam a impedância virtual;

- A seleção e implementação de algumas técnicas em MRs com diferentes topologias em *Matlab/Simulink*;
- Um estudo comparativo do desempenho, vantagens, limitações e aplicabilidade das técnicas selecionadas através de simulações em MRs testes;
- Uma proposta de uma operação conjunta de uma técnica centralizada como técnica principal e uma descentralizada para atuar em caso de falha da comunicação.

## 1.3 Objetivo

O objetivo do trabalho pode ser dividido em objetivo geral e objetivos específicos.

### 1.3.1 Objetivo geral

Estudar técnicas baseadas na impedância virtual para corrigir o compartilhamento de potência reativa entre GDs em uma MR com geração baseada em conversores.

### 1.3.2 Objetivos específicos

- Entender o problema do compartilhamento de potência reativa;
- Estudar estratégias de controle que utilizem a impedância virtual no compartilhamento de potência reativa;
- Testar e avaliar estratégias de impedância virtual para diferentes MRs;
- Categorizar as técnicas de impedância virtual de acordo com seus desempenhos para corrigir o compartilhamento de potência reativa em diferentes topologias de MRs;
- Propor uma técnica híbrida de esquemas de comunicação para combinar as vantagens de diferentes técnicas.

## 1.4 Organização do trabalho

O trabalho é composto por seis capítulos, incluindo este no qual se faz a introdução, justificativa e exposição dos objetivos do trabalho.

O segundo capítulo traz uma revisão bibliográfica sobre as MRs, da necessidade de controle nos modos conectado e ilhado, estrutura do controle hierárquico enfatizando o controle

primário e o controle *droop*.

No terceiro capítulo são detalhados os modelos de controle dos conversores eletrônicos de potência e da bateria utilizada como fonte primária, os quais são necessários para a aplicação das técnicas de controle avaliadas neste trabalho.

A revisão das estratégias de controle que utilizam a impedância virtual para corrigir o problema do compartilhamento de potência reativa é mostrada no quarto capítulo, e as estratégias que foram selecionadas para implementação tiveram seus funcionamentos e modelagens detalhados.

O quinto capítulo mostra os resultados e as análises do desempenho das estratégias implementadas nas MRs testes utilizadas, assim como o resultado de uma proposta de uma operação conjunta de uma técnica com esquema de comunicação centralizado com uma descentralizada.

Por fim, o sexto capítulo apresenta as conclusões do trabalho e aponta sugestões para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Microrredes

### 2.1 Conceito

No contexto de sistemas de potência, o conceito de microrrede (do inglês *microgrid*) citado pela primeira vez por Kueffner (1986) em 1986. Este trabalho discute o projeto, instalação e histórico de operação de um sistema de potência instalado em uma estação remota na Antártica.

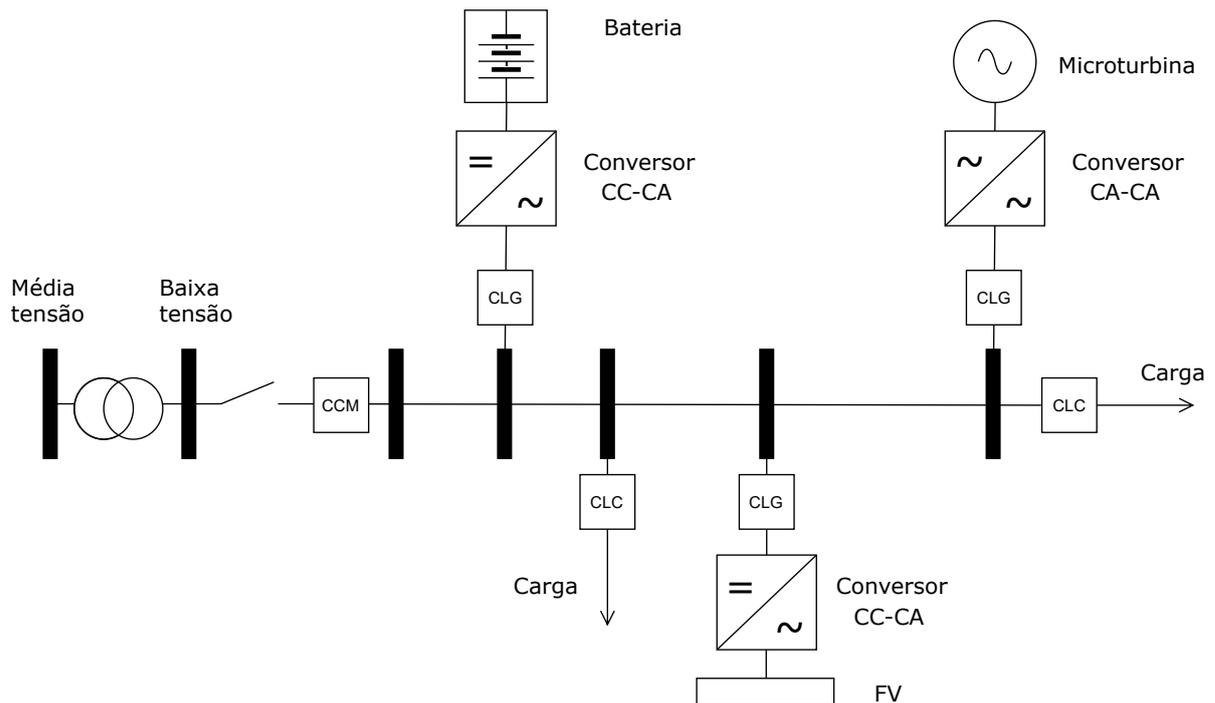
A geração de potência dessa estação era composta por um sistema híbrido de turbina eólica, turbina a vapor, e baterias: em períodos de maior vento, os controles priorizavam a alimentação pela turbina eólica, e se houvesse excedente de geração, este era usado para alimentar as baterias. Assim, nos momentos em que houvesse pouco vento e as baterias atingissem 40% do estado de carga, as turbinas a vapor eram acionadas.

O conceito formal de MR seria definido em 2001 por Lasseter (2001), o qual descreve a MR como um conjunto de microfuentes, sistemas de armazenamento de energia e cargas, capazes de se conectar a rede de distribuição como um único sistema de potência autônomo. Para ser considerado uma MR o sistema deveria ser capaz de atender alguns requisitos, tais como: capacidade da MR operar ilhada da rede de distribuição, capacidade de regular a própria tensão e frequência, além do controle da própria potência ativa e reativa durante o modo ilhado, capacidade de se reconectar com a rede de distribuição, e independência de um sistema de comunicação para o sistema de controle da MR. Isso é, um sistema de comunicação poderia ser usado para melhorar o desempenho da MR, mas não poderia ser crítico para o funcionamento desta.

Deste modo, com o fim de atingir todos esses objetivos, as MRs devem possuir também dispositivos e arquiteturas de medição, controle e proteção que operem de forma coordenada para permitir a continuidade do funcionamento da MR.

## 2.2 Estrutura

Como mencionado na seção anterior, uma MR pode ser constituída por distintas fontes de geração, cargas, sistemas de armazenamento de energia e dispositivos de medição, controle e proteção (Lasseter, 2002; Lasseter & Paigi, 2004). A Figura 2.1 apresenta uma estrutura básica de uma MR. Destaca-se na MR adaptada do trabalho de Lopes, Moreira & Madureira (2006) a presença de alguns componentes típicos em MRs (Lasseter, 2001, 2002; Lopes et al., 2006):



**Figura 2.1:** Estrutura típica de uma MR.  
Fonte: Adaptado de (Lopes et al., 2006).

- Ponto de Acoplamento Comum (PAC): do termo inglês *Point Common Coupling*, é o ponto responsável por conectar e desconectar a MR com a rede principal.
- GDs: as fontes de energia da MR podem ser geradores síncronos e de indução, cujas fontes de energia podem ser diesel, gás, biomassa, entre outros; turbinas eólicas e hidráulicas; painéis fotovoltaicos (FVs); células combustíveis; fontes de cogeração (CHP) ou mesmo sistemas de armazenamento de energia (SAE).
- SAEs: dispositivos essenciais sobretudo no modo ilhado, são responsáveis pelo balanço de energia entre geração e demanda. Exemplos de SAEs são baterias, *fly-wheels* e supercapacitores.
- Recursos Energéticos Distribuídos (REDs): este termo abrange os GDs, SAEs e as cargas controláveis. Os REDs podem ser divididos em despacháveis e não despacháveis. Os REDs que podem ser despachados como geradores síncronos e baterias podem ter sua geração controlada. Já os não despacháveis são geralmente baseados em fontes de ener-

gia renováveis intermitentes, como turbinas eólicas ou FVs. A geração destes últimos é controlável apenas dentro de determinados limites e normalmente são controlados para extrair a máxima potência da fonte.

- **Conversores Eletrônicos de Potência:** a conexão de fontes de energia CC, como painéis fotovoltaicos e baterias, requer o uso de uma interface eletrônica de potência para realizar a conversão de tensão CC-CA. Para o caso de turbinas eólicas que utilizem geradores de velocidade variável existem ainda os conversores de tensão CA-CA, por exemplo.
- **Controladores:** a MR pode conter vários controladores, desde o Controlador Central da MR (CCM), Controlador Local de GD (CLG) e Controlador Local de Carga (CLC).

## 2.3 Topologias de MRs

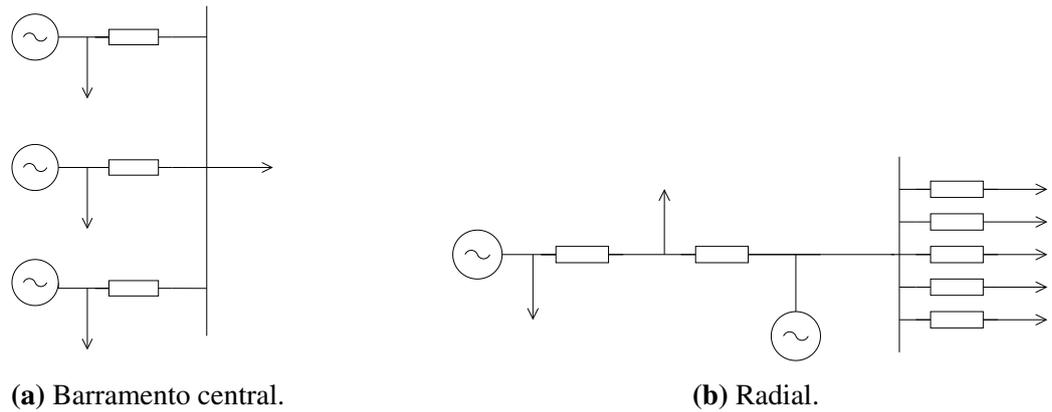
A topologia da MR se refere à forma como os REDs estão conectados para formar a rede de maneira análoga a topologia de redes de comunicação e redes de distribuição de energia elétrica. Dentre as diversas topologias existentes na literatura (Hossain, Kabalci, Bayindir & Perez, 2014; Soshinskaya, Crijns-Graus, Guerrero & Vasquez, 2014; Lopes et al., 2006), serão avaliadas neste trabalho:

- **Barramento central:** nesta topologia todos os REDs, tanto GDs quanto cargas, são conectados a um único ponto central, que pode ser o PAC em uma MR conectada. Essa topologia é relativamente simples de implementar e é adequada para MRs menores com poucos GDs e cargas.
- **Barramentos distribuídos:** mostrada na Figura 2.1, nesta topologia têm-se múltiplos barramentos nos quais os GDs e cargas podem estar conectados, proporcionando maior flexibilidade de conexão dos REDs.

Exemplos das topologias citadas são mostradas na Figura 2.2. Cada tipo de topologia de MR tem suas próprias características e benefícios e a escolha entre elas dependerá das necessidades específicas da aplicação.

## 2.4 Controle hierárquico

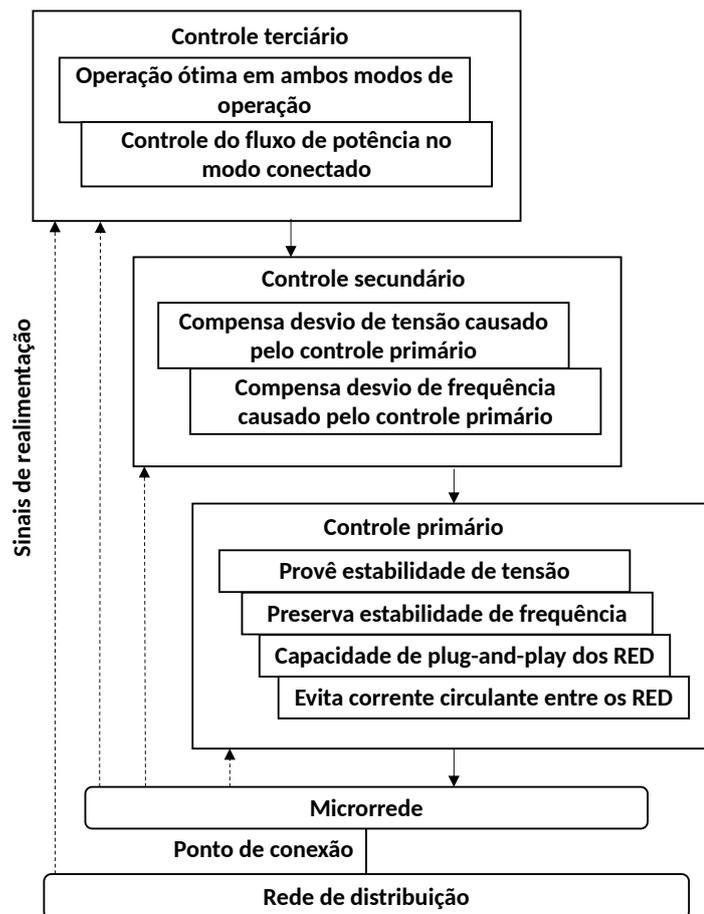
As diversas atividades apresentadas anteriormente para operação de uma MR, exigem tempos e ações de controles distintas, assim sendo, uma estrutura de controle hierárquico se torna mais adequada para aplicações em MR (Guerrero et al., 2011; Bidram & Davoudi, 2012). O controle hierárquico aplicado em uma MR, geralmente apresenta três níveis: controle primário, secundário e terciário, ilustrados na Figura 2.3. As definições dos níveis dos controles



**Figura 2.2:** Topologias de MRs.

Fonte: Adaptado de (Hossain et al., 2014; Planas et al., 2013; Soshinskaya et al., 2014).

podem variar conforme as propostas de diferentes autores na área de controle e operação de MRs, sendo que neste trabalho as definições utilizadas foram as propostas por Guerrero et al. (2011).



**Figura 2.3:** Controle hierárquico em MRs.

Fonte: Adaptado de Bidram & Davoudi (2012).

O controle primário tem como finalidade manter a estabilidade de tensão e frequência da MR, bem como realizar o compartilhamento de potência ativa e reativa entre as GDs da MR. Esse controle é geralmente implementado localmente nos controles dos GDs, apresentando um tempo de resposta na ordem de milissegundos, (Guerrero et al., 2011; Bidram & Davoudi, 2012). Uma descrição mais detalhada do controle primário será apresentada em sequência na Seção 2.5.

A ação do controle primário, quando realizado por meio da abordagem *droop*, acarreta desvios de tensão e frequência na MR, desta forma, o controle secundário atua para corrigir esses desvios de tensão e frequência. O controle secundário é responsável também por realizar o sincronismo da MR com a rede principal. Esse controle atualiza as referências de controle primário, sendo seu tempo de resposta da ordem de vários segundos, ou seja, mais lento que o controle primário (Guerrero et al., 2011; Bidram & Davoudi, 2012; Olivares et al., 2014).

O controle terciário, por sua vez, é responsável por realizar o despacho ótimo da MR atuando sobre o controle secundário e primário, e seu tempo de atuação pode ir de minutos até várias horas (Guerrero et al., 2011; Bidram & Davoudi, 2012).

## 2.5 Controle primário

O controle primário é o primeiro nível do controle hierárquico, com tempo de resposta mais rápido. Após ocorrer o ilhamento, o controle primário é o primeiro a agir para estabilizar a tensão (ou corrente) e a frequência da MR e realizar o compartilhamento de potência entre os GDs. Este controle pode usar canais de comunicação ou ser descentralizado (Bidram & Davoudi, 2012; Planas et al., 2013; Olivares et al., 2014).

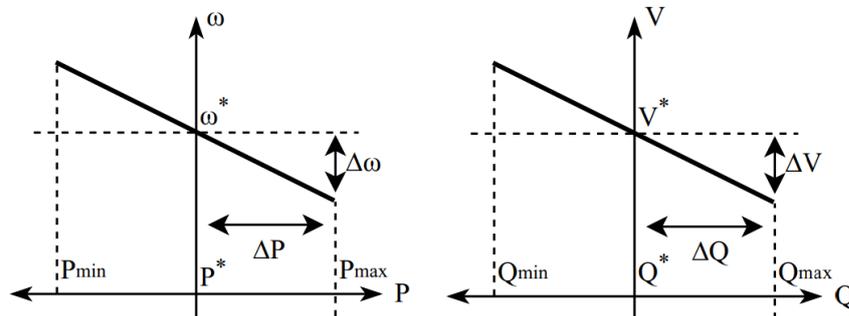
As técnicas de controle primário que utilizam comunicação podem ter desempenho superior na regulação de tensão e frequência e compartilhamento de potência quando comparadas com as técnicas descentralizadas. Além disso, a tensão e a frequência da MR em regime permanente são mais próximas de seus valores de referência quando utilizadas técnicas com comunicação do que com a utilização de técnicas descentralizadas (Planas et al., 2013).

No entanto, essas técnicas requerem canais de comunicação entre os GDs, o que pode resultar em maiores custos e complexidade dos controles, além de reduzir a confiabilidade e a característica *plug-and-play* dos GDs (Planas et al., 2013; Bijaieh, Anubi & Konstantinou, 2020; Keyvani-Boroujeni, Fani, Shahgholian & Alhelou, 2021; Ndeh, Ebot, Akawung, Khan & Emmanuel, 2023).

As técnicas descentralizadas têm sido os métodos de controle primário mais aplicados devido à sua confiabilidade (Planas et al., 2013; Tayab et al., 2017). Essas técnicas geralmente são baseadas no controle *droop*, cuja ideia é imitar o comportamento de um gerador síncrono para os conversores CC/CA (Guerrero et al., 2011).

### 2.5.1 Controle *droop*

Em Lasseter (2002) e Lasseter & Paigi (2004) foi introduzida a necessidade dos controles *droops*  $P - \omega$  e  $Q - V$  para quando há mais de um GD na MR, sendo utilizados principalmente no modo ilhado de operação. Ambos os controles são necessários para realizar o correto compartilhamento de potência ativa e reativa, sem a necessidade de canais de comunicação entre os GDs, assim como evitar correntes circulantes entre os geradores distribuídos e oscilações de potência reativa e tensão. As relações de *droop* podem ser visualizadas de forma gráfica na Figura 2.4 e são expressas nas Equações (2.1) e (2.2):



**Figura 2.4:** *Droops*  $P - \omega$  e  $Q - V$  em MRs.

Fonte: Adaptado de (Guerrero, Matas, Garcia De Vicunagarcia De Vicuna, Castilla & Miret, 2006).

$$\omega_o = \omega^* - k_P(P - P^*) \quad (2.1)$$

$$V_o = V^* - k_Q(Q - Q^*) \quad (2.2)$$

em que  $\omega^*$  e  $V^*$  são os valores de referência de frequência e tensão do GD,  $P$  e  $Q$  são os valores médios da potência ativa e reativa lidos em um ciclo,  $k_P$  e  $k_Q$  são os coeficientes de *droop*,  $P^*$  e  $Q^*$  são valores de referência da potência ativa e reativa, e  $\omega_o$  e  $V_o$  serão os valores de referência fornecidos para o controle de frequência e tensão do GD.

As escolhas de frequência e tensão mínimas são feitas de acordo com os limites operativos que se deseja operar. Além disso, a escolha dos valores de *droop* tem grande influência tanto na regulação de tensão e frequência como no compartilhamento de potência entre as fontes. Maiores valores de *droop* melhoram o compartilhamento de potência, mas levam a desvios maiores dos valores nominais de tensão e frequência, o que pode resultar em instabilidade (Han et al., 2016).

Para especificar a potência que cada GD deve assumir diante de uma variação de carga, os coeficientes de *droop* devem ser especificados de modo inverso em relação a potência nominal do GD, conforme a Equação 2.3 e Equação 2.4 (Tuladhar, Jin, Unger & Mauch, 1997; He, Li, Guerrero, Blaabjerg & Vasquez, 2013).

$$k_{P_1} \cdot P_{nom,1} = k_{P_2} \cdot P_{nom,2} = k_{P_i} \cdot P_{nom,i} \quad (2.3)$$

$$k_{Q_1} \cdot Q_{nom,1} = k_{Q_2} \cdot Q_{nom,2} = k_{Q_i} \cdot Q_{nom,i} \quad (2.4)$$

em que  $k_{P_1}$  até  $k_{P_i}$  são os coeficientes de *droop* da potência ativa e  $P_{nom,1}$  até  $P_{nom,i}$  são as potências ativas nominais de cada GD. Similarmente,  $k_{Q_1}$  até  $k_{Q_i}$  são os coeficientes de *droop* da potência reativa e  $Q_{nom,1}$  até  $Q_{nom,i}$  são as potências reativas nominais de cada GD, respectivamente.

