

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dalmo Cardoso da Silva Júnior

**Contribuições ao paralelismo de conversores fonte de tensão a quatro fios
aplicados no compartilhamento de potência**

Juiz de Fora

2024

Dalmo Cardoso da Silva Júnior

**Contribuições ao paralelismo de conversores fonte de tensão a quatro fios
aplicados no compartilhamento de potência**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Machado de Almeida

Coorientadora: Prof^ª. Dr^ª. Janaína Gonçalves de Oliveira

Juiz de Fora

2024

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Silva Júnior, Dalmo Cardoso.

Contribuições ao paralelismo de conversores fonte de tensão a quatro fios aplicados no compartilhamento de potência / Dalmo Cardoso da Silva Júnior. – 2024.

131 p. : il.

Orientador: Pedro Machado de Almeida

Coorientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2024.

1. Conversor fonte de tensão. 2. Sistema a quatro fios. 3. Compartilhamento de potência. I. Almeida, Pedro Machado de, orient. II. Oliveira, Janaína Gonçalves de, coorient. III. Título.

Dalmo Cardoso da Silva Júnior

Contribuições ao paralelismo de conversores fonte de tensão a quatro fios aplicados no compartilhamento de potência

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 10 de janeiro de 2024.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Pedro Machado de Almeida - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

Profa. Dra. Janáina Gonçalves de Oliveira - Coorientadora

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Pedro Santos Almeida

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein

Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho

Universidade Federal de Uberlândia

Juiz de Fora, 03/01/2024.



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Gomes Barbosa, Coordenador(a)**, em 10/01/2024, às 12:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Machado de Almeida, Professor(a)**, em 10/01/2024, às 12:29, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ernane Antônio Alves Coelho, Usuário Externo**, em 10/01/2024, às 12:30, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Santos Almeida, Professor(a)**, em 10/01/2024, às 12:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Janaina Goncalves de Oliveira, Professor(a)**, em 08/03/2024, às 15:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Lobo Heldwein, Usuário Externo**, em 18/03/2024, às 06:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1648363** e o código CRC **5788E1AD**.

Dedico esta tese à minha família e meus amigos, especialmente ao meu filho, Augusto.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, ser supremo e inabalável, por todas as conquistas em minha vida e por mais essa vitória.

À minha mãe, Maria Clara, pelas palavras de incentivo, por sempre acreditar em mim, por sonhar junto comigo, por tornar a realização desse sonho a sua própria vitória, por me confortar em todos os momentos difíceis, pela dedicação. Enfim, mãe, obrigado pelo seu amor incondicional, obrigado por tudo. Ao meu pai, Dalmo, pelos votos de confiança e dedicação.

Aos meus avós, Oscar (in memorian) e Maria José (in memorian), por parte da criação que me deram, por me privilegiarem em fazer parte dessa família maravilhosa, enfim, obrigado por terem serem mais do que pais para mim.

À minha irmã, Desirée, pelo carinho, pela atenção, pelo apoio, por sempre me ajudar nos momentos de dificuldades e ser quase uma mãe para mim.

À Laura, minha esposa e amiga, pelos conselhos, pela irrestrita compreensão, pelo incentivo e a toda sua família, Paulo e Tereza, a qual eu também faço parte.

Ao meu filho, Augusto, ser pelo qual virou a razão da minha existência, motivo de todos os meus objetivos.

À todo os meus familiares, tios(as) e primos(as), pelo incentivo e por torcerem por mim. Em especial, à Maria Tereza, por me ter como filho.

Ao meu orientador, Prof. Pedro Machado de Almeida pela disponibilidade, paciência em me ajudar durante todo esse trabalho. E ainda, por toda confiança depositada em mim.

À minha coorientadora, Prof. Janaína Gonçalves de Oliveira, pelos ensinamentos compartilhados, e principalmente, pela ajuda durante o decorrer do trabalho.

Ao Prof. Pedro Gomes Barbosa pelos ensinamentos, conselhos e por participar ativamente da minha formação.

Aos amigos do LABSIM, LEENER, NAEP e LAPTEL. Aos amigos de vida, os quais especialmente cito: Josué, Leonardo Meireles, Lucca, Pedro Henrique, Rodolfo e Andrei.

À CAPES, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por todo o suporte e pelas ferramentas necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

Enfim, agradeço a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a concretização desse trabalho.

“Nenhum trabalho de qualidade pode ser feito sem concentração e auto-sacrifício, esforço e dúvida.”
(Max Beerbohm).

Resumo

A presente pesquisa se origina na identificação de alguns desafios na conexão de gerações distribuídas à rede elétrica de baixa tensão a quatro fios. O emprego de conversores fonte de tensão de quatro braços se destaca como uma solução vantajosa, especialmente em sistemas de distribuição desequilibrados, em que é possível um controle mais preciso das correntes e tensões de sequência zero. Adicionalmente, a estratégia de passividade na impedância de saída dos conversores foi adotada com o objetivo de assegurar a estabilidade da microrrede e a flexibilidade na conexão de múltiplos conversores que operam em paralelo. Um fator crucial na pesquisa foi o compartilhamento eficaz da corrente no neutro dos conversores, o que desempenha um papel fundamental na garantia de eficiência e na mitigação de problemas, incluindo sobrecargas. Ademais, a tese propõe uma estrutura para a operação em paralelo de conversores sem a necessidade de comunicação direta entre eles. Essa abordagem simplifica o sistema, reduz os requisitos de hardware e software, diminui os custos, aumenta a confiabilidade ao torná-lo imune a falhas de comunicação e proporciona maior flexibilidade, permitindo que os conversores operem de forma independente. A validação das estratégias estudadas é apresentada por meio de resultados de simulações computacionais, que demonstram o êxito das abordagens implementadas. Como trabalhos futuros é proposto, dentre outros pontos, a implementação das estratégias de controle em bancada experimental, visando aprimorar ainda mais a pesquisa, além da alimentação de cargas não lineares.

Palavras-chave: microrrede, geração distribuída, conversor fonte de tensão, *droop control*, compartilhamento de potência, sistema trifásico a quatro fios.

Abstract

The present research originates from the identification of challenges in connecting distributed generations to the low-voltage four-wire electrical network. The use of four-leg voltage source converters stands out as an advantageous solution, especially in unbalanced distribution systems, where more precise control of zero-sequence currents and voltages is possible. Additionally, a passivity strategy in the converters' output impedance was adopted to ensure microgrid stability and flexibility in connecting multiple converters operating in parallel. A crucial factor in the research was the effective sharing of current in the converters' neutral, playing a fundamental role in ensuring efficiency and mitigating issues, including overloads. Furthermore, the thesis proposes a framework for parallel operation of converters without the need for direct communication between them. This approach simplifies the system, reduces hardware and software requirements, cuts costs, enhances reliability by making it immune to communication failures, and provides greater flexibility, allowing the converters to operate independently. The validation of the studied strategies is presented through computational simulation results, demonstrating the success of the implemented approaches. Future work includes, among other aspects, implementing control strategies in experimental setups to further enhance the research, as well as powering nonlinear loads.

Keywords: microgrid, distributed generation, voltage source converter, droop control, power sharing, three-phase four-wire system.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Classificação das microrredes de energia elétrica.	33
Figura 2 – Configuração típica de uma microrrede CA.	34
Figura 3 – Topologia de controle hierárquico em microrredes.	35
Figura 4 – Topologia I para o conversor formador de rede.	39
Figura 5 – Topologia II para o conversor formador de rede.	39
Figura 6 – Topologia III para o conversor formador de rede.	40
Figura 7 – Topologia IV para o conversor formador de rede.	41
Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando duas malhas de controle com realimentação da corrente no capacitor.	43
Figura 9 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando duas malhas de controle com realimentação da corrente no indutor.	43
Figura 10 – Resposta em frequência da impedância de saída do conversor: $Z_{oc}(s)$ e $Z_{oi}(s)$	44
Figura 11 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando uma malha de controle.	46
Figura 12 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando duas malhas de controle.	46
Figura 13 – Resposta em frequência da função de transferência e da malha interna do conversor.	47
Figura 14 – Equivalente de Thevenin do conversor formador de rede.	48
Figura 15 – Esquemático simplificado de dois conversores em paralelo.	49
Figura 16 – Curvas característica do <i>droop control</i> indutivo.	52
Figura 17 – Curvas característica do <i>droop control</i> resistivo.	53
Figura 18 – Significado físico das potências instantâneas real e imaginária.	55
Figura 19 – Representação fasorial da teoria das potências instantâneas no referencial estacionário $\alpha\beta$	56
Figura 20 – Significado físico das potências instantâneas real, imaginária e de sequência zero.	57
Figura 21 – Diagrama de blocos do conversor fonte de tensão com filtro LC de saída.	58
Figura 22 – Diagrama de blocos da modelagem do conversor em $\alpha\beta 0$	67
Figura 23 – Representação em diagrama de blocos da tensão de saída do conversor.	67
Figura 24 – Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente em malha fechada no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	69
Figura 25 – Resposta em frequência da função de transferência e da malha interna do conversor nos eixos $\alpha\beta$	71

Figura 26 – Resposta em frequência da função de transferência e da malha interna do conversor no eixo 0.	71
Figura 27 – Diagrama de blocos de uma estrutura básica de controle.	73
Figura 28 – Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada do controle da tensão terminal no eixos α e β	77
Figura 29 – Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada do controle da tensão terminal no eixo 0.	78
Figura 30 – Resposta em frequência da impedância de saída em malha aberta do conversor nos eixos $\alpha\beta$ e 0.	79
Figura 31 – Resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada nos eixos $\alpha\beta$ e 0.	80
Figura 32 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor em malha fechada nos eixos α e β	80
Figura 33 – Resposta em frequência das impedâncias de saída do conversor em malha aberta, em malha fechada e do controlador nos eixos $\alpha\beta$	81
Figura 34 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor em malha fechada no eixo 0.	82
Figura 35 – Equivalente de Thévenin para o circuito do eixo 0 de dois conversores em paralelo.	82
Figura 36 – Resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada no eixo 0 para diferentes valores de $K_{p,f}$	84
Figura 37 – Resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada no eixo 0 para diferentes valores de $K_{i,f}$	85
Figura 38 – Detalhe da magnitude da resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada no eixo 0 para diferentes valores de $K_{i,f}$	86
Figura 39 – Lugar das raízes do polinômio de Kharitonov para o coeficiente m	92
Figura 40 – Lugar das raízes do polinômio de Kharitonov para o coeficiente n	93
Figura 41 – Resposta de fase (δ) do conversor para diferentes valores de m e n	94
Figura 42 – Região definida da faixa de especificações de desempenho para variações paramétricas.	95
Figura 43 – Resposta ótima de fase (δ) do conversor.	96
Figura 44 – Comportamento dinâmico da respostas ótima de δ do <i>droop control</i> para diferentes valores de R e X	97
Figura 45 – Diagrama de blocos das malhas de controle propostas nesta tese para compartilhamento de potência e corrente no neutro.	99
Figura 46 – Malhas internas de controle do conversor.	100
Figura 47 – Estrutura da microrrede estudada.	100
Figura 48 – Circuito trifásico a quatro fios simplificado.	101
Figura 49 – Análise de correlação entre tensão e corrente no eixos α , β e 0.	106

Figura 50 – Perfil de tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) para variações de carga.	107
Figura 51 – Fatores de desequilíbrio de tensão no PAC para variações de carga.	108
Figura 52 – Distribuição das correntes no neutro dos conversores sem $G_{f,0}(s)$.	109
Figura 53 – Distribuição das correntes no neutro dos conversores com $G_{f,0}(s)$ para as proporções de (a) 40 %-60 %; (b) 50 %-50 %; (a) 60 %-40 %.	110
Figura 54 – Distribuição das proporções de compartilhamento da corrente no neutro dos conversores com $G_{f,0}(s)$.	111
Figura 55 – Análise da dispersão e histograma das correntes no neutro dos conversores 1 e 2 com $G_{f,0}(s)$.	112
Figura 56 – Fator de desequilíbrio de tensão de sequência zero.	112
Figura 57 – Fator de desequilíbrio de tensão de sequência negativa.	113
Figura 58 – Curvas de potência reativa e frequência angular nos períodos de transição entre modos conectados e ilhados da rede elétrica.	114
Figura 59 – Curvas de potência ativa e amplitude de tensão nos períodos de transição entre modos conectados e ilhados da rede elétrica.	115
Figura 60 – Tensão trifásica no PAC nos períodos de transição entre modos conectados e ilhados da rede elétrica.	116
Figura 61 – Curvas de potência ativa e amplitude de tensão terminal para conversores em paralelo sem e com a malha de aprimoramento do compartilhamento de potência.	118
Figura 62 – Compartilhamento de potências ativa e reativa.	120
Figura 63 – Estrutura para estimação da magnitude da impedância de saída dos conversores em 60 Hz.	121
Figura 64 – Compartilhamento da corrente no neutro dos conversores: (a) corrente no neutro, (b) estimação da impedância de saída e (c) fator de desequilíbrio no PAC.	122
Figura 65 – Perfil da amplitude de tensão: (a) conversor 1, (c) conversor 2 e (e) PAC; perfil de tensão trifásica: (b) conversor 1, (d) conversor 2 e (f) PAC.	123

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Relação X/R para redes de distribuição de energia elétrica.	50
Tabela 2 – Parâmetros do sistema.	70
Tabela 3 – Intervalo de variação do parâmetros do sistema.	92
Tabela 4 – Variação estável dos parâmetros do sistema.	93
Tabela 5 – Variação desejável dos parâmetros do sistema.	93
Tabela 6 – Parâmetros ótimos do <i>Droop Control</i>	96
Tabela 7 – Parâmetros nominais do sistema da Figura 48.	105
Tabela 8 – Parâmetros por unidade (pu) do sistema da Figura 48.	105
Tabela 9 – Resumo das proporções de compartilhamento da corrente no neutro.	110
Tabela 10 – Eventos de transição entre os modos de operação da microrrede: conectada e ilhada da rede elétrica principal.	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AGC controle automático de geração (do inglês, *Automatic Generation Control*)

AVR regulação automática de tensão (do inglês, *Automatic Voltage Regulation*)

BT baixa tensão

CA corrente alternada

CC corrente contínua

CMC controle modo corrente (do inglês, *current-mode control*)

DSOGI integrador generalizado de segunda ordem duplo, (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator*)

FC célula combustível (do inglês, *Fuel Cell*)

FPB filtro passa-baixas

GD geração distribuída

HIL Hardware In the Loop

LC indutor-capacitor

MT micro turbinas

QEE qualidade da energia elétrica

RTDS simulador digital de tempo real (do inglês, *Real Time Digital Simulator*)

PAC ponto de acoplamento comum

PR proporcional-ressonante

PSS estabilizador do sistema de energia (do inglês, *Power System Stabilizer*)

PV célula fotovoltaica (do inglês, *Photovoltaic cell*)

SEP sistema elétrico de potência

SPWM modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*)

SOGI integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

UPS fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*)

VSC conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

VSM máquina síncrona virtual (do inglês, *Virtual Synchronous Machine*)

VUF fator de desequilíbrio de tensão (do inglês, *Voltage Unbalance Factor*)

VMC controle modo tensão (do inglês, *voltage-mode control*)

WT turbina eólica, (do inglês, *Wind Turbine*)

LISTA DE SÍMBOLOS

variável com letra minúscula grandezas instantâneas (variantes no tempo)
variável com letra maiúscula grandezas eficazes, contínuas e constantes
variável com letra em **negrito** vetores ou matrizes

Sobrescritos

x^* valores de referência
 \hat{x} valores de pico
 \vec{x} vetor espacial
 x' operador de transposição
 x^+ componentes de sequência positiva
 x^- componentes de sequência negativa
 \tilde{x} componentes oscilantes
 \bar{x} componentes médias
 \hat{x} fasor

Subscritos

x_1 componentes fundamental de uma grandeza elétrica
 x_a grandeza elétrica relativa a fase a
 x_b grandeza elétrica relativa a fase b
 x_c grandeza elétrica relativa a fase c
 x_α grandezas elétricas referidas a coordenada alfa (eixo α)
 x_β grandezas elétricas referidas a coordenada beta (eixo β)
 x_0 grandezas elétricas referidas a coordenada 0 (eixo 0)
 Δ pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio
 ω frequência angular
 ζ fator de amortecimento
 λ raízes de polinômio
 ϕ fase da impedância equivalente
 f_c frequência de corte de filtro passa-baixas
 C_f capacitor do filtro de saída do conversor
 L_f indutor do filtro de saída do conversor
 S_n potência aparente nominal do conversor
 V_s amplitude da tensão de fase
 f_1 frequência fundamental da ere elétrica
 k_c controlador da malha interna de corrente
 $Z_{oc}(s), Z_{oi}(s)$ impedâncias de saída do conversor com realimentação da malha interna pela corrente no capacitor e indutor, respectivamente
 k_{Px} coeficiente de frequência do *droop* indutivo
 k_{Qx} coeficiente de tensão do *droop* indutivo
 m_x coeficiente de *droop* de frequência indutivo
 n_x coeficiente de *droop* de tensão indutivo
m coeficiente de *droop* Q-f

n	coeficiente de <i>droop</i> P-E
k_{Pr}	coeficiente de frequência do <i>droop</i> resistivo
k_{Qr}	coeficiente de tensão do <i>droop</i> resistivo
m_r	coeficiente de <i>droop</i> de frequência resistivo
n_r	coeficiente de <i>droop</i> de tensão resistivo
$i_{t,a}$	corrente terminal sintetizada pelo conversor na fase a
$i_{t,b}$	corrente terminal sintetizada pelo conversor na fase b
$i_{t,c}$	corrente terminal sintetizada pelo conversor na fase c
$i_{t,n}$	corrente terminal sintetizada pelo conversor no quarto braço
$v_{t,a}$	tensão terminal do conversor na fase a
$v_{t,b}$	tensão terminal do conversor na fase b
$v_{t,c}$	tensão terminal do conversor na fase c
$v_{t,n}$	tensão terminal do conversor no quarto braço
$v_{s,a}$	tensão no capacitor do filtro na fase a
$v_{s,b}$	tensão no capacitor do filtro na fase b
$v_{s,c}$	tensão no capacitor do filtro na fase c
v_{CC}	tensão no capacitor do lado CC
Q_e	fator de eficiência do indutor
P	Potência ativa do conversor
Q	Potência reativa do conversor
R	Resistência da linha de distribuição
X	Reatância indutiva da linha de distribuição
U	Módulo da tensão terminal do conversor
V_{pac}	Módulo da tensão no PAC
δ	diferença de fase entre tensão terminal do conversor e da tensão no PAC
ΔP	Variação da potência ativa do conversor
ΔQ	Variação da potência reativa do conversor
ΔU	Variação da tensão terminal do conversor
$\Delta \delta$	Variação da diferença angular do conversor em relação ao PAC
K_{pu}	Derivada parcial da variável P em relação a variável U
$K_{p\delta}$	Derivada parcial da variável P em relação a variável δ
K_{px}	Derivada parcial da variável P em relação a variável X
K_{qu}	Derivada parcial da variável Q em relação a variável U
K_{qx}	Derivada parcial da variável Q em relação a variável X
$K_{q\delta}$	Derivada parcial da variável Q em relação a variável δ
$\Gamma(s)$	Polinômio intervalar de Kharitonov
$\Gamma_1(s)$	Polinômio 1 de Kharitonov
$\Gamma_2(s)$	Polinômio 2 de Kharitonov
$\Gamma_3(s)$	Polinômio 3 de Kharitonov
$\Gamma_4(s)$	Polinômio 4 de Kharitonov
γ	Coefficientes do polinômio intervalar de Kharitonov
$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$	matriz de transformação de Clarke

$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}$	matriz inversa de transformação de Clarke
$\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}$	matriz aumentada de transformação de Clarke
$\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}^{-1}$	matriz inversa aumentada de transformação de Clarke

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
1.2	ESTADO DA ARTE DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA POR DROOP CONTROL	24
1.3	IDENTIFICAÇÃO DOS PROBLEMAS	25
1.4	MOTIVAÇÃO	27
1.5	CONTRIBUIÇÕES	27
1.6	OBJETIVOS	28
1.7	PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA	29
1.8	ESTRUTURA DO TRABALHO	31
2	O CONCEITOS DE MICRORREDES	33
2.1	INTRODUÇÃO	33
2.2	TÉCNICAS DE CONTROLE EM MICRORREDES	35
2.3	MODOS DE OPERAÇÃO EM MICRORREDES	36
2.3.1	Modo conectado à rede elétrica principal	37
2.3.2	Modo Ilhado	37
2.4	REVISÃO DOS CONVERSORES FORMADORES DE REDE EM MICRORREDES CA	37
2.4.1	Topologia dos conversores formadores de rede	38
2.4.1.1	Topologia I - Trifásico a três fios	38
2.4.1.2	Topologia II - Trifásico a três fios com transformador	39
2.4.1.3	Topologia III - Trifásico a quatro fios com ponto central no capacitor	40
2.4.1.4	Topologia IV - Trifásico, quatro braços e quatro fios	40
2.5	CONTROLE DO CONVERSOR FORMADOR DE REDE COM FIL- TRO LC	41
2.5.1	Projeto do Filtro LC	41
2.5.2	Estratégia de controle de tensão aplicada a VSC com filtro LC	42
2.5.2.1	Ressonância dos Filtros LC	45
2.5.2.2	Amortecimento passivo	45
2.5.2.3	Amortecimento Ativo	45
2.6	PASSIVIDADE EM CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA	46
2.7	REVISÃO DA OPERAÇÃO DE CONVERSORES FORMADORES DE REDE EM PARALELO	48
2.7.1	Droop control para compartilhamento de potência entre con- versores em paralelo	48
2.8	REVISÃO DA TEORIA DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS	54