O método *droop* apresenta algumas desvantagens (Bidram & Davoudi, 2012; Tayab et al., 2017):

- A premissa do acoplamento da frequência com a potência ativa e da tensão com a potência reativa é baseada em linhas altamente indutivas. No entanto, em redes de distribuição, as linhas são predominantemente resistivas, conduzindo a baixas relações  $X/R$  na rede, o que provoca um acoplamento entre potência ativa e reativa. Este acoplamento afeta o correto compartilhamento de potência ativa e, principalmente, reativa entre os inversores e pode comprometer o comportamento transitório e a estabilidade da MR.
- A escolha dos coeficientes *droops* influencia de maneira oposta nos desvios de frequência/tensão e no compartilhamento de potência ativa e reativa. Quanto menores forem os coeficientes, menores serão os desvios de frequência e tensão de seus valores nominais, porém, maior é o erro do compartilhamento de potência reativa. De maneira similar, para coeficientes maiores, os desvios de frequência e tensão serão maiores, contudo, o erro no compartilhamento de potência será menor.
- Diferentemente da frequência que em regime permanente é uma variável global na MR, a amplitude da tensão pode ser diferente ao longo da MR, devido às diferentes potências nominais dos GDs, potências das cargas e diferenças de impedâncias das linhas e das impedâncias de saída dos GDs. Consequentemente, o compartilhamento de potência reativa entre os GDs da MR é afetado.

Estas desvantagens têm sido discutidas na literatura e várias propostas de melhorias na implementação convencional do *droop* têm sido apresentadas, tais como o *droop* resistivo (Sao & Lehn, 2006), *droop* generalizado (De Brabandere, Bolsens, Van den Keybus, Woyte, Driesen, Belmans & Leuven, 2004), impedância virtual (Guerrero, de Vicuna, Matas, Castilla & Miret, 2004), entre outros (Bidram & Davoudi, 2012; Olivares et al., 2014; Han et al., 2016). Entre essas propostas de controle, a impedância virtual tem se destacado como uma das mais promissoras.

### 2.5.2 Impedância virtual

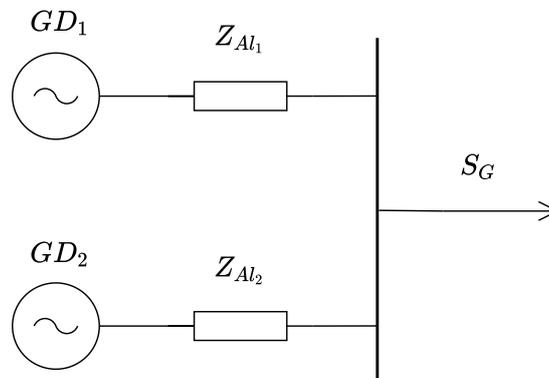
O conceito da impedância virtual como uma modificação no *droop* foi proposto pela primeira vez nos trabalhos de Chiang, Yen & Chang (2001) e Engler (2000), e utilizado em MRs visando melhorar o compartilhamento de potência nos trabalhos de Guerrero et al. (2004) e Guerrero, Berbel, Matas, Sosa, Cruz & Alentorn (2005).

O funcionamento da impedância virtual se faz por meio da modificação da tensão de referência para o controle de tensão do GD, através de uma queda de tensão virtual após a tensão de saída do *droop*  $Q - V$ . Essa modificação é expressa pela equação:

$$V_{ref} = V_o - Z_V i_o \quad (2.5)$$

em que  $Z_V$  é a impedância virtual, que é um valor arbitrário, e  $i_o$  é a corrente de saída do GD,  $V_o$  é a tensão de saída do controle *droop* e  $V_{ref}$  será o valor de referência fornecido para o controle de tensão do GD após ser modificado pelo acréscimo da impedância virtual. Maiores detalhes sobre os modelos dos controles do inversor podem ser encontrados no Capítulo 3.

Para exemplificar o problema do compartilhamento de potência reativa do *droop*, e a capacidade da impedância virtual, essa Seção traz algumas simulações realizadas com o ambiente de simulação *Simulink* na MR teste da Figura 2.5, e cujos dados são mostrados na Tabela 2.1.



**Figura 2.5:** MR teste.

Como pode ser observado na Tabela 2.1, as potências nominais de ambos os GDs, assim como seus coeficientes de *droop* são iguais, de modo que, de acordo com a Equação (2.3) e (2.4), é esperado que as potências ativas e reativas de ambos os GDs sejam iguais em regime permanente. Esse cenário de fato acontece no Caso A, como a impedância do alimentador  $Z_{Al_1}$  é igual a impedância do alimentador  $Z_{Al_2}$ , a potência reativa se divide igualmente entre os GDs, conforme mostra a Figura 2.6.

Já para o Caso B, em que a reatância do alimentador  $Z_{Al_1}$  é de  $0,5 \Omega$ , o compartilhamento da potência reativa é significativamente afetado, conforme pode ser visto na Figura 2.7b. O compartilhamento da potência ativa (Figura 2.7a) em regime permanente por sua vez não é

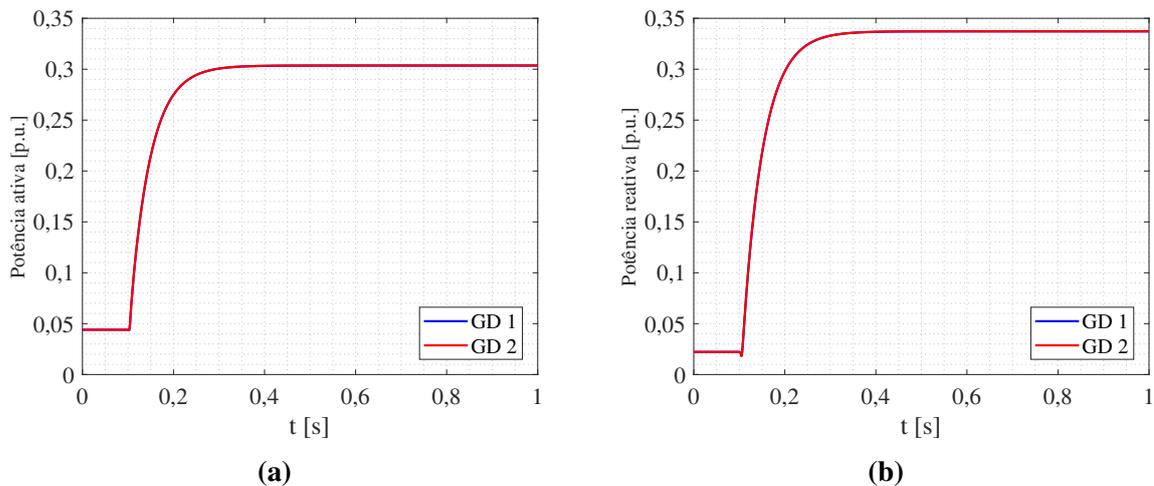
GDs			
$S_{GD_1}$	10 kVA	$S_{GD_2}$	10 kVA
$k_{P_1}$	0,01	$k_{P_2}$	0,01
$k_{Q_1}$	0,15	$k_{Q_2}$	0,15
Carga			
$S_G$	15 kVA	$FP$	0,85
Alimentador $Z_{Al_1}$			
Caso A		Caso B	
$R_{Al_1}$	$0,2 \Omega$	$R_{Al_1}$	$0,2 \Omega$
$X_{Al_1}$	$1 \Omega$	$X_{Al_1}$	$0,5 \Omega$
Alimentador $Z_{Al_2}$			
$R_{Al_2}$		$0,2 \Omega$	
$X_{Al_2}$		$1 \Omega$	

**Tabela 2.1:** Dados da MR teste.

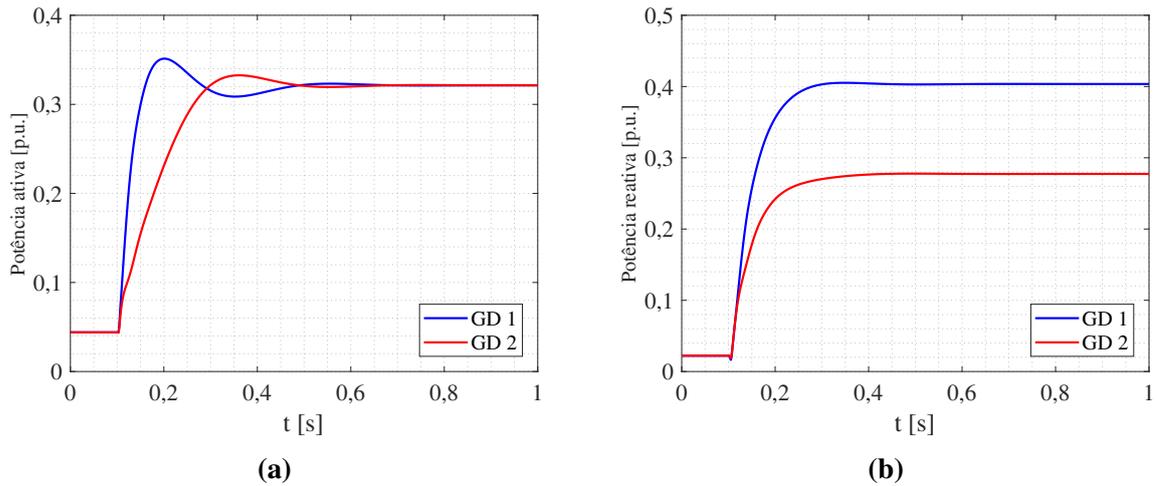
afetado em ambos os casos devido à característica global da frequência.

Por fim, na Figura 2.8 são mostradas a potência ativa (a) e reativa (b) com a utilização da impedância virtual, adicionando virtualmente à impedância de saída do GD 1 uma reatância de  $0,5 \Omega$ , de modo a tornar aproximadamente igual a impedância equivalente vista por cada GD. Novamente, enquanto o compartilhamento de potência ativa não é afetado, pode ser observado que a impedância virtual é capaz de corrigir o compartilhamento de potência reativa.

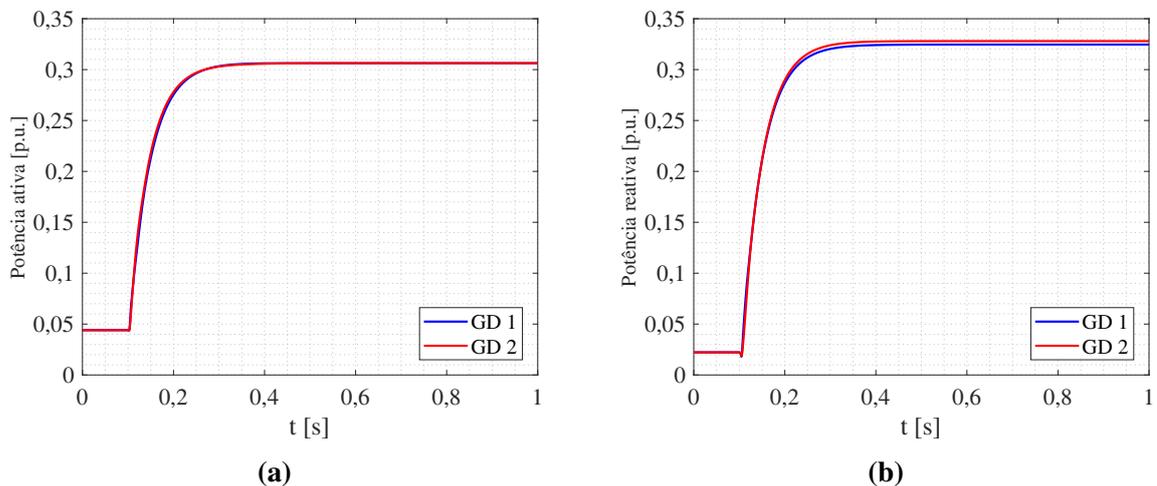
Ressalta-se que compartilhamento de potência não deve ser necessariamente sempre corrigido, como em caso de cargas extremamente distantes eletricamente, uma vez que o transporte de potência reativa causa aumento de corrente e conseqüentemente quedas de tensão ao longo da MR. No caso de MRs em que as distâncias são menores e as cargas mais próximas da geração, como a MR apresentada, a correção do compartilhamento reativo torna-se vantajosa para equilibrar as gerações.



**Figura 2.6:** Potência ativa (a) e reativa (b) dos dois GDs para o Caso A com impedâncias iguais para os alimentadores.



**Figura 2.7:** Potência ativa (a) e reativa (b) dos dois GDs para o Caso B com impedâncias diferentes para os alimentadores.



**Figura 2.8:** Potência ativa (a) e reativa (b) dos dois GDs com linhas diferentes e impedância virtual.

Outro aspecto a ser notado na Figura 2.8 é que o compartilhamento de potência reativa não é exato, como era no caso com linhas iguais (Figura 2.6b), ou seja, o valor da impedância virtual a ser adicionado para igualar impedâncias de saída dos GDs não é exatamente o mesmo valor da diferença de impedância física entre estes. Isso ocorre devido à não linearidade dos controles, sendo que em cenários de carga pesada essa diferença pode ser ainda mais expressiva.

Ainda, pelo fato de a MR teste da Figura 2.5 ser pequena, com apenas dois GDs diretamente conectados à carga por meio de um alimentador, o valor da impedância virtual a ser aplicado em caso de linhas diferentes foi de fácil determinação. Todavia, esse valor não pode ser calculado desta forma em MRs que difiram desta topologia específica, sendo necessários métodos como cálculo da impedância de saída do GD ou métodos heurísticos de otimização, sendo que esse cálculo se torna complexo quanto maior o tamanho da MR, tipos e localizações das cargas.

Sendo assim, fixar o valor da impedância virtual pode ser adequado para MRs de pequeno porte, mas para MRs maiores e mais complexas, faz-se necessário um esquema de controle que adapte, em tempo real, o valor da impedância virtual conforme o ponto de operação da MR. Logo, o objetivo deste trabalho é estudar técnicas de impedância virtual com aplicação no compartilhamento de potência reativa entre GDs em uma MR, e verificar suas vantagens, desvantagens e aplicações para diferentes topologias de MRs.

# Capítulo 3

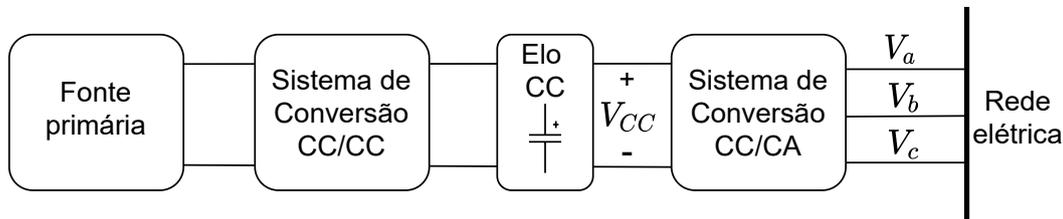
## Modelos dos REDs

Para o estudo e simulação dos REDs em MRs são necessários modelos elétricos que representem as fontes primárias, os sistemas de controle e conversores eletrônicos de potência associados. Neste capítulo serão apresentados os modelos de controle dos conversores eletrônicos de potência utilizados nas MRs testadas neste trabalho.

### 3.1 Representação de um conversor

O nível de detalhamento da modelagem de um RED depende do objetivo de estudo a ser realizado na MR (Yazdani & Iravani, 2010; Ioris, de Godoy, Felisberto, Poloni, de Almeida & Marujo, 2021), sendo que no presente trabalho duas topologias foram utilizadas. A primeira, mais completa, utiliza uma representação da fonte primária de energia, o sistema de conversão CC/CC, o elo CC e o sistema de conversão CC/CA. O diagrama de blocos desse sistema é mostrado na Figura 3.1.

Para estudos que visam o comportamento dos REDs em regime dinâmico, análise de contingências ou de estabilidade diante de grandes perturbações, como ilhamento, esse modelo mais completo é mais indicado (Ioris et al., 2021).

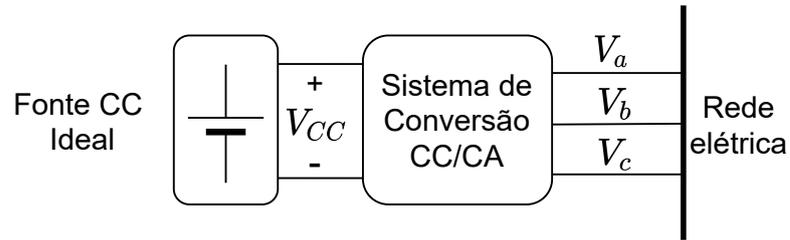


**Figura 3.1:** Modelo completo da conexão CC-CA de um conversor.

Já a segunda topologia, a qual é mostrada na Figura 3.2, esta utiliza uma versão reduzida da parte conectada até o elo CC, substituindo tudo por uma fonte de tensão ideal, conectada diretamente ao sistema de conversão CC/CA, o qual faz interface com a rede.

O modelo reduzido pode ser suficientemente adequado para estudos que foquem no regime permanente, como estudos de compartilhamento de potência, como o caso deste traba-

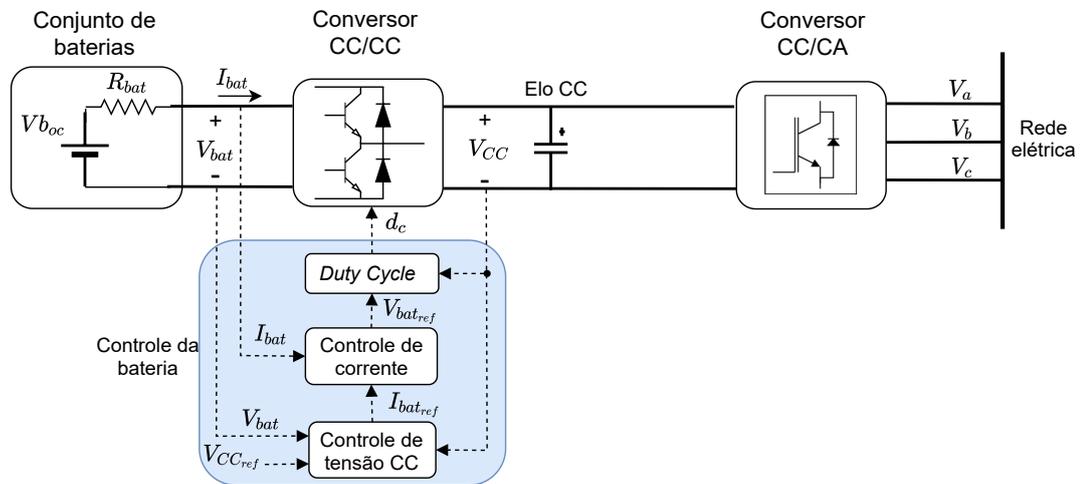
lho, economizando esforço computacional e tempo de implementação e simulação (Ioris et al., 2021).



**Figura 3.2:** Modelo reduzido com fonte CC ideal da conexão CC-CA de um conversor.

## 3.2 Representação da fonte primária com bateria

Embora existam modelos mais complexos de representação de uma bateria elétrica (Delille, Francois & Malarange, 2012; Pegueroles-Queralt, Bianchi & Gomis-Bellmunt, 2014; Bazargan, Bahrani & Filizadeh, 2018; Farrokhhabadi, König, Cañizares, Bhattacharya & Leibfried, 2018), neste trabalho esta foi representada como uma fonte de tensão em série com uma resistência equivalente, como mostra a Figura 3.3.



**Figura 3.3:** Topologia do modelo completo da bateria.

Fonte: Adaptado de (Delille et al., 2012; Pegueroles-Queralt et al., 2014; Farrokhhabadi et al., 2018).

A tensão  $V_{bat_{oc}}$  é a tensão de circuito aberto da bateria, sendo que esta varia conforme o estado de carga (SoC - *State of Charge*) da célula, e a resistência  $R_{bat}$  é um agrupamento de resistência interna, perdas por difusão e por transferência de carga (Gkountaras, 2017). Todos esses valores devem ser encontrados por meio de ensaios. Em Gkountaras (2017) foi obtido um modelo para uma bateria de 5 Ah e um SoC fixo de 50 %, com  $V_{oc} = 3,7$  V e um valor de resistência da célula  $R_{cel} = 184$  m $\Omega$ , sendo que esses valores foram utilizados para representar

a bateria neste trabalho.

A fim de utilizar a bateria como um RED em MRs é necessário formar combinações de células em série (aumentando a tensão equivalente) e paralelo (aumentando a capacidade de corrente). Utilizando as relações de associações de circuitos em série e paralelo ( $N_{serie}$  como a quantidade de células em série e  $N_{paralelo}$  em paralelo), a tensão e resistência do circuito equivalente podem ser expressas por:

$$V_{bat_{oc}} = V_{oc} N_{serie} \quad (3.1)$$

$$R_{bat} = R_{cel} \frac{N_{serie}}{N_{paralelo}} \quad (3.2)$$

Já o controle de potência da bateria consiste em dois controladores PI em cascata: um controle de corrente interno e um controle de tensão externo, dados pelas equações abaixo:

$$I_{bat_{ref}} = k_{v_b} \left( 1 + \frac{1}{1 + T_{v_b} s} \right) (V_{CC_{ref}} - V_{CC}) \quad (3.3)$$

$$V_{bat_{ref}} = k_{i_b} \left( 1 + \frac{1}{1 + T_{i_b} s} \right) (I_{bat_{ref}} - I_{bat}) \quad (3.4)$$

em que  $k_{v_b}$  é o ganho do controlador de tensão e  $T_{v_b}$  é a constante de tempo deste controle. De maneira análoga,  $k_{i_b}$  e  $T_{i_b}$  são os ganhos e constante de tempo referentes ao controle de corrente da bateria. A saída do controle em cascata resulta no *duty cycle* ( $d_c$ ) responsável por acionar as chaves do sistema de conversão CC/CC, que pode ser modelado por valores médios ou chaves ideais (Yazdani & Iravani, 2010; Gkountaras, 2017). Nesse trabalho o conversor CC foi modelado como um *chopper* de dois quadrantes em série com uma indutância para diminuir o *ripple*.

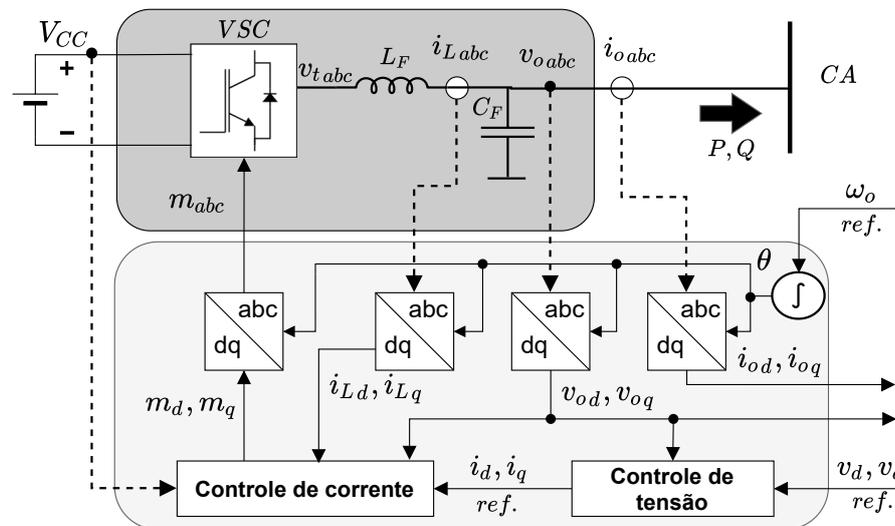
### 3.3 Sistema de conversão CC/CA

Um conversor eletrônico de potência é um circuito de múltiplas portas composto de chaves eletrônicas e componentes passivos, como capacitores e indutores. Sua principal função é realizar a troca de energia entre subsistemas elétricos que não podem ser conectados diretamente entre si, por possuírem características diferentes, tais como frequência, forma de onda de tensão e corrente, ângulo de fase e número de fases, sendo que os conversores CC/CA têm como característica a conversão de corrente CC para CA (Yazdani & Iravani, 2010).

Uma das formas de classificar um conversor é com relação a fonte do lado CC. Um conversor é chamado de CSC (*Current-Sourced Converter*) se a sua fonte de energia pode ser modelada como uma fonte de corrente, ou seja, a polaridade da corrente não muda, enquanto a tensão CC apresenta polaridade variável conforme a direção do fluxo de potência.

Já no caso da fonte de energia se comportar como uma fonte de tensão, ou seja, a tensão CC mantém sua polaridade constante, enquanto a corrente apresenta polaridade variável a depender do sentido do fluxo de potência, o conversor é chamado de VSC (*Voltage-Sourced Converter*). Ainda, o VSC pode ser controlado por corrente ou tensão, sendo que a última abordagem é mais utilizada para modelagem de REDs (Yazdani & Iravani, 2010).

Na Figura 3.4 é apresentada o diagrama de blocos de um VSC controlado por tensão em conjunto com os seus controles, os quais foram representados no sistema de coordenadas  $dq0$  (Transformada de Park), um dos mais utilizados na literatura para modelagem de sistemas de controle.



**Figura 3.4:** Modelo de um VSC em  $dq0$ .  
Fonte: Adaptado de (Yazdani & Iravani, 2010).

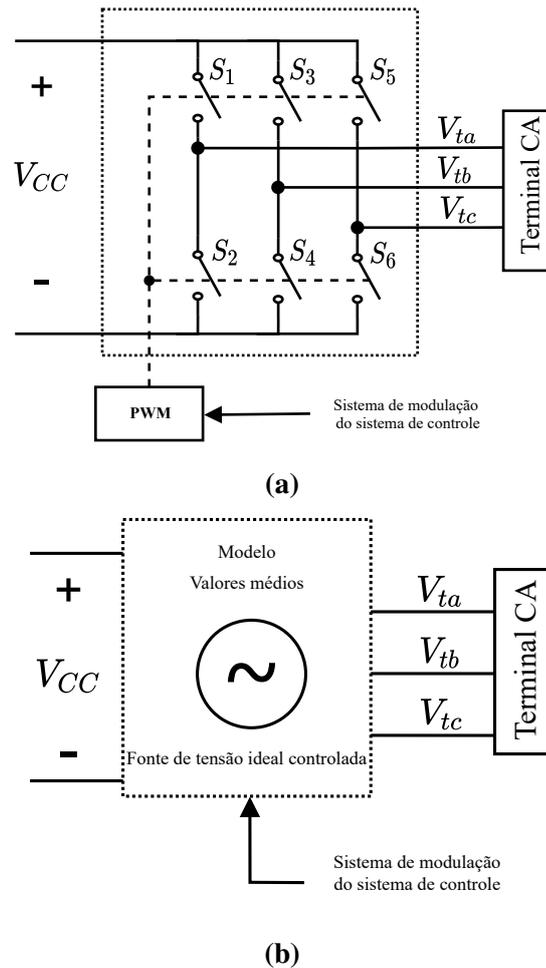
O modelo chaveado (Figura 3.5a) representa a dinâmica das chaves eletrônicas modeladas como chaves ideais controladas por meio de uma técnica de PWM (*Pulse Width Modulation*). Já o modelo de valores médios (Figura 3.5b) utiliza fontes de tensão ideais controladas e despreza as dinâmicas de alta frequência da comutação das chaves (Yazdani & Iravani, 2010).

Portanto, de maneira análoga a representação da fonte primária do RED, o modelo de valores médios apresenta uma resposta dinâmica semelhante o suficiente para estudos com foco no regime permanente e que demandam menor esforço computacional.

### 3.4 Filtro do conversor

O filtro é um componente essencial para o conversor devido à existência de frequências indesejadas na saída do VSC, advindas do processo de chaveamento do conversor, sendo que a sua função é reduzir os harmônicos de alta frequência da tensão e corrente da saída.

Apesar do modelo de valores médios utilizado nesse trabalho não representar o chavea-



**Figura 3.5:** Modelo chaveado (a) e modelo de valores médios (b) de um VSC virtual.

mento do VSC, o filtro ainda é necessário para representar corretamente o conversor, pois ele influencia na dinâmica dos controles do VSC.

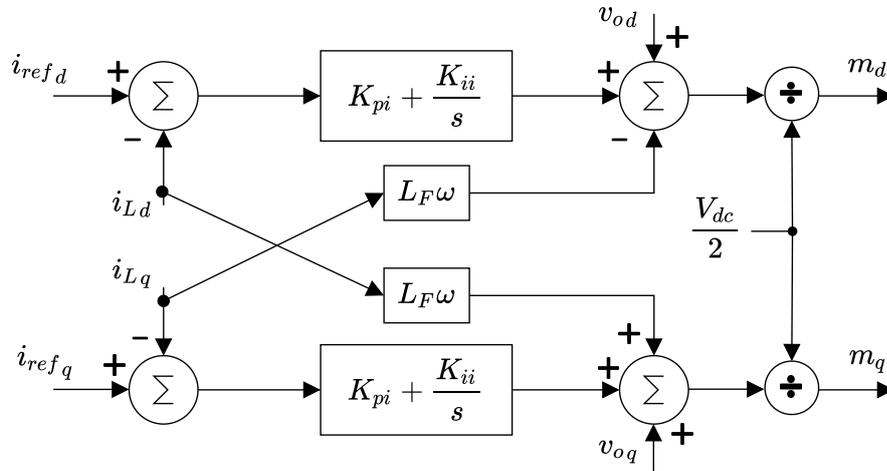
As possíveis configurações de filtros são diversas, sendo que as topologias mais consolidadas são os filtros passivos, como LC e LCL, que atenuam o comportamento harmônico e fornecem maior estabilidade ao sistema, simultaneamente, devido à inserção de uma impedância com alta relação  $X/R$  (Calzo, Lidozzi, Solero & Crescimbin, 2013; Jayaraman, Sreedevi & Balakrishnan, 2013; Reznik, Simões & Muyeen, 2014). Os parâmetros de filtro LCL utilizados nesse trabalho foram dimensionados conforme o trabalho de (Reznik et al., 2014).

### 3.5 Controles internos

Os controles internos do VSC controlado por tensão, conforme podem ser vistos na Figura 3.4, são o controle de corrente e controle de tensão. Ambos são representados com controladores Proporcional-Integrativo (PI) e colocados em cascata, sendo que devem estar separados por largura de banda de frequência, de modo a assegurar que o controle de corrente seja mais rápido

que o controle de tensão, e preservar a estabilidade do VSC (Mohamed & El-Saadany, 2008).

A Figura 3.6 mostra a topologia interna do controle de corrente.



**Figura 3.6:** Topologia do controle de corrente.  
Fonte: Adaptado de (Yazdani & Iravani, 2010).

Os multiplicadores  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$  são os ganhos proporcional e integrativo, respectivamente, que são ajustados conforme ((Yazdani & Iravani, 2010)):

$$K_{pi} = L_F / \tau_i \quad (3.5)$$

$$K_{ii} = (R_F + r_{on}) / \tau_i \quad (3.6)$$

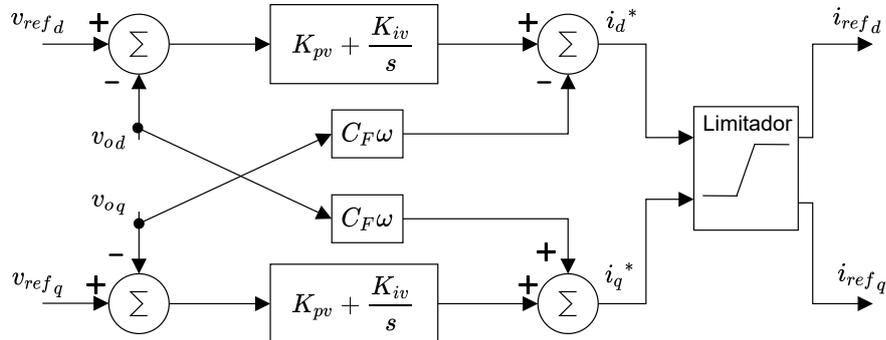
em que  $\tau_i$  é a constante de tempo do sistema em malha fechada resultante,  $R_F$  é a resistência do indutor  $L_F$  e  $r_{on}$  é a resistência série das chaves eletrônicas de comutação do conversor.

As demais variáveis são:

- $i_{ref_d}$  e  $i_{ref_q}$  são as referências de corrente de eixo direto e quadratura fornecidas pela saída do controle de tensão;
- $i_{L_d}$  e  $i_{L_q}$  são as medições de corrente de eixo direto e quadratura, medidas na saída do filtro;
- $L_F$  é a indutância do filtro do conversor;
- $v_{od}$  e  $v_{oq}$  são as medições de tensão de eixo direto e quadratura, medidas na saída do filtro e utilizadas para as malhas de *feed-forward*;
- $V_{cc}$  é a tensão CC do conversor;
- $m_d$  e  $m_q$  são os coeficientes de modulação fornecidos ao VSC.

Já a Figura 3.7 mostra a topologia do controle de tensão, em que, de maneira análoga ao controle de corrente, os coeficiente  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  são o ganho proporcional e integrativo do

controlador, e  $C_F$  é a capacitância do filtro utilizada para o desacoplamento entre as tensões de eixo direto e quadratura.



**Figura 3.7:** Topologia do controle de tensão.

Fonte: Adaptado de (Yazdani & Iravani, 2010).

O controlador de tensão foi projetado usando o método simétrico ótimo (Yazdani & Iravani, 2010; Gkountaras, 2017), e seus ganhos podem ser calculados como:

$$K_{pv} = C_f \omega_{cr} \quad (3.7)$$

$$K_{iv} = z C_f \omega_{cr} \quad (3.8)$$

Sendo que  $\omega_{cr}$  é a frequência de *crossover*, que pode ser calculada por:

$$\omega_{cr} = \sqrt{z\tau^{-1}} \quad (3.9)$$

Para calcular o valor de  $\tau$ , pode ser utilizado a função de transferência do controle de tensão em malha aberta dada por:

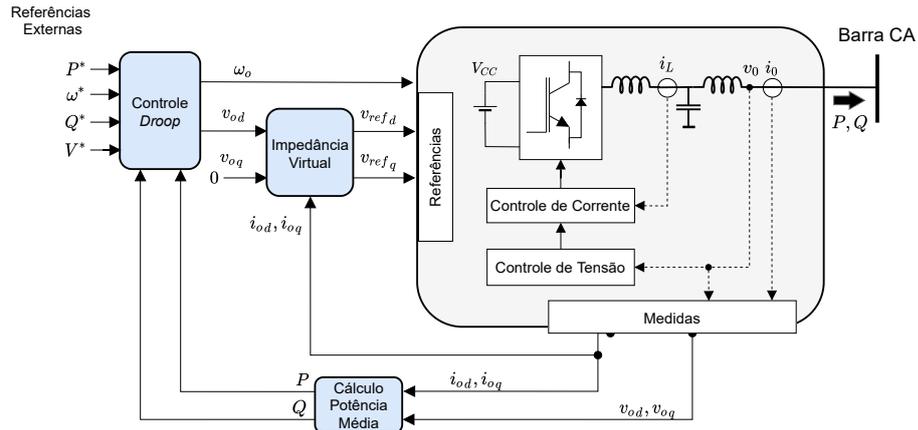
$$G_i(s) = 1/(\tau_i s + 1) \quad (3.10)$$

Já o valor de  $z$  é calculado selecionando uma margem de fase para a função de transferência anterior. Um bom valor de ajuste sugerido por Yazdani & Iravani (2010) é de  $45^\circ$ .

A estrutura de controle em cascata do VSC controlado por tensão oferece a vantagem de inserir uma limitação de referência de corrente entre o nível de controle de tensão e o nível de controle de corrente, o que protege o VSC contra sobrecorrentes.

### 3.6 Topologia do controle de potência

Na Figura 3.8 é mostrada a topologia do controle primário em forma do controle *droop* associado ao bloco do VSC, com a inclusão da impedância virtual.



**Figura 3.8:** Topologia do controle primário com *droop*.

Fonte: Adaptado de (Yazdani & Iravani, 2010).

As medições de tensão ( $v_{od}$  e  $v_{oq}$ ) e de corrente ( $i_{od}$  e  $i_{oq}$ ) são extraídas da saída do filtro e calculadas as potências médias por ciclo ( $P_o$  e  $Q_o$ ) através das expressões:

$$P = \frac{3}{2}(v_{od}i_{od} + v_{oq}i_{oq}) \quad (3.11)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{oq}i_{od} - v_{od}i_{oq}) \quad (3.12)$$

As potências  $P$  e  $Q$  são utilizadas nas Equações (2.1) e (2.2) para gerar as referências  $v_{od}$  e  $\omega_o$ , sendo que  $v_{oq}$  é mantido constante em zero. Ambos os valores de tensão  $v_{od}$  e  $v_{oq}$  são modificados pela inserção da impedância virtual utilizando a Equação (2.5) e transformados nos valores de referência  $v_{ref_d}$  e  $v_{ref_q}$  do controle de tensão do VSC.

# Capítulo 4

## Estratégias de controle

No Capítulo 2 foi introduzido o controle *droop* e o problema do compartilhamento de potência reativa em MRs com múltiplos GDs. Foi mostrado também que a impedância virtual pode ser utilizada para corrigir este problema, mas que a técnica precisa de melhorias como a forma de cálculo do valor da impedância.

A seguir serão analisadas algumas das principais abordagens propostas na literatura que utilizam a impedância virtual com foco no problema do compartilhamento de potência reativa.

### 4.1 Introdução

Como visto anteriormente, o controle *droop* é o método de controle mais consolidado no controle de MRs. Entretanto, a sua aplicação levantou a necessidade de um estudo mais elaborado a respeito da viabilidade desse controle. Isso porque o *droop* convencional foi projetado para longas linhas de transmissão de alta tensão, em que a reatância ( $X$ ) é consideravelmente maior que a resistência ( $R$ ), ou seja, as linhas apresentam uma alta relação  $X/R$ .

Já as MRs frequentemente se situam nos sistemas de distribuição de baixa tensão nos quais as distâncias são menores, ou seja, é possível ter relação  $X \simeq R$  ou até mesmo  $R > X$ .

Inicialmente, essa questão foi levantada em Engler & Sultanis (2005), o qual apontou que em sistemas altamente resistivos, a potência ativa é fortemente acoplada com a tensão, e a potência reativa, com a frequência angular, caso contrário dos sistemas de potência convencionais.

Foram propostos nos anos seguintes a respeito de controles *droop*  $P - V$  e  $Q - \omega$  para MRs com alta relação  $R/X$ , mas se verificou que o compartilhamento de potência ativa foi afetado, ao invés da reativa (Sao & Lehn, 2006).

Para os casos em que a relação  $X/R$  das linhas é mista, isto é, a reatância é aproximadamente da mesma ordem da resistência, De Brabandere et al. (2004) propôs um método combinando a potência ativa e reativa em ambos os controles *droop* que foi capaz de efetivamente desacoplar as potências ativa e reativa. Em contrapartida, o erro no compartilhamento de

potência ocorreu tanto na ativa quanto na reativa com esse método de controle.

Nesse contexto surgiu a técnica da impedância virtual como forma de manipular a característica das impedâncias das linhas em uma MR. Nas MRs que as linhas não fossem suficientemente reativas ou resistivas, a reatância ou resistência equivalente das linhas poderia ser alterada virtualmente com a utilização da técnica para aumentar a relação  $X/R$  da forma desejada.

Em Guerrero et al. (2005), os autores demonstraram a utilização da resistência virtual com sucesso na correção do problema do compartilhamento de potência, no entanto, permaneceu a lacuna de como determinar os valores da impedância virtual a ser utilizada em diferentes topologias de MRs. Neste trabalho foi recomendado que a impedância virtual fosse projetada para ser um valor expressivamente maior que a impedância equivalente vista pelo GD, de modo que a última possa ser desprezada. Entretanto, isso nem sempre é possível, pois quanto maior o valor da impedância virtual, maior será a queda de tensão, podendo ocasionar um afundamento de tensão e instabilidade da MR.

Ainda, o valor da impedância virtual a ser inserido é dependente do cenário de carga da MR, tornando o seu cálculo um verdadeiro desafio, o qual vários autores têm proposto soluções com as mais diversas abordagens.

Em Zhu et al. (2015) foi introduzido um controle de impedância virtual com conceito de impedância equivalente, que é calculado através de algoritmos de otimização de forma off-line enquanto as diferenças são corrigidas em tempo real pelo controle local do GD.

Já em An, Liu, Liu & Wang (2018) discutiram sobre um método descentralizado, que usa um controle de tensão constante. Nesta técnica, a taxa de variação da impedância virtual está relacionada com a potência reativa, assim, o compartilhamento da potência reativa pode ser alcançado. Contudo, os parâmetros do método devem ser cuidadosamente projetados, ou poderão ocorrer problemas de estabilidade.

Zhang, Song & Wang (2019) utilizam o conceito de impedância equivalente e um controle de impedância virtual adaptativo que também considera as diferenças de indutor externo, carga local e impedâncias entre GDs paralelos.

Em An, Liu & Liu (2019) foi apresentado um método de ajuste de impedância virtual baseado em aproximações sucessivas, alternando os controles entre o modo *droop* e o modo de ajuste de impedância virtual por vários ciclos, mas o método é demonstrado apenas para MRs com barramento central e a faixa de tempo de atuação pode levar várias dezenas de segundos.

An, Liu & Liu (2021) efetuaram uma modificação do método anterior, com a adição de um *trigger* centralizado para sincronizar os controles dos GDs. Este método funciona bem para MRs menores, contudo, os autores não garantem o pleno funcionamento do método para MRs diferentes de topologia de barramento central.

No trabalho de Razi, Iman-Eini, Hamzeh & Bacha (2020) foi sugerido uma estratégia de *droop* Impedância-Potência com esquema de comunicação distribuído para ajustar a impe-

dância virtual. Os autores demonstraram o esquema de controle para MRs com topologia em malha, porém, a técnica requer comunicação entre os GDs, e em caso de falha nos canais de comunicação, o desempenho pode ser afetado.

O trabalho de An, Liu, Liu & Liu (2020) apresentou uma técnica descentralizada com injeção de sinal. Esta técnica combinou o método de *droop* generalizado e impedância virtual, e foi demonstrada para MRs com topologia em malha. No entanto, seu projeto de controle pode ser complicado devido aos harmônicos causados pela injeção de sinal, podendo afetar a forma de onda das grandezas elétricas.

Essa breve revisão mostra que as estratégias de controle que utilizam a impedância virtual para o problema da potência reativa são diversificadas em seu conceito, requisitos de comunicação e aplicações em tipos de MRs e cargas. As estratégias podem ser divididas entre as off-line — que realizam o planejamento e mapeamento dos pontos possíveis de operação de uma MR e otimizam os valores da impedância virtual para cada ponto de operação —, e as de ajuste em tempo real — estratégias nas quais os valores da impedância virtual são determinados durante o funcionamento da MR.

Entre as estratégias off-line, as estratégias podem utilizar algoritmos genéticos (Zhu et al., 2015), análise de pequenos sinais (Nandi et al., 2022), espaço de estados (Göthner, Midtgård, Torres-Olguin & D’Arco, 2018), linearização e mapeamento de polos e zeros (Ahmed et al., 2022) ou ainda análise de estabilidade de Lyapunov (Huang, Vorobev, Hosani, Kirtley & Turitsyn, 2017).