2.8.1	Teoria das potências instantâneas em sistemas trifásicos a três fios	54
2.8.2	Teoria das potências instantâneas em sistemas trifásicos a quatro fios	55
3	MODELAGEM E PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE DOS CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA . .	58
3.1	MODELAGEM DO VSC FORMADOR DE REDE DE QUATRO BRAÇOS	58
3.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO VSC DE QUATRO BRAÇOS . .	68
3.2.1	Projeto do filtro de interface e do controlador da malha interna de corrente $K_c(s)$	69
3.2.2	Projeto do controlador da malha externa de tensão $C_v(s)$	72
3.2.2.1	Alocação de polos baseada em polinômios	72
3.2.2.2	Projeto dos controladores de tensão do VSC de quatro braços	74
3.2.3	Projeto da passividade da impedância de saída dos conversores	78
3.2.4	Projeto do controlador <i>feedforward</i> de corrente do eixo 0 . . .	81
3.3	ANÁLISE DE ESTABILIDADE POR PEQUENOS SINAIS DAS MALHAS DE DROOP CONTROL	85
3.4	PROJETO ÓTIMO DOS PARÂMETROS DO <i>DROOP CONTROL</i> ω_f , m e n	94
3.5	MALHA DE APRIMORAMENTO DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA	97
3.6	IMPLEMENTAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE DO CONVERSOR	98
3.7	MODELAGEM MATEMÁTICA PARA ANÁLISE ESTATÍSTICA . . .	99
4	ANÁLISE DOS RESULTADOS	105
4.1	RESULTADOS TEÓRICOS ESTATÍSTICOS	105
4.1.1	Análise de correlação no acoplamento entre corrente e tensão nos eixos $\alpha\beta 0$	106
4.1.2	Análise do perfil de tensão no PAC para variações de carga . .	107
4.1.3	Análise de consequências da metodologia proposta para compartilhamento da corrente no neutro	108
4.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	113
4.2.1	Capacidade da microrrede operar em modos conectado e ilhado da rede elétrica principal	114
4.2.2	Operação ilhada da microrrede: dois conversores em paralelo .	116
4.2.2.1	Malha de aprimoramento do compartilhamento de potência	116
4.2.2.2	Compartilhamento de potência	119
4.2.2.3	Compartilhamento da corrente no neutro	120
5	CONCLUSÃO	124
5.1	TRABALHOS FUTUROS	125

REFERÊNCIAS 126

1 INTRODUÇÃO

Tradicionalmente, as grandes centrais de produção de energia elétrica estão localizadas longe dos centros de carga, a partir da estrutura do sistema elétrico de potência (SEP), constituído por geração, transmissão e distribuição. Essa configuração faz com que o fluxo de potência flua da geração pelas linhas de transmissão até as cargas nos centros consumidores, como cidades e indústrias. Nesse contexto de produção centralizada de energia elétrica, exige-se um alto grau de complexidade na operação do sistema em relação a transmissão e a distribuição (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

Em contraste com essas grandes centrais de geração de energia elétrica, um novo paradigma está em expansão, a geração distribuída (GD) (UFA *et al.*, 2022). A GD pode ser definida, segundo Junior e Freitas (2022), como uma abordagem de múltiplas plantas para produzir eletricidade próximo aos usuários finais de consumo. Define ainda que os recursos distribuídos incluem tecnologias de geração e armazenamento de energia. Essas unidades geradoras, geralmente, consistem em fontes alternativas de energia, como: micro turbinas (MT), célula fotovoltaica (do inglês, *Photovoltaic cell*) (PV), célula combustível (do inglês, *Fuel Cell*) (FC), turbina eólica, (do inglês, *Wind Turbine*) (WT), entre outros). Segundo Júnior *et al.* (2023) a GD possui alguns benefícios potenciais como: (i) redução de perdas nas linhas de transmissão; (ii) melhor uso local de fontes alternativas de energia; (iii) aumento da confiabilidade da rede local de energia elétrica.

A partir da inserção da GD nos sistemas elétricos de baixa e média tensões surge um novo conceito, denominado de microrrede. Segundo Lasseter (2002), uma microrrede é um conjunto de microfuentes de geração de energia elétrica, cargas elétricas e elementos armazenadores de energia, controlados por uma unidade central. Já de acordo com Ton e Smith (2012), uma microrrede é um grupo de cargas interconectadas e recursos de energia distribuídos dentro de limites elétricos claramente definidos que atua como uma única entidade controlável em relação à rede. Ton e Smith (2012) afirmam ainda que uma microrrede pode ser conectada e desconectada da rede elétrica principal para permitir que ela opere tanto no modo conectado à rede quanto no modo ilhado. Por fim, IEEE (2017) propõe que uma microrrede é um grupo de cargas interconectadas e recursos energéticos distribuídos com limites elétricos claramente definidos que atuam como uma única entidade controlável em relação à rede elétrica principal e pode se conectar e desconectar da mesma para permitir a operação nos modos ilhado ou conectado.

Em uma configuração típica de microrrede como a descrita pelas definições citadas, a partir da inserção da GD, que em grande maioria é feita através de conversores estáticos de potência, o sistema de controle e gerenciamento de energia pode oferecer uma variedade de benefícios em todos os níveis de tensão da rede de distribuição. E por isso, considera-se que os sistemas de controle desses conversores eletrônicos de potência sejam a chave

para a integração robusta das unidades de GD em microrredes. De acordo com Anttila *et al.* (2022) os modos tradicionais de controle do conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) em uma microrrede têm sido amplamente pesquisados e dentre eles podem-se destacar três metodologias baseadas na sua operação: (i) o conversor supridor de rede (modo de controle por corrente), (ii) o conversor condicionador de rede (modo de controle por tensão e/ou corrente) e (iii) o conversor formador de rede (modo de controle por tensão).

No conversor supridor de rede as GDs são controladas com a frequência de operação imposta pela própria rede elétrica (YAZDANI; IRAVANI, 2010), atuando como fontes de corrente. No modo de controle do VSC como condicionador de rede ele pode ser implementado tanto no modo formador quanto no modo supridor. Com isso, o conversor condicionador de rede é controlado de forma a condicionar a energia elétrica para melhorar a qualidade, a segurança e a confiabilidade da mesma. Nesse modo o conversor pode realizar serviços ancilares, se tornando um conversor multifuncional (MOUSAVI *et al.*, 2018). Já no conversor formador de rede, o VSC faz a interface das fontes de energia com as cargas, atuando como fonte de tensão (ANTTILA *et al.*, 2022). Dessa forma, ele pode ser responsável pelo compartilhamento de potência de acordo com a energia disponível nas fontes primárias, além de regular/estabilizar a tensão e a frequência da microrrede (AMBIA *et al.*, 2020).

No modo de operação do conversor (formador de rede) é tema de pesquisa desta tese de doutorado o qual é controlado através do *droop control* para compartilhamento de potência em uma microrrede trifásica de baixa tensão à quatro fios. A pesquisa visa abordar o paralelismo de conversores fonte de tensão para sistemas de distribuição de baixa tensão e nesse caso, focar na utilização do conversor de quatro braços para permitir controle da tensão/corrente de sequência zero. Nessa estrutura, tratando-se de uma rede de baixa tensão atinge maior flexibilidade para várias configurações de cargas monofásicas conectadas entre fase e neutro ou apenas entre fases. Assim, o estudo aborda não só o compartilhamento de potência trifásica entre os conversores assim como o compartilhamento da corrente no neutro, otimizando a distribuição de energia e ainda a garantia de estabilidade de conversores em paralelo a partir da passividade da impedância de saída dos mesmos.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Pesquisas recentes como Felisberto *et al.* (2022), Islam *et al.* (2022) e Feng e Liu (2022) mostram que a investigação do compartilhamento de potência em microrredes têm se intensificado nos últimos anos. É verdade que as pesquisas da técnica de *droop control* aplicados à conversores eletrônicos de potência trifásicos a três fios partiu do controle tradicional de máquinas síncronas. A analogia com SEP sugere a análise de subsistemas

como controle automático de geração (do inglês, *Automatic Generation Control*) (AGC), regulação automática de tensão (do inglês, *Automatic Voltage Regulation*) (AVR) e o estabilizador do sistema de energia (do inglês, *Power System Stabilizer*) (PSS), os quais são subsistemas importantes no desempenho dinâmico de um sistema de potência. Segundo Coelho (2000), o AVR compensa as variações da tensão de saída em função das variações de carga, através do controle de excitação dos geradores síncronos. É a malha mais rápida do sistema e faz analogia com a malha de controle de tensão de saída do conversor. Já o PSS tem a função de inserir amortecimento nas oscilações de frequência dos geradores, também através do controle de excitação dos mesmos. Por fim, o AGC impõe uma característica potência-frequência, atuando no controle do conjugado eletromecânico do sistema turbina-gerador, manipulando uma válvula no caso de turbinas a vapor, ou abertura de comportas no caso de hidroelétricas. Em resumo, o AGC faz analogia à característica (P- ω) e o AVR à curva (Q-E) no controle do paralelismo de conversores. Assim, nesse contexto, o conversor fonte de tensão trifásico a três fios é tradicionalmente utilizado para o compartilhamento de potência uma vez que o controle tradicional de máquinas síncronas aborda máquinas trifásicas. Sobre essas aplicações o autor já publicou as pesquisas em Júnior *et al.* (2023) e Júnior *et al.* (2019).

Porém, ao se tratar de uma rede elétrica de baixa tensão e, conseqüentemente, com a utilização do condutor neutro, a implementação do conversor trifásico a quatro fios em microrredes apresenta um desafio adicional ao explorar um controle mais preciso da tensão/corrente de sequência zero em condições de cargas desequilibradas, principalmente. A aplicação específica desse conversor é pouco abordada na literatura, destacando a flexibilidade para operar com cargas conectadas em diferentes configurações. Nesse ponto, surgem também preocupações com o compartilhamento de potência ou corrente de sequência zero, que na maior parte da literatura são ignoradas em função do uso de conversores a três fios. Paralelamente a esse assunto o autor já publicou sobre o uso do conversor de quatro braços em microrredes de baixa tensão (para compensação de desequilíbrio de tensão), conforme abordado no estudo em Döhler *et al.* (2023).

Uma vez bem definido o uso do *droop control* para compartilhamento de potência surgem investigações no sentido de analisar a estabilidade e desempenho das malhas projetadas em função dos droops de tensão e frequência, conforme abordam as pesquisas em D'Arco, Suul e Fosso (2014) e Ambia *et al.* (2020). Logo, a formalização do uso do *droop control* em redes resistivas representa um avanço significativo no controle de microrredes, uma vez que as redes, na maioria das vezes são simplificadas como redes fortemente indutivas. E nesse sentido, o emprego dos coeficientes de *droop* (projeto das malhas) era principalmente empírico, carecendo de um embasamento formal de projeto e análise de estabilidade conforme contemplará umas das contribuições da presente pesquisa.

Outro ponto recentemente pesquisado é sobre a acurácia do compartilhamento de potência em microrredes. De acordo com a literatura, a frequência elétrica da microrrede

é uma grandeza global, logo, é uma variável comum para todo o sistema e com isso é possível compartilhar com precisão a potência que estiver associada a frequência. Nessa tese a potência reativa é compartilhada com base na frequência, uma vez que trata-se do estudo de uma microrrede de baixa tensão com impedâncias de linha predominantemente resistivas. Por outro lado, a tensão da microrrede é uma grandeza local, com amplitude e fase diferentes a cada ponto do circuito. Assim, a potência ativa (quando compartilhada em função da tensão) pode apresentar erro de compartilhamento pelo fato da tensão variar de acordo com a impedância de linha da rede elétrica. Logo, a introdução de uma malha de controle específica para aprimorar o compartilhamento de potência dentro da microrrede tem sido abordada conforme em Keddar *et al.* (2022), Islam *et al.* (2022) e Zhang *et al.* (2019). No entanto, estas estratégias abordadas nas pesquisas utilizam estruturas de microrrede que fazem uso de comunicação, ou seja, recebem variáveis remotas em controle centralizados, diferentemente da topologia proposta nessa tese de doutorado que utiliza apenas variáveis locais.

Por fim, ao abordar uma microrrede com quatro fios, incluindo o condutor neutro e também os conversores de quatro braços, têm-se em potencial outra linha de investigação que é o compartilhamento de potência ou de corrente de sequência zero. Para essa proposta não foram encontrados na literatura trabalhos que mostrem o compartilhamento de potência ou corrente do condutor neutro. Além do mais, por se tratar de conversores em paralelo é imprescindível que o projeto de controle se preocupe com a estabilidade e flexibilidade da microrrede em função desse paralelismo e até mesmo da interação dos mesmos em relação à rede elétrica principal caso esteja conectada.

1.2 ESTADO DA ARTE DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA POR DROOP CONTROL

De acordo com (HAN *et al.*, 2015), para a operação ilhada de microrredes corrente alternada (CA) deve-se atentar para duas tarefas: (i) compartilhar a demanda de carga entre vários conversores conectados em paralelo, proporcionalmente; e (ii) manter a estabilidade de tensão e frequência. Baseado nisso, a metodologia tradicional de controle de máquinas síncronas no sistema de potência surgiu aplicado ao controle de conversores para integrar fontes de energia renováveis à rede elétrica. Essa metodologia quando aplicada em conversores recebeu o nome de máquina síncrona virtual (do inglês, *Virtual Synchronous Machine*) (VSM), que oferece regulação de tensão e frequência da microrrede, além de proporcionar o incremento da inércia (virtual). Segundo Zhong e Weiss (2011), a VSM é baseada na ideia de operar um VSC para emular o comportamento de um gerador síncrono, atuando como formador de rede (BEVRANI; ISE; MIURA, 2014). Essa abordagem já foi utilizada em dois dos trabalhos publicados pelo autor desta tese, conforme são encontrados em Júnior *et al.* (2019) e Parwal (2019). Na operação da VSM, as potências ativa e reativa

fornecidas pelo conversor podem ser compartilhadas, a partir dos mecanismos conhecidos como equação de *swing* e *droop* de tensão (ZHONG; HORNIK, 2012).

No entanto, algumas pesquisas como Han *et al.* (2016), Han *et al.* (2016) e Han *et al.* (2017) apontam que o *droop control* é uma das mais populares estratégias para compartilhar a potência da carga entre as unidades de GD em microrredes, sem comunicação entres elas. O *droop control* é um método de controle sem linhas de comunicação e pode ser usado para atingir o compartilhamento de potência, imitando as características de estado estacionário de um gerador síncrono. Para Guerrero, Hang e Uceda (2008), o *droop control* atinge maior confiabilidade e flexibilidade na localização física dos módulos, uma vez que usa apenas medições locais. Como vantagem em relação a VSM, Han *et al.* (2017) e Han *et al.* (2016) apontam que a potência ativa de saída da VSM é oscilatória e o compartilhamento de potência dinâmica entre as unidades de GD é lento devido à inércia virtual, especialmente sob condições de microrrede fracas.

Dito isso, justifica-se o uso do *droop control* como metodologia de compartilhamento de potência implementada nessa tese. O *droop control* desempenha um papel importante na operação coordenada dos conversores eletrônicos de potência, no compartilhamento de cargas em modo ilhado ou conectado a rede elétrica principal (ANDRADE; CASTILLA; BONATTO, 2020). De acordo com Felisberto *et al.* (2022), Islam *et al.* (2022) e Lin *et al.* (2022) o estado da arte da utilização do *droop control* para conversores em paralelo em microrredes CA envolve algumas considerações, a saber:

- **Estabilidade e coordenação:** um dos desafios é garantir a estabilidade do sistema e a coordenação adequada entre os conversores. Isso requer a definição precisa de parâmetros de *droop* para cada conversor, considerando as características individuais, como capacidade e impedância.
- **Tolerância a falhas:** o *droop control* deve ser projetado para lidar com falhas em conversores individuais. Isso pode ser alcançado por meio de estratégias de redundância ou realocação de carga.
- **Integração de fontes renováveis:** muitas microrredes CA incorporam fontes de energia renovável, como painéis solares e turbinas eólicas. O *droop control* deve ser capaz de adicionar inércia virtual à essas fontes de energia.

1.3 IDENTIFICAÇÃO DOS PROBLEMAS

Conforme exposto na seção anterior a maioria das pesquisas recentes abordam o *droop control* clássico para compartilhamento de potência em redes elétricas trifásicas a três fios. No entanto, tratando-se de sistemas de distribuição de energia de baixa tensão, o qual pode alimentar uma enorme variedade de cargas conectadas em uma, duas e/ou três

fases do SEP, pode contribuir para a drenagem de correntes desbalanceadas no sistema (DUARTE *et al.*, 2019). Assim, cargas desequilibradas podem causar problemas no próprio sistema (afetando a tensão) e também em equipamentos eletroeletrônicos e eletromecânicos, como motores elétricos (DUARTE *et al.*, 2020). Portanto, sistemas desequilibrados são um desafio para a estrutura de controle dos conversores em paralelo. Além do mais, existe uma escassez de referências na literatura que apresentem conversores em paralelo, compartilhando carga em uma microrrede de quatro fios e sem comunicação entre os eles. Por isso, nesse cenário de pesquisa, surgem desafios associados ao não compartilhamento adequado de potência por conversores em paralelo em uma microrrede trifásica a quatro fios, a saber:

- **Desequilíbrio de corrente no neutro:** quando os conversores não compartilham adequadamente a potência ou não têm um mecanismo eficaz de controle de sequência zero, pode ocorrer um desequilíbrio nas correntes no condutor neutro da microrrede. Isso pode levar a sobrecargas uma vez que a corrente no neutro pode superar a corrente máxima do conversor, além de aquecimento no condutor, causando falhas e riscos de segurança.
- **Desvio de tensão:** o compartilhamento inadequado de potência entre os conversores pode resultar em variações na tensão da microrrede. Isso pode afetar a qualidade da energia, causando quedas de tensão ou sobretensões, o que é prejudicial para os dispositivos sensíveis e pode levar à desconexão da microrrede.
- **Perda de eficiência:** o compartilhamento inadequado de potência entre os conversores pode levar a perdas significativas de eficiência na microrrede. Alguns conversores podem operar em sobrecarga, enquanto outros operam com capacidade ociosa, resultando em desperdício de energia.

Outro conjunto de problemas enfrentados é a estabilidade dos conversores em paralelo quando não garantem a passividade da impedância de saída dos respectivos conversores:

- **Instabilidade:** se a impedância de saída do conversor não é passiva (ou seja, se a parte real da impedância de saída é negativa), pode haver riscos de instabilidade no sistema, especialmente em redes fracas ou ilhadas. Isso pode ocorrer quando a impedância do conversor cruza com a impedância da rede em uma faixa capacitiva.
- **Sensibilidade a mudanças na impedância da rede:** quando a impedância da saída do conversor não é passiva, o sistema se torna mais sensível a mudanças na impedância da rede. Isso significa que variações na impedância da rede, que são comuns em sistemas de distribuição de energia, podem afetar a estabilidade do sistema de forma negativa.

- **Múltiplos conversores em paralelo:** em sistemas com vários conversores em paralelo, a falta de passividade na impedância de saída de um ou mais conversores pode levar a desequilíbrios e problemas de estabilidade, pois as impedâncias equivalentes vistas por cada conversor podem ser diferentes da impedância real da rede.

1.4 MOTIVAÇÃO

Em relação aos problemas identificados surgem pesquisas no sentido de aprimorar a conexão das GDs à rede elétrica de forma a oferecer flexibilidade para alimentação de diversos tipos de cargas. Nesse ponto, a eletrônica de potência e teoria de controle vem ganhando espaço com o uso dos conversores eletrônicos de potência para realizar essa tarefa de conexão (ANTTILA *et al.*, 2022). Portanto, o conversor eletrônico de potência conectado à rede elétrica pode atuar como um elemento chave para eliminar ou mitigar os problemas ressaltados através de estruturas de controle de forma coordenada. Logo, a partir do que foi abordado é possível destacar as motivações para a estruturas utilizadas nessa tese:

- **Utilização do conversor de quatro braços:** para a pesquisa de sistemas de distribuição desequilibrados de baixa tensão é interessante o uso do conversor de quatro braços para a possibilidade de controle da corrente/tensão de sequência zero.
- **Passividade da impedância de saída dos conversores:** para garantir a estabilidade da microrrede e flexibilidade de conexão de vários conversores, operando em paralelo.
- **Compartilhamento da corrente no neutro dos conversores:** a acurácia no compartilhamento de potência entre os conversores garantem eficiência e mitiga problemas como sobrecarga, incluindo o condutor neutro.
- **Estrutura de operação em paralelo de conversores sem comunicação:** a ausência de comunicação entre os conversores resulta em um sistema mais simples, com menos requisitos de hardware e software, menor custo, maior confiabilidade por estar imune a falhas de comunicação e maior flexibilidade pela opção dos conversores operarem de forma independente.

1.5 CONTRIBUIÇÕES

A partir da revisão bibliográfica abordada na seção anterior, seguem as principais contribuições dessa tese de doutorado:

- **Implementação do conversor trifásico de quatro braços e quatro fios em microrrede de baixa tensão:**

A pesquisa envolveu a aplicação desse conversor em uma microrrede de distribuição de baixa tensão com cargas desequilibradas a fim de conseguir exercer o controle da tensão/corrente de sequência zero. Isso garante mais flexibilidade para a microrrede operar com cargas conectadas tanto entre fases quanto entre fase e neutro.

- **Análise estatística do comportamento da microrrede:**

Foram realizadas análises estatísticas abrangentes para estudar o comportamento da microrrede em uma ampla variação de cargas desequilibradas em função de suas potências. Isso incluiu a monitorização e avaliação de tensão, corrente, potência e fator de desequilíbrio de tensão em centenas de combinações de cargas diferentes. Essa análise estatística permitiu uma compreensão aprofundada da variabilidade do sistema e até mesmo auxiliar no projeto de algumas malhas de controle.

- **Análise de estabilidade e projeto das malhas de *droop control*:**

A análise de estabilidade por pequenos sinais foi conduzida para os parâmetros de *droop*, juntamente com a otimização de seu projeto. Essa contribuição surgiu da necessidade de formalizar o uso do *droop control* em redes resistivas, que até então eram abordadas empiricamente, sem um formalismo adequado de projeto.

- **Proposta de uma malha de controle dedicada no aprimoramento do compartilhamento de potência:**

Uma malha de controle dedicada foi desenvolvida para aprimorar o compartilhamento de potência dentro da microrrede. Essa estratégia de controle foi projetada especificamente para mitigar erros no compartilhamento de potência, superando as limitações do controle primário do *droop control*. Isso resultou em uma distribuição mais precisa e eficaz das potências dentro da microrrede, sem a necessidade de comunicação entre os conversores em paralelo.