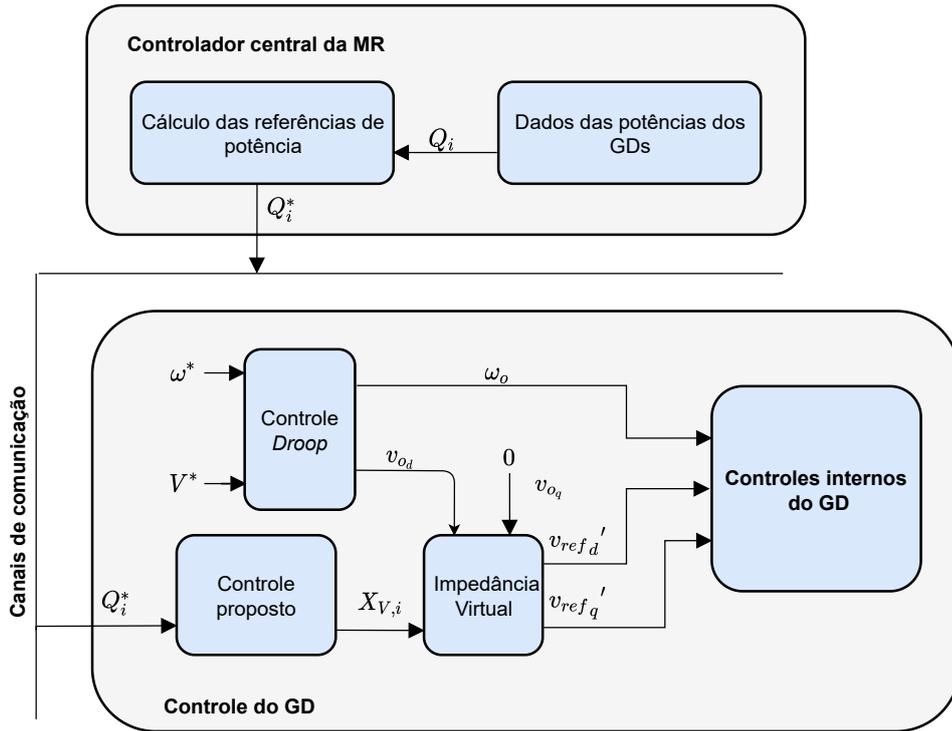
Já as estratégias de ajuste em tempo real podem ser divididas entre as descentralizadas e as que utilizam canais de comunicação. Entre as descentralizadas, pode-se utilizar injeção de sinal (Liu, Liu, Liu, An, Zheng & Shi, 2019; An, Liu, Liu & Liu, 2022), controles *droop* adicionais (Vijay, Parth, Doolla & Chandorkar, 2021; Vijay, Dubey & Doolla, 2022), estimação de impedância equivalente (Zhang et al., 2019) ou ainda aproximações iterativas (An et al., 2018, 2019, 2021).

Nas estratégias que utilizam sistemas de comunicação, estes podem ser centralizados (Hoang, Nguyen & Lee, 2016; Mohammed & Ciobotaru, 2020; Pham & Lee, 2021) ou distribuídos (Razi et al., 2020; Lu et al., 2022).

Esse trabalho focou nas técnicas de ajuste em tempo real da impedância virtual e buscou avaliar as abordagens de comunicação central e descentralizada. Como o esquema de comunicação é extremamente relevante para o dimensionamento e especificação do hardware e software de uma MR, foi decidido por avaliar se a parametrização da impedância virtual exige comunicação ou pode ser feita de forma descentralizada. Para isso, foram selecionadas duas técnicas centralizadas e uma descentralizada para comparação. Nas seções seguintes serão mostrados os esquemas de controle das técnicas de impedância virtual selecionadas para implementação e comparação neste trabalho.

## 4.2 Controle Secundário Integrativo

Em Hoang et al. (2016) foi proposta uma estratégia de impedância virtual adaptativa para MRs ilhadas, a qual utiliza um controlador central com canais de comunicação bidirecionais para medir a potência reativa de cada GD e através de uma ação de controle integrativa, calcular a referência de potência de modo a ajustar a impedância virtual complexa de cada GD. O diagrama de blocos da estratégia é mostrado na Figura 4.1.



**Figura 4.1:** Diagrama de blocos do Controle Secundário Integrativo.  
Fonte: Adaptado de (Hoang et al., 2016).

O cálculo da referência de potência reativa é realizado através da razão entre a somatória das potências reativas medidas e a somatória das potências reativas nominais, multiplicando pela potência nominal de cada GD, conforme:

$$Q_i^* = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3 + \dots + Q_n}{Q_{nom,1} + Q_{nom,2} + Q_{nom,3} + \dots + Q_{nom,n}} Q_{nom,i} \quad (4.1)$$

Essas referências são utilizadas para calcular a reatância virtual expressa por:

$$X_{V,i} = X_{V,i}^* + \frac{k_{iXV}}{s} (Q - Q_i^*) \quad (4.2)$$

em que  $k_{iXV}$  é o ganho integrativo da ação de controle,  $Q$  é a potência reativa fornecida pelo conversor,  $Q_i^*$  é a potência reativa de referência calculada pelo controlador central,  $X_{V,i}^*$  é a reatância virtual de referência e  $X_{V,i}$  é o valor de impedância virtual que o controle do conversor

irá implementar.

Conforme mostrado na Figura 4.1, o controle proposto é integrado no controle local do GD e implementado, simultaneamente, com o controle primário *droop* para aumentar a velocidade de resposta do controle. Devido às suas semelhanças de implementação e tempo de resposta com o controle secundário aplicado em MRs, neste trabalho a técnica apresentada foi chamada de Controle Secundário Integrativo (CS-I).

De acordo com os autores, o CS-I possibilita o ajuste da impedância virtual de cada conversor sem a necessidade de informações tais como impedâncias dos alimentadores, previsões de carga ou estimação on-line da impedância equivalente entre o conversor e o PAC. Além disso, a técnica é de fácil implementação, sendo a forma mais simples de cálculo da impedância virtual, utilizando apenas um controlador central e com apenas o ganho  $k_{iXV}$  para ser parametrizado. No entanto, os autores demonstraram o funcionamento da técnica apenas para uma MR com barramento central, e não foi avaliado os efeitos de atraso ou interrupção dos canais de comunicação.

Devido a simplicidade de implementação da técnica e seu potencial de funcionamento em qualquer topologia de MR, o CS-I foi selecionado para uma avaliação mais aprofundada, particularmente nos aspectos que ainda não foram testados, como diferentes topologias, atraso e interrupção de comunicação.

### 4.3 Controle Secundário Proporcional-Integrativo

No trabalho de Pham & Lee (2021) os autores propuseram uma estratégia de impedância virtual adaptativa para MRs ilhadas também com controlador central, mas com algumas modificações relevantes.

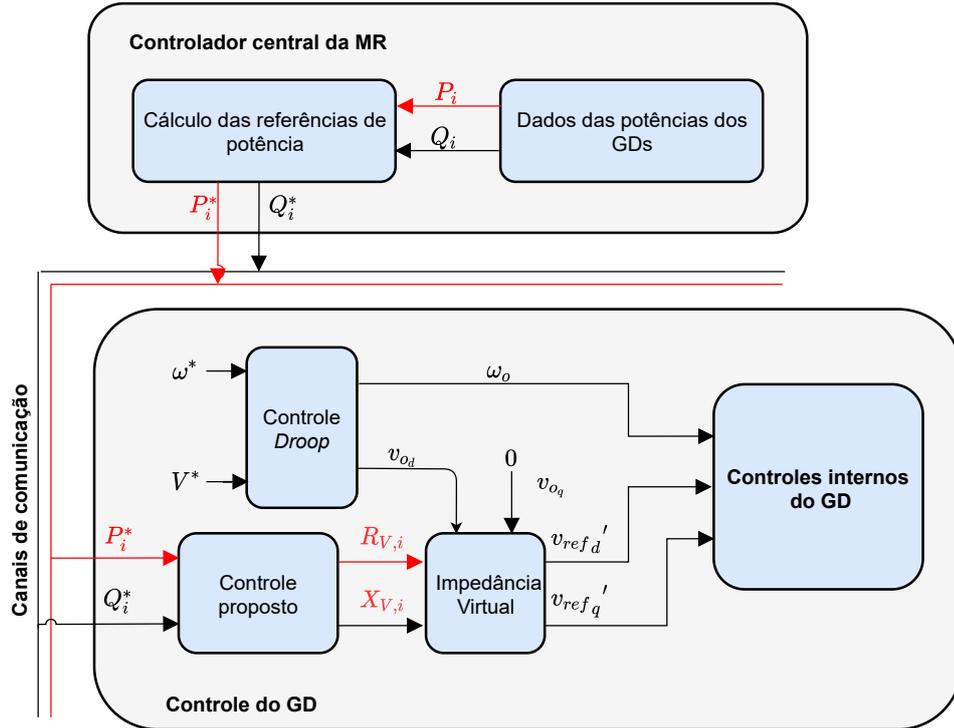
Na técnica modificada, a ação de controle deixa de ser puramente integrativa e passa a contar com uma ação proporcional, a impedância virtual agora é composta por resistência e reatância virtuais. Por fim, o controlador central realiza a leitura da potência ativa além da reativa para melhorar a performance e detecção de variação de carga.

O diagrama de blocos da técnica — chamada neste trabalho de Controle Secundário Proporcional-Integrativo (CS-PI) — é mostrado na Figura 4.2.

Assim como na técnica CS-I, as potências de referência são calculadas por meio da razão da somatória entre as potências medidas e nominais, tanto reativa quanto ativa:

$$P_i^* = \frac{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_{nom,1} + P_{nom,2} + P_{nom,3} + \dots + P_{nom,n}} P_{nom,i} \quad (4.3)$$

$$Q_i^* = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3 + \dots + Q_n}{Q_{nom,1} + Q_{nom,2} + Q_{nom,3} + \dots + Q_{nom,n}} Q_{nom,i} \quad (4.4)$$



**Figura 4.2:** Diagrama de blocos do Controle Secundário Proporcional-Integrativo.  
Fonte: Adaptado de (Pham & Lee, 2021).

Essas referências são utilizadas para calcular a impedância virtual, sendo que a reatância é expressa por:

$$X_{V,i} = \left( K_{pXV} + \frac{K_{iXV}}{s} \right) (Q_i^* - Q) \quad (4.5)$$

em que  $K_{pXV}$  e  $K_{iXV}$  são os ganhos proporcional e integrativo do controlador PI;  $Q$  é a potência reativa fornecida pelo conversor;  $Q_i^*$  é a potência reativa de referência calculada pelo controlador central; e  $X_{V,i}$  é o valor de impedância virtual que o controle do conversor irá implementar.

Já a resistência virtual  $R_{V,i}$  é composta por duas parcelas expressas por:

$$R_{v,i} = \left( K_{pRV} + \frac{K_{iRV}}{s} \right) (Q - Q_i^*) \quad (4.6)$$

$$R_{v_d,i} = \frac{K_{iRd}}{s} (P_i^* - P) \quad (4.7)$$

em que  $K_{pRV}$  e  $K_{iRV}$  são os ganhos proporcional e integrativo da resistência virtual;  $K_{iRd}$  é o ganho integrativo da resistência virtual de amortecimento;  $P$  é a potência ativa fornecida pelo conversor; e  $P_i^*$  é a potência ativa de referência calculada pelo controlador central. A resistência adicional  $R_{v_d,i}$  é uma resistência de amortecimento necessária para atenuar possíveis ressonâncias causadas pelo filtro LC/LCL do conversor.

Por fim, a soma das duas resistências gera a resistência virtual que será implementada pelo controle do conversor.

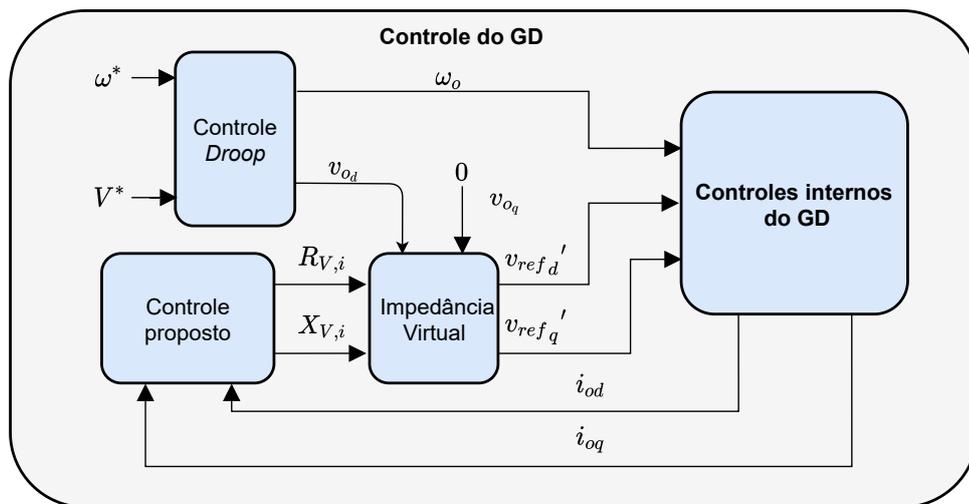
$$R_{V,i} = R_{v,i} + R_{v_d,i} \quad (4.8)$$

Tal como a técnica centralizada anterior, o CS-PI ajusta a impedância virtual sem a necessidade de conhecer os valores de impedância da MR ou dos níveis de carga. Embora a utilização de controladores PI em conjunto com resistência e reatância virtual tem potencial para melhorar o comportamento dinâmico da técnica quando comparado com o CS-I, a implementação do CS-PI é mais complexa por causa da quantidade de ganhos que devem ser parametrizados. De acordo com os autores do CS-PI, os ganhos proporcionais e integrais dos controladores devem ser pequenos para evitar problemas de estabilidade na MR e esta deve ser verificada por meio de técnicas como análise de pequenos sinais.

A técnica CS-PI foi testada também apenas na topologia de barramento central, e os autores demonstraram os efeitos do atraso de comunicação e interrupção temporária de um dos canais de comunicação. Portanto, essa técnica foi selecionada para verificar se a complexidade extra é justificável, assim como avaliar o comportamento da MR em caso de falhas na comunicação por grandes períodos de tempo.

#### 4.4 Droop Corrente-Impedância

No trabalho de Vijay et al. (2021) foi proposta uma técnica adaptativa que ajusta os valores das impedâncias virtuais dos GDs utilizando as correntes de saída sem a utilização de canais de comunicação ou estimação de parâmetros. O funcionamento da técnica que neste trabalho foi chamada de *Droop* Corrente-Impedância Virtual ou D-CI é mostrado na Figura 4.3.



**Figura 4.3:** Diagrama do *Droop* Corrente-Impedância Virtual.

Fonte: Adaptado de (Vijay et al., 2021).

O valor da impedância virtual é variado de forma linear com a corrente de saída do GD,

constituindo uma relação de *droop* entre as duas grandezas, conforme as equações abaixo:

$$R_v = R_v^* - k_{R_v} I_{oq} \quad (4.9)$$

$$X_v = X_v^* + k_{X_v} I_{od} \quad (4.10)$$

em que  $R_v^*$  e  $X_v^*$  são valores de referência para a resistência e reatância virtual,  $k_{R_v}$  e  $k_{X_v}$  são os ganhos do *droop* e  $I_{od}$  e  $I_{oq}$  são as correntes de eixo direto e quadratura medidas na saída do filtro do GD, respectivamente. Em caso de MRs com impedâncias de alta relação  $R/X$ , os autores propõem ainda a utilização dos *droop*  $Q - \omega$  e  $P - V$ , com a respectiva inversão do sinal das Equações 4.9 e 4.10. Similarmente a técnica CS-PI, os ganhos do D-CI devem ser escolhidos após uma análise de pequenos sinais dos conversores para escolha dos melhores valores de ganho..

O D-CI foi avaliado no trabalho de (Vijay et al., 2021) para MRs de topologia barramento central e radial, e foi mostrado que a técnica não foi capaz de zerar o erro de compartilhamento de potência como as centralizadas, apenas diminuir o erro. No entanto, apresenta grandes vantagens em sua utilização, como a total ausência de esquemas de comunicação, possuindo maior confiabilidade. Ainda, de acordo com os autores, a implementação em conjunto com o controle primário também faz com que o tempo de atuação da técnica apresente rápidos níveis de resposta, comparado com as técnicas que utilizam comunicação.

Por esses motivos, essa técnica foi selecionada para ser implementada e realizar a comparação da técnica descentralizada com as centralizadas CS-I e CS-PI e verificar se a redução do erro do compartilhamento de potência reativa é suficiente.

## 4.5 Comparativo

Como visto neste capítulo, um dos métodos mais comuns para ajustar a impedância virtual em MRs é o método centralizado, representado neste capítulo pelas técnicas CS-I e CS-PI.

Na técnica de controle CS-I, um controlador central recebe informações em tempo real sobre a potência reativa fornecida por cada conversor e utiliza uma ação de controle integrativa para calcular a reatância virtual de acordo com a potência nominal e coeficiente de *droop* de cada conversor. Já a técnica CS-PI adiciona as modificações de utilizar também a leitura de potência ativa, o acréscimo da ação proporcional e da resistência virtual como variável de saída do controle. Ambas as técnicas mostraram ser suficientemente eficazes diante de interrupções da comunicação, mas foram testadas apenas em MR com barramento central e poucos conversores.

Como alternativa das técnicas centralizadas, neste capítulo foi apresentada a técnica descentralizada D-CI, a qual utiliza apenas os controladores locais de cada conversor, sem a necessidade de comunicação com um controlador central. Isso permite que cada conversor ajuste sua

impedância virtual de forma autônoma e teoricamente, mais rápida que as técnicas que utilizam comunicação. Entretanto, apesar da técnica D-CI ter sido testada pelos autores em MRs com topologia de barramentos distribuídos, as MRs testes apresentavam poucos conversores, sendo a princípio desconhecido a performance da técnica em MRs com múltiplos conversores. Ainda, como abordado nas seções anteriores, em nenhuma das técnicas os autores apresentaram uma metodologia de como parametrizar os ganhos dos controladores propostos além de uma abordagem empírica ou análise de pequenos sinais. Nesse trabalho os ganhos foram calculados de forma empírica com valores baixos de estimativa inicial, como sugerido pelos autores, sendo que a metodologia de ajuste não fará parte deste trabalho.

Na Tabela 4.1 é mostrado um comparativo qualitativo entre as técnicas de impedância virtual apresentadas neste capítulo e que serão implementadas nas MRs testes posteriormente. Elas são avaliadas por critérios, tais como o esquema de comunicação utilizado, o tipo de impedância virtual utilizada e para qual tipo de topologia a MR foi avaliada.

**Tabela 4.1:** Comparação das técnicas de controle CS-I, CS-PI e DC-I.

<b>Técnica</b>	<b>Esquema de comunicação</b>	<b>Impedância virtual</b>	<b>Topologia da MR teste</b>
CS-I	Centralizado	Reatância virtual	Barramento central
CS-PI	Centralizado	Resistência e reatância virtual	Barramento central
D-CI	Descentralizado	Resistência e reatância virtual	Radial

No capítulo a seguir, essas técnicas serão testadas em duas MRs testes com diferentes topologias e quantidade de conversores a fim de validar e aprofundar os resultados trazidos pelos autores.

# Capítulo 5

## Resultados e discussões

No Capítulo 2 foram apresentados alguns dos principais conceitos de MRs, o problema do compartilhamento de potência reativa inerente ao controle *droop* e o potencial da adição da impedância virtual como método de solução deste problema. No Capítulo 3 foram apresentados os modelos matemáticos dos conversores necessários para aplicar as técnicas expostas anteriormente.

Já no Capítulo 4 foram apresentadas várias técnicas com foco na utilização da impedância virtual para melhorar o compartilhamento de potência reativa, com algoritmos e conceitos de controle diferentes.

O objetivo deste capítulo é apresentar os sistemas testes nos quais foram aplicadas algumas das técnicas mostradas no capítulo anterior, mostrando e discutindo seus resultados e realizar um comparativo entre as técnicas conforme exposto a seguir.

### 5.1 Sistemas testes utilizados

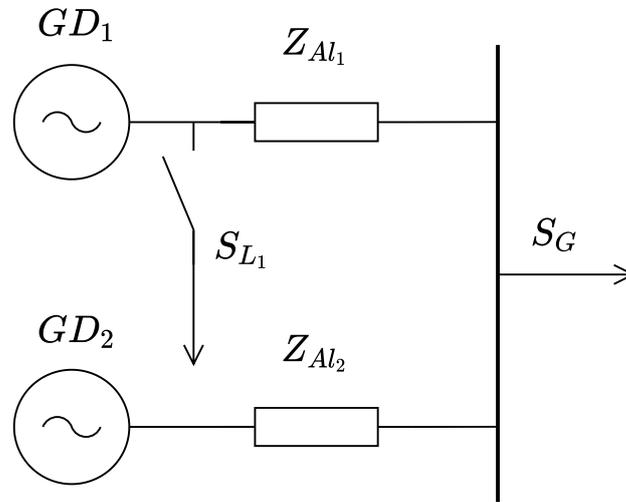
Para mostrar a aplicação das estratégias apresentadas no Capítulo 4, foram selecionadas duas MRs como sistemas testes, tal que fosse possível destacar as principais vantagens, desvantagens e limitações de cada uma das técnicas. As MRs foram simuladas com o software *Matlab/Simulink* e com passo de integração discreto de  $50 \mu\text{s}$ .

Os conversores das MRs utilizadas nessa seção utilizam o modelo reduzido do conversor fonte CC ideal apresentado na Figura 3.2 e operando no modo VSC controlado por tensão com os controles mostrados no Capítulo 3.

#### 5.1.1 Sistema teste MR-2

O primeiro sistema teste proposto é uma MR com dois conversores e operada apenas de forma ilhada. Os dois conversores com seus respectivos alimentadores são conectados direta-

mente a um barramento central, onde está localizada uma carga global. Existe ainda uma carga local conectada diretamente na saída do conversor 1. A MR-2 é ilustrada na Figura 5.1:



**Figura 5.1:** MR-2 proposta.

**Tabela 5.1:** Dados de rede da MR-2.

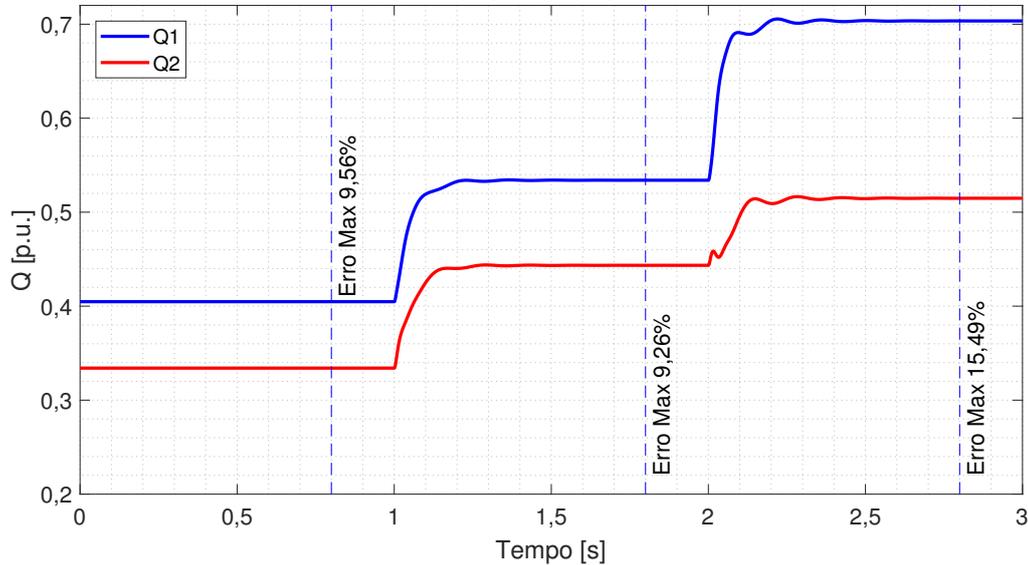
GDs			
$S_{GD_1}$	10 kVA	$S_{GD_2}$	10 kVA
$k_{P_{1,2}}$	0,01	$k_{Q_{1,2}}$	0,15
$f$	60 Hz	$V$	380 V
Cargas			
$S_G$	15 kVA	$FP_{S_G}$	0,85
$S_{L_1}$	6 kVA	$FP_{S_{L_1}}$	0,85
Alimentadores			
$R_{Al_1}$	0,2 $\Omega$	$X_{Al_1}$	0,377 $\Omega$
$R_{Al_2}$	0,2 $\Omega$	$X_{Al_2}$	0,754 $\Omega$

Os parâmetros elétricos da MR e dos conversores são apresentados na Tabela 5.1. Deve ser observado que os dois conversores apresentam a mesma potência nominal (10 kVA) e coeficientes de *droop*, logo, é esperado que as potências ativa e reativa sejam divididas igualmente entre os conversores.

Contudo, para mostrar a dificuldade do compartilhamento de potência reativa quando as impedâncias da MR são diferentes, as impedâncias dos alimentadores foram escolhidas propositalmente com valores diferentes. Como a impedância equivalente vista pelo conversor 1 é menor que do conversor 2, é esperado que o primeiro forneça a maior quantidade de potência reativa.

O compartilhamento da potência reativa é mostrado na Figura 5.2 com os conversores já inicializados e operando em regime permanente com as cargas da Tabela 5.1 e utilizando apenas o *droop* convencional, sem impedância virtual, seguida pelos seguintes eventos:

- Em  $t = 1s$  ocorre um aumento da carga global de 30% da potência nominal;
- Em  $t = 2s$  ocorre a entrada da da carga local  $S_{L_1}$ .



**Figura 5.2:** Potência reativa dos conversores com o controle *droop* sem impedância virtual.

Como esperado, o conversor 1, por apresentar a menor impedância equivalente até a carga, fornece em regime permanente a maior quantidade de potência reativa, sendo que essa diferença é aumentada com incremento da carga global. Como as potências a serem fornecidas pelos conversores dependem das perdas, as quais não são conhecidas previamente — sendo este um problema não-linear —, a forma de medir o erro da diferença de potência reativa neste trabalho foi calculando a média esperada para cada conversor.

Devido aos conversores terem a mesma potência nominal e coeficientes de *droop*, a Equação (2.2) deixa claro que as potências de ambos os conversores deveriam ser iguais em regime permanente.

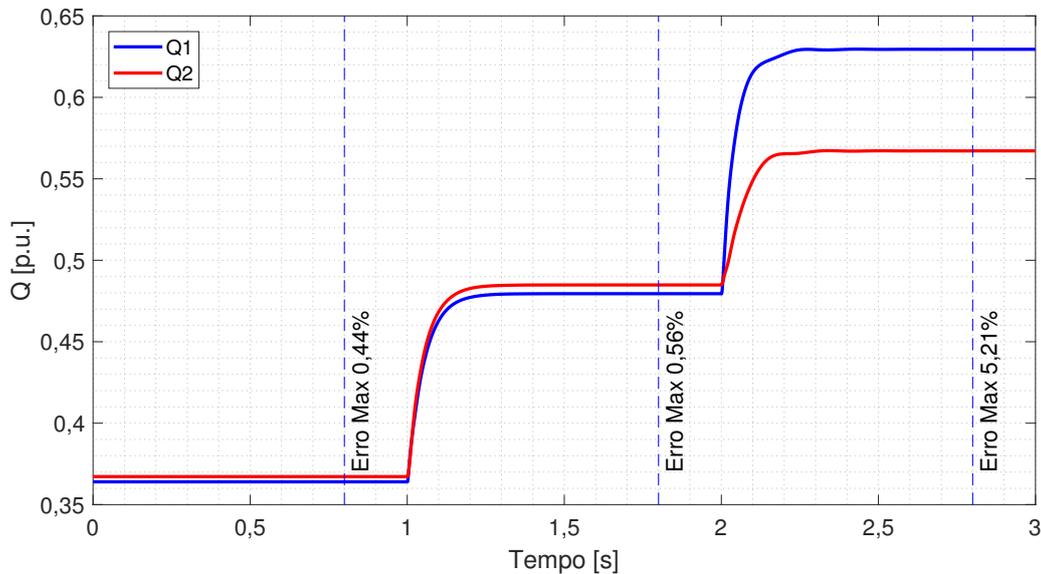
Como já foi visto na Subseção 2.5.2, a menos que a MR apresente uma topologia perfeitamente simétrica, isto não ocorrerá, como é o caso na MR-2, uma vez que um alimentador apresenta maior reatância. Para calcular qual deveria ser a potência reativa de regime permanente pode ser utilizada uma simples média aritmética neste caso específico:

$$Q_{med} = \frac{\sum_{i=1}^n Q_i}{n} \quad (5.1)$$

sendo  $i$  o índice do conversor, e  $n$  a quantidade de conversores. O valor da potência esperada pode ser utilizado para calcular o erro relativo percentual obtido por:

$$\epsilon_{Q_i} = \left| \frac{Q_{med} - Q_i}{Q_{med}} \right| \times 100 \quad (5.2)$$

Já na Figura 5.3 é mostrado o compartilhamento quando é adicionada reatância virtual no controle do conversor 1, com o objetivo de igualar as impedâncias equivalentes. Nota-se que a inserção da impedância virtual para corrigir a diferença de impedância entre os alimentadores é suficiente para variações da carga global, contudo, caso ocorra um aumento de carga apenas local, o erro no compartilhamento ainda é expressivo.



**Figura 5.3:** Potência reativa dos conversores com a impedância virtual fixa.

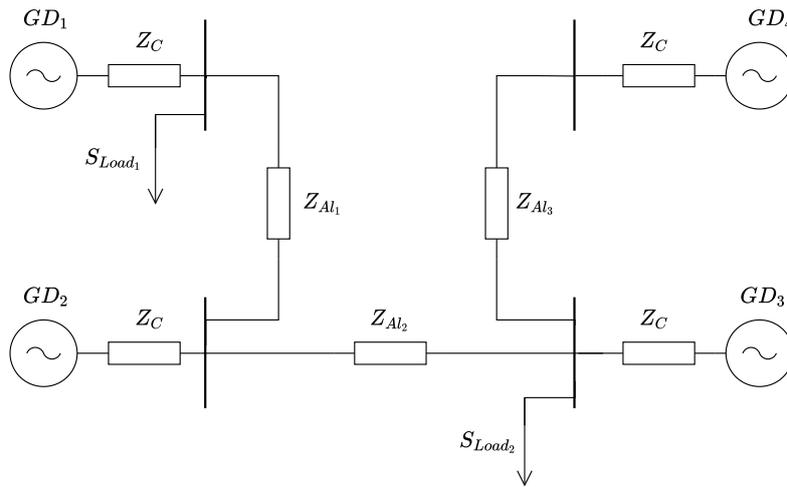
Dessa forma, devido a imprevisibilidade dos eventos elétricos que podem ocorrer em uma MR, é necessário encontrar um método de ajuste da impedância virtual em tempo real, de modo que ao menos seja atenuado o efeito do sobrecarregamento da potência reativa dos conversores eletrônicos de potência em MRs.

### 5.1.2 Sistema teste MR-4

O segundo sistema teste utilizado neste trabalho mostrado na Figura 5.4 é a MR utilizada no trabalho de Bidram et al. (2013). Essa MR, a qual também é ilhada, difere em sua topologia dos sistemas testes geralmente utilizados para testes de técnicas de controle devido à sua topologia de barramentos distribuídos. A ausência de um barramento com uma carga global torna o compartilhamento de potência reativa mais desafiador, já que não é possível inferir de forma simples um valor de ajuste de impedância virtual.

Além disso, conforme pode ser visto na Tabela 5.2, como os coeficientes de *droop* e as potências nominais dos conversores são diferentes, as potências ativas e reativas fornecidas não serão distribuídas igualmente entre os conversores, mas proporcionalmente aos seus coeficientes de *droop* e potência nominal.

Conforme as Equações (2.3) e 2.4), os conversores 1 e 2 deveriam compartilhar a potência



**Figura 5.4:** MR-4 adaptada de Bidram et al. (2013).

**Tabela 5.2:** Dados de rede da MR-4

GDs			
$S_{GD1}$	45 kVA	$S_{GD2}$	45 kVA
$S_{GD3}$	34 kVA	$S_{GD4}$	34 kVA
$k_{P1,2}$	0,01122	$k_{P3,4}$	0,01127
$k_{Q1,2}$	0,1539	$k_{Q3,4}$	0,1342
$f$	60 Hz	$V$	380 V
Cargas			
$S_{L1}$	50,9 kVA	$FP_{S_{L1}}$	0,707
$S_{L2}$	51,3 kVA	$FP_{S_{L2}}$	0,896
Alimentadores			
$R_C$	0,03 $\Omega$	$X_C$	0,132 $\Omega$
$R_{Al1}$	0,23 $\Omega$	$X_{Al1}$	0,120 $\Omega$
$R_{Al2}$	0,35 $\Omega$	$X_{Al2}$	0,693 $\Omega$
$R_{Al3}$	0,23 $\Omega$	$X_{Al3}$	0,120 $\Omega$

ativa e reativa igualmente, e o mesmo para os conversores 3 e 4, já que  $S_{GD1} = S_{GD2}$  e  $S_{GD3} = S_{GD4}$ . Neste caso, o cálculo da potência fornecida por cada conversor em regime permanente não é tão simples quanto a média aritmética utilizada na Equação (5.1).

Devido à diferença dos coeficientes de *droop*, as potências não devem se dividir igualmente entre os conversores como na MR-2, e sim proporcionalmente aos seus coeficientes de *droop* e potências nominais.

Com o objetivo de calcular a potência proporcional reativa de cada conversor, é considerado um conversor equivalente hipotético no lugar dos quatro conversores e a Equação 2.2 é reescrita conforme abaixo com as devidas conversões de base:

$$\Delta Q_{eq} = \frac{\Delta V}{\frac{1}{k_{Q1}} + \frac{1}{k_{Q2}} + \frac{1}{k_{Q3}} \times \frac{34}{45} + \frac{1}{k_{Q4}} \times \frac{34}{45}} \quad (5.3)$$

Considerando  $\Delta V = 1 p.u.$  para facilitar o cálculo, pode ser calculado o valor de potência reativa que o conversor equivalente forneceria, e esse resultado é substituído nas equações individuais de *droop* a seguir:

$$\Delta Q_i = -\frac{1}{k_{Q_i}} \Delta Q_{eq} \quad (5.4)$$

Assim, têm-se as proporções de potência reativas que cada conversor individualmente deveria fornecer para as variações de carga reativa, mostradas na Tabela 5.3:

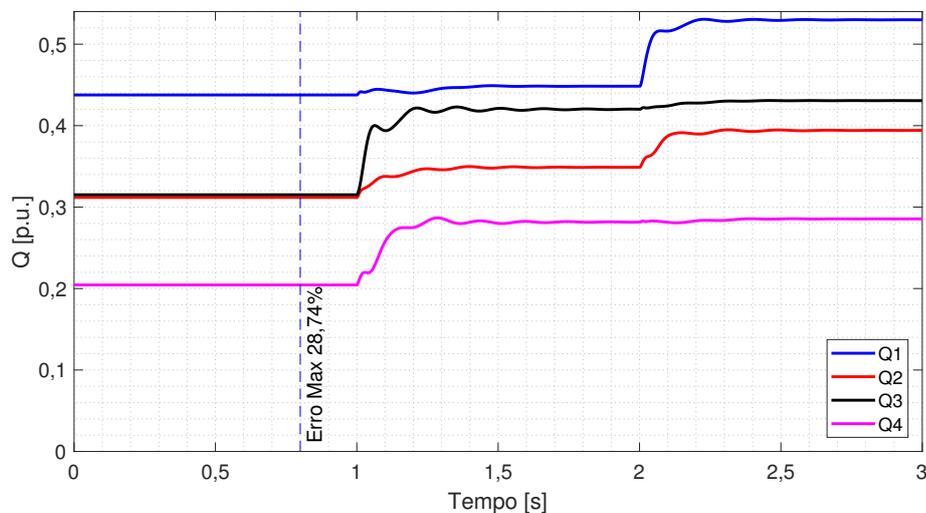
**Tabela 5.3:** Proporções esperadas de potência reativa para cada GD da MR-4.

Conversor	Proporção
$Q_{1,p}$	26,8%
$Q_{2,p}$	26,8%
$Q_{3,p}$	23,2%
$Q_{4,p}$	23,2%

Com estes valores é possível verificar o quão próxima a potência reativa fornecida por cada conversor está percentualmente do valor que este deveria fornecer, conforme a equação a seguir:

$$\epsilon_{Q_{i,p}} = \left| \frac{Q_{i,p} - Q_i}{Q_{i,p}} \right| \times 100 \quad (5.5)$$

Na Figura 5.5 é mostrado o compartilhamento da potência reativa na MR-4 apenas com o controle *droop*, sendo que em  $t = 1s$  ocorre um aumento de 40% da carga local 2, e em  $t = 2s$  ocorre um aumento de 20% da carga local 1.



**Figura 5.5:** Potência reativa dos conversores com controle *droop*.

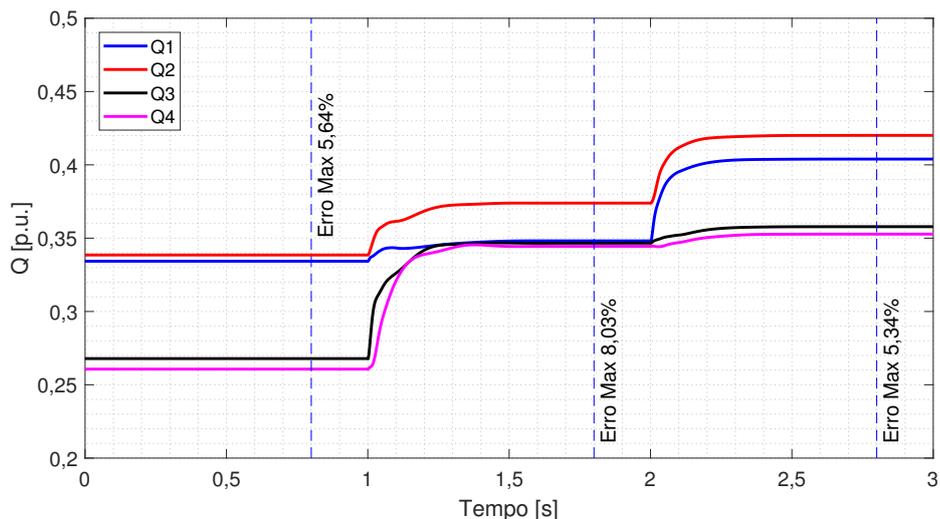
Analisando os eventos, nota-se que antes do primeiro aumento de carga, o compartilha-

mento de potência está bem aquém do esperado uma vez que os conversores 2 e 3 igualaram sua potência fornecida, violando as proporções da Tabela 5.3, que mostra que a potência reativa do conversor 1 deveria ser igual a do conversor 2, assim como a potência do conversor 3 e 4. O conversor com maior erro da proporção esperada durante este período é o 1, com 28,74% de erro percentual.

O aumento da carga local 2 que por estar mais próxima do conversor 3, faz com que a potência deste aumente, superando o conversor 2 e se aproximando do 1, apesar de ter sido projetado para operar com uma proporção menor de potência. Já o segundo aumento de carga, a qual está mais próxima do conversor 1, faz com que este forneça a maior parte da potência, com ligeiro aumento do reativo fornecido pelo conversor 2, e quase nada dos demais conversores.

Novamente, para melhorar o compartilhamento, é necessário utilizar a impedância virtual. Porém, dessa vez não é tão fácil determinar os valores de impedância a serem inseridos apenas com uma inspeção visual da topologia da MR. Foi possível chegar de maneira empírica em um ajuste de impedância através de uma estimativa e ajustando os valores fazendo sucessivas simulações, sendo:  $X_{V,1} = 0,34 \Omega$ ;  $X_{V,2} = 0,2 \Omega$ ; e  $X_{V,3} = 0,4 \Omega$ . Não foi utilizada impedância virtual para o conversor 4 devido à sua maior distância até as cargas, sendo que demais testes realizados mostraram que as dinâmicas do conversor 4 se aproximam da instabilidade quando é inserida a impedância virtual.

O resultado da inserção dos valores acima pode ser visualizado na Figura 5.6, em que nota-se que o erro diminuiu expressivamente para 5,64%. Contudo, com o aumento da carga local 2 em  $t = 1s$ , a potência do conversor 1 é igualada com os conversores 3 e 4, não respeitando as proporções esperadas.



**Figura 5.6:** Potência reativa dos conversores com controle *droop* e impedância virtual fixa.

## 5.2 Controle Secundário Integrativo

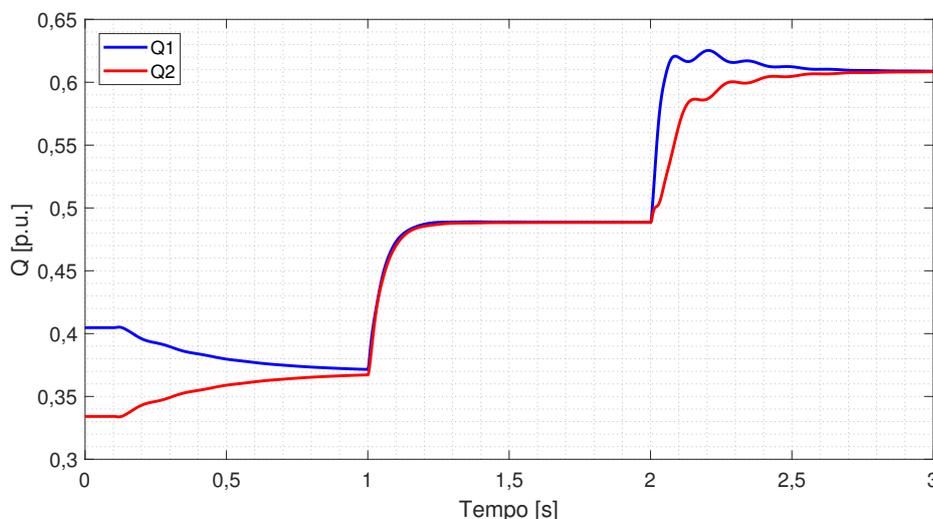
Conforme exposto na Seção 4.2, a técnica CS-I é um controle centralizado de ação integrativa que utiliza medições de potência reativa dos conversores para gerar referências de potência proporcionais a potência nominal e aos coeficientes de *droop* para calcular o valor de reatância virtual de cada conversor. Nesta seção será aplicado o CS-I aos sistemas testes MR-2 e MR-4 definidos nas Seções 5.1.1 e 5.1.2.

### 5.2.1 Controle Secundário Integrativo MR-2

Para a MR-2 cuja topologia foi mostrada na Figura 5.1 e seus dados de rede na Tabela 5.1, foram realizados os seguintes eventos:

- Em  $t = 0, 1s$  a técnica é iniciada, sendo que até esse momento os conversores operavam em modo *droop* nas condições de carga da Tabela 5.1 e já atingiram o regime permanente;
- Em  $t = 1s$  ocorre um aumento da carga global de 30% da sua potência nominal;
- Em  $t = 2s$  ocorre um aumento apenas da carga local do conversor 1, também de 30%.