- **Proposta para compartilhamento de corrente no neutro dos conversores:**

A abordagem visa evitar sobrecargas e ociosidade de potência nos conversores, otimizando a operação da microrrede. A proposta demonstra uma nova maneira de gerenciar a corrente nos conversores de forma mais eficaz, melhorando a estabilidade e eficiência do sistema. Essa proposta foi baseada em projetar e controlar a impedância de saída no neutro dos conversores.

1.6 OBJETIVOS

O objetivo geral desta tese de doutorado é o desenvolvimento de uma estratégia de compartilhamento de potência ativa e reativa através de conversores de quatro braços em microrrede ilhada de quatro fios, com estrutura para compartilhar a corrente no

neutro dos conversores, além de garantir a estabilidade da microrrede pela princípio da passividade. Para atingir o objetivo geral supracitado, os seguintes objetivos específicos serão perseguidos:

1. Modelagem e controle do VSC trifásico, com quatro braços, quatro fios, operando como formador de rede;
2. Modelagem da estratégia de *droop control* para o controle do compartilhamento de potência em modo conectado e ilhado;
3. Análise por fundamentos estatísticos do comportamento do sistema simulado frente a centenas de combinações de carga;
4. Avaliação do comportamento da estrutura de *droop control* frente à cargas desequilibradas, visto que as mesmas são comuns em sistemas de distribuição de baixa tensão;
5. Implementação da passividade da impedância de saída dos conversores em paralelo como forma de garantia da estabilidade de operação da microrrede;
6. Proposta de estrutura de compartilhamento da corrente no neutro para evitar sobrecargas e/ou ociosidade de potência nos conversores.

1.7 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Como resultado das pesquisas realizadas durante o período de doutoramento, foram publicados trabalhos em conferências nacionais e internacionais e também em periódicos internacionais.

As publicações diretas da pesquisa de doutorado são:

Artigos em periódicos:

1. **SILVA JÚNIOR, DALMO C.**; OLIVEIRA, JANAÍNA G.; DE ALMEIDA, PEDRO M.; BOSTRÖM, CECILIA. *Control of a multi-functional inverter in an AC microgrid - Real-time simulation with control hardware in the loop*. In ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH, v. 172, p. 201-212, 2019.
2. DOHLER, JÉSSICA. S.; MOTA, R. P.; ARCHETTI, JOAO ANTONIO G.; **SILVA JÚNIOR, DALMO C.**; BOSTRÖM, CECILIA; OLIVEIRA, JANAÍNA G. *An application of four-wire grid-forming power inverter in unbalanced distribution network*. In IET Generation, Transmission & Distribution, v. 00, p. 01-13, 2022.
3. **SILVA JÚNIOR, DALMO C.**; SANTIAGO, JUAN.; DE ALMEIDA, PEDRO M.; OLIVEIRA, JANAÍNA G. *Control of Smart Inverters with Automated Decisions*

in Microgrid. In JOURNAL OF CONTROL, AUTOMATION AND ELECTRICAL SYSTEMS, v. 35, p. 201-212, 2023.

Artigos em conferências:

4. DOHLER, J. S.; **SILVA, D. C.**; OLIVEIRA, J. G; FERREIRA, A. A. *Modeling and controllers design for three-leg and four-leg grid-forming converters: A benchmark*. In: 2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2021, João Pessoa, PB.
5. MOTA, I. P.; **SILVA JÚNIOR, DALMO C.**; DE OLIVEIRA, LEONARDO W.; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Estratégia e Simulação Droop Control Modificado para Controle de Frequência e Tensão em Microrredes*. In: 2020 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2020, Santo André. 2020 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2020. p. 1.
6. MOTA, I. P.; **SILVA JÚNIOR, DALMO C.**; DE OLIVEIRA, LEONARDO W.; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Controle de tensão e frequência em microrredes conectadas a cargas complexas utilizando Droop Control Modificado*. In: Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, 2019, Santiago. Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, 2019, 2019.
7. **SILVA, DALMO CARDOSO DA**; DOHLER, JESSICA S.; ALMEIDA, PEDRO M. DE; OLIVEIRA, JANAINA G. DE. *Droop Control for Power Sharing and Voltage and Frequency Regulation in Parallel Distributed Generations on AC Microgrid*. In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2018, São Paulo. 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2018. p. 1.;

Já as pesquisas como participação do autor em cooperação no grupo de pesquisa são:

Artigos em periódicos:

1. PARWAL, ARVIND; FREGELIUS, MARTIN; **SILVA, DALMO CARDOSA**; POTAPENKO, TATIANA; HJALMARSSON, JOHANNES; KELLY, JAMES; TEMIZ, IRINA; DE OLIVEIRA, JANAINA GONCALVES; BOSTRÖM, CECILIA; LEIJON, MATS. *Virtual Synchronous Generator Based Current Synchronous Detection Scheme for a Virtual Inertia Emulation in SmartGrids*. ENERGY AND POWER ENGINEERING, v. 11, p. 99-131, 2019.
2. ARCHETTI, JOÃO ANTÔNIO GUEDES; **SILVA, DALMO C.**; DE MEDEIROS, LÚCIO; SALAMANCA, HENRY L.L.; FUCHS, LEONARDO; DE OLIVEIRA,

LEONARDO WILLER; OLIVEIRA, JANAÍNA G. *Real time validation of a control system for microgrids with distributed generation and storage resources*. In ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH, v. 223, p. 01-13, 2023.

Trabalhos em conferências:

3. DOHLER, J. S.; ROCHA, L. F.; **SILVA, D. C.**; ALMEIDA, P. M.; FERREIRA, A. A.; OLIVEIRA, J. G. *Analysis and Operation of a Pv-Battery System Using a Multi-Functional Converter*. In: 2019 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2019, Santos, SP.
4. ANTTILA, S.; **SILVA JÚNIOR, DALMO C.**; TEMIZ, I.; OLIVEIRA, JANAÍNA G.; LEIJON, M.; Parwal, A.; BOSTRÖM, CECILIA. *Power Control Strategies for a Smoother Power Output from a Wave Power Plant*. In: 13th European Wave and Tidal Energy Conference (EWTEC), 2019, Napoli. European Wave and Tidal Energy Conference , 2019, 2019.
5. ARCHETTI, JOAO ANTONIO G.; MUSSE, BERNARDO F.; FERNANDES, MARCELO DE C.; **SILVA, DALMO C.**; DE OLIVEIRA, LEONARDO W.; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Simulation and analysis of a distribution system with PV penetration using RTDS*. In: 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2018, Niteroi. 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2018. p. 1.
6. PANOEIRO, F. F.; SANTOS, M. F.; **SILVA, D. C.**; SILVA, J. L.; CARMO, M. J. *PI controller tuned by bee swarm for level control systems*. In: 2018 19th International Carpathian Control Conference (ICCC), 2018, Szilvasvarad. 2018 19th International Carpathian Control Conference (ICCC), 2018. p. 301.
7. M. I. ULLAH; J. S. DOHLER; **D. C. SILVA JÚNIOR**; C. BOSTROM; J. G. OLIVEIRA; I. TEMIZ *Analysis of a hybrid energy storage system in a grid-tied wave energy converter for varying power demand*. In: 2022 11th International Conference on Renewable Power Generation - Meeting net zero carbon (RPG 2022), 2022 p. 218 – 222.
8. LUCCA R. FRANKLIN; PEDRO G. BARBOSA; JOSUÉ L. DA SILVA; **DALMO C. S. JÚNIOR**; PEDRO M. DE ALMEIDA; JUAN A. PERALTA *Comparative Performance of Direct and Energy-based Controllers to Compensate Internal Currents of Modular Multilevel Converters* In: 2023 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2023, Florianópolis, SC.

1.8 ESTRUTURA DO TRABALHO

Além da introdução esta tese contém cinco capítulos organizados da seguinte forma: o capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica do conceito de microrredes, tais como sua

definição de estrutura, sistemas de controle, modos de operação, classificação dos VSC e princípio de compartilhamento de potência por *droop control*.

Já o capítulo 3 aborda a modelagem e controle de todas as malhas implementadas no VSC de quatro braços. Será explorada as abordagens das principais contribuições dessa tese: malha de compartilhamento da corrente no neutro, garantia da passividade da impedância de saída dos conversores e malha de aprimoramento do compartilhamento de potência.

O capítulo 4 apresenta os resultados estatísticos teóricos e de simulação dos projetos abordados no capítulo 3.

Por fim, no capítulo 5 encontram-se as considerações finais da tese e também algumas propostas de continuação da pesquisa.

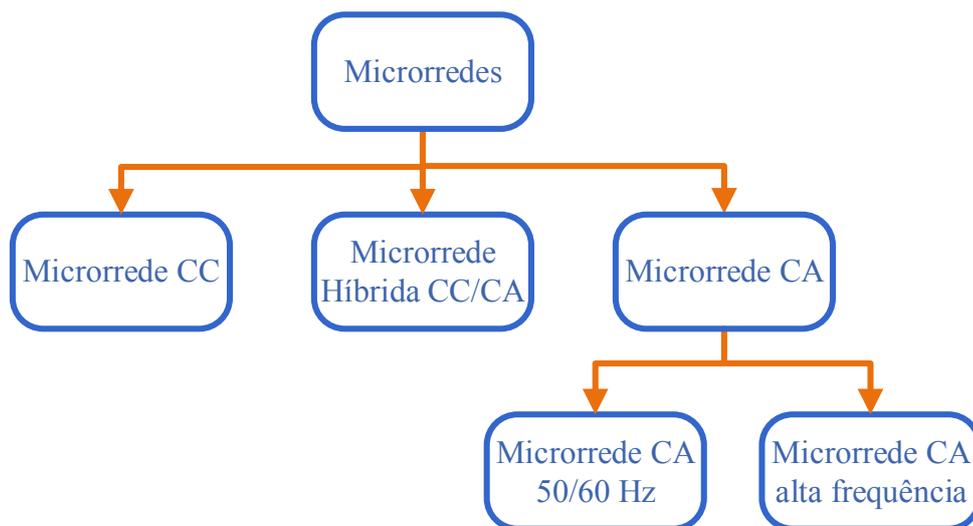
2 O CONCEITOS DE MICRORREDES

Neste capítulo é apresentada uma revisão relacionada à microrrede CA de energia elétrica, tais como: uma breve descrição de sua configuração típica, os sistemas de controle típicos, os modos de operação, a diferenciação e classificação de conversores VSC nesse contexto, controle de conversores formadores de rede, passividade da impedância de saída do conversor, revisão do princípio de compartilhamento de potência por *droop control* e por fim, a revisão da Teoria das potências instantâneas.

2.1 INTRODUÇÃO

A geração de energia elétrica vem passando por mudanças por meio do incentivo à GD com forte inserção das fontes alternativas de energia. Nesse novo cenário, os micro geradores distribuídos estão mais próximos dos consumidores finais, o que muda radicalmente a característica do SEP tradicional, a partir do conceito de geração, transmissão e distribuição (GHOSH; ZARE, 2022). Com a massiva inserção da GD no sistema elétrico de baixa e média tensões, surgiu o conceito de microrrede, como definida no capítulo introdutório. Segundo Antunes (2018), as microrredes podem ter barramentos corrente contínua (CC) e/ou CA. O tipo de barramento influencia diretamente a necessidade do uso de conversores para interfacear as microfuentes de geração distribuída, os sistemas de armazenamento e as cargas elétricas. De acordo com Döhler *et al.* (2023), as microrredes podem ser classificadas conforme o tipo do sistema de energia utilizado (CC e/ou CA), como pode ser observado no diagrama ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Classificação das microrredes de energia elétrica.



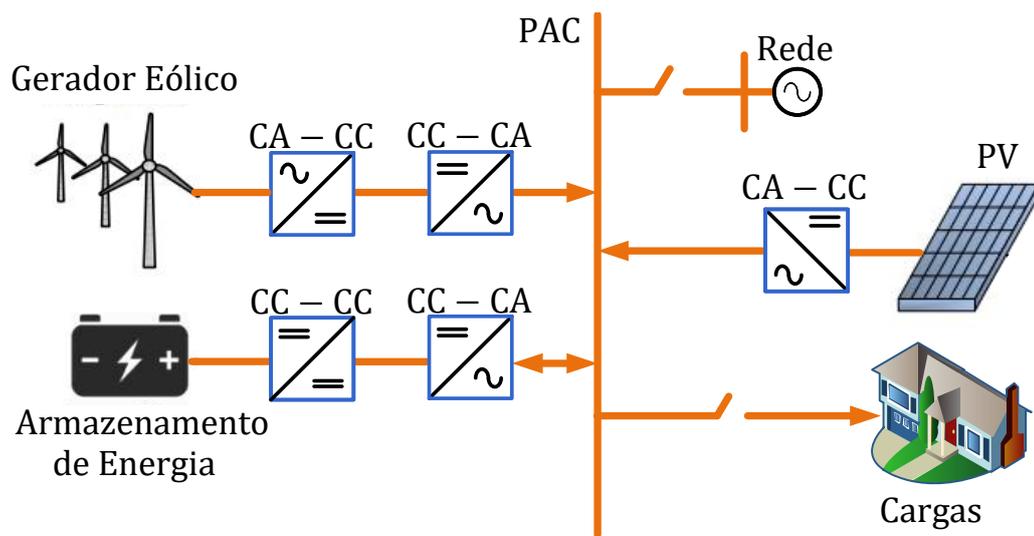
Fonte: Adaptado de (EID *et al.*, 2014).

Também existem as microrredes híbridas CC/CA, que permitem uma integração efetiva das diversas microfuentes de geração distribuída em um sistema elétrico. O escopo

dessa tese de doutorado é a microrrede CA, assim, a partir deste ponto a mesma será referenciada apenas como microrrede. A principal vantagem da microrrede é a compatibilidade com o SEP tradicional, uma vez que não exigem grandes adaptações por parte dos consumidores e do sistema de distribuição de energia elétrica (ANTUNES, 2018). Além disso, pode possibilitar a melhoria da qualidade da energia elétrica (QEE) e proporcionar maior confiabilidade no fornecimento de energia elétrica aos consumidores locais (ANDISHGAR; GHOLIPOUR; HOOSHMAND, 2017).

A Figura 2 ilustra uma topologia típica de uma microrrede CA com dois sistemas de geração distribuídos, um fotovoltaico e um eólico, um sistema de armazenamento de energia e consumidores, com a possibilidade de operar conectada ou ilhada da rede elétrica principal. Nessa figura também fica evidenciado, conforme abordado no capítulo introdutório, a aplicação dos conversor eletrônicos de potência para interfacear as microfuentes, o sistema de armazenamento e as cargas. Estão ilustrados nessa figura tanto o conversor CC-CC quanto o CC-CA.

Figura 2 – Configuração típica de uma microrrede CA.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

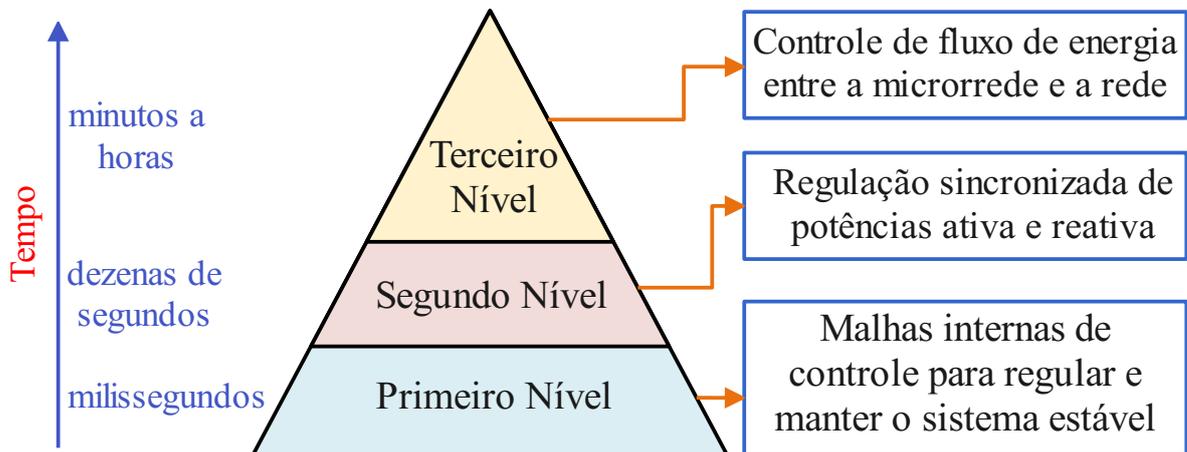
Embora tenha sido abordado no capítulo introdutório que o padrão IEC/ISO 62264 (STANDARD, 2008) propõe recomendações para microrredes, no Brasil, as microrredes ainda não são regulamentadas e sua operação também não é permitida no barramento de baixa tensão (BT). Baseado nisso, Rese, Costa e Silva (2012) ressaltam que as atividades de pesquisa e desenvolvimento em âmbito nacional encontram-se em estágio inicial. Entretanto, uma importante etapa foi concluída com a publicação da Resolução 482/2012 ANEEL (FERREIRA *et al.*, 2015; RODRIGUES, 2013) e a Resolução 687/2015 ANEEL, por meio do qual a conexão das microfuentes de geração distribuída passou a ser incentivada com um sistema de compensação de energia. Conforme foi mostrado na pesquisa de Antunes (2018), entende-se que as microrredes possuem grande potencial

de crescimento no cenário brasileiro de energia elétrica e o seu desenvolvimento pode contribuir para uma mudança no marco regulatório do setor de energia elétrica.

2.2 TÉCNICAS DE CONTROLE EM MICRORREDES

Segundo Feng e Liu (2022), no gerenciamento ativo de potências em microrredes, existem algumas topologias no princípio de controle que são hierárquicas e variam conforme o modo de operação da microrrede se conectada ou ilhada da rede elétrica principal. Para Sahoo, Sinha e Kishore (2017), o modo de operação da microrrede conectada à rede principal requer uma estratégia de controle simples para o conversor de interface controlar a potência ativa e reativa injetada na rede da concessionária. Nesse modo de operação, a magnitude e a frequência da saída de tensão do conversor são impostos pela rede principal. Já o controle de uma microrrede durante o modo ilhado é particularmente crítico, de acordo com Eid *et al.* (2014). Em sua pesquisa, Eid *et al.* (2014) justifica que como não há máquina síncrona na maioria das microrredes, para atingir o equilíbrio de demanda e fornecimento os inversores devem ser responsáveis pelo equilíbrio. O uso de um VSC para fornecer uma referência de tensão e frequência permite que as microrredes operem no modo ilhado. Nesse contexto, existem na literatura diversas definições para o níveis de controle, mas uma classificação muito comum o divide em controle primário, secundário e terciário. Assim, de acordo com a Figura 3, observam-se esses níveis hierárquicos.

Figura 3 – Topologia de controle hierárquico em microrredes.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Em relação a esses níveis mostrados na Figura 3 e de acordo com (RAFAQ *et al.*, 2022), a estabilização de sistemas elétricos de potência envolve vários níveis de controle, com diferentes escalas de tempo associadas a cada nível. As escalas de tempo variam dependendo do tipo de controle e do objetivo específico. Algumas informações gerais sobre

as escalas de tempo para os controles primário, secundário e terciário em sistemas de energia elétrica:

- Controle Primário (ou Controle Local):
 - Escala de tempo: milissegundos a poucos segundos.
 - Função: o controle primário é projetado para responder rapidamente a perturbações no sistema, como variações na carga ou eventos de curto-circuito. Normalmente, os reguladores de tensão e os reguladores de frequência nas unidades geradoras respondem a essas perturbações em uma escala de tempo muito curta.
- Controle Secundário (ou Controle de Área):
 - Escala de tempo: algumas dezenas de segundos a minutos.
 - Função: o controle secundário é responsável por equilibrar a geração e a carga em uma área específica do sistema de energia. Ele atua em uma escala de tempo um pouco mais lenta do que o controle primário e pode incluir o uso de unidades de reserva para manter a estabilidade do sistema durante perturbações prolongadas.
- Controle Terciário (ou Controle de Sistema):
 - Escala de tempo: minutos a horas.
 - Função: o controle terciário é usado para otimizar a operação global do sistema de energia elétrica em uma escala de tempo mais longa. Ele visa equilibrar a geração e a carga em todo o sistema, coordenando a operação das diferentes áreas de controle.

Isso pode envolver a programação de usinas geradoras e a gestão de contratos de compra e venda de energia. É importante notar que as escalas de tempo e as funções exatas podem variar dependendo do sistema de energia específico e das tecnologias de controle utilizadas. Além disso, com o avanço da automação e da tecnologia de comunicação, a coordenação entre esses níveis de controle tem se tornado mais eficiente, permitindo uma resposta mais rápida e precisa a eventos no sistema elétrico.

2.3 MODOS DE OPERAÇÃO EM MICRORREDES

A partir das definições de Lasseter (2002), Ton e Smith (2012) e IEEE (2017) uma microrrede pode operar conectada à rede elétrica principal ou de forma ilhada. Dessa forma, esses dois modos são detalhados a seguir.

2.3.1 Modo conectado à rede elétrica principal

Quando a microrrede encontra-se no modo conectado à rede elétrica, ela opera com a tensão e a frequência impostas pela própria rede elétrica (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Assim, a microrrede pode estar alimentando parcialmente ou totalmente as cargas locais, assim como injetando ou absorvendo potência da rede elétrica principal (LASSETER, 2002). Para esse modo de operação, deve ser destacado que os conversores CC-CA das GDs operam no modo fonte de corrente, injetando potência na rede elétrica principal através de alterações na amplitude e fase da corrente (JÚNIOR *et al.*, 2019).