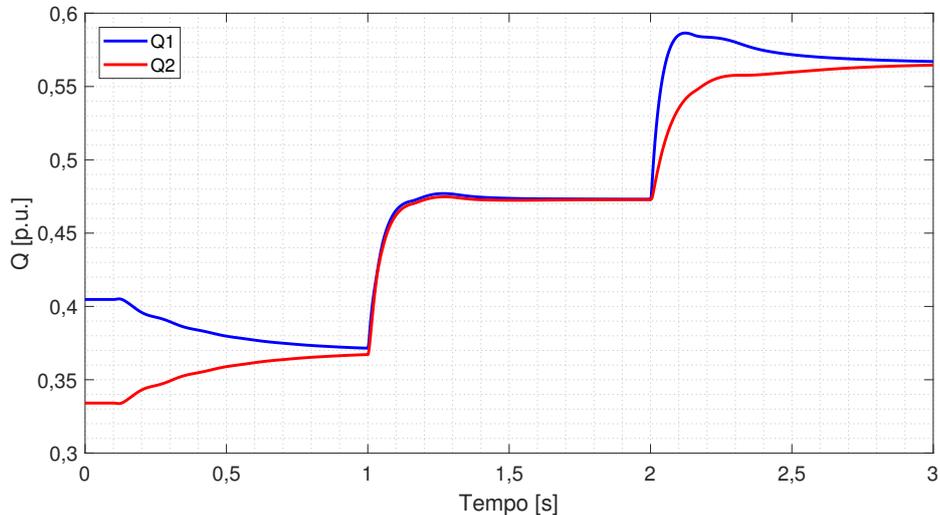
Na Figura 5.7 verifica-se que o tempo de convergência inicial é de aproximadamente 1s após a inicialização da técnica e praticamente zero para o aumento de carga global. Já para o aumento da carga local, verifica-se que esse tempo será maior conforme o tamanho do incremento de carga.



**Figura 5.7:** Potência reativa dos conversores com o Controle Secundário Integrativo em condições ideais.

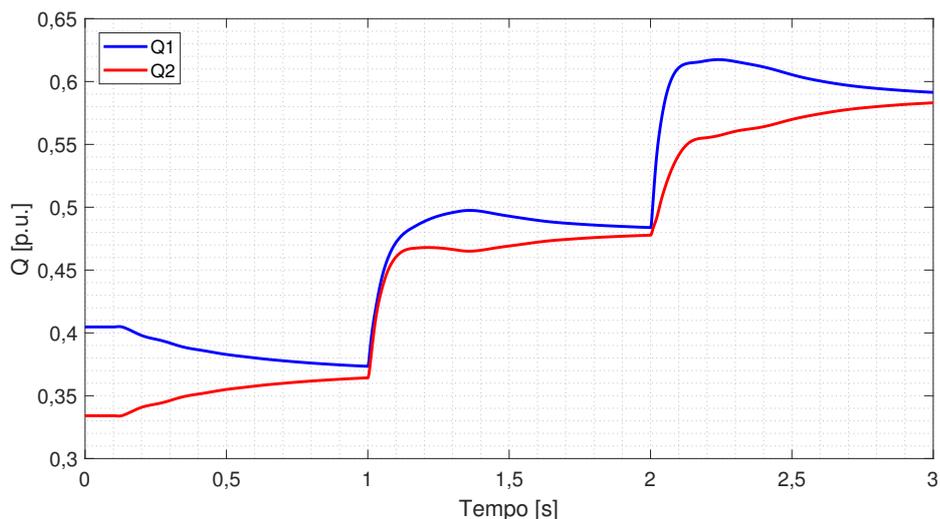
Na Figura 5.8 os mesmos eventos são simulados, agora com um atraso de 150 ms em

ambos os conversores, tanto para leitura quanto para envio de dados nos canais de comunicação. Nota-se que a técnica apresenta boa tolerância para o atraso, sendo que o aumento do tempo de acomodação é praticamente inexpressivo.



**Figura 5.8:** Potência reativa dos conversores com o Controle Secundário Integrativo com atraso de 150 ms.

Outro teste realizado foi simular uma diferença de atraso entre os conversores para avaliar um caso de falta de sincronismo entre os controladores. A Figura 5.9 mostra um cenário em que os conversores 1 e 2 apresentam atraso de 100 ms e 200 ms, respectivamente. Nota-se que o compartilhamento demora mais para ser estabilizado a depender da diferença de atraso, mas a MR se mantém estável.



**Figura 5.9:** Potência reativa dos conversores com o Controle Secundário Integrativo com diferença de atraso de 100 ms entre os conversores.

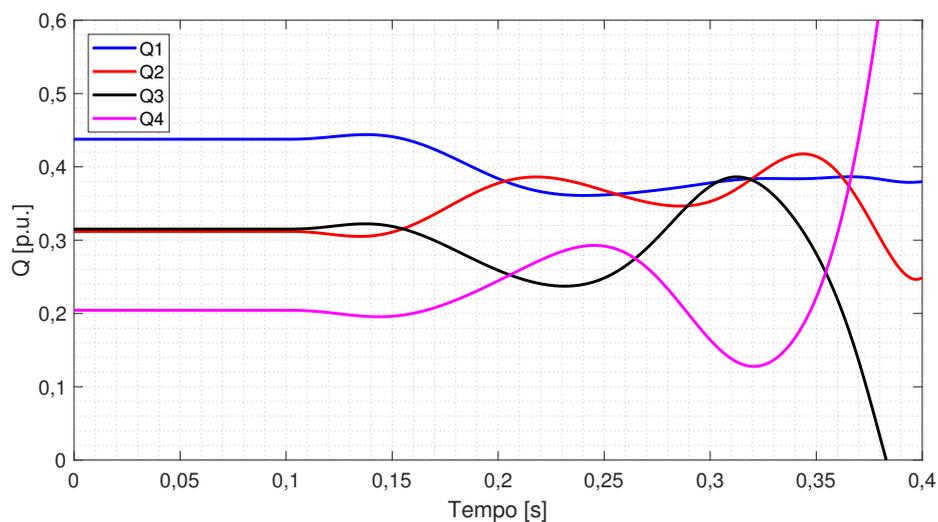
Como já mencionado, o grande revés da utilização das técnicas centralizadas é a possibilidade de falha no esquema de comunicação. A MR utilizada para a avaliação da técnica

CS-I não é adequada para simular a queda de um canal de comunicação, por conter apenas dois conversores. Para testar esse cenário é utilizada a MR-4.

### 5.2.2 Controle Secundário Integrativo MR-4

Para a MR-4, cujos dados foram mostrados na Figura 5.4 e Tabela 5.2, a técnica CS-I apresentou sua primeira limitação. Sabe-se que, conforme o trabalho de Hoang et al. (2016), os valores de impedância virtual têm de ser projetados adequadamente ou podem levar a MR para a instabilidade.

A Figura 5.10 mostra este cenário, que ao deixar o controle integrador ajustar os valores de impedância virtual partindo do zero pode fazer com que as impedâncias passem por zonas de instabilidade e a técnica não consiga ser completada antes de um colapso de tensão na MR.

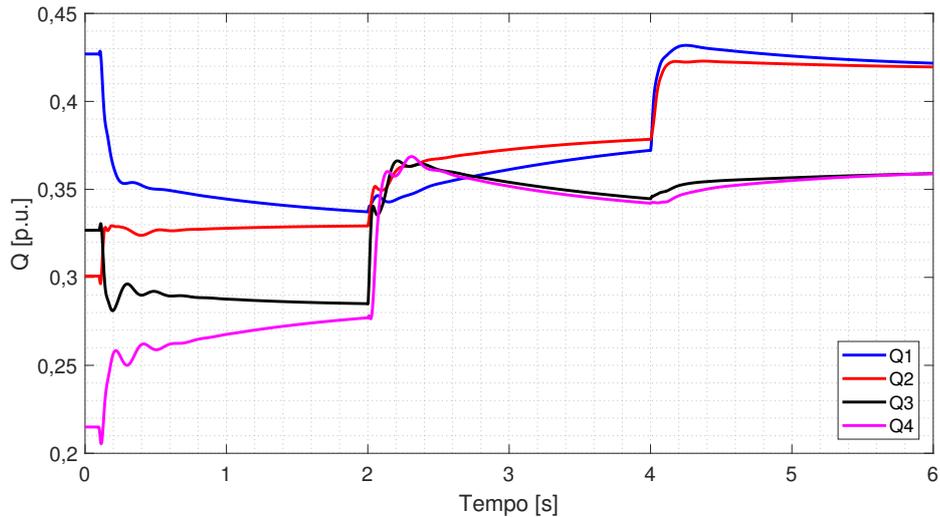


**Figura 5.10:** Potência reativa dos conversores com o CS-I e instabilidade ocorrida ao partir de valores nulos de impedância virtual.

Sendo assim, foi necessário utilizar os valores de impedância virtual da Figura 5.6 como ponto de partida para o CS-I realizar o ajuste. A Figura 5.11 mostra que, a partir da inserção de valores ajustados para o caso inicial, mesmo com atraso de 150 ms na comunicação, a técnica consegue corrigir facilmente os desvios de potência ocorridos em  $t = 2s$  com o aumento da carga local 2 de 40% e em  $t = 4s$  com o aumento da carga local 1 de 20%, sendo que para as simulações a seguir já foi incluído o atraso de 150 ms como valor padrão. Logo, conclui-se que a técnica é dependente de um ajuste adequado das condições iniciais do controlador.

Observa-se que o tempo de acomodação das dinâmicas de potência após os aumentos de carga é de aproximadamente dois segundos, tempo maior que para os casos da MR-2, que foi de ordem menor que um segundo em geral.

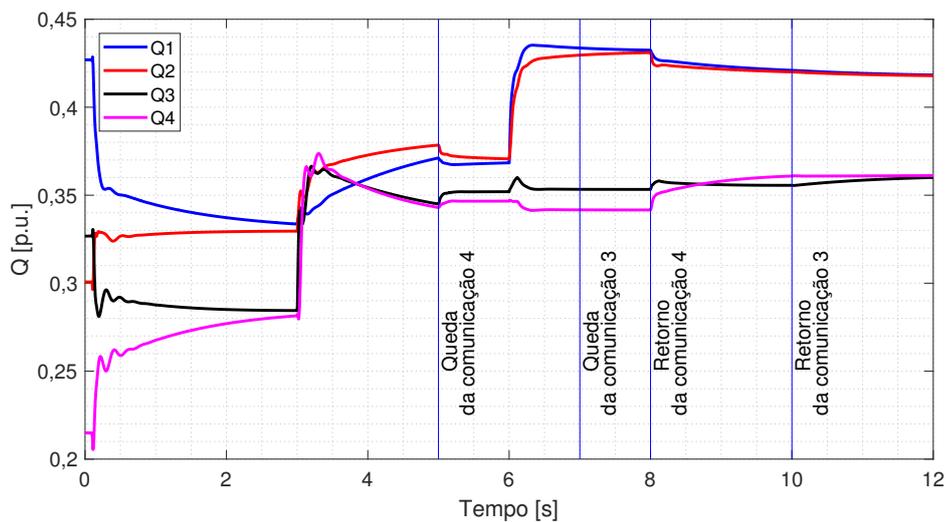
Conforme mencionado na seção anterior, o principal ponto a ser testado em técnicas cen-



**Figura 5.11:** Potência reativa dos conversores com o CS-I em conjunto com impedância virtual de referência e atraso de 150 ms nos canais de comunicação.

tralizadas é a queda do canal de comunicação. Na Figura 5.12, após o aumento de carga local 2 de 40% em  $t = 3s$ , foi interrompida a comunicação do conversor 4 em  $t = 5s$ . Como as dinâmicas ainda estavam sendo ajustadas pelo controlador central o compartilhamento é alterado pela perda da comunicação com o conversor 4, que tem sua impedância virtual fixada.

Enquanto os conversores 1 e 2 conseguem chegar ao mesmo valor final de potência reativa fornecida, surge um erro de compartilhamento entre os conversores 3 e 4, sendo que esse erro é agravado com o aumento da carga local 1 de 20% em  $t = 6s$ .



**Figura 5.12:** Potência reativa dos conversores com o CS-I e queda da comunicação do conversor 3 e 4.

Em  $t = 7s$  a comunicação do conversor 3 também é interrompida e o controlador central passa a ajustar as impedâncias virtuais apenas dos demais conversores. Apesar do controlador central contar com comunicação com apenas dois conversores, a MR consegue manter a estabilidade e o compartilhamento de potência.

Em  $t = 8s$  é retornada a comunicação do conversor 4, fazendo com que todos os conversores tenham sua potência reajustada, e o mesmo em  $t = 10s$  com o retorno da comunicação do conversor 3. Com todos os conversores comunicando novamente com o controlador central, o erro de potência reativa volta a ser nulo.

## 5.3 Controle Secundário Proporcional-Integrativo

Nesta seção será aplicado a técnica CS-PI aos sistemas testes MR-2 e MR-4 definidos nas Seções 5.1.1 e 5.1.2. O CS-PI, apresentado na Seção 4.3, é um controle centralizado de ação proporcional-integrativa que utiliza medições de potência ativa e reativa dos conversores para gerar referências de ambas as potências proporcionais às nominais e aos coeficientes de *droop*. Essas referências são utilizadas pelo controle local de cada conversor para calcular sua resistência e reatância virtual.

### 5.3.1 Controle Secundário Proporcional-Integrativo MR-2

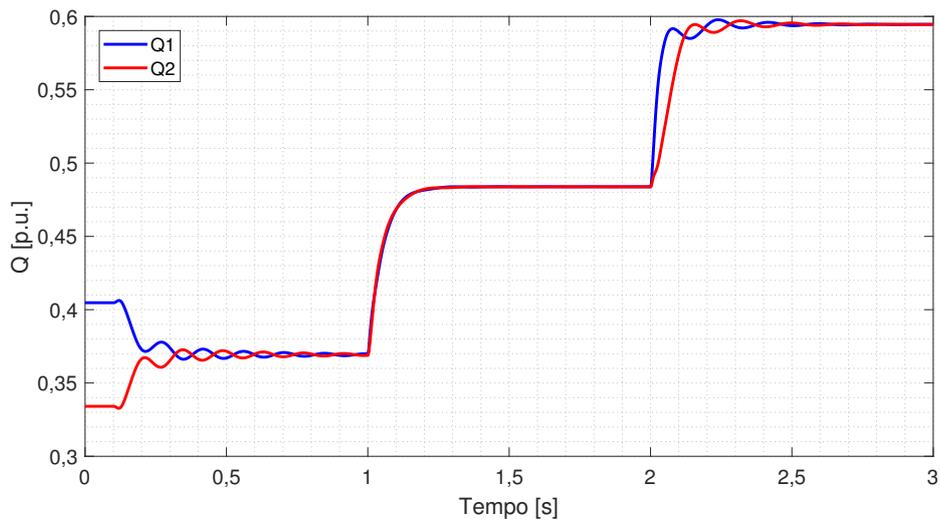
Como já abordado, o CS-PI se diferencia da técnica anterior devido a três modificações: aplica uma ação de controle proporcional somada a integrativa, utiliza a dinâmica de potência ativa para contribuir na ação de controle e também acrescenta resistência virtual além da reatância.

Na Figura 5.13 é mostrado o funcionamento da técnica conforme a seguinte cronologia de eventos:

- Em  $t = 0,1s$  a técnica é iniciada com os conversores já em regime permanente nas condições de carga da Tabela 5.1;
- Em  $t = 1s$  ocorre um aumento da carga global de 30% da sua potência nominal;
- Em  $t = 2s$  ocorre um aumento apenas da carga local do conversor 1, também de 30%.

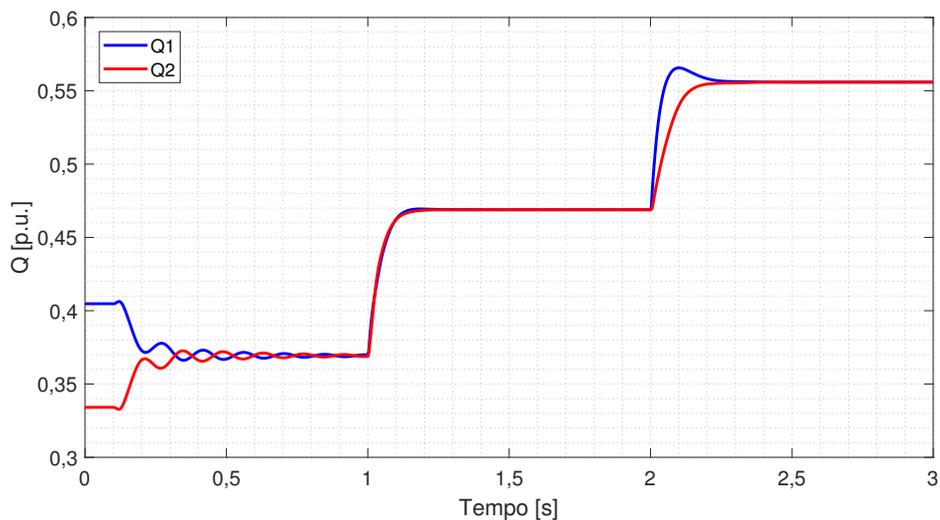
Percebe-se que o tempo de convergência da técnica foi menor comparado ao tempo da CS-I, embora ao custo de um comportamento mais oscilatório nas dinâmicas de potência. Essas oscilações são atenuadas quando é acrescentado um atraso de 150 ms nos canais de comunicação, cenário mostrado na Figura 5.14.

Essas atenuações podem ser explicadas devido ao atraso funcionar como um limitante dos ganhos PI dos controladores; uma vez que a leitura e o envio dos dados pelos canais de comunicação estão atrasados em 150 ms, as dinâmicas da MR vão sendo estabilizadas durante esse tempo, suavizando os transitórios.



**Figura 5.13:** Potência reativa dos conversores com o CS-PI.

Fonte: Próprio autor.

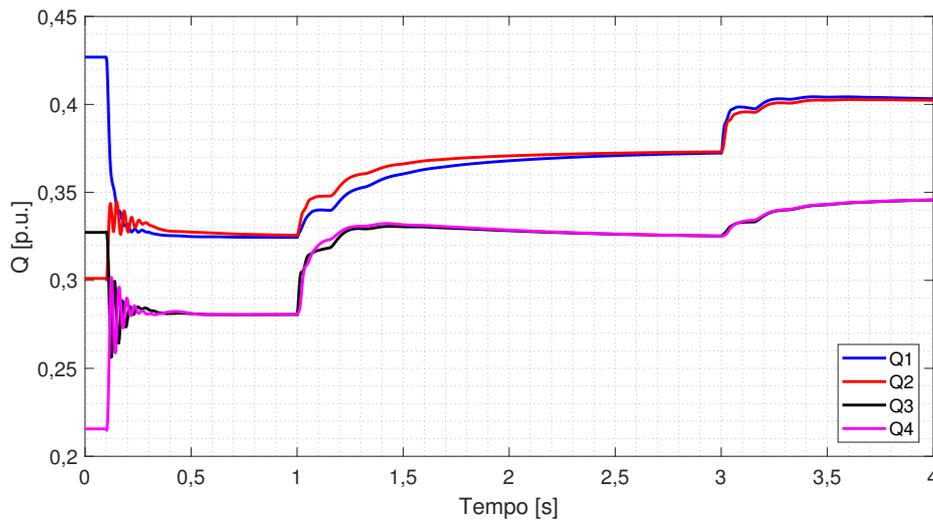


**Figura 5.14:** Potência reativa dos conversores com o CS-PI e atraso de 150 ms.

### 5.3.2 Controle Secundário Proporcional-Integrativo MR-4

Similar ao caso da técnica CS-I com a MR-4 ocorrido na Figura 5.12, a técnica CS-PI foi incapaz de completar o ajuste das impedâncias virtuais partindo de valores nulos sem que a MR se tornasse instável.

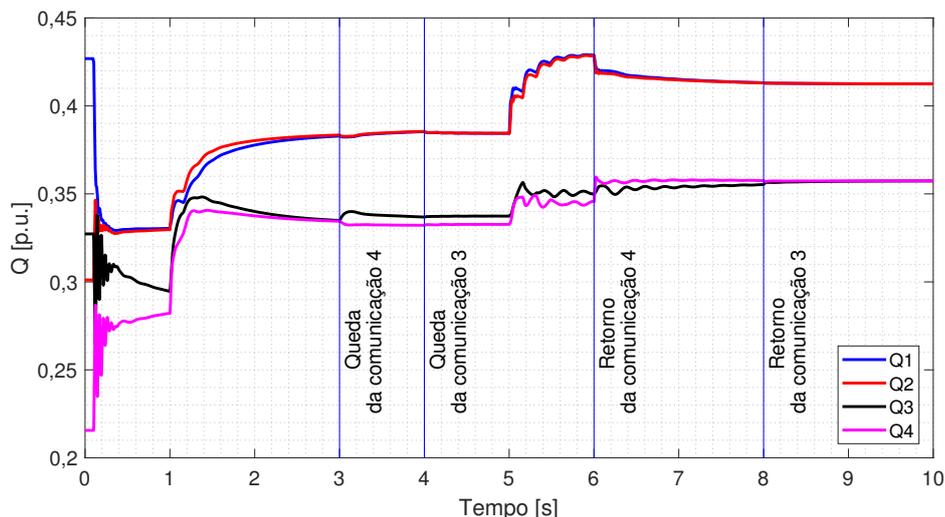
Assim, a Figura 5.15 mostra a técnica sendo inicializada em  $t = 0,1s$  com os mesmos valores previamente ajustados utilizados com a técnica CS-I. Aponta-se que, embora o tempo de acomodação foi relativamente curto na inicialização da técnica, este aumenta consideravelmente quando ocorre um aumento da carga local 2 em 40% em  $t = 1s$ , sendo que este tempo foi de aproximadamente dois segundos para atingir o tempo de acomodação das dinâmicas de potência.



**Figura 5.15:** Potência reativa dos conversores com o CS-PI e atraso de 150 ms.

Outro cenário testado foi a perda de comunicação. Na Figura 5.16, após a técnica ser inicializada em  $t = 0,1s$  e ocorrer o aumento da carga local 2 em 40% em  $t = 1s$ , ocorre a perda de comunicação do canal do conversor 4 em  $t = 3s$ . Como ainda não havia sido atingido o tempo de acomodação do evento, os valores das potências reativas dos conversores 3 e 4 se distanciam, ainda que ligeiramente, devido à perda da comunicação.

Em  $t = 4s$  o conversor 3 também perde a comunicação, portanto, os valores de impedância virtual de ambos os conversores são fixados e a diferença de potência reativa é mantida até  $t = 5s$  quando ocorre o aumento da carga local 1 de 20%.



**Figura 5.16:** Potência reativa dos conversores com o CS-PI e falha de comunicação no conversor 4.

Como os conversores 3 e 4 perderam a capacidade de regular a própria potência reativa pela impedância virtual, todo o aumento de potência fornecida segue apenas a relação de *droop*. Como consequência, não só a diferença de potência entre os conversores 3 e 4 aumenta, mas

também a diferença de potência entre o conjunto de conversores 1-2, e 3-4. Ou seja, o aumento de carga fez com que as proporções de potência projetadas pelos coeficientes de *droop* já não sejam mais mantidas — uma vez que os conversores 3 e 4 deveriam fornecer a mesma potência em regime permanente, assim como manter uma proporção de potência com relação aos conversores 1 e 2, conforme a Tabela 5.3.

Em  $t = 6s$  ocorre o retorno da comunicação do conversor 4, e percebe-se que a diferença de potência entre os conversores 1-2 e 3-4 diminui, retornando para a proporção esperada entre os conjuntos de conversores, e a diferença entre 3 e 4 diminui, até que em  $t = 8s$  ocorre o retorno da comunicação do conversor 3, corrigindo a potência do conversor e igualando as potências entre os conversores 3 e 4 novamente.

## 5.4 Droop Corrente-Impedância

Nesta seção será aplicado a técnica D-CI aos sistemas testes MR-2 e MR-4. O D-CI, conforme mostrado na Seção 4.4, não utiliza comunicação, e cada controlador local lê apenas o valor de corrente do conversor e calcula o valor de impedância virtual com duas relações de *droop* das corrente de eixo direto e quadratura com reatância e resistência virtual.

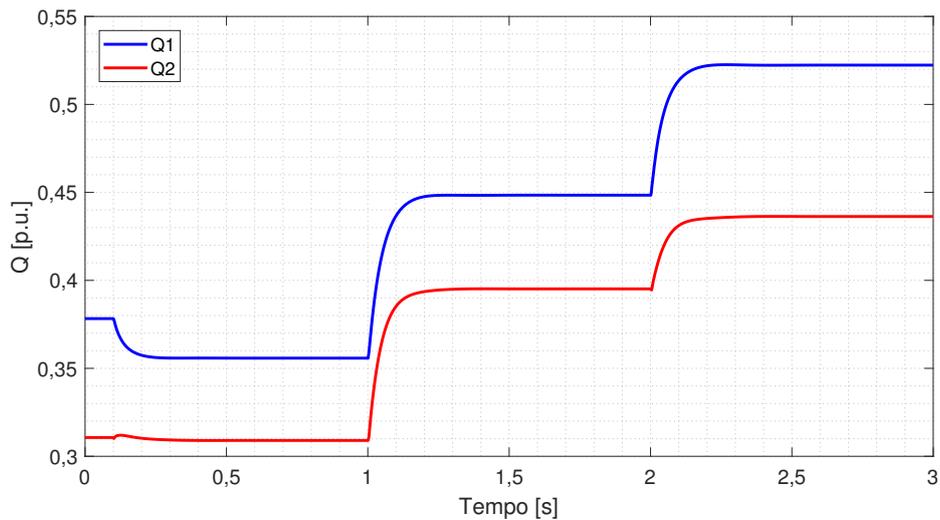
### 5.4.1 Droop Corrente-Impedância MR-2

Na Figura 5.17 é apresentado o compartilhamento de potência reativa obtido com a utilização do D-CI. A sequência dos eventos é similar aos casos anteriores: os conversores iniciam a simulação já em regime permanente, em  $t = 0, 1s$  ocorre a inicialização da técnica e em  $t = 1s$  e  $t = 2s$  ocorrem os aumentos de carga global e local 1, respectivamente.

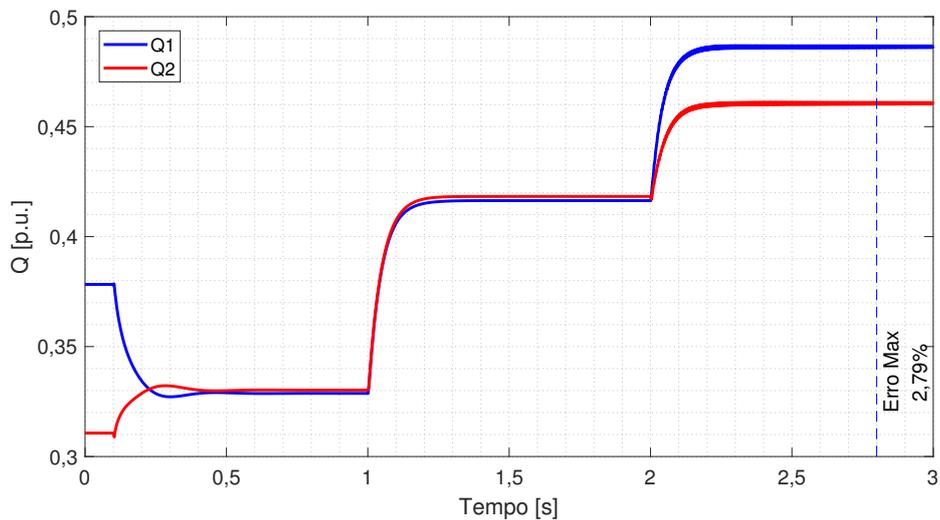
Da análise da Figura 5.17, pode-se constatar que a melhoria do compartilhamento de potência obtida com a utilização desta técnica neste caso foi mínima, mesmo colocando os ganhos dos controladores dos *droop*  $k_{Id,Lv}$  e  $k_{Iq,Rv}$  no seu máximo valor funcional para esta MR, sendo que valores maiores resultaram em instabilidade.

Como a técnica prevê a possibilidade de usar valores de referência  $R_v^*$  e  $X_v^*$  como ponto de partida dos valores de impedância virtual, foi utilizado o valor de referência de  $X_V = 0,377\Omega$  para ambos os conversores. Esse cenário é mostrado na Figura 5.18.

Este caso foi semelhante a simulação da Figura 5.3 — ajuste fixo da impedância virtual da MR-2 —, com o compartilhamento de potência reativa apresentando erro mínimo com o aumento de carga global e um erro maior para o aumento da carga local 1. Ainda assim, este erro foi significativamente menor que o apresentado na Figura 5.3, tornando seu uso justificável.



**Figura 5.17:** Potência reativa dos conversores com o D-CI.



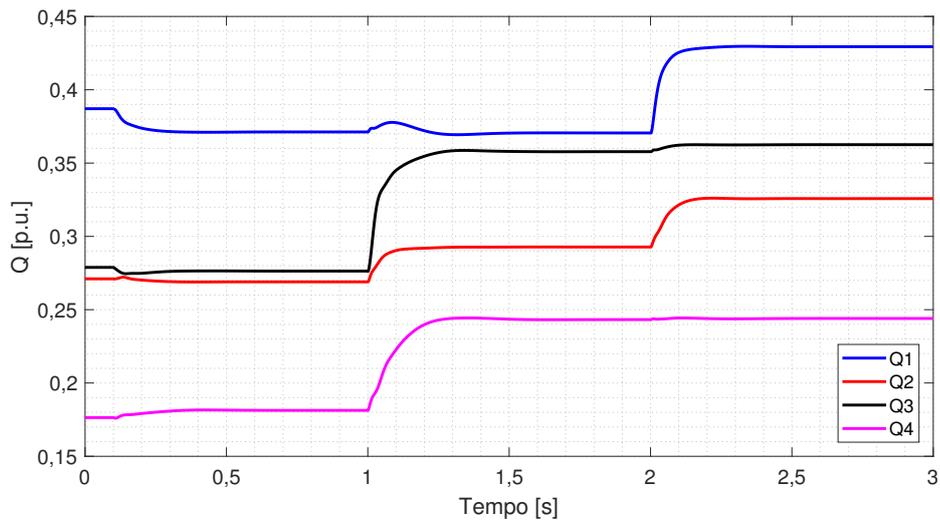
**Figura 5.18:** Potência reativa dos conversores com o D-CI e impedância virtual de referência.

#### 5.4.2 Droop Corrente-Impedância MR-4

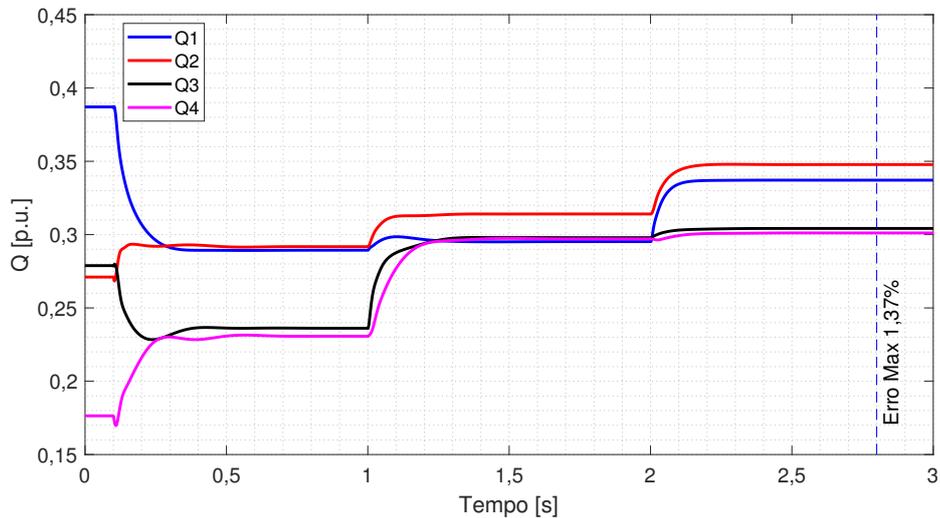
Na Figura 5.19 é apresentado o compartilhamento de potência reativa obtido com a utilização do D-CI. A sequência dos eventos é similar com as MR-4 anteriores: em  $t = 1s$  ocorre o aumento da carga local 2 em 40% e em  $t = 2s$  ocorre o aumento da carga local 1 de 20%.

Assim como no caso da MR-2 com a técnica D-CI, a melhoria no compartilhamento de potência não é significativa. Portanto, foram utilizados valores de referência  $X_V = 0,1 \Omega$  em todos os conversores. Esse cenário é mostrado na Figura 5.20.

Pode ser verificado que a utilização do D-CI e impedância virtual de referência corrige o erro de compartilhamento de potência reativa para o caso base da Tabela 5.2. Porém, quando ocorre o aumento da carga local 2 em  $t = 1s$ , ocorrem problemas similares da utilização de impedância virtual fixa da Figura 5.6 com a sobreposição indevida das potências reativas dos



**Figura 5.19:** Potência reativa dos conversores com o D-CI.



**Figura 5.20:** Potência reativa dos conversores com o D-CI e impedância virtual de referência.

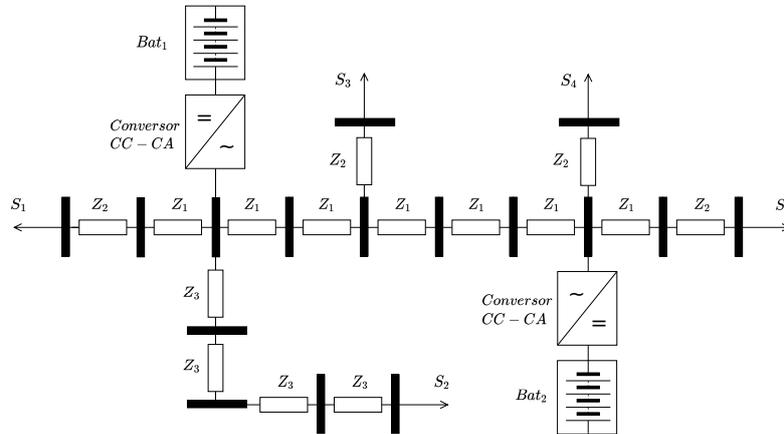
conversores 2, 3 e 4. Esse cenário é melhorado em  $t = 2s$  quando ocorre o aumento da carga local 1, em que o erro apresentado pela utilização do D-CI (1,37%) é menor do que com a utilização apenas de impedância virtual fixa (5,34%).

## 5.5 Proposta de operação conjunta de técnica centralizada e descentralizada

Conforme mostrado nas seções anteriores, as técnicas centralizadas apresentam performance superior, mas seu desempenho é dependente de comunicação, enquanto a descentralizada apesar de ser mais confiável, apresenta capacidade expressivamente menor de correção do erro.

A partir desses resultados, nesta seção é proposta uma operação conjunta da técnica cen-

tralizada CS-I operando como técnica principal e a descentralizada DC-I como técnica backup em caso de falha da comunicação. A MR utilizada para a proposta CS-I + D-CI foi a MR-CIGRE, uma MR de topologia baseada na rede de distribuição de baixa tensão e proposta por Strunz et al. (2014). A topologia da MR é mostrada na Figura 5.21.



**Figura 5.21:** MR-CIGRE adaptado de Strunz et al. (2014).

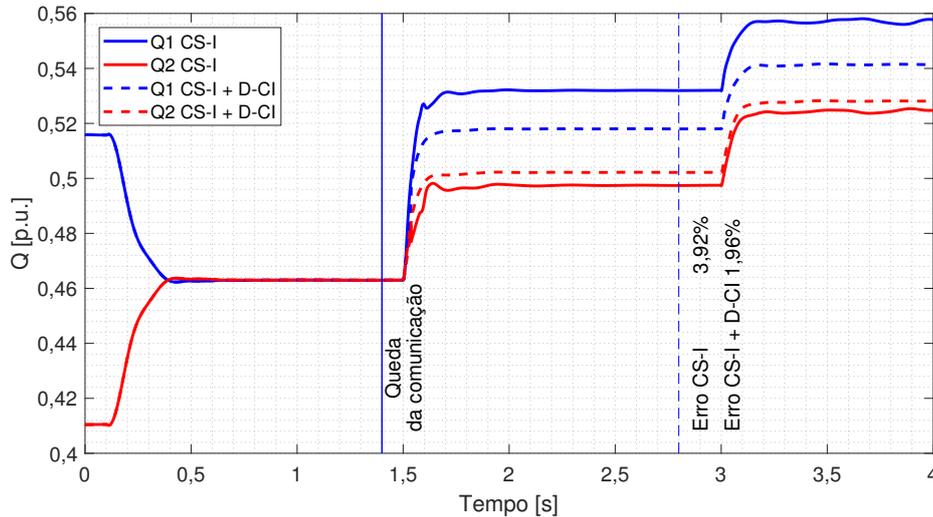
A MR-CIGRE apresenta uma topologia mais próxima de um sistema radial, e é composta por duas baterias de mesma potência e conversores iguais, sendo que nesta MR os conversores são representados pelo modelo completo da fonte primária mostrado na Figura 3.1 e os dados da bateria descritos na Seção 3.2. Os demais dados da MR, tais como impedâncias dos alimentadores e cargas são listados na Tabela 5.4.

**Tabela 5.4:** Dados MR-CIGRE.

GDs			
$S_{Bat_1}$	45 kVA	$S_{Bat_2}$	45 kVA
$k_{P_{1,2}}$	0,05	$k_{Q_{1,2}}$	0,05
$f$	60 Hz	$V$	400 V
Cargas			
$S_{L_1}$	15 kVA	$FP_{S_{L_1}}$	0,95
$S_{L_2}$	52 kVA	$FP_{S_{L_2}}$	0,95
$S_{L_3}$	55 kVA	$FP_{S_{L_3}}$	0,95
$S_{L_4}$	35 kVA	$FP_{S_{L_4}}$	0,95
$S_{L_5}$	47 kVA	$FP_{S_{L_5}}$	0,95
Alimentadores			
$R_1$	0,0057 $\Omega$	$X_1$	0,0033 $\Omega$
$R_2$	0,0247 $\Omega$	$X_2$	0,0028 $\Omega$
$R_3$	0,0288 $\Omega$	$X_3$	0,0033 $\Omega$

Para avaliação da técnica conjunta, foram simulados dois casos nesta MR. O primeiro caso apenas com a técnica CS-I e após a falha de comunicação, os conversores têm o último valor de impedância virtual fornecido pelo controlador central fixado pelos controles locais. Já o segundo caso, com a operação conjunta CS-I + D-CI, após a falha de comunicação, os

valores de impedância virtual são fixados até o controlador local detectar uma variação local de carga. Uma vez detectada a variação de carga, a técnica D-CI é inicializada com as impedâncias virtuais da CS-I como valores de referência. Os resultados de ambos os casos são mostrados na Figura 5.22, com o primeiro caso da técnica C-SI em linhas sólidas, e o segundo com CS-I + D-CI em linhas tracejadas.



**Figura 5.22:** Potência reativa dos conversores na MR CIGRE com a técnica CS-I.

A seqüência dos eventos operativos é dada a seguir: os conversores já estão na condição de carga da Tabela 5.4 e em regime permanente. Em  $t = 0,1s$ , é iniciada a técnica CS-I sem impedância virtual de referência. Em  $t = 1,4s$  ocorre a perda do controlador central, e em  $t = 1,5s$  as cargas  $S_1$  e  $S_2$ , mais próximas do conversor 1, aumentam em 40 %, e novamente em 20 % em  $t = 3s$ .

Observa-se na Figura 5.22 que após a perda da comunicação em  $t = 1,4s$ , o compartilhamento de potência é mantido até o aumento de carga em  $t = 1,5s$ , sendo que a partir deste instante os casos CS-I e CS-I + D-CI passam a diferir um do outro. Verifica-se no instante  $t = 2,8s$ , quando os conversores já atingiram o regime permanente, que a operação conjunta das técnicas foi capaz de produzir um erro menor de 1,96 % comparado ao 3,92 % produzido pelas impedâncias virtuais fixas após a queda da comunicação.

Embora o erro de compartilhamento de potência não é mais nulo para ambos os casos, a redução do erro mostra que a melhor solução para o problema do compartilhamento de potência reativa pode ser uma combinação de técnica centralizada com descentralizada.

## 5.6 Comparação das técnicas

Nas seções anteriores foram testadas as técnicas CS-I, CS-PI e D-CI em pelo menos duas topologias (barramento central e barramentos distribuídos) e a operação conjunta CS-I + D-CI

em uma MR com topologia radial.

Observou-se que as duas técnicas centralizadas conseguiram atingir erro nulo mesmo em um espaço de poucos segundos, e diante de atrasos ou mesmo perda de canais de comunicação, assim como reajustar o controle após o retorno da comunicação. Entretanto, como verificado com o uso de ambas as técnicas centralizadas, deixar o controlador central ajustar o valor das impedâncias virtuais sem restrições pode esbarrar em limites de estabilidade.

Por outro lado, a utilização do D-CI se mostrou insatisfatória sem o uso de valores de referência, e a limitação de estabilidade dos ganhos dos controladores *droops* das impedâncias virtuais pode reduzir bastante a eficácia da técnica. Apesar disso, mesmo que seu nível de correção seja pouco expressivo, a técnica tem potencial de uso como técnica de backup em caso de perda de comunicação de alguma técnica descentralizada, especialmente devido ao seu tempo de resposta em nível de controle primário.

Na Tabela 5.5 é apresentado um compilado com as vantagens e desvantagens citadas das três técnicas após os testes realizados neste capítulo.

**Tabela 5.5:** Vantagens e desvantagens das técnicas CS-I, CS-PI e DC-I.

<b>Técnica</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>
CS-I	Ajusta a impedância virtual rapidamente para quaisquer variações operativas; Boa tolerância a atraso de comunicação; Mantém boa performance mesmo diante da queda de alguns canais de comunicação;	Necessidade de pré-encontrar valores de impedância virtual para auxiliar a técnica; Os valores de impedância virtual podem passar por regiões de instabilidade; Suscetível a perda total de comunicação, como toda técnica centralizada;
CS-PI	Ajusta a impedância virtual para quaisquer variações operativas; Mantém boa performance mesmo diante da queda de alguns canais de comunicação; A técnica pode ser mais rápida que a CS-I dependendo o cenário;	Conta com todas as desvantagens do CS-I; A resistência virtual torna mais difícil o pré-ajuste de valores; As resistências virtuais negativas implicam em maior instabilidade;
D-CI	Totalmente descentralizada; Pode ser utilizada como backup de uma técnica centralizada;	Baixa eficácia no ajuste das impedâncias virtuais.

Todas as técnicas têm suas vantagens e desvantagens, e a escolha entre elas dependerá das características específicas das MRs como topologia, quantidade de conversores, previsibilidade das variações de carga etc. Contudo, na maioria dos casos, as técnicas centralizadas CS-I e CS-PI serão mais adequadas para MRs maiores e mais complexas, como MRs de barramentos distribuídos e radial, com a técnica CS-I apresentando menos problemas de estabilidade e mais

simples de implementar, comparada a CS-PI. Já a descentralizada D-CI será mais adequada para MRs menores e mais simples como barramento central, ou ainda como redundância de técnicas centralizadas, como mostrado na Seção 5.5.

# Capítulo 6

## Conclusão

Nesse trabalho foram avaliadas diferentes técnicas de impedância virtual adaptativa para corrigir o compartilhamento de potência reativa em MRs com diferentes topologias. Para isso, foi realizada uma revisão do problema do compartilhamento de potência reativa em MRs e a utilização da impedância virtual como solução, particularmente sobre como automatizar o processo de ajuste em caso de variações operacionais da MR.