2.3.2 Modo Ilhado

Já em microrredes ilhadas os conversores operam em paralelo. Dessa forma, as estratégias de controle no modo ilhado são, geralmente, baseadas no conceito de *droop control* para microrredes com inversores em paralelo (HAN *et al.*, 2016) e sem comunicação. Porém, pode-se também utilizar uma metodologia para garantir inércia virtual às unidades de GD (similar às máquinas síncronas utilizadas nos grandes centros de produção de energia). D’Arco, Suul e Fosso (2015) e Zhan e Wu (2016) propõe a implementação de uma VSM como uma maneira de fornecer inércia virtual a partir dos conversores eletrônicos de potência e, com isso, realizar o controle local da tensão e frequência. Por fim, pode-se adotar ainda a estratégia de controle integrada que se refere a estruturas hierárquicas que, geralmente, consistem em controle primário, secundário e terciário (ANDRADE; CASTILLA; BONATTO, 2020), como visto na Figura 3. O controle primário estabiliza a tensão e/ou a frequência, oferecendo o recurso *plug-and-play* para a GD (THORBERGSSON *et al.*, 2013). Já o controle secundário atua como um controlador descentralizado, com ou sem comunicação entre as GD, compensando os desvios de tensão e frequência inseridos pelo controle primário (GOUVEIA *et al.*, 2013). E o controle terciário considera a potência ideal que flui de todas as microrredes e a interação com a rede principal. No compartilhamento de cargas em microrredes deve-se levar em consideração também a existência de cargas desequilibradas, principalmente, as quais inseridas em uma rede fraca de baixa tensão, podendo distorcer/desequilibrar não só a corrente como também a tensão no ponto de acoplamento comum (PAC).

2.4 REVISÃO DOS CONVERSORES FORMADORES DE REDE EM MICRORREDES CA

O conversor formador de rede atua com controle em malha fechada, impondo em sua saída uma tensão e frequência de referência. A partir da operação nesse modo, o conversor possui uma pequena impedância de saída em malha fechada, diferentemente do supridor de rede. O princípio de operação do conversor formador de rede é oriundo de uma fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*) (UPS) que

pode suprir uma dada carga elétrica independente da presença da rede elétrica. Em uma microrrede, quando a rede elétrica principal estiver ausente, um ou múltiplos formadores de rede (dependendo da arquitetura de controle) podem impor uma referência para que todos os suprimentos de rede e as cargas elétricas operem de forma normal (ROGERS *et al.*, 2012). Os conversores formadores de rede, em geral, são constituídos por um VSC que pode ser monofásico ou trifásico, com filtro passivo do tipo LC, garantindo uma tensão com baixa distorção em sua saída. O conversor formador de rede também pode operar em uma microrrede com a rede elétrica principal presente, fazendo o papel de suporte à rede. Nesse caso, o conversor pode contribuir com a regulação de tensão no PAC da microrrede por exemplo, operando como uma fonte de corrente (AZEVEDO *et al.*, 2013). Nas próximas seções serão apresentadas as principais topologias dos conversores formadores de rede e o projeto do filtro LC com a estrutura de controle.

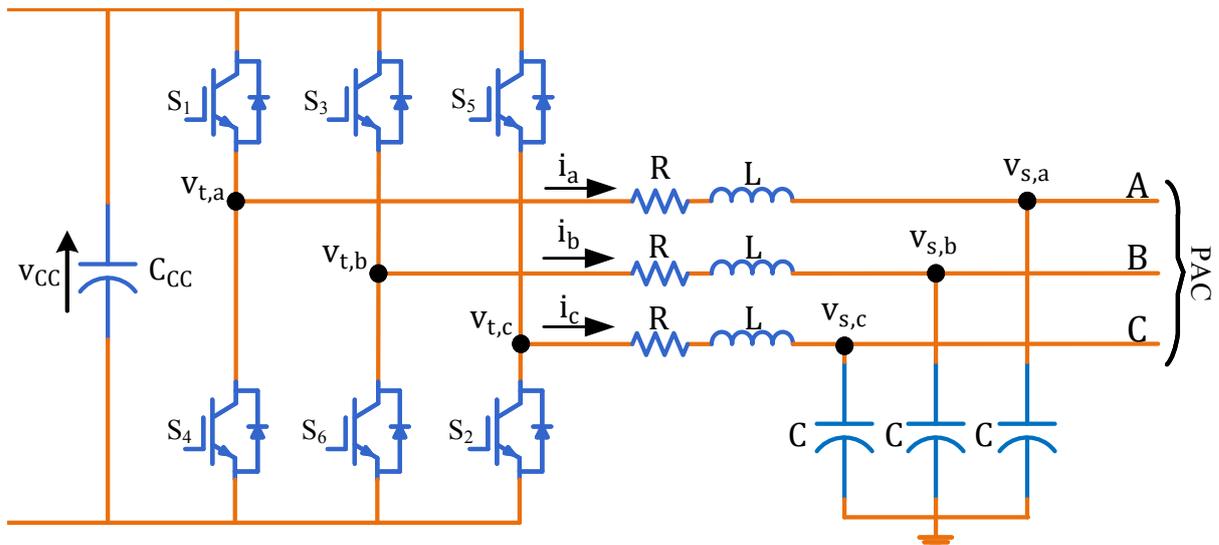
2.4.1 Topologia dos conversores formadores de rede

Na literatura é possível encontrar uma gama de topologias para os conversores formadores de rede no que se refere ao VSC (ANTUNES *et al.*, 2017). Neste trabalho serão abordados as quatro principais topologias de dois níveis encontradas. Para o lado CC do conversor serão consideradas a conexão de um fonte de tensão ideal.

2.4.1.1 Topologia I - Trifásico a três fios

É possível encontrar a configuração do VSC trifásico a três fios como formador de rede, com modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SPWM) a dois níveis (ANTTILA *et al.*, 2022), aqui chamado de topologia I e exibido na Figura 4. Essa configuração de conversor para as microrredes só permite obter um sistema a três fios, não contemplando a alimentação de cargas monofásicas que exigem o neutro.

Figura 4 – Topologia I para o conversor formador de rede.

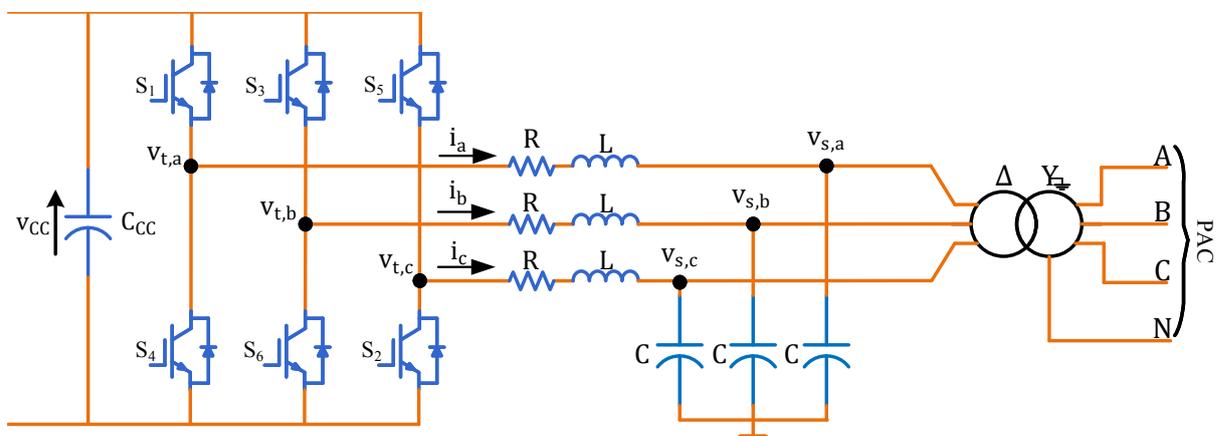


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

2.4.1.2 Topologia II - Trifásico a três fios com transformador

O VSC trifásico a dois níveis possui três braços e SPWM. Na saída do inversor é conectado um filtro LC e um transformador de baixa frequência com ligação ($\Delta - Y$), formando um filtro LCL. O ramo capacitivo pode estar no lado delta (Δ) do transformador ou no lado estrela (Y). O transformador permite obter isolamento galvânica, eliminando os harmônicos de sequência zero e nível CC, além de fornecer a possibilidade de compatibilizar o nível de tensão CA para o conversor. Com a configuração apresentada é possível obter um sistema a quatro fios, o que contempla a alimentação de cargas monofásicas e trifásicas, tanto balanceadas quanto desbalanceadas.

Figura 5 – Topologia II para o conversor formador de rede.

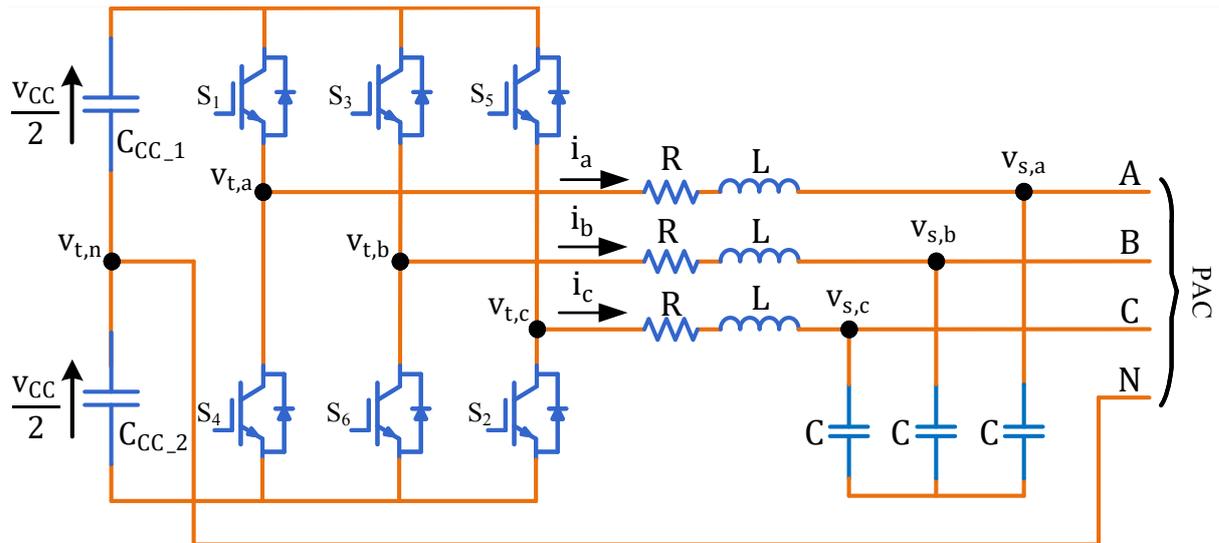


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

2.4.1.3 Topologia III - Trifásico a quatro fios com ponto central no capacitor

Já nessa Topologia II, ilustrada na Figura 6, o VSC é similar ao da Topologia I, porém sem transformador isolador (AZEVEDO *et al.*, 2013). O condutor neutro é derivado do barramento CC do VSC, que possui ponto central. O controle do conversor deve manter a tensão nos capacitores equilibrada, permitindo obter uma tensão de fase-neutro.

Figura 6 – Topologia III para o conversor formador de rede.

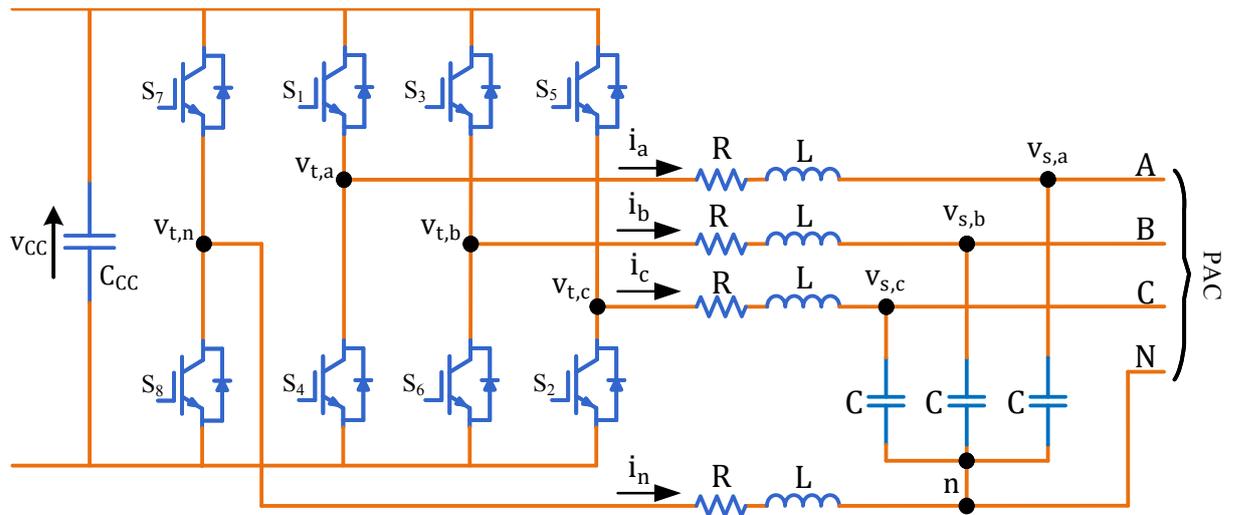


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

2.4.1.4 Topologia IV - Trifásico, quatro braços e quatro fios

Uma configuração mais completa do conversor formador de rede é apresentada na Figura 7 é definida como topologia IV (LLIUYACC *et al.*, 2017; BURGOS-MELLADO *et al.*, 2018). Um quarto braço é adicionado ao VSC, permitindo derivar o condutor neutro sem a necessidade de um transformador de baixa frequência ou ponto central do barramento CC. Como desvantagem da configuração, tem-se o aumento de dois interruptores no conversor, no entanto, garante mais flexibilidade para as estruturas de controle uma vez que a tensão e corrente no neutro podem ser controladas.

Figura 7 – Topologia IV para o conversor formador de rede.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

2.5 CONTROLE DO CONVERSOR FORMADOR DE REDE COM FILTRO LC

Para que a tensão de saída do conversor formador de rede tenha baixa distorção é necessário utilizar no mínimo um filtro LC de modo a eliminar o *ripple* do chaveamento. Assim, essa seção abordará, dentre outros conteúdos, um método geral de projeto do filtro LC. Já em relação às estruturas de controle do conversor formador de rede com filtro LC, pode-se diferenciar as topologias entre múltiplas malhas (malhas de tensão e corrente) (MA *et al.*, 2015) ou apenas uma malha, de tensão, em uma estrutura denominada controle em malha simples (AAMIR; KALWAR; MEKHILEF, 2016). Ao utilizar apenas a malha de tensão é necessário utilizar alguma técnica de amortecimento do tipo ativa ou passiva para eliminar o problema de amplificação harmônica no filtro LC (CHO *et al.*, 2017). Com isso, essa seção também abordará a revisão dos controladores das malhas de tensão e corrente mais aplicados aos conversores formadores de rede e por fim revisará as técnicas de amortecimento.

2.5.1 Projeto do Filtro LC

O filtro LC é de segunda ordem, com uma assíntota de -40 dB/decada em altas frequências, de modo que uma separação de uma década entre a frequência de corte e a frequência de chaveamento garante uma saída com baixo *ripple* do chaveamento (SILVA, 1999). A relação entre a frequência de corte do filtro ideal e os seus parâmetros é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}, \quad (2.1)$$

onde f_c , C_f e L_f são a frequência de corte em (Hz), capacitância em (F) e indutância em (H), respectivamente.

Definida a frequência de corte do filtro indutor-capacitor (LC) (tipicamente uma década abaixo da frequência de chaveamento), existe uma infinidade de valores de indutância e capacitância que satisfazem a relação (2.1). No entanto, deve-se destacar que quanto maior o capacitor, melhor será a capacidade de filtragem da estrutura no modo fonte de tensão, mas haverá aumento na potência demandada do conversor formador de rede. Dessa forma, um critério de projeto geralmente adotado é limitar a corrente do ramo capacitivo do filtro LC entre 10 e 15 % da potência nominal do conversor (SILVA *et al.*, 2002). Em (2.2) pode-se observar a definição do cálculo do capacitor do filtro LC:

$$C_f = \frac{kS_n}{6\pi f_1 V_s^2}, \quad (2.2)$$

onde k , S_n , f_1 e V_s são a porcentagem adotada (10 a 15 %), a potência nominal do conversor (VA), a frequência fundamental (Hz) e a amplitude da tensão de fase (V) na saída do conversor, respectivamente. Assim, a partir do valor calculado do capacitor (C_f) e da frequência de corte determinada (f_c) para o filtro LC é possível calcular o indutor (L_f) a partir de (2.3):

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_f}. \quad (2.3)$$

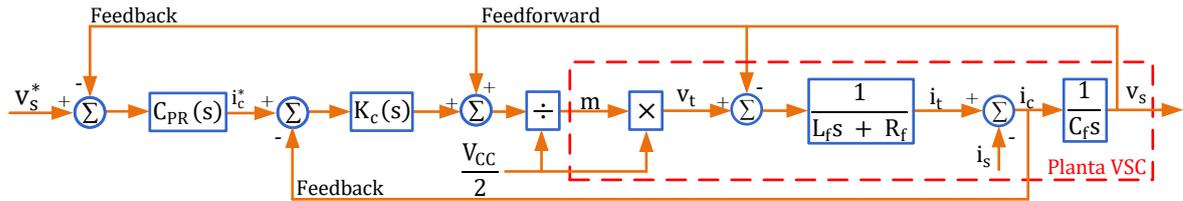
2.5.2 Estratégia de controle de tensão aplicada a VSC com filtro LC

De acordo com Yazdani e Iravani (2010), o VSC pode ser controlado através de duas estratégias básicas, a saber: o controle modo corrente (do inglês, *current-mode control*) (CMC) e o controle modo tensão (do inglês, *voltage-mode control*) (VMC). No primeiro modo, o fluxo de potência com a rede elétrica é controlado pelo ajuste da amplitude e da fase das correntes sintetizadas pelo conversor em relação à tensão no PAC. Já no segundo modo, o conversor se dedica a garantir a amplitude da tensão e frequência nominal no PAC. Nesta tese, o VSC será modelado como formador de rede, logo, será controlado no modo de tensão.

De acordo com Loh *et al.* (2003), os controladores dos conversores formadores de rede podem ser projetados com uma, duas ou mais malhas de controle. Na estratégia com duas malhas, geralmente é adotada uma malha interna de corrente e uma externa de tensão. A primeira garante proteção contra sobrecorrente e proporciona robustez contra variações nos parâmetros do sistema, enquanto a segunda promove o valor de referência para o controlador de corrente além do controle da tensão. No controle de corrente, em esquemas de mais de uma malha, pode-se adotar a corrente no capacitor ou a corrente no indutor como variável de realimentação interna. Nas Figuras 8 e 9 são ilustradas

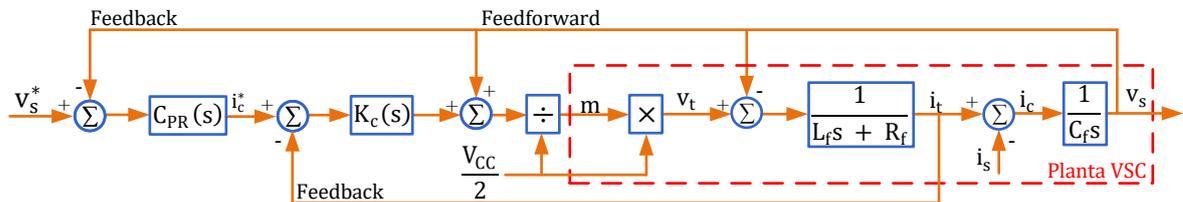
estruturas de controle multi-malhas aplicadas em VSC com filtro LC, segundo (LOH *et al.*, 2003). Note que as estruturas das Figuras 8 e 9 utilizam a corrente no capacitor (i_c) e no indutor (i_l), respectivamente, como variável de realimentação interna. Além disso, em ambas alternativas há uma compensação *feedforward* da tensão de saída (v_s). Já (i_s) é a corrente de saída do conversor.

Figura 8 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando duas malhas de controle com realimentação da corrente no capacitor.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Figura 9 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando duas malhas de controle com realimentação da corrente no indutor.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A equação que descreve a dinâmica do sistema de controle com realimentação pela corrente no capacitor (Figura 8) é dada por:

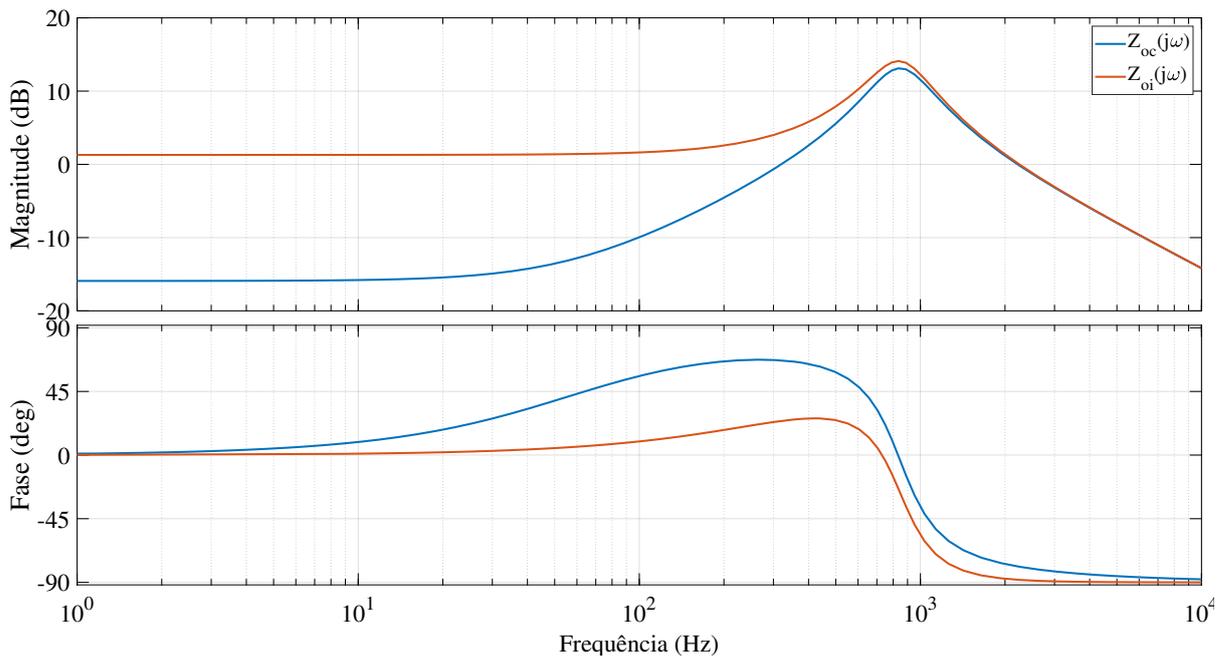
$$v_o(s) = \frac{K_c C_{PR}(s)}{s^2 L_f C_f + (R_f C_f + C_f K_c) s + K_c C_{PR}(s)} v_o^*(s) - \frac{s L_f + R_f}{s^2 L_f C_f + (R_f C_f + C_f K_c) s + K_c C_{PR}(s)} i_s(s) \quad (2.4)$$

Os primeiro e segundo termos de (2.4) relacionam a tensão no capacitor com a tensão de referência e a corrente de saída do filtro, respectivamente. O ganho K_c é um controlador proporcional usualmente utilizado na malha interna de corrente e $C_{PR}(s)$ é a função de transferência do controlador proporcional-ressonante (PR), geralmente incluído na malha externa de tensão. Por outro lado, quando a corrente no indutor (Figura 9) é utilizada como variável de realimentação interna na malha de controle, a relação descrita em (2.5) pode ser observada:

$$v_o(s) = \frac{K_c C_{PR}(s)}{s^2 L_f C_f + (R_f C_f + C_f K_c) s + K_c C_{PR}(s)} v_o^*(s) - \frac{sL + K_c + R_f}{s^2 L_f C_f + (R_f C_f + C_f K_c) s + K_c C_{PR}(s)} i_s(s). \quad (2.5)$$

Nesse sentido, baseado em (2.4) e (2.5), pode-se afirmar que os segundos termos destas equações são denominado de impedância de saída do sistema, $Z_{oc}(s)$ e $Z_{oi}(s)$, e que a sua inversa, nomeada como rigidez dinâmica, quantifica a capacidade da corrente consumida pela carga produzir uma queda unitária na tensão de saída. Isto posto, a corrente na carga pode ser considerada uma perturbação para o sistema (LOH *et al.*, 2003) em ambas estratégias. Note que os polos da impedância de saída para os controles de corrente no capacitor e indutor são os mesmos, no entanto, o zero é diferente. O ganho K_c aumenta a frequência do zero em $Z_{oi}(s)$, e com isso, faz com que este sistema seja mais sensível a distúrbios em baixa frequência, como pode ser observado na Figura 10, onde são ilustradas a resposta em frequência das impedâncias de saída, $Z_{oc}(s)$ e $Z_{oi}(s)$.

Figura 10 – Resposta em frequência da impedância de saída do conversor: $Z_{oc}(s)$ e $Z_{oi}(s)$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Segundo Loh *et al.* (2003), o diagrama de blocos que realimenta a corrente no capacitor na estrutura de controle apresenta um melhor desempenho em relação à distúrbios em baixas frequências. Entretanto, em sistemas que não medem as correntes de saída do VSC não é possível realizar proteção contra sobrecorrente. Além disso, para conversores a quatro fios, com a realimentação das correntes no capacitor não é possível obter a componente de sequência zero das correntes sintetizadas pelo VSC o que impossibilita

uma das principais propostas dessa tese, como será discutido no próximo capítulo. Diante do exposto, optou-se por utilizar a realimentação da corrente no indutor na estrutura de controle do VSC.

2.5.2.1 Ressonância dos Filtros LC

Os harmônicos produzidos em conversores eletrônicos de potência através da comutação das chaves podem ser atenuados por filtros passivos, a partir de filtros mais simples até filtros de ordem superior. No entanto, em sistemas com filtros de segunda ordem ou superior, a presença dos elementos armazenadores de energia juntos geram ressonância em uma determinada frequência (BAI *et al.*, 2016). Essas ressonâncias podem ser atenuadas com a inclusão de amortecedores passivos ou ativos. De acordo com Beres *et al.* (2015), os amortecedores passivos utilizam resistores físicos que adicionam perdas de energia ao sistema. Já Li (2008) afirma que os amortecedores ativos são comumente utilizados na literatura, uma vez que eles conseguem atenuar a ressonância dos filtros LC através de estratégias de controle do próprio conversor.

2.5.2.2 Amortecimento passivo

O amortecimento passivo, geralmente, utiliza a combinação em série e/ou paralelo de resistores para amortecer a ressonância, o que compromete a eficiência do sistema. Para superar este problema, elementos passivos adicionais, tais como indutores e/ou capacitores, ou ainda a combinação deles, podem ser usados. Porém, isso aumenta a complexidade do sistema. Na conexão em série, quanto maior o valor da resistência melhor o amortecimento da ressonância, contudo, pior será a atenuação de harmônicos em altas frequências (BÜYÜK *et al.*, 2016). Na topologia em paralelo, adicionar o resistor em paralelo com o capacitor é a melhor opção pois ele oferece mais estabilidade ao sistema (BÜYÜK *et al.*, 2016).

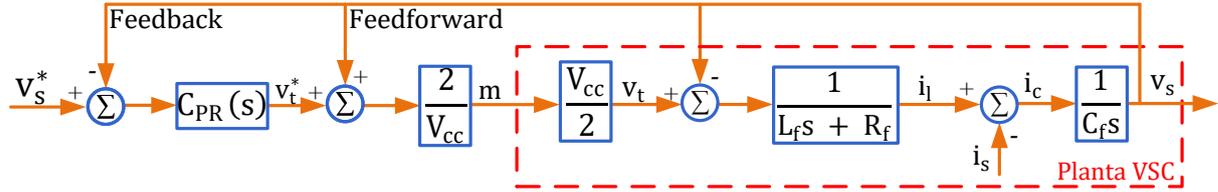
2.5.2.3 Amortecimento Ativo

Na Figura 11 é ilustrado o diagrama de blocos do controle de tensão do VSC, utilizando apenas uma malha de realimentação. Essa estratégia tem como principal desvantagem a sensibilidade frente a distúrbios em frequências vizinhas à frequência de ressonância. Por isso, como forma de garantir maior robustez ao sistema, uma malha interna de corrente pode ser inserida ao controlador da Figura 11.

Como dito na seção anterior, controladores com duas malhas (ou laço duplo) podem utilizar tanto a corrente no indutor quanto a corrente no capacitor como variável de realimentação, conforme ilustrado na Figura 12.

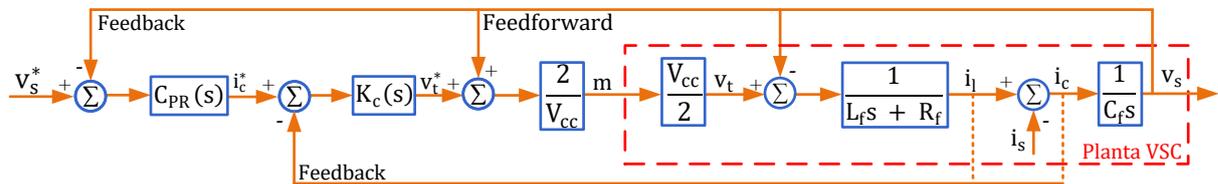
De acordo com Li (2008), controlar a tensão de saída, realimentado a corrente no indutor é a melhor opção para amortecer a ressonância gerada pelo filtro LC. Assim,

Figura 11 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando uma malha de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Figura 12 – Diagrama de blocos do sistema de controle de um VSC, utilizando duas malhas de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

considerando que a corrente no indutor será utilizada como variável de realimentação, a função de transferência da malha interna de corrente é:

$$\frac{V_s(s)}{I_L^*(s)} = \frac{K_c}{LCs^2 + (RC + K_c C)s + 1}, \quad (2.6)$$

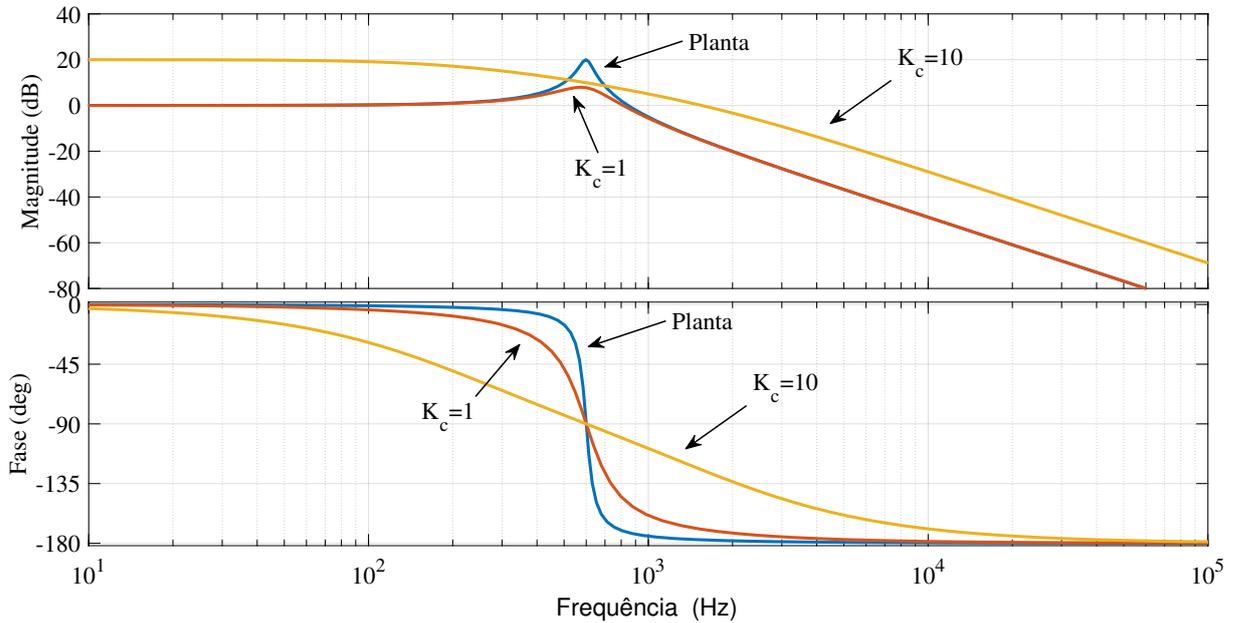
onde K_c é o ganho do controlador de corrente.

Com base em (2.6) fica claro a influência do ganho K_c no amortecimento dos polos da função de transferência. Para ilustrar esta característica, a Figura 13 destaca as respostas em frequência da malha interna de corrente para diferentes valores de K_c . Observe que o pico de ressonância diminui conforme o ganho K_c aumenta. No entanto, maiores valores de ganho K_c introduzem maiores atrasos de fase na frequência de operação do sistema. Logo, deve-se encontrar um valor de K_c em projeto que estabeleça um compromisso entre a atenuação da ressonância e o atraso de fase.

2.6 PASSIVIDADE EM CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA

De acordo com Akhavan *et al.* (2021) a análise de estabilidade dos conversores em paralelo é importante do ponto de vista da passividade do sistema, mesmo na presença de impedâncias da rede variáveis e múltiplos inversores em paralelo. A passividade, neste contexto, refere-se à impedância de saída do conversor tendo parte real positiva. Essa propriedade garante a estabilidade do conversor, independentemente das mudanças na

Figura 13 – Resposta em frequência da função de transferência e da malha interna do conversor.



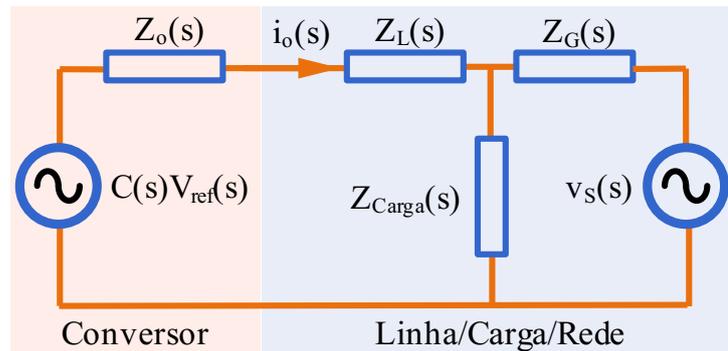
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

impedância da rede e de outros conversores, pois quando vários conversores são conectados em paralelo ao PAC, a impedância equivalente da rede vista por cada conversor pode diferir da impedância real da rede. Isso pode levar à instabilidade, especialmente em redes fracas ou redes ilhadas. Assim, se a impedância indutiva ou resistiva da rede cruzar com a impedância de saída do conversor em uma possível faixa capacitiva (onde a parte real da impedância de saída do conversor é negativa), isso pode representar um risco de instabilidade, especialmente em cenários com impedâncias de rede variáveis ou sistemas de múltiplos inversores em paralelo. Portanto, a estabilidade com base na passividade visa garantir que todos os subsistemas conectados se comportem de maneira passiva e estável em uma ampla faixa de frequências, mantendo a estabilidade independentemente de variações na impedância da rede e no número de inversores em paralelo.

Para exemplificar o conceito, vai-se usar o circuito equivalente de Thevenin de um conversor formador de rede modelado como mostrado na Figura 14, conectado em paralelo com o circuito equivalente da rede elétrica e a carga. $C(s)$ e $Z_o(s)$ são as funções de transferência em malha fechada do controlador de tensão e da impedância de saída do conversor, respectivamente. Já $Z_L(s)$, $Z_G(s)$ e $Z_{Carga}(s)$ são as impedâncias de linha, da rede elétrica e da carga, respectivamente. Por fim, $v_S(s)$ é a tensão da rede elétrica e $i_o(s)$ é a corrente de saída do conversor.

Segundo Akhavan, Vasquez e Guerrero (2022) e Wang, Blaabjerg e Loh (2017), um conversor deve ser projetado para sintetizar uma impedância de saída com comportamento

Figura 14 – Equivalente de Thevenin do conversor formador de rede.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

passivo (parte real positiva) em toda, ou pelo menos uma ampla, faixa de frequência. Assim, o conversor poderá funcionar de forma estável, independentemente do comportamento dos outros componentes do sistema. Esta definição da passividade de conversores sugere que a fase da impedância de saída do conversor deve estar entre $[-90^\circ, 90^\circ]$ (HARNEFORS *et al.*, 2014). Nesta condição, a impedância de saída do conversor tem sempre um valor real positivo que é sinônimo de resistência positiva.

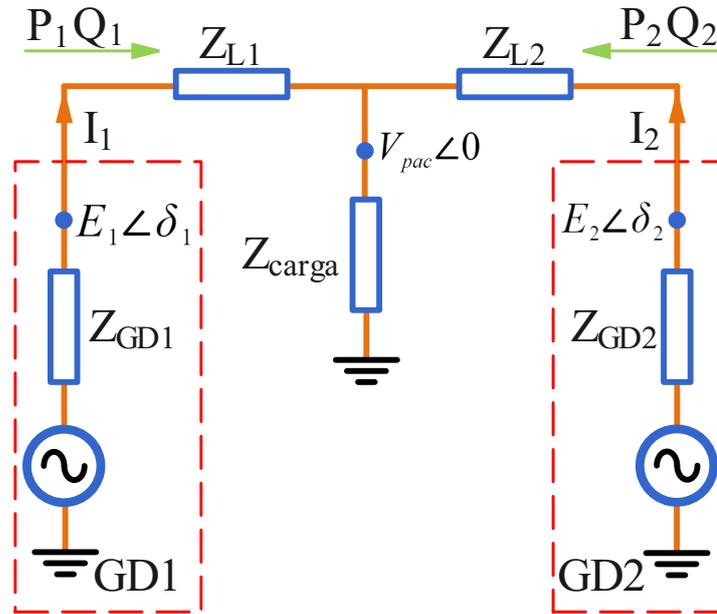
2.7 REVISÃO DA OPERAÇÃO DE CONVERSORES FORMADORES DE REDE EM PARALELO

Nessa seção será abordada o conceito de *droop control* para compartilhamento de potência em microrredes a partir de conversores eletrônicos de potência.

2.7.1 Droop control para compartilhamento de potência entre conversores em paralelo

Como forma de revisar a estrutura do *droop control* aplicado ao controle de conversores, seus principais pontos serão abordados nessa seção. A partir da Figura 15, observa-se o diagrama esquemático de dois VSC conectados em paralelo com os terminais de uma carga.

Figura 15 – Esquemático simplificado de dois conversores em paralelo.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Ao analisar a Figura 15, constata-se que $V_{PAC} = V_{PAC} \angle 0$ é a tensão no ponto de acoplamento comum, Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{GD1} e Z_{GD2} são as impedâncias de linha e dos filtros de interface dos conversores, respectivamente. $\dot{E}_1 = E_1 / \delta_1$ e $\dot{E}_2 = E_2 / \delta_2$ são uma representação monofásica fasorial do sistema trifásico da tensão terminal dos conversores. Com base em Han *et al.* (2017) e Ranjbaran e Ebadian (2018), pode-se definir que a potência que flui de um determinado conversor para o ponto de acoplamento comum é:

$$P_i + jQ_i = \dot{E}_i \dot{I}_i^* = \dot{E}_i \left(\frac{\dot{E}_i - \dot{V}_{pac}}{Z_{Li}} \right)^*, \quad (2.7)$$

reescrevendo (2.7), utilizando a forma polar ($e^{j\delta}$) para a diferença de fase entre as tensões de um determinado conversor para a tensão no PAC, tem-se:

$$P_i + jQ_i = E_i \left(\frac{E_i - V_{pac} e^{j\delta_i}}{Z_{Li} e^{-j\theta_i}} \right). \quad (2.8)$$

Pode-se ainda reescrever (2.8) da seguinte maneira:

$$P_i + jQ_i = \frac{E_i^2}{Z_{Li}} e^{j\theta_i} - \frac{E_i V_{pac}}{Z_{Li}} e^{j(\theta_i + \delta_i)}, \quad (2.9)$$

onde δ_i é a diferença de fase entre a tensão do conversor e a tensão no PAC, frequentemente chamado de ângulo de potência. O subíndice “i” representa o número do conversor, ou seja, “i” pode assumir o número de inversores em paralelo. De forma separada, pode-se reescrever as relações de potências ativa e reativa da seguinte maneira:

$$P_i = \frac{E_i^2}{Z_{Li}} \cos(\theta_i) - \frac{E_i V_{pac}}{Z_{Li}} \cos(\theta_i + \delta_i) \quad (2.10)$$

e

$$Q_i = \frac{E_i^2}{Z_{Li}} \sin(\theta_i) - \frac{E_i V_{pac}}{Z_{Li}} \sin(\theta_i + \delta_i) \quad (2.11)$$

onde $Z_{Li}e^{j\theta_i} = R_i + jX_i$ é a impedância de linha de um determinado conversor até o ponto de acoplamento comum. Assim, (2.10) e (2.11) podem ser reescritas como:

$$P_i = \frac{E_i}{R_i^2 + X_i^2} [R_i(E_i - V_{pac} \cos(\delta_i)) + X_i V_{pac} \sin(\delta_i)] \quad (2.12)$$

e

$$Q_i = \frac{E_i}{R_i^2 + X_i^2} [-R_i V_{pac} \sin(\delta_i) + X_i(E_i - V_{pac} \cos(\delta_i))]. \quad (2.13)$$

Sabendo que para pequenos valores de δ_i , como é comum se comportar o ângulo de potência, $\cos(\delta_i) \approx 1$ e $\sin(\delta_i) \approx \delta_i$, as potências ativa e reativa podem ser aproximadas por:

$$P_i = \frac{E_i}{R_i^2 + X_i^2} [R_i(E_i - V_{pac}) + X_i V_{pac} \delta_i] \quad (2.14)$$

e

$$Q_i = \frac{E_i}{R_i^2 + X_i^2} [-R_i V_{pac} \delta_i + X_i(E_i - V_{pac})]. \quad (2.15)$$

De acordo com Rocabert *et al.* (2012), quando a rede elétrica é de alta tensão, as impedâncias das linhas são, predominantemente indutiva, e a parcela resistiva pode ser desprezada. Já para redes de baixa tensão essa condição é justamente contrária. A Tabela 1 apresenta valores típicos da impedância de linha para diferentes níveis de tensão das redes.

Tabela 1 – Relação X/R para redes de distribuição de energia elétrica.

Tipo de linha	R(Ω /Km)	X(Ω /Km)	X/R
Rede de baixa tensão	0,642	0,083	0,129
Rede de média tensão	0,161	0,19	1,18
Rede de alta tensão	0,06	0,191	3,183

Fonte: Rocabert *et al.* (2012)

Para o caso em que a impedância é predominantemente indutiva (R_i pode ser ignorado), (2.14) e (2.15) podem ser simplificadas, conforme em (2.16) e (2.17):

$$\delta_i \cong \frac{X_i P_i}{E_i V_{pac}} \quad (2.16)$$

e

$$E_i - V_{pac} \cong \frac{X_i Q_i}{E_i}. \quad (2.17)$$

Assim, a partir de (2.16) e (2.17), é possível observar que a potência ativa possui o acoplamento com a diferença de fase δ_i , ou seja, relacionando a potência ativa com a frequência do sistema. Já a potência reativa possui o acoplamento com a diferença entre as amplitudes de tensão. Logo, observa-se que as potências ativa e reativa podem ser controlados, ajustando δ_i e E_i , respectivamente:

$$\Delta\delta_i = \frac{X_i \Delta P_i}{E_i V_{pac}} = k_{Px} \Delta P_i \quad (2.18)$$

e

$$\Delta E_i = \frac{X_i \Delta Q_i}{E_i} = k_{Qx} \Delta Q_i. \quad (2.19)$$

Nesse sentido, as relações de potência ativa com frequência (P- ω_i) e potência reativa com a amplitude da tensão (Q-E), podem ser melhores expressadas a partir de (2.20) e (2.21), lembrando que $\Delta\delta_i = \int \Delta\omega_i dt$ de onde vem a inserção da inércia virtual. Nessas relações, conclui-se que o controle da frequência controla o ângulo de potência e, portanto, o fluxo de potência ativa. Assim como o controle da amplitude de tensão controla a potência reativa, respectivamente:

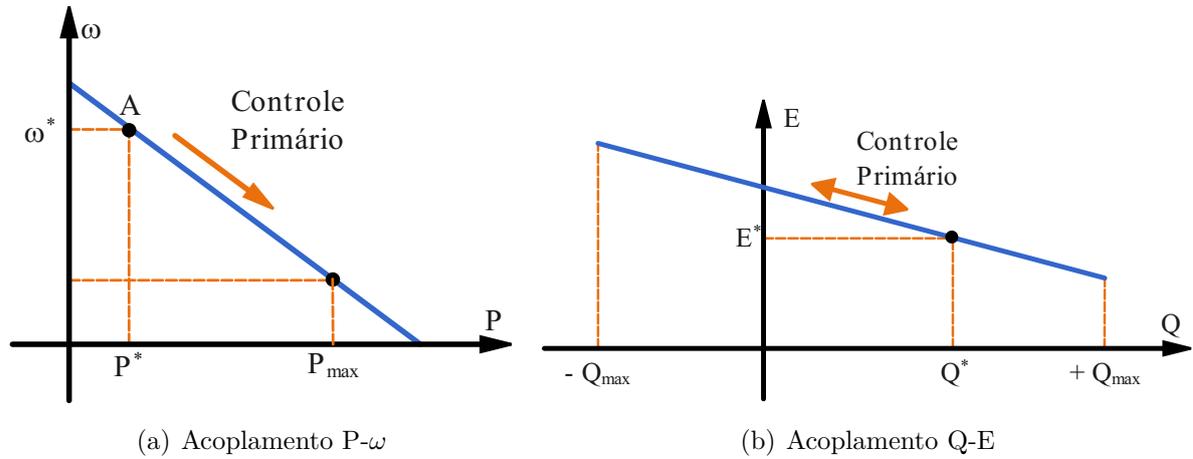
$$\omega_i = \omega^* - m_x (\bar{p} - p^*) \quad (2.20)$$

e

$$E_i = E^* - n_x (\bar{q} - q^*) \quad (2.21)$$

onde ω^* e E^* são os valores nominais de frequência e magnitude da tensão, \bar{p} e \bar{q} são as potências médias (obtidas por um filtro passa-baixas) ativa e reativa instantâneas. Além disso, p^* e q^* são valores instantâneos de referência da potência ativa e reativa a serem injetadas na microrrede. Geralmente, em modo ilhado da rede elétrica, p^* e q^* são zero, uma vez que é desejável eliminar apenas os desvios de tensão e frequência. Como forma de ilustrar o comportamento desses acoplamentos vistos em (2.20) e (2.21), pode-se observar a Figura 16.