Após a revisão, foram selecionadas três técnicas de controle, duas baseadas em comunicação centralizada e uma descentralizada. Para avaliar as técnicas de controle, foram selecionadas duas MRs, uma MR com apenas dois conversores e topologia de barramento central, mais simples, e uma MR com quatro conversores e topologia de barramentos distribuídos. Os esquemas de controle das técnicas e os modelos e dados das MRs foram apresentados e detalhados.

A técnica CS-I utiliza um controlador centralizado que lê em tempo real as potências reativas fornecidas por cada conversor e através de um ganho integrativo gera valores de reatância virtual para cada conversor, de acordo com as potências nominais e ganhos de *droop* de cada conversor. Essa técnica apresentou excelente tempo de convergência, mesmo inicializando a técnica com as impedâncias virtuais de referência com valor nulo para a MR-2. Já para uma MR maior como a MR-4 e com topologia mais complexa que a barramento central, foi necessário especificar valores de referência para impedir que a MR se tornasse instável. Foi observado também que a técnica apresentou boa tolerância a atrasos de comunicação, bem como a perda do controle de um ou mais conversores, com o erro de compartilhamento aumentando ligeiramente.

A técnica CS-PI tem funcionamento similar a CS-I, mas acrescenta as leituras de potência ativa como variável de entrada no controlador central, um ganho proporcional como variável de controle e resistência virtual como variável de saída. Com a realização dessas modificações foi possível melhorar o tempo de convergência das potências reativas, mas as resistências virtuais podem tornar o funcionamento da técnica mais instável, particularmente se estas forem ajustadas em valores negativos, além de serem mais valores para serem pré-ajustados em caso de MRs maiores.

A terceira técnica testada foi a D-CI, a qual não utiliza comunicação, e cada controlador local lê apenas o valor de corrente do conversor e calcula o valor de impedância virtual com

duas relações de *droop* das corrente de eixo direto e quadratura com reatância e resistência virtual. Por utilizar apenas informações locais, a técnica descentralizada apresentou desempenho bem inferior ao das técnicas centralizadas, necessitando de valores pré-ajustados de impedância virtual para obter um bom compartilhamento.

Além disso, foi testada uma operação conjunta da técnica CS-I como técnica principal, e o D-CI como técnica backup em caso de falha de comunicação da CS-I em uma terceira MR, com topologia radial. Neste teste observou-se a redução do erro do compartilhamento de potência reativa com a utilização combinada das abordagens centralizada e descentralizada.

Os resultados mostraram que tanto as abordagens de técnicas centralizadas e descentralizadas têm suas vantagens e desvantagens, e a escolha entre elas dependerá das características específicas das MRs, como quantidade de conversores, topologias, localização das cargas e previsibilidade do comportamento da carga.

Pode-se concluir que as técnicas centralizadas são mais adequadas para MRs maiores e mais complexas, com topologias como barramentos distribuídos e radial, enquanto as descentralizadas funcionam bem para MRs menores e com topologia de barramento central, mas podem precisar de pré-ajuste dos valores de impedância virtual. No entanto, a melhor forma de corrigir o problema do compartilhamento de potência reativa pode ser uma combinação de centralizado e descentralizado, conforme foi demonstrado neste trabalho.

## 6.1 Recomendações para trabalhos futuros

A partir deste trabalho podem ser desenvolvidas outras análises da utilização da impedância virtual no problema do compartilhamento de potência reativa em MRs. Dessa forma, possíveis trabalhos futuros seriam relacionados a:

- Aprofundar a metodologia de cálculo off-line de impedância virtual para diferentes topologias de MRs e cenários de carga;
- Criar um método para otimizar os ganhos dos controladores PI das técnicas centralizadas e dos coeficientes de *droop* da técnica D-CI;
- Utilizar uma abordagem de comunicação distribuída a fim de obter os pontos fortes das técnicas centralizadas e descentralizadas, bem como testar em uma MR de maior porte, com grande quantidade de conversores, comparando com a combinação centralizada e descentralizada testada nesse trabalho.

## 6.2 Publicações

A revisão bibliográfica do problema do compartilhamento de potência reativa e a aplicação da impedância virtual neste contexto teve como resultado o artigo "*Trends in Microgrid Droop Control and the Power Sharing Problem*", o qual foi publicado no *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* (Felisberto, de Godoy, Marujo, de Almeida & Iscuissati, 2022).

Os modelos dos REDs apresentados no Capítulo 3 foram publicados no artigo "*A power electronic converter-based microgrid model for simulation studies - Fundamental controls, DER modeling and applications*" foi publicado na revista *Energy Systems* (Ioris et al., 2021), o qual teve como objetivo propor um benchmark para estudos em MRs.

Este trabalho também contribuiu para a escrita do Capítulo "*Microgrid Operation and Control: from grid-connected to islanded mode*" (Ioris, de Godoy, Felisberto, Poloni, de Almeida & Marujo, 2022) do livro *Planning and Operation of Active Distribution Networks*. Neste capítulo foi discutido os principais aspectos de controle e operação de MRs no modo ilhado e a transição entre os modos conectado e ilhado.

# Referências Bibliográficas

- Ahmed, M., Meegahapola, L., Vahidnia, A. & Datta, M. (2022). Adaptive virtual impedance controller for parallel and radial microgrids with varying  $x/r$  ratios, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* **13**(2): 830–843. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 40.
- An, R., Liu, Z. & Liu, J. (2019). Modified adaptive virtual impedance method to compensate mismatched line impedances in microgrids, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1109–1114. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- An, R., Liu, Z. & Liu, J. (2021). Successive-approximation-based virtual impedance tuning method for accurate reactive power sharing in islanded microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics* **36**(1): 87–102. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- An, R., Liu, Z., Liu, J. & Liu, B. (2020). Decentralized solution based on small-ac-signal injection for accurate power sharing in islanded microgrids with complex line impedances, *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3437–3443. Citado na página 40.
- An, R., Liu, Z., Liu, J. & Liu, B. (2022). A comprehensive solution to decentralized coordinative control of distributed generations in islanded microgrid based on dual-frequency-droop, *IEEE Transactions on Power Electronics* **37**(3): 3583–3598. Citado na página 40.
- An, R., Liu, Z., Liu, J. & Wang, S. (2018). A communication-independent reactive power sharing scheme with adaptive virtual impedance for parallel connected inverters, *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 3692–3697. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- Bazargan, D., Bahrani, B. & Filizadeh, S. (2018). Reduced capacitance battery storage dc-link voltage regulation and dynamic improvement using a feedforward control strategy, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **33**(4): 1659–1668. Citado na página 31.
- Bidram, A. & Davoudi, A. (2012). Hierarchical structure of microgrids control system, *IEEE Transactions on Smart Grid* **3**(4): 1963–1976. Citado 5 vezes nas páginas 15, 21, 22, 23 e 25.
- Bidram, A., Davoudi, A., Lewis, F. L. & Guerrero, J. M. (2013). Distributed cooperative secondary control of microgrids using feedback linearization, *IEEE Transactions on Power Systems* **28**(3): 3462–3470. Citado 3 vezes nas páginas 9, 50 e 51.
- Bijaieh, M. M., Anubi, O. M. & Konstantinou, C. (2020). Distributed adaptive ac droop control in d-q coordinates for inverter-based microgrids, *2020 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5. Citado na página 23.

- Calzo, G. L., Lidozzi, A., Solero, L. & Crescimbeni, F. (2013). Lc filter design for on-grid and off-grid distributed generating units, *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 713–720. Citado na página 34.
- Chiang, S., Yen, C. & Chang, K. (2001). A multimodule parallelable series-connected pwm voltage regulator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **48**(3): 506–516. Citado na página 26.
- De Brabandere, K., Bolsens, B., Van den Keybus, J., Woyte, A., Driesen, J., Belmans, R. & Leuven, K. (2004). A voltage and frequency droop control method for parallel inverters, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Vol. 4, pp. 2501–2507 Vol.4. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 38.
- Delille, G., Francois, B. & Malarange, G. (2012). Dynamic frequency control support by energy storage to reduce the impact of wind and solar generation on isolated power system's inertia, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* **3**(4): 931–939. Citado na página 31.
- Dheer, D. K., Gupta, Y. & Doolla, S. (2020). A self-adjusting droop control strategy to improve reactive power sharing in islanded microgrid, *IEEE Transactions on Sustainable Energy* **11**(3): 1624–1635. Citado na página 16.
- Engler, A. (2000). Control of parallel operating battery inverters. Citado na página 26.
- Engler, A. & Soutanis, N. (2005). Droop control in lv-grids, *2005 International Conference on Future Power Systems*, pp. 6 pp.–6. Citado na página 38.
- Farrokhhabadi, M., König, S., Cañizares, C. A., Bhattacharya, K. & Leibfried, T. (2018). Battery energy storage system models for microgrid stability analysis and dynamic simulation, *IEEE Transactions on Power Systems* **33**(2): 2301–2312. Citado na página 31.
- Felisberto, K., de Godoy, P., Marujo, D., de Almeida, A. B. & Iscuissati, R. B. (2022). Trends in microgrid droop control and the power sharing problem, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* **33**: 719–732. Citado na página 70.
- Gkountaras, A. (2017). *Modeling Techniques and Control Strategies for Inverter Dominated Microgrids*, Tese de doutorado, Universitätsverlag der TU Berlin, Berlin, Deutschland. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 36.
- Guerrero, J., Berbel, N., Matas, J., Sosa, J., Cruz, J. & Alentorn, A. (2005). Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance, *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 10 pp.–P.10. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 39.
- Guerrero, J., de Vicuna, L., Matas, J., Castilla, M. & Miret, J. (2004). A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems, *IEEE Transactions on Power Electronics* **19**(5): 1205–1213. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.

- Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., de Vicuna, L. G. & Castilla, M. (2011). Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58**(1): 158–172. Citado 4 vezes nas páginas 16, 21, 22 e 23.
- Guerrero, J., Matas, J., Garcia De Vicunagarcia De Vicuna, L., Castilla, M. & Miret, J. (2006). Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **53**(5): 1461–1470. Citado na página 24.
- Gupta, Y., Chatterjee, K. & Doolla, S. (2020). A simple control scheme for improving reactive power sharing in islanded microgrid, *IEEE Transactions on Power Systems* **35**(4): 3158–3169. Citado na página 16.
- Göthner, F., Midtgård, O., Torres-Olguin, R. & D’Arco, S. (2018). Effect of including transient virtual impedance in droop-controlled microgrids, *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe*, pp. 1–6. Citado na página 40.
- Han, H., Hou, X., Yang, J., Wu, J., Su, M. & Guerrero, J. M. (2016). Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids, *IEEE Transactions on Smart Grid* **7**(1): 200–215. Citado 3 vezes nas páginas 15, 24 e 25.
- He, J., Li, Y. W., Guerrero, J. M., Blaabjerg, F. & Vasquez, J. C. (2013). An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme, *IEEE Transactions on Power Electronics* **28**(11): 5272–5282. Citado na página 24.
- Hoang, T. V., Nguyen, T. D. & Lee, H.-H. (2016). Adaptive virtual impedance control scheme to eliminate reactive power sharing errors in islanded microgrid, *2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, pp. 224–229. Citado 3 vezes nas páginas 40, 41 e 56.
- Hossain, E., Kabalci, E., Bayindir, R. & Perez, R. (2014). Microgrid testbeds around the world: State of art, *Energy Conversion and Management* **86**: 132–153. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- Huang, P., Vorobev, P., Hosani, M. A., Kirtley, J. L. & Turitsyn, K. (2017). Systematic design of virtual component method for inverter-based microgrids, *2017 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pp. 1–5. Citado na página 40.
- Ioris, D., de Godoy, P. T., Felisberto, K. D. R., Poloni, P., de Almeida, A. B. & Marujo, D. (2021). A power electronic converter-based microgrid model for simulation studies, *Energy Systems* . Citado 3 vezes nas páginas 30, 31 e 70.
- Ioris, D., de Godoy, P. T., Felisberto, K. D. R., Poloni, P., de Almeida, A. B. & Marujo, D. (2022). *Microgrid Operation and Control: From Grid-Connected to Islanded Mode*, Springer International Publishing, Cham, pp. 233–256. Citado na página 70.

- Jayaraman, M., Sreedevi, V. T. & Balakrishnan, R. (2013). Analysis and design of passive filters for power quality improvement in standalone pv systems, *2013 Nirma University International Conference on Engineering (NUICONE)*, pp. 1–6. Citado na página 34.
- Keyvani-Boroujeni, B., Fani, B., Shahgholian, G. & Alhelou, H. H. (2021). Virtual impedance-based droop control scheme to avoid power quality and stability problems in vsi-dominated microgrids, *IEEE Access* **9**: 144999–145011. Citado na página 23.
- Kueffner, J. H. (1986). Wind hybrid power system for antarctica inmarsat link, *INTELEC '86 - International Telecommunications Energy Conference*, pp. 297–298. Citado na página 19.
- Lasseter, B. (2001). Microgrids [distributed power generation], *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*, Vol. 1, pp. 146–149 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- Lasseter, R. (2002). Microgrids, *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, Vol. 1, pp. 305–308 vol.1. Citado 3 vezes nas páginas 15, 20 e 24.
- Lasseter, R. & Paigi, P. (2004). Microgrid: a conceptual solution, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Vol. 6, pp. 4285–4290 Vol.6. Citado 3 vezes nas páginas 15, 20 e 24.
- Leao, R. P. S., Fernando, L. M. A., Lourenco, T. G. M. & Andrade, K. R. (2009). A comprehensive overview on wind power integration to the power grid, *IEEE Latin America Transactions* **7**(6): 620–629. Citado na página 15.
- Liu, B., Liu, Z., Liu, J., An, R., Zheng, H. & Shi, Y. (2019). An adaptive virtual impedance control scheme based on small-ac-signal injection for unbalanced and harmonic power sharing in islanded microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics* **34**(12): 12333–12355. Citado na página 40.
- Lopes, J., Moreira, C. & Madureira, A. (2006). Defining control strategies for microgrids islanded operation, *IEEE Transactions on Power Systems* **21**(2): 916–924. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- Lu, J., Zhao, M., Golestan, S., Dragicevic, T., Pan, X. & Guerrero, J. M. (2022). Distributed event-triggered control for reactive, unbalanced, and harmonic power sharing in islanded ac microgrids, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **69**(2): 1548–1560. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 40.
- Mahmood, H., Michaelson, D. & Jiang, J. (2015). Accurate reactive power sharing in an islanded microgrid using adaptive virtual impedances, *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(3): 1605–1617. Citado na página 16.
- Mohamed, Y. A. I. & El-Saadany, E. F. (2008). Adaptive decentralized droop controller to pre-

- serve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics* **23**(6): 2806–2816. Citado na página 35.
- Mohammed, N. & Ciobotaru, M. (2020). An accurate reactive power sharing strategy for an islanded microgrid based on online feeder impedance estimation, *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2525–2530. Citado na página 40.
- Montoya, M., Sherick, R., Haralson, P., Neal, R. & Yinger, R. (2013). Islands in the storm: Integrating microgrids into the larger grid, *IEEE Power and Energy Magazine* **11**(4): 33–39. Citado na página 15.
- Nandi, R., Tripathy, M. & Gupta, C. (2022). Adaptive virtual impedance droop control for ac microgrid based on voltage and current deviations, *2022 IEEE Global Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GlobConPT)*, pp. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 40.
- Ndeh, S. G., Ebot, B. J., Akawung, A. F., Khan, N. D. & Emmanuel, T. (2023). Decentralized droop control strategies for parallel-connected distributed generators in an ac islanded microgrid: A review, *2023 7th International Conference on Green Energy and Applications (ICGEA)*, pp. 83–90. Citado na página 23.
- Olivares, D. E., Mehrizi-Sani, A., Etemadi, A. H., Cañizares, C. A., Iravani, R., Kazerani, M., Hajimiragha, A. H., Gomis-Bellmunt, O., Saeedifard, M., Palma-Behnke, R., Jiménez-Estévez, G. A. & Hatziargyriou, N. D. (2014). Trends in microgrid control, *IEEE Transactions on Smart Grid* **5**(4): 1905–1919. Citado 3 vezes nas páginas 15, 23 e 25.
- Pegueroles-Queralt, J., Bianchi, F. D. & Gomis-Bellmunt, O. (2014). Control of a lithium-ion battery storage system for microgrid applications, *Journal of Power Sources* **272**: 531–540. Citado na página 31.
- Pham, M. & Lee, H. (2021). Effective coordinated virtual impedance control for accurate power sharing in islanded microgrid, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **68**(3): 2279–2288. Citado 3 vezes nas páginas 40, 42 e 43.
- Planas, E., Gil-de Muro, A., Andreu, J., Kortabarria, I. & Alegría, I. M. (2013). General aspects, hierarchical controls and droop methods in microgrids: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **17**: 147–159. Citado 3 vezes nas páginas 16, 22 e 23.
- Razi, R., Iman-Eini, H., Hamzeh, M. & Bacha, S. (2020). A novel extended impedance-power droop for accurate active and reactive power sharing in a multi-bus microgrid with complex impedances, *IEEE Transactions on Smart Grid* **11**(5): 3795–3804. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- Reznik, A., Simões, M. G. and Al-Durra, A. & Muyeen, S. M. (2014). Filter design and performance analysis for grid-interconnected systems, *IEEE Transactions on Industry Applications* **50**(2): 1225–1232. Citado na página 34.

- Sao, C. & Lehn, P. (2006). Intentional islanded operation of converter fed microgrids, 2006 *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, p. 6. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 38.
- Soshinskaya, M., Crijs-Graus, W. H., Guerrero, J. M. & Vasquez, J. C. (2014). Microgrids: Experiences, barriers and success factors, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **40**: 659–672. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- Strunz, K., Abbey, C., Andrieu, C., Campbell, R. C. & Fletcher, R. (2014). *Benchmark Systems for Network Integration of Renewable and Distributed Energy Resources*, CIGRE. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 64.
- Tayab, U. B., Roslan, M. A. B., Hwai, L. J. & Kashif, M. (2017). A review of droop control techniques for microgrid, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **76**: 717–727. Citado 3 vezes nas páginas 15, 23 e 25.
- Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. & Mauch, K. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections, *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, Vol. 1, pp. 94–100 vol.1. Citado na página 24.
- Vijay, A. S., Dubey, S. M. & Doolla, . (2022). A non-linear adaptive virtual impedance (nlavi) based approach for sharing asymmetrical currents, 2022 *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–5. Citado na página 40.
- Vijay, A. S., Parth, N., Doolla, S. & Chandorkar, M. C. (2021). An adaptive virtual impedance control for improving power sharing among inverters in islanded ac microgrids, *IEEE Transactions on Smart Grid* **12**(4): 2991–3003. Citado 3 vezes nas páginas 40, 44 e 45.
- Yazdani, A. & Iravani, R. (2010). *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, Wiley. Citado 6 vezes nas páginas 30, 32, 33, 35, 36 e 37.
- Zhang, M., Song, B. & Wang, J. (2019). Circulating current control strategy based on equivalent feeder for parallel inverters in islanded microgrid, *IEEE Transactions on Power Systems* **34**(1): 595–605. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- Zhu, Y., Zhuo, F., Wang, F., Liu, B. & Zhao, Y. (2015). A wireless load sharing strategy for islanded microgrid based on feeder current sensing, *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(12): 6706–6719. Citado 3 vezes nas páginas 16, 39 e 40.

# Apêndice A

## Parâmetros de controle dos conversores das MRs

A Tabela A.1 apresenta os parâmetros dos controles e filtro dos conversores utilizados na MR-2 e MR-4 apresentadas no Capítulo 5.

**Tabela A.1:** Parâmetros dos conversores da MR-2 e MR-4.

Elemento	Valor	Elemento	Valor
Corrente nominal RMS (A)	65	Máxima corrente RMS (A)	97,5
Capacitância do filtro $C_F$ ( $\mu\text{F}$ )	5E-6	Reatância do filtro $L_F$ (mH)	1,35E-3
Resistência <i>Damping</i> do filtro $R_{CF}$ ( $\Omega$ )	0	Resistência do indutor do filtro $R_f$ ( $\Omega$ )	0,1009
Ganho integral do controle de corrente - $K_{ii}$	1200	Ganho proporcional do controle de corrente - $K_{pi}$	1200
Ganho integral do controle de tensão - $K_{iv}$	500	Ganho proporcional do controle de tensão - $K_{pv}$	500
Frequência de corte do filtro de potência ativa $\omega_c$ (P) (rad/s)	20	Frequência de corte do filtro de potência reativa $\omega_c$ (Q) (rad/s)	20

Já a Tabela A.2 apresenta os dados da MR-CIGRE e os parâmetros da bateria utilizada como fonte primária.

**Tabela A.2:** Parâmetros dos conversores da MR-CIGRE.

Elemento	Valor	Elemento	Valor
Tensão de circuito aberto da célula da bateria $V_{oc}$ com SoC 50% (V)	3,6	Corrente nominal da célula da bateria (Ah)	5
Resistência equivalente da célula da bateria ( $\Omega$ )	184	Número de células da bateria em série - $N_{cel}$	50
Tensão de circuito aberto da bateria $V_{oc}$ com SoC 50% (V)	180	Número de <i>strings</i> das células da bateria em paralelo - $N_s$	60
Indutância do indutor de <i>Chopper</i> ( $\mu\text{H}$ )	4	Resistência do indutor de <i>Chopper</i> ( $\Omega$ )	0,03
Referência de tensão do elo CC - $V_{CCref}$ (V)	800	Capacitância do elo CC - $C_{CC}$ (mF)	2
Ganho do controle de tensão - $K_{v_b}$	0,3	Constante de tempo do controle de tensão - $T_{v_b}$ (ms)	40
Ganho do controle de corrente da bateria - $K_{i_b}$	4	Constante de tempo do controle de corrente - $T_{i_b}$ (ms)	4