Finalmente, m_x e n_x representam os coeficientes de *droop* para P- ω e Q-E, respectivamente (TSAI; CHANG; CHENG, 2016; HAN *et al.*, 2017; GUERRERO *et al.*, 2013).

Figura 16 – Curvas característica do *droop control* indutivo.

Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Esses coeficientes podem ser calculados de acordo com a máxima variação de tensão (ΔV) e frequência ($\Delta\omega$) que a microrrede pode estar sujeita no modo ilhado. De acordo com Khadem, Basu e Conlon (2011) são adotados para ΔV e $\Delta\omega$ valores iguais a 5% e 2%, respectivamente. Uma vez definida a máxima potência ativa (P_n) e reativa (Q_n) que o conversor pode sintetizar é possível calcular os coeficientes de *droop* a partir de (2.22) e (2.23):

$$m_x = \frac{\Delta\omega}{P_n} \quad (2.22)$$

e

$$n_x = \frac{\Delta V}{Q_n}. \quad (2.23)$$

Por outro lado, já para o caso de redes elétricas de baixa tensão onde a impedância é predominantemente resistiva (X_i pode ser ignorada), (2.14) e (2.15) podem ser simplificadas, conforme em (2.24) e (2.25):

$$\delta_i \cong -\frac{R_i Q_i}{E_i V_{pac}} \quad (2.24)$$

e

$$E_i - V_{pac} \cong \frac{R_i P_i}{E_i}. \quad (2.25)$$

Assim, a partir de (2.24) e (2.25), é possível observar que a potência ativa P_i possui o acoplamento com a amplitude da tensão E_i . Já a potência reativa Q_i possui o acoplamento com a diferença angular δ_i , ou seja, relacionando dinamicamente a potência

reativa com a frequência do sistema. Logo, observa-se que as potências ativa e reativa podem ser controlados, ajustando E_i e δ_i , respectivamente:

$$\Delta\delta_i = -\frac{R_i\Delta Q_i}{E_i V_{pac}} = -k_{Pr}\Delta Q_i \quad (2.26)$$

e

$$\Delta E_i = \frac{R_i\Delta P_i}{E_i} = k_{Qr}\Delta P_i. \quad (2.27)$$

Dessa forma, as relações de potência ativa com a amplitude da tensão (P-E) e potência reativa com frequência (Q- ω), podem ser melhores expressadas a partir de (2.28) e (2.29), sabendo que $\Delta\delta_i = \int \Delta\omega_i dt$. Já nessas relações conclui-se que o controle da frequência controla dinamicamente o ângulo de potência e, portanto, o fluxo de potência reativa, assim como o controle da amplitude de tensão controla a potência ativa, respectivamente:

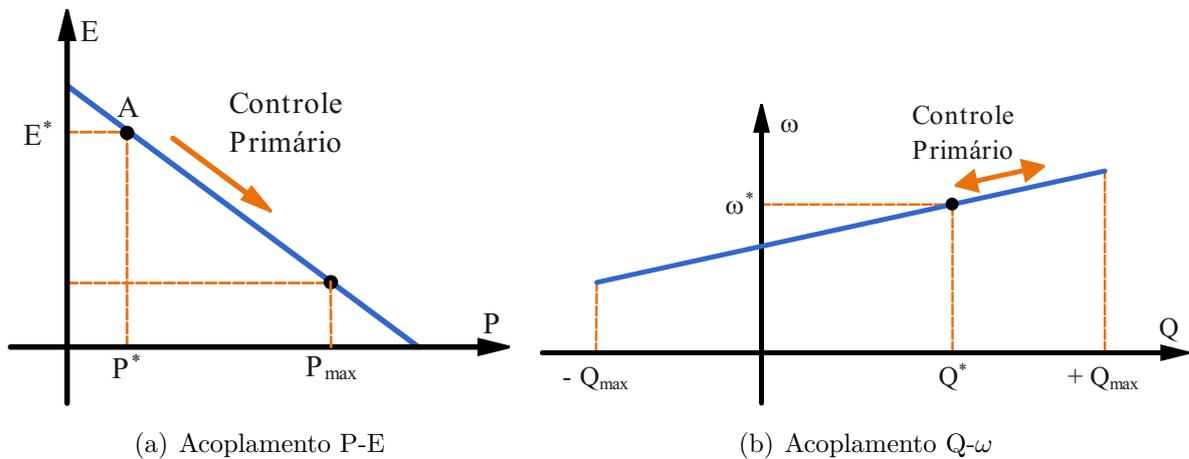
$$\omega_i = \omega^* + m_r (\bar{q} - q^*) \quad (2.28)$$

e

$$E_i = E^* - n_r (\bar{p} - p^*). \quad (2.29)$$

Como forma de ilustrar o comportamento desses acoplamentos vistos em (2.28) e (2.29), pode-se observar a Figura 17.

Figura 17 – Curvas característica do *droop control* resistivo.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Por fim, de forma semelhante em (2.22) e (2.23) é possível também determinar os coeficientes de *droop* para o caso da impedância de linha com característica resistiva, conforme (2.30) e (2.31):

$$m_r = \frac{\Delta\omega}{Q_n} \quad (2.30)$$

e

$$n_r = \frac{\Delta V}{P_n}. \quad (2.31)$$

2.8 REVISÃO DA TEORIA DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS

A Teoria das potências instantâneas, ou simplesmente Teoria p-q, é um conjunto de definições de potências trifásicas no domínio do tempo. Essas definições foram generalizadas após algum tempo por Watanabe, Stephan e Aredes (1993) para abranger sistemas trifásicos a quatro fios, considerando tensões e correntes de sequência zero. A teoria das potências instantâneas são utilizadas para o cálculo das potências em conversores eletrônicos de potência, principalmente, em malhas de *droop control*. Nesse sentido, será feita uma breve revisão dos conceitos dessa Teoria, uma vez que foi aplicada nessa pesquisa.

2.8.1 Teoria das potências instantâneas em sistemas trifásicos a três fios

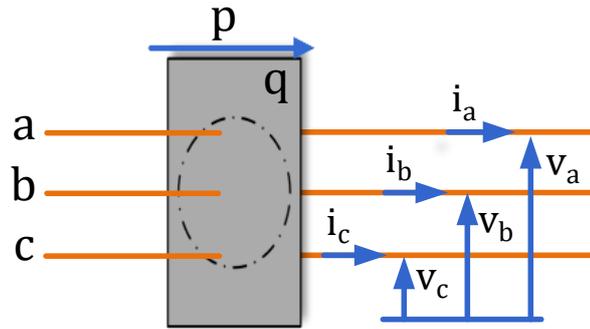
Segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2017), as potências instantâneas trifásicas são definidas, em termos de tensões e correntes em $\alpha\beta 0$, como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \\ \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ v_\beta & -v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

onde p é a potência real instantânea, q é a potência imaginária instantânea e p_0 é chamada de potência de sequência zero instantânea. Cada um dos componentes instantâneos de potência pode ser decomposto em uma parcela média (\bar{p} , \bar{q} e \bar{p}_0) e uma parcela oscilante (\tilde{p} , \tilde{q} e \tilde{p}_0). Para sistemas trifásicos a três fios, não há componentes de corrente de sequência zero, ou seja, $i_0 = 0$. Neste caso, apenas as potências instantâneas definidas nos eixos $\alpha\beta$ existem, porque o produto $v_0 i_0$ em (2.32) é sempre zero. Portanto, em sistemas trifásicos a três fios, a potência real instantânea p representa o fluxo total de energia por unidade de tempo em termos das componentes $\alpha\beta$. Nesse caso, $p_{3\phi} = p$. A potência imaginária instantânea q tem um significado físico não tradicional, vez que ela representa a parcela da potência total que não contribui com a realização de trabalho. Está presente em cada fase individualmente, porém, se anula quando computadas todas as fases do sistema. Sendo a potência imaginária q , definida pela Teoria p-q, mais geral que a potência reativa convencional, Akagi, Watanabe e Aredes (2017) atribuíram a unidade iva (em português Volt-Ampère Imaginário).

Akagi, Watanabe e Aredes (2017) definem que a potência imaginária q é proporcional à quantidade de energia que está sendo trocada entre as fases do sistema. A mesma não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga em nenhum momento, conforme ilustrada a Figura 18.

Figura 18 – Significado físico das potências instantâneas real e imaginária.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A Figura 18 resume as explicações sobre as potências real e imaginária. É importante observar que a Teoria da potência convencional definia a potência reativa como um componente da potência instantânea (ativa), que possui um valor médio igual a zero. Segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2017), na Teoria das potências instantâneas não é assim. A potência imaginária significa uma soma de produtos de tensão trifásica instantânea e porções de corrente que não contribuem para a transferência de energia entre dois subsistemas em nenhum momento.

2.8.2 Teoria das potências instantâneas em sistemas trifásicos a quatro fios

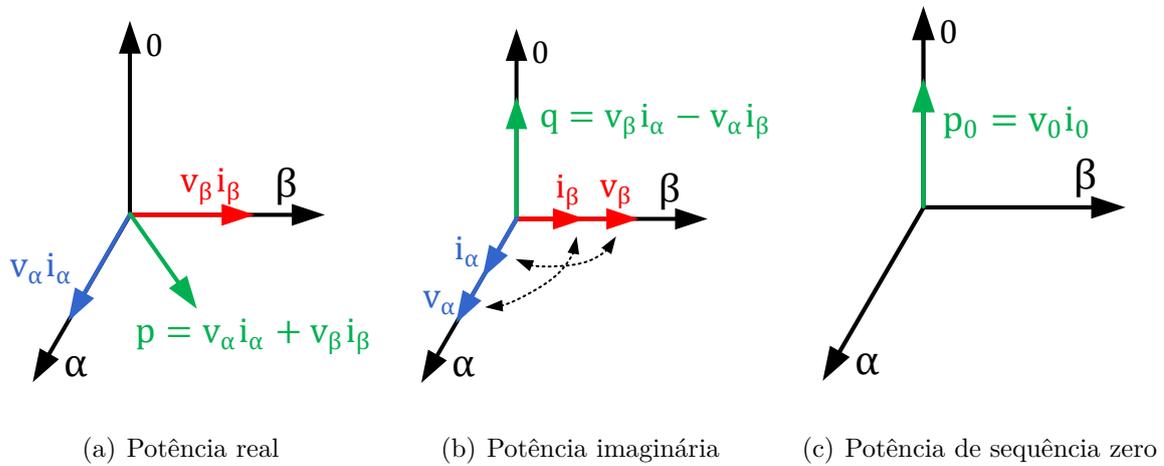
Para sistemas trifásicos a quatro fios a definição das potências instantâneas é, matematicamente, igual a definição observada em (2.32), agora com a inclusão da sequência zero. Assim, a representação fasorial do cálculo das potências instantâneas pode ser observada na Figura 19.

Conforme Akagi, Watanabe e Aredes (2017), a potência instantânea trifásica em um sistema a três ou a quatro fios quantifica a energia que flui entre dois subsistemas por unidade de tempo. A potência trifásica nas coordenadas abc é definida como:

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (2.33)$$

Logo, a potência real trifásica instantânea calculada no sistema $\alpha\beta 0$ também é definida como sendo o produto da tensão pela corrente em cada uma das coordenadas, sendo igual ao valor no sistema abc, devido à invariância em potência, conforme (2.34):

Figura 19 – Representação fasorial da teoria das potências instantâneas no referencial estacionário $\alpha\beta$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

$$p_{3\phi} = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} + v_0i_0. \quad (2.34)$$

Com isso, a potência real trifásica nas coordenadas $\alpha\beta 0$ pode ser reescrita como sendo:

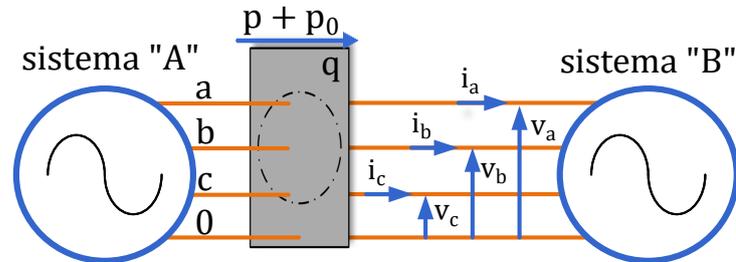
$$p_{3\phi} = p + p_0. \quad (2.35)$$

Portanto, verifica-se que a potência real trifásica instantânea é a soma da potência real e a potência de sequência zero. Akagi, Watanabe e Aredes (2017) afirmam que o significado físico de todas as potências instantâneas deve ser explicado claramente. Baseado nisso, a Figura 20 resume os conceitos envolvidos nessas potências. A Teoria p-q no domínio do tempo não é contraditória, mas complementar às teorias convencionais no domínio da frequência. Akagi, Watanabe e Aredes (2017) concluem então que:

- Os componentes de sequência-zero na tensão e corrente fundamentais e/ou nos harmônicos não contribuem para a potência real p ou para a potência imaginária q ;
- O fluxo total de energia instantânea por unidade de tempo, ou seja, a potência ativa instantânea trifásica, mesmo em um sistema distorcido e desequilibrado, é sempre igual à soma da potência real e da potência de sequência zero ($p_{3\phi} = p + p_0$), podendo conter parcelas médias e oscilantes;
- A potência imaginária q , independente da presença de harmônicos ou desequilíbrios, representa a quantidade de energia que está sendo trocada entre as fases do sistema.

Isso significa que a potência imaginária não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga em nenhum momento.

Figura 20 – Significado físico das potências instantâneas real, imaginária e de sequência zero.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

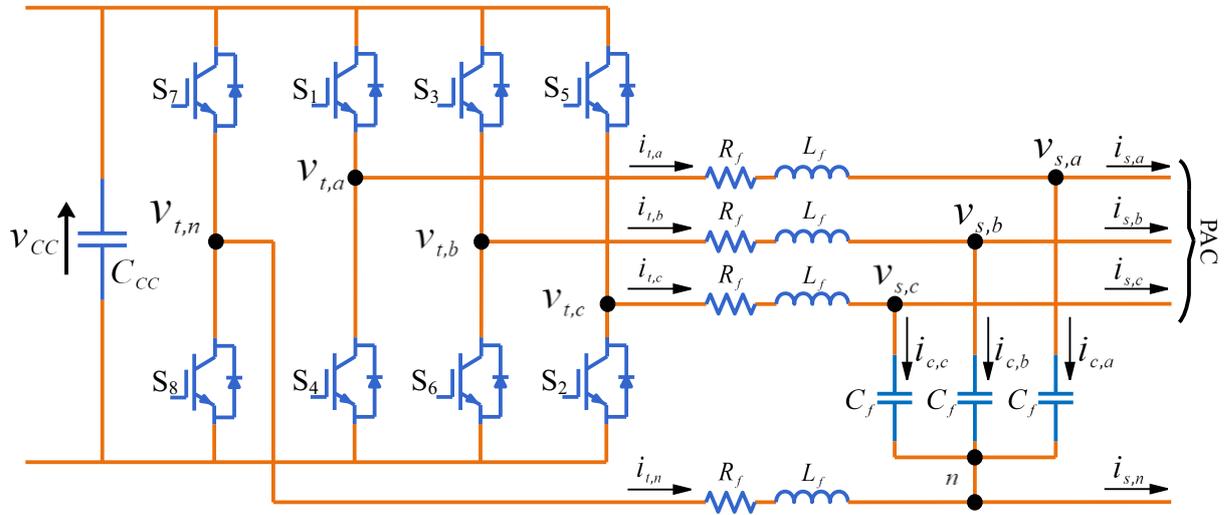
3 MODELAGEM E PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE DOS CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA

Nesse capítulo serão mostradas a modelagem do conversor na seção 3.1, o controle do mesmo na seção 3.2 e a análise de estabilidade e projeto das malhas de *droop* na seção 3.3. Na seção de controle 3.2 será abordada a topologia de compartilhamento da corrente no neutro em conversores de quatro braços em paralelo, um dos pontos de contribuição deste trabalho, além do projeto da passividade da impedância de saída dos conversores como garantia de estabilidade e ainda o projeto da malha de aprimoramento do compartilhamento de potência.

3.1 MODELAGEM DO VSC FORMADOR DE REDE DE QUATRO BRAÇOS

O VSC utilizado neste trabalho pode ser observado na Figura 21. Trata-se de um conversor trifásico de quatro braços, dois níveis, composto por oito interruptores semicondutores e oito diodos conectados em antiparalelo, juntamente com um filtro LC de saída.

Figura 21 – Diagrama de blocos do conversor fonte de tensão com filtro LC de saída.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A partir da Figura 21 e de acordo com Olives-Camps *et al.* (2019), observa-se que a dinâmica do lado de CA pode ser determinada da seguinte forma:

$$L_f \frac{di_{t,a}(t)}{dt} = -R_f i_{t,a}(t) + v_{t,an}(t) - v_{s,an}(t) + \Delta v_{t,n}(t), \quad (3.1)$$

$$L_f \frac{di_{t,b}(t)}{dt} = -R_f i_{t,b}(t) + v_{t,bn}(t) - v_{s,bn}(t) + \Delta v_{t,n}(t), \quad (3.2)$$

$$L_f \frac{di_{t,c}(t)}{dt} = -R_f i_{t,c}(t) + v_{t,cn}(t) - v_{s,cn}(t) + \Delta v_{t,n}(t), \quad (3.3)$$

onde:

$$\Delta v_{t,n}(t) = R_f i_{t,n}(t) + L_f \frac{di_{t,n}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

e

$$C_f \frac{dv_{s,a}(t)}{dt} = i_{t,a}(t) - i_{s,a}(t), \quad (3.5)$$

$$C_f \frac{dv_{s,b}(t)}{dt} = i_{t,b}(t) - i_{s,b}(t), \quad (3.6)$$

$$C_f \frac{dv_{s,c}(t)}{dt} = i_{t,c}(t) - i_{s,c}(t). \quad (3.7)$$

Com base nesse conjunto de equações diferenciais (3.1)-(3.7) que modelam a dinâmica do lado CA do conversor no sistema de referências estacionário abc, define-se que $v_{s,a}$, $v_{s,b}$ e $v_{s,c}$ indicam as tensões entre os capacitores que é medida em relação ao ponto n, $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões do terminal do conversor medidas em relação ao quatro braço $v_{t,n}$. Já $i_{t,a}$, $i_{t,b}$, $i_{t,c}$ e $i_{t,n}$ são as correntes que fluem através do filtro indutivo, $i_{c,a}$, $i_{c,b}$ e $i_{c,c}$ são as correntes nos capacitores e $i_{s,a}$, $i_{s,b}$, $i_{s,c}$ e $i_{s,n}$ representam as correntes injetadas no PAC. A indutância, resistência e capacitância do filtro de interface do conversor são representadas pelas variáveis L_f , R_f e C_f , respectivamente. A resistência R_f é modelada como a resistência intrínseca do indutor L_f . Além disso, (3.8) define a Lei de Kirchhoff das correntes no ponto n da seguinte forma:

$$i_{t,n}(t) + i_{c,a}(t) + i_{c,b}(t) + i_{c,c}(t) = i_{s,n}(t). \quad (3.8)$$

Com base no modelo em coordenadas naturais (3.1)-(3.4), substituindo-se (3.4) em (3.1), (3.2) e (3.3), pode-se reescrever as expressões da seguinte maneira:

$$L_f \frac{di_{t,a}(t)}{dt} = -R_f i_{t,a}(t) + v_{t,an}(t) - v_{s,an}(t) + L_f \frac{di_{t,n}(t)}{dt} + R_f i_{t,n}(t), \quad (3.9)$$

$$L_f \frac{di_{t,b}(t)}{dt} = -R_f i_{t,b}(t) + v_{t,bn}(t) - v_{s,bn}(t) + L_f \frac{di_{t,n}(t)}{dt} + R_f i_{t,n}(t), \quad (3.10)$$

$$L_f \frac{di_{t,c}(t)}{dt} = -R_f i_{t,c}(t) + v_{t,cn}(t) - v_{s,cn}(t) + L_f \frac{di_{t,n}(t)}{dt} + R_f i_{t,n}(t). \quad (3.11)$$

Como forma de simplificar o modelo, é desejável que (3.9), (3.10) e (3.11) estejam em função apenas das variáveis trifásicas de tensão e corrente, como $v_{t,an}$, $v_{t,bn}$, $v_{t,cn}$, $v_{s,an}$, $v_{s,bn}$, $v_{s,cn}$ e $i_{t,a}$, $i_{t,b}$, $i_{t,c}$. Logo, a partir da soma de $v_{t,an}$, $v_{t,bn}$ e $v_{t,cn}$, tem-se:

$$\begin{aligned} v_{t,an}(t) + v_{t,bn}(t) + v_{t,cn}(t) = & R_f (i_{t,a}(t) + i_{t,b}(t) + i_{t,c}(t)) \\ & + L_f \left(\frac{di_{t,a}(t)}{dt} + \frac{di_{t,b}(t)}{dt} + \frac{di_{t,c}(t)}{dt} \right) \\ & + (v_{s,an}(t) + v_{s,bn}(t) + v_{s,cn}(t)) \\ & - 3L_f \frac{di_{t,n}(t)}{dt} - 3R_f i_{t,n}(t), \end{aligned} \quad (3.12)$$

sabendo que:

$$i_{t,a}(t) + i_{t,b}(t) + i_{t,c}(t) = -i_{t,n}(t) \quad (3.13)$$

e

$$\frac{di_{t,a}(t)}{dt} + \frac{di_{t,b}(t)}{dt} + \frac{di_{t,c}(t)}{dt} = -\frac{di_{t,n}(t)}{dt}. \quad (3.14)$$

Assim, substituindo (3.13) e (3.14) em (3.12), encontra-se a seguinte relação:

$$\begin{aligned} v_{t,an}(t) + v_{t,bn}(t) + v_{t,cn}(t) = & -4L_f \frac{di_{t,n}(t)}{dt} - 4R_f i_{t,n}(t) \\ & + v_{s,an}(t) + v_{s,bn}(t) + v_{s,cn}(t). \end{aligned} \quad (3.15)$$

Agora, rearranjando os termos de (3.15), têm-se:

$$\begin{aligned} \frac{di_{t,n}(t)}{dt} = & -\frac{1}{4L_f} (v_{t,an}(t) + v_{t,bn}(t) + v_{t,cn}(t)) \\ & - \frac{R_f}{L_f} i_{t,n}(t) + \frac{1}{4L_f} (v_{s,an}(t) + v_{s,bn}(t) + v_{s,cn}(t)). \end{aligned} \quad (3.16)$$

Logo, substituindo (3.16) em (3.9), (3.10) e (3.11) é possível obter as seguintes relações, respectivamente:

$$\begin{aligned} \frac{di_{t,a}(t)}{dt} = & -\frac{R_f}{L_f} i_{t,a}(t) + \frac{1}{4L_f} (3v_{t,an}(t) - v_{t,bn}(t) - v_{t,cn}(t)) \\ & + \frac{1}{4L_f} (-3v_{s,an}(t) + v_{s,bn}(t) + v_{s,cn}(t)), \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{t,b}(t)}{dt} = & -\frac{R_f}{L_f} i_{t,b}(t) + \frac{1}{4L_f} (-v_{t,an}(t) + 3v_{t,bn}(t) - v_{t,cn}(t)) \\ & + \frac{1}{4L_f} (v_{s,an}(t) - 3v_{s,bn}(t) + v_{s,cn}(t)) \end{aligned} \quad (3.18)$$

e

$$\begin{aligned} \frac{di_{t,c}(t)}{dt} = & -\frac{R_f}{L_f}i_{t,c}(t) + \frac{1}{4L_f}(-v_{t,an}(t) - v_{t,bn}(t) + 3v_{t,cn}(t)) \\ & + \frac{1}{4L_f}(v_{s,an}(t) + v_{s,bn}(t) - 3v_{s,cn}(t)). \end{aligned} \quad (3.19)$$

Assim, (3.17), (3.18) e (3.19) podem ser reescritas na forma matricial:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_{t,a}(t)}{dt} \\ \frac{di_{t,b}(t)}{dt} \\ \frac{di_{t,c}(t)}{dt} \end{bmatrix} = & \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{t,a}(t) \\ i_{t,b}(t) \\ i_{t,c}(t) \end{bmatrix} \\ & + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{t,an}(t) \\ v_{t,bn}(t) \\ v_{t,cn}(t) \end{bmatrix} \\ & + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s,an}(t) \\ v_{s,bn}(t) \\ v_{s,cn}(t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

A partir de (3.20) é possível observar o modelo da planta de corrente do conversor de quatro braços em espaço de estados, utilizando coordenadas naturais abc. Trata-se de um modelo linear invariante no tempo, o qual apresenta como variáveis de estado as correntes do conversor ($i_{t,a}$, $i_{t,b}$ e $i_{t,c}$), como grandezas de entrada as tensões terminais do conversor ($v_{t,an}$, $v_{t,bn}$ e $v_{t,cn}$) e como distúrbios as tensões da rede elétrica ($v_{s,an}$, $v_{s,bn}$ e $v_{s,cn}$). Pode-se reescrever (3.20) no seguinte formato:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}\mathbf{d}(t) \quad (3.21)$$

onde

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \begin{bmatrix} \frac{di_{t,a}(t)}{dt} & \frac{di_{t,b}(t)}{dt} & \frac{di_{t,c}(t)}{dt} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{x}(t) &= \begin{bmatrix} i_{t,a}(t) & i_{t,b}(t) & i_{t,c}(t) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u}(t) &= \begin{bmatrix} v_{t,an}(t) & v_{t,bn}(t) & v_{t,cn}(t) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{d}(t) &= \begin{bmatrix} v_{s,an}(t) & v_{s,bn}(t) & v_{s,cn}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (3.22)$$

Dessa forma, pode-se observar em (3.23) a matriz de estados \mathbf{A} , a matriz de entrada \mathbf{B} e a matriz de distúrbios \mathbf{F} .

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{B} &= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \\
\mathbf{F} &= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Os elementos das matrizes \mathbf{B} e \mathbf{F} que estão fora da diagonal principal apresentam valores não nulos. Isto indica que existe um acoplamento entre as grandezas de entrada do sistema. O modelo dinâmico encontrado em (3.20) pode ser transformado para o sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$, usando a transformada de Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951), como a seguir:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}, \tag{3.24}$$

onde $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ pode ser determinado como invariante em amplitude da seguinte forma:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \tag{3.25}$$

Sabendo ainda que a transformada inversa de Clarke é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix}, \tag{3.26}$$

onde

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}. \tag{3.27}$$

Logo, a partir da transformada inversa de Clarke é possível então reescrever um sistema em coordenadas naturais abc da seguinte forma:

$$\mathbf{f}_{\text{abc}} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{f}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \quad (3.28)$$

Portanto, conforme (3.28), o vetor de variáveis de estado $\mathbf{x}(\mathbf{t})$, o vetor de entrada $\mathbf{u}(\mathbf{t})$ e o vetor de distúrbio $\mathbf{d}(\mathbf{t})$ concebidos nas coordenadas abc podem ser representados como em (3.29):

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t), \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t), \\ \mathbf{d}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{d}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t), \end{aligned} \quad (3.29)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) &= \begin{bmatrix} i_{t,\alpha}(t) & i_{t,\beta}(t) & i_{t,0}(t) \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) &= \begin{bmatrix} v_{t,\alpha}(t) & v_{t,\beta}(t) & v_{t,0}(t) \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{d}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) &= \begin{bmatrix} v_{s,\alpha}(t) & v_{s,\beta}(t) & v_{s,0}(t) \end{bmatrix}^T. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Substituindo (3.29) em (3.21), encontra-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) \\ &+ \mathbf{B} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) + \mathbf{F} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{d}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Simplificando e multiplicando ambos os lados de (3.31) por $\mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}$, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{A} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) \\ &+ \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{B} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{F} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1} \mathbf{d}_{\alpha\beta\mathbf{0}}(t). \end{aligned} \quad (3.32)$$

Considerando (3.32), é fácil perceber que $\mathbf{A}_{\alpha\beta\mathbf{0}} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{A} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1}$, $\mathbf{B}_{\alpha\beta\mathbf{0}} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{B} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1}$ e $\mathbf{F}_{\alpha\beta\mathbf{0}} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}} \mathbf{F} \mathbf{T}_{\alpha\beta\mathbf{0}}^{-1}$. Dessa forma, com auxílio de um *software* matemático, foram encontradas as seguintes matrizes:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} &= \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} &= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} &= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Considerando então um modelo geral em espaço de estados, conforme (3.34), e substituindo as matrizes (3.33) em (3.34), é possível escrever o modelo em espaço de estados da planta de corrente do conversor nas coordenadas $\alpha\beta 0$ de acordo com (3.35).

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{d}_{\alpha\beta 0}(t) \tag{3.34}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{t,\alpha}(t)}{dt} \\ \frac{di_{t,\beta}(t)}{dt} \\ \frac{di_{t,0}(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{t,\alpha}(t) \\ i_{t,\beta}(t) \\ i_{t,0}(t) \end{bmatrix} \\
&+ \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{t,\alpha}(t) \\ v_{t,\beta}(t) \\ v_{t,0}(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s,\alpha}(t) \\ v_{s,\beta}(t) \\ v_{s,0}(t) \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{3.35}$$

Baseado em (3.35), os elementos das matrizes \mathbf{B} e \mathbf{F} que estão fora da diagonal principal apresentam valores nulos. Isto indica que o problema relacionado ao acoplamento entre os sinais de entrada do sistema foi contornado por meio da transformação de coordenadas. Além disso, é possível notar que esta topologia trifásica de quatro braços pode operar como três módulos monofásicos desacoplados entre si, quando utilizada o sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$. Sendo assim, a partir de (3.35) é possível encontrar as equações individuais dos eixos α , β e 0 , conforme é dado em (3.36), (3.37) e (3.38):

$$L_f \frac{di_{t,\alpha}(t)}{dt} = -R_f i_{t,\alpha}(t) + v_{t,\alpha}(t) - v_{s,\alpha}(t), \tag{3.36}$$

$$L_f \frac{di_{t,\beta}(t)}{dt} = -R_f i_{t,\beta}(t) + v_{t,\beta}(t) - v_{s,\beta}(t) \tag{3.37}$$

$$4L_f \frac{di_{t,0}(t)}{dt} = -4R_f i_{t,0}(t) + v_{t,0}(t) - v_{s,0}(t). \quad (3.38)$$

Ao aplicar a Transformada de Laplace em (3.36), (3.37) e (3.38), observa-se as seguintes relações:

$$sL_f i_{t,\alpha}(s) = -R_f i_{t,\alpha}(s) + v_{t,\alpha}(s) - v_{s,\alpha}(s), \quad (3.39)$$

$$sL_f i_{t,\beta}(s) = -R_f i_{t,\beta}(s) + v_{t,\beta}(s) - v_{s,\beta}(s) \quad (3.40)$$

e

$$s4L_f i_{t,0}(s) = -4R_f i_{t,0}(s) + v_{t,0}(s) - v_{s,0}(s). \quad (3.41)$$

Nesse ponto, relembando o modelo do conversor em coordenadas naturais abc, conforme em (3.1) - (3.7), é necessária a transformação de (3.5), (3.6) e (3.7) para o sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$. Esse procedimento ocorreu da mesma forma que para a planta de corrente do conversor. Sendo assim, representando, matricialmente (3.5), (3.6) e (3.7), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{s,a}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{s,b}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{s,c}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{t,a}(t) \\ i_{t,b}(t) \\ i_{t,c}(t) \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,a}(t) \\ i_{s,b}(t) \\ i_{s,c}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Com base em (3.42), fica fácil perceber que assim como as matrizes de entrada e distúrbio são matrizes identidade, realizando a transformada de Clarke são encontradas as mesmas matrizes. Dessa forma, o modelo da planta de tensão em coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$ pode ser escrito da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{s,\alpha}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{s,\beta}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{s,0}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{t,\alpha}(t) \\ i_{t,\beta}(t) \\ i_{t,0}(t) \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha}(t) \\ i_{s,\beta}(t) \\ i_{s,0}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

Baseado em (3.43), os elementos das matrizes de entrada e de distúrbios que estão fora da diagonal principal apresentam valores nulos assim como acontece no modelo da planta de corrente. Ou seja, indica que não há acoplamento entre os sinais de entrada do sistema por meio da modelagem em $\alpha\beta 0$. Dessa forma, a partir de (3.43) é possível encontrar as equações que representam módulos monofásicos nas coordenadas $\alpha\beta 0$, conforme é dado em (3.44), (3.45) e (3.46):

$$C_f \frac{dv_{s,\alpha}(t)}{dt} = i_{t,\alpha}(t) - i_{s,\alpha}(t), \quad (3.44)$$

$$C_f \frac{dv_{s,\beta}(t)}{dt} = i_{t,\beta}(t) - i_{s,\beta}(t), \quad (3.45)$$

$$C_f \frac{dv_{s,0}(t)}{dt} = i_{t,0}(t) - i_{s,0}(t). \quad (3.46)$$

Ao aplicar a Transformada de Laplace e rearranjar os termos em (3.44), (3.45) e (3.46), observa-se as seguintes relações:

$$i_{t,\alpha}(s) = sC_f v_{s,\alpha}(s) + i_{s,\alpha}(s), \quad (3.47)$$

$$i_{t,\beta}(s) = sC_f v_{s,\beta}(s) + i_{s,\beta}(s) \quad (3.48)$$

e

$$i_{t,0}(s) = sC_f v_{s,0}(s) + i_{s,0}(s). \quad (3.49)$$

Então, com base em (3.39), (3.40), (3.41) e (3.47), (3.48), (3.49) é possível observar na Figura 22 o diagrama de blocos da modelagem do conversor em coordenadas $\alpha\beta 0$.

Desse modo, a partir da Figura 22, substituindo, (3.47) em (3.39), (3.48) em (3.40) e (3.49) em (3.41) é possível estabelecer as seguintes relações:

$$v_{s,\alpha}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} v_{t,\alpha}(s) - \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} i_{s,\alpha}(s), \quad (3.50)$$

$$v_{s,\beta}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} v_{t,\beta}(s) - \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} i_{s,\beta}(s) \quad (3.51)$$

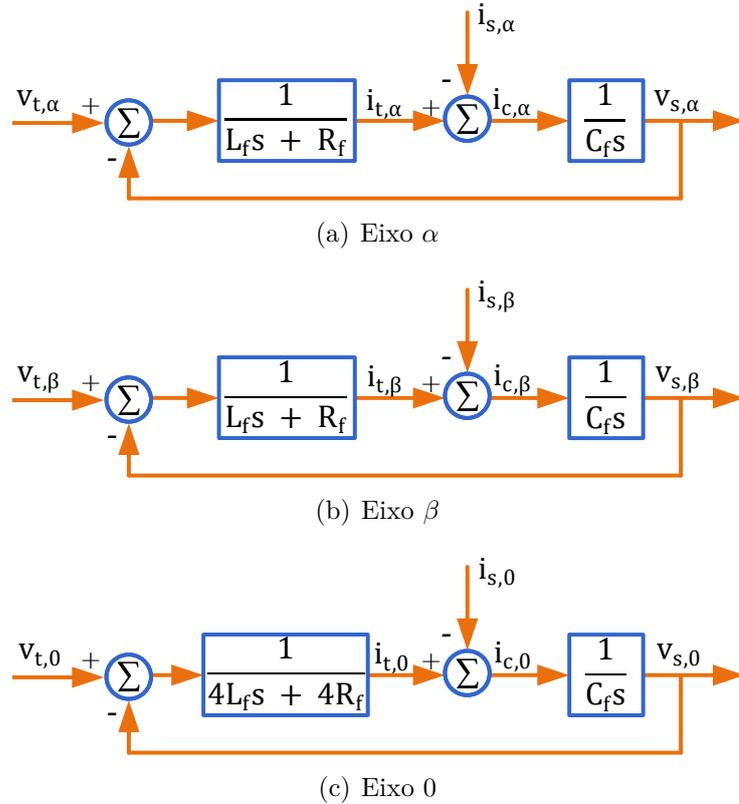
e

$$v_{s,0}(s) = \frac{1}{4L_f C_f s^2 + 4R_f C_f s + 1} v_{t,0}(s) - \frac{4L_f s + 4R_f}{4L_f C_f s^2 + 4R_f C_f s + 1} i_{s,0}(s). \quad (3.52)$$

Assim, a dinâmica da tensão de saída no domínio da frequência pode ser representada como:

$$\begin{cases} v_{s,\alpha}(s) = G_{i,\alpha}(s) v_{t,\alpha}(s) - Z_{o,\alpha}(s) i_{s,\alpha}(s) \\ v_{s,\beta}(s) = G_{i,\beta}(s) v_{t,\beta}(s) - Z_{o,\beta}(s) i_{s,\beta}(s) \\ v_{s,0}(s) = G_{i,0}(s) v_{t,0}(s) - Z_{o,0}(s) i_{s,0}(s) \end{cases} \quad (3.53)$$

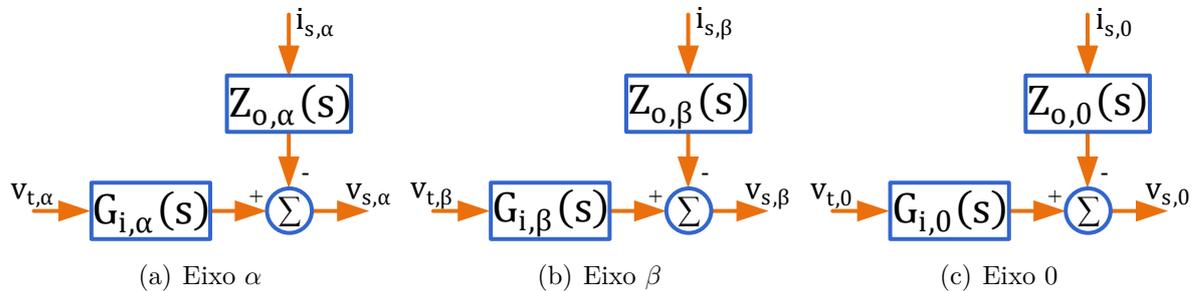
Figura 22 – Diagrama de blocos da modelagem do conversor em $\alpha\beta 0$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

onde $G_{i,\alpha}(s)$, $G_{i,\beta}(s)$ e $G_{i,0}(s)$ são as funções de transferência do conversor nos eixos $\alpha\beta 0$, respectivamente. E, $Z_{o,\alpha}(s)$, $Z_{o,\beta}(s)$ e $Z_{o,0}(s)$ são as impedâncias de saída do conversor também nos eixos $\alpha\beta 0$, respectivamente. É possível representar (3.53) na forma de diagrama de blocos, conforme a Figura 23.

Figura 23 – Representação em diagrama de blocos da tensão de saída do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A função de transferência $\left(\frac{v_s(s)}{v_t(s)}\right)$ e a impedância de saída do conversor são dadas, respectivamente, por:

$$G_{i,\alpha}(s) = G_{i,\beta}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1}, \quad (3.54)$$

$$G_{i,0}(s) = \frac{1}{4L_f C_f s^2 + 4R_f C_f s + 1}, \quad (3.55)$$

e

$$Z_{o,\alpha}(s) = Z_{o,\beta}(s) = \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1}, \quad (3.56)$$

$$Z_{o,0}(s) = \frac{4L_f s + 4R_f}{4L_f C_f s^2 + 4R_f C_f s + 1}. \quad (3.57)$$

A impedância de saída é um parâmetro que influencia altamente no desempenho do sistema. A Figura 23 ilustra sua influência no controle da tensão de saída do conversor $v_s(s)$. Do ponto de vista de controle da tensão de saída, a corrente é tratada como um distúrbio que pode ser rejeitado se a impedância de saída for baixa o suficiente nas frequências da corrente drenada pela carga $i_s(s)$. Além disso, a análise de (3.54) evidencia que o comportamento das variáveis nas coordenadas $(\alpha\beta)$ é desacoplado, ou seja, variações em um eixo não influenciam no outro. Desse modo, o projeto dos controladores pode ser realizado, de maneira independente, ou seja, pode-se projetar um controlador para os eixos $(\alpha\beta)$ e outro para o eixo (0) .

3.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO VSC DE QUATRO BRAÇOS

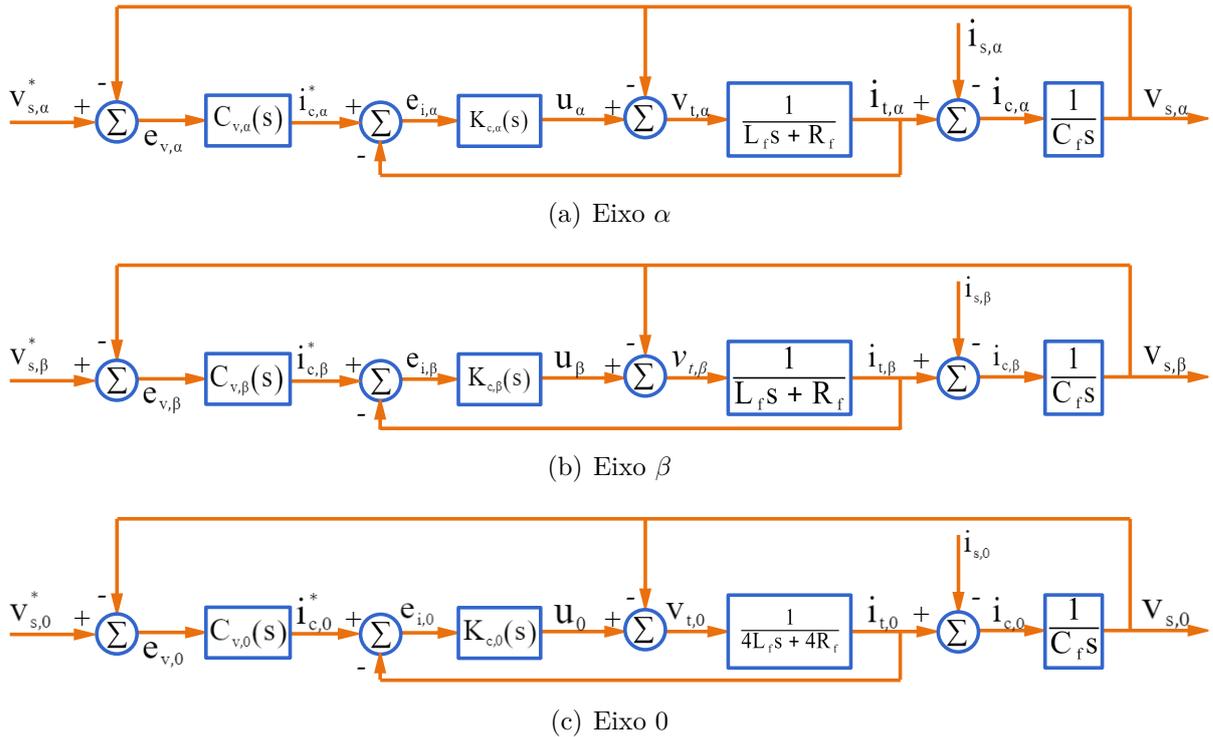
Segundo Akhavan, Vasquez e Guerrero (2022) e de acordo com o critério de estabilidade baseado em passividade é necessário satisfazer duas restrições para que um conversor formador de rede mantenha sua estabilidade:

1. O sistema não deve ter polos no semi-plano direito do plano complexo em sua função de transferência em malha fechada, ou seja, o controle da tensão de saída do conversor deve ser estável. Essa restrição será abordada na Seção 3.2.2.2;
2. A parte real da impedância de saída do conversor deve ser positiva, o que implica que a fase da impedância de saída do conversor deve estar no intervalo de $[-90^\circ, 90^\circ]$ em toda a faixa de frequência. Essa restrição será abordada na Seção 3.2.3.

Os controladores usados nesta seção serão descritos detalhadamente com base na Seção 2.5.2.1, onde foram discutidas as estratégias de amortecimento ativo. Assim, o projeto do controlador de tensão do conversor será implementado com uma malha dupla de controle. A malha interna (de corrente), conforme discutida, apresenta a proposta de mitigar a ressonância intrínseca do filtro LC a partir da realimentação da corrente

no indutor, enquanto a malha externa (de tensão) garante rastreamento da tensão de referência. A Figura 24 ilustra os diagramas de blocos do sistema de controle de tensão com malha dupla, a partir da realimentação da corrente no indutor, nas coordenadas $\alpha\beta 0$. Nota-se que, os subsistemas dos eixos α , β e 0 são desacoplados e semelhantes, podendo ser controlados de forma independente.

Figura 24 – Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente em malha fechada no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Os sinais de referência v_α^* , v_β^* e v_0^* mostrados na Figura 24 (a)-(c) podem ser definidos por estruturas hierárquicas de controle, como o *droop control*, por exemplo. Ainda na Figura 24, $C_{v,\alpha}(s)$, $C_{v,\beta}(s)$ e $C_{v,0}(s)$ são os controladores de tensão dos eixos α , β e 0, respectivamente. Por fim, $K_{c,\alpha}(s)$, $K_{c,\beta}(s)$ e $K_{c,0}(s)$ são os controladores de corrente nos eixos α , β e 0, respectivamente.

3.2.1 Projeto do filtro de interface e do controlador da malha interna de corrente $K_c(s)$

Antes de iniciar o projeto do controlador de corrente, é preciso projetar o filtro LC de interface do conversor com a rede elétrica, pois o projeto do controlador se baseia nesses valores. Assim, com base em (2.2), tem-se:

$$C_f = \frac{kS_n}{6\pi f_0 V_s^2} = \frac{0,1 (30 \times 10^3)}{6\pi (60) (180^2)} \cong 82 \mu\text{F}. \quad (3.58)$$

De posse do valor do capacitor do filtro e a partir de (2.1), pode-se projetar o indutor como:

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_f} = \frac{1}{4\pi^2 (600)^2 (82 \times 10^{-6})} \cong 860 \mu\text{H}. \quad (3.59)$$

Em projeto de indutores é possível observar o fator de qualidade do mesmo a partir da relação da indutância com a resistência intrínseca do indutor, como segue:

$$Q_e = \frac{\omega_0 L_f}{R_f}, \quad (3.60)$$

onde Q_e é o fator de qualidade do indutor. Segundo Antunes (2018) $Q_e = 1$ é um valor adequado para aplicações de conversores conectados à rede elétrica em 60 Hz, logo:

$$R_f = \frac{\omega_0 L_f}{Q_e} = (2\pi 60)(860 \times 10^{-6}) \cong 0,32 \Omega. \quad (3.61)$$

Em resumo, observa-se na Tabela 2 os parâmetros do sistema, projetados e definidos:

Tabela 2 – Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Frequência de chaveamento (f_{sw})	20 kHz
Frequência fundamental (f_0)	60 Hz
Frequência de corte (f_c)	600 Hz
Tensão de pico de fase da rede (V_s)	180 V
Indutância do filtro de saída (L_f)	860 μH
Resistência do indutor (R_f)	0,32 Ω
Capacitância do filtro de saída (C_f)	82 μF

Com base na Tabela 2 é possível determinar as funções de transferência do conversor para os eixos $\alpha\beta$ e 0, respectivamente, de acordo com (3.54) e (3.55), resultando em:

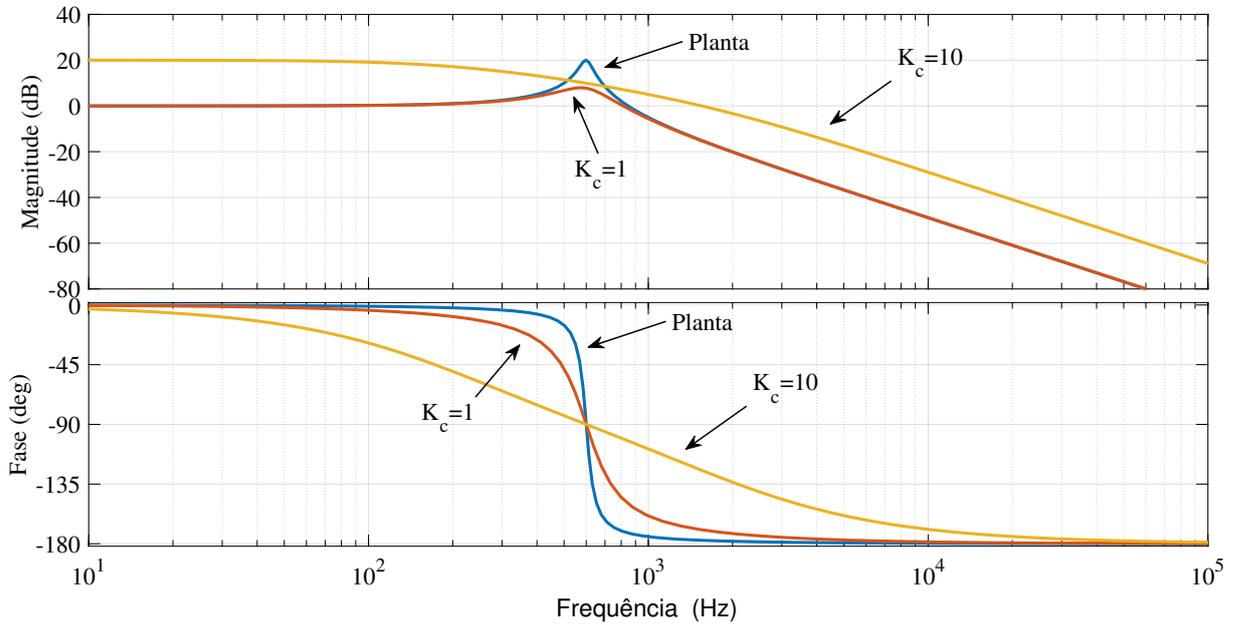
$$G_{i,\alpha}(s) = G_{i,\beta}(s) = \frac{1}{7,04 \times 10^{-8} s^2 + 2,65 \times 10^{-5} s + 1} \quad (3.62)$$

e

$$G_{i,0}(s) = \frac{1}{2,81 \times 10^{-7} s^2 + 106,10 \times 10^{-6} s + 1}. \quad (3.63)$$

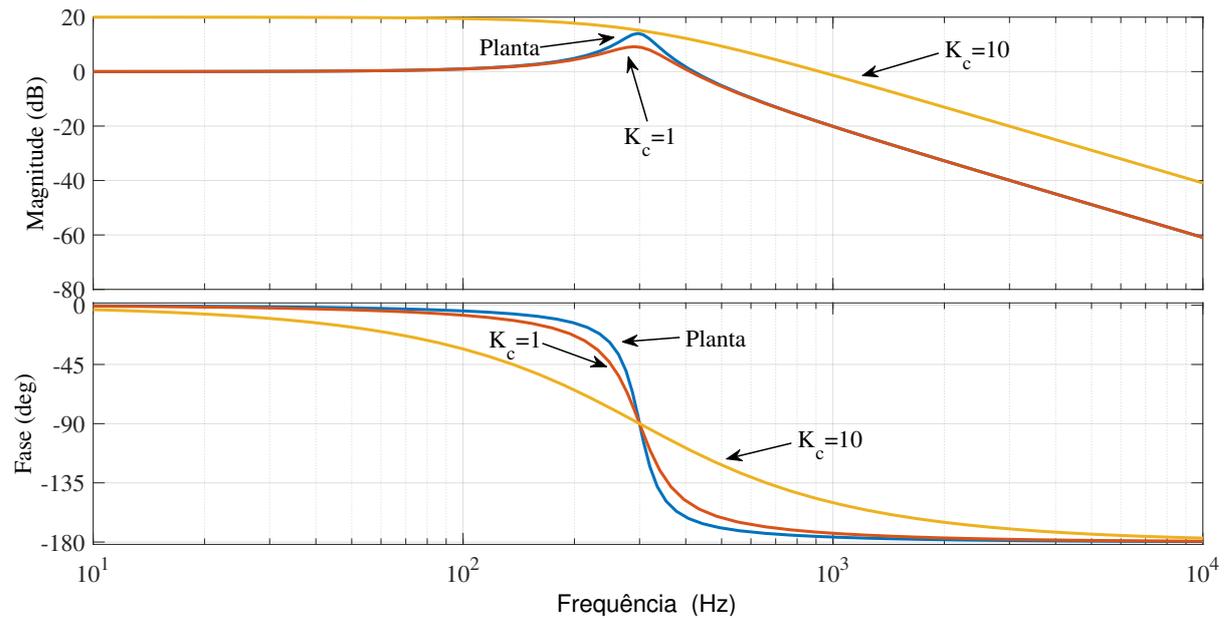
Assim, de posse das malhas internas do conversor é possível projetar o controlador de corrente de forma a garantir um compromisso entre a atenuação da ressonância do filtro LC e o atraso de fase provocado no sistema. Foi abordado na seção 2.5.2 que a realimentação de corrente na malha interna ocorrerá, utilizando a corrente no indutor. Sendo assim, é possível perceber nas Figuras 25 e 26 o amortecimento ativo conseguido através dessa realimentação.

Figura 25 – Resposta em frequência da função de transferência e da malha interna do conversor nos eixos $\alpha\beta$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Figura 26 – Resposta em frequência da função de transferência e da malha interna do conversor no eixo 0.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A partir das respostas em frequência observadas nas Figuras 25 e 26 infere-se que o pico de ressonância diminui conforme o ganho K_c aumenta. No entanto, maiores valores de ganho K_c introduzem maiores atrasos de fase na frequência de operação do sistema. Dessa forma, o ganho da malha interna escolhido nesse projeto foi, tanto para os eixos $\alpha\beta$ quanto para o eixo 0, de $K_c = 1 \Omega$. Assim, as malhas internas de controle adotadas como função de transferência para os projetos dos controladores de tensão podem ser dadas por:

$$G_{in,\alpha\beta}(s) = \frac{K_c}{L_f C_f s^2 + (R_f C_f + K_c C_f) s + 1} = \frac{1}{7,04 \times 10^{-8} s^2 + 108,40 \times 10^{-6} s + 1} \quad (3.64)$$

e

$$G_{in,0}(s) = \frac{K_c}{4L_f C_f s^2 + (4R_f C_f + K_c C_f) s + 1} = \frac{1}{28,16 \times 10^{-8} s^2 + 188,00 \times 10^{-6} s + 1} \quad (3.65)$$

3.2.2 Projeto do controlador da malha externa de tensão $C_v(s)$

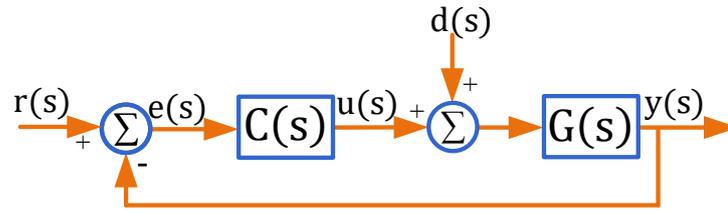
O conversor formador de rede tem que ser capaz de prover tensões senoidais, independente das cargas conectadas ao PAC, logo, o sistema de controle deve não apenas rastrear o sinal de referência como também rejeitar perturbações. O projeto do controlador de tensão foi dado a partir da metodologia de alocação de polos baseada em polinômios.

3.2.2.1 Alocação de polos baseada em polinômios

A partir da literatura, os principais objetivos de um sistema de controle são, rastrear sinais de referência e rejeitar os distúrbios. Segundo Goodwin *et al.* (2001), estes objetivos são referidos como desempenho do sistema de controle. De acordo com Katsuhiko (2011), uma estrutura básica de controle pode ser observada na Figura 27 em que $r(s)$ representa o sinal de referência, $e(s)$ é o sinal de erro, $u(s)$ é a ação de controle, $d(s)$ se refere ao distúrbio, $y(s)$ é a saída do processo, $C(s)$ e $G(s)$ são as funções de transferência do controlador e da planta, respectivamente.

Conforme Goodwin *et al.* (2001), uma questão-chave de controle é, portanto, dado um modelo, sintetizar um controlador de forma que os polos de malha fechada estejam em locais predefinidos, possua capacidade de atenuação de distúrbio e ainda que a ação de controle seja adequada a fim de não saturar atuadores. De acordo com a metodologia abordada em Goodwin *et al.* (2001) é possível projetar o controlador através da metodologia de alocação de polos, que é uma ideia fundamental na síntese de controle. Nesta seção, será utilizada uma descrição polinomial. Considere em (3.66) a resposta em malha fechada do sistema da Figura 27:

Figura 27 – Diagrama de blocos de uma estrutura básica de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

$$y(s) = \frac{C(s)G(s)}{C(s)G(s) + 1}r(s) + \frac{G(s)}{C(s)G(s) + 1}d(s), \quad (3.66)$$

onde o primeiro termo é função de transferência da saída $y(s)$ em relação a entrada $r(s)$, conforme em (3.67) e o segundo termo é a função de transferência da saída $y(s)$ em relação ao distúrbio $d(s)$, conforme em (3.68):

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{C(s)G(s)}{C(s)G(s) + 1} \quad (3.67)$$

e

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G(s)}{C(s)G(s) + 1}. \quad (3.68)$$

A função de transferência do controlador $C(s)$ e da planta $G(s)$ podem ser dados, respectivamente, por:

$$C(s) = \frac{\beta(s)}{\alpha(s)} \quad (3.69)$$

e

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad (3.70)$$

onde:

$$B(s) = b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_1s + b_0, \quad (3.71)$$

$$A(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_1s + a_0, \quad (3.72)$$

$$\beta(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1}s^{m-1} + \beta_{m-2}s^{m-2} + \dots + \beta_1s + \beta_0 \quad (3.73)$$

e

$$\alpha(s) = s^m + \alpha_{m-1}s^{m-1} + \alpha_{m-2}s^{m-2} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0. \quad (3.74)$$

O número de parâmetros livres no controlador é $2m + 1$ e a ordem do polinômio característico é $n + m$. Dessa forma, pode-se considerar agora o polinômio de malha fechada desejado, isto é, que possua as características de desempenho especificadas dado por:

$$\phi_{cl}(s) = 1 + C(s)G(s) = A(s)\alpha(s) + B(s)\beta(s). \quad (3.75)$$

A alocação dos polos é dada por: $2m + 1 = n + m$, logo $m = n - 1$. A princípio, utilizando um controlador genérico uma ordem menor que a planta é possível alocar, arbitrariamente, os polos de malha fechada. Conforme Goodwin *et al.* (2001), o objetivo é encontrar se, para dados valores de $\beta(s)$ e $\alpha(s)$, $B(s)$ e $A(s)$ podem ser projetados de forma que o polinômio característico de malha fechada seja $\phi_{cl}(s)$. Será observado que, em condições bastante gerais isso é realmente possível.

Teorema 1 (Alocação de polos) *Suponha uma dada planta $G(s) = B(s)/A(s)$ estritamente própria de ordem n , em que a ordem do polinômio mônico $A(s)$ é n e o grau de $B(s)$ é estritamente menor que n . Deseja-se encontrar um controlador $C(s) = \beta(s)/\alpha(s)$ de ordem m (a ordem do polinômio mônico $\alpha(s)$ é m e o grau de $\beta(s)$ é $\leq m$). O polinômio característico de malha fechada resultante $\phi_{cl}(s) = 1 + C(s)G(s) = A(s)\alpha(s) + B(s)\beta(s)$ é mônico de ordem $n + m$. Os coeficientes não principais do polinômio de malha fechada podem ser escolhidos arbitrariamente se, e apenas se, não existem cancelamentos de polo-zero entre $A(s)$ e $B(s)$ (coprimos) e se $m \geq n - 1$.*

Sabendo que a planta a ser controlada é de segunda ordem e que, é possível ainda que o controlador possua requisitos adicionais como a competência de rastrear um sinal senoidal de frequência ω_0 , o controlador adotado pode ter a função de transferência dada por:

$$C(s) = \frac{\beta_3s^3 + \beta_2s^2 + \beta_1s + \beta_0}{(s^2 + \omega_0^2)(s + \alpha_0)}, \quad (3.76)$$

onde o termo $(s^2 + \omega_0^2)$ representa a parcela ressonante.

3.2.2.2 Projeto dos controladores de tensão do VSC de quatro braços

Nesta subseção será apresentado o projeto do controlador de tensão $C_v(s)$, a partir da metodologia de alocação de polos baseada em polinômios. Para fins de simplificação será mostrado o projeto dos controladores de tensão dos eixos α/β por serem idênticos

e, posteriormente, será mostrada a função de transferência do controlador de tensão do eixo 0. Assim, a partir da Figura 27, pode-se considerar que $G(s) = G_{in,\alpha\beta}(s)$, que o controlador projetado será dado por $C(s)$ e o polinômio de malha fechada desejado (com as especificações de projeto definidas) como $\phi_{cl}(s)$.

Como primeira etapa desse projeto é preciso determinar as especificações de desempenho para obter o polinômio de malha fechada desejado $\phi_{cl}(s)$. Conforme visto na seção 3.2.2.1 é possível determinar as especificações de projeto para um sistema de segunda ordem e, posteriormente alocar a quantidade de polos necessária à direita do par de polos dominantes, visto que a ordem desse polinômio deve ser $m + n$. Logo, de acordo Katsuhiko (2011), o polinômio característico de segunda ordem pode ser expresso da seguinte forma:

$$G_{SO}(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.77)$$

onde ω_n é a frequência natural não amortecida e ζ é o coeficiente de amortecimento do sistema. Se $0 < \zeta < 1$, as raízes serão complexas conjugadas e estarão no semiplano esquerdo do plano s . O sistema é então chamado de subamortecido e a resposta transitória é oscilatória amortecida.

Conforme Katsuhiko (2011) as características de desempenho de um sistema de controle são especificadas em termos da resposta transitória a uma entrada em degrau unitário. Na especificação das características da resposta transitória de um sistema de controle é comum especificar o seguinte: tempo de atraso, t_d , tempo de subida t_r , tempo de pico, t_p , máximo sobressinal, M_p e tempo de acomodação, t_s . Neste projeto escolheu-se trabalhar com o tempo de acomodação t_s e com a especificação do coeficiente de amortecimento ζ que está diretamente relacionado ao sobressinal, M_p .

Em relação a especificação da resposta transitória, Katsuhiko (2011) comenta que na maioria das aplicações é desejável que a resposta transitória seja suficientemente rápida e amortecida. Assim, para uma resposta transitória desejável de um sistema de segunda ordem, o coeficiente de amortecimento deve estar entre 0,4 e 0,8. Para Katsuhiko (2011): “Valores pequenos de ζ (ou seja, $\zeta < 0,4$) resultam em excessivo sobressinal na resposta transitória, e um sistema com grande valor de ζ (ou seja, $\zeta > 0,8$) responde lentamente”.

Desse modo, para um coeficiente de amortecimento de $\zeta = 0,707$ o que resulta em um sobressinal de 5% foi escolhido como especificação do projeto. Com isso, é possível relacionar ζ e ω_n com o tempo de acomodação do sistema, t_s da seguinte forma:

$$t_s \approx \frac{4}{\zeta\omega_n}, \quad (3.78)$$

essa é a definição do critério de 2% que é o tempo em que a resposta irá alcançar e permanecer em relação a resposta final, ou seja, 2% da resposta final.

Nesta tese de doutorado, por se tratar do controle de um conversor formador de rede (em 60 Hz) determinou-se o tempo de acomodação requerido em função de ciclos da rede elétrica. Logo, definiu-se que:

$$t_s = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{f_0} \right) = \frac{1}{4} \frac{1}{60} \cong 4,17 \text{ ms}, \quad (3.79)$$

onde f_0 é a frequência da rede elétrica e $\frac{1}{4}$ pelo fato de ter escolhido o tempo de acomodação de $\frac{1}{4}$ do ciclo da rede elétrica. Com isso, pode-se definir a frequência natural não amortecida como:

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} = \frac{4}{(0,707)(4,17 \times 10^{-3})} = 1,36 \times 10^3 \text{ rad/s}. \quad (3.80)$$

Logo, a equação canônica de segunda ordem com especificações de projeto definidas anteriormente é dada por:

$$G_{SO}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{(1,36 \times 10^3)^2}{s^2 + 2(0,707)(1,36 \times 10^3)s + (1,36 \times 10^3)^2}. \quad (3.81)$$

Assim, como polinômio característico de malha fechada ϕ_{cl} é possível obter a seguinte expressão:

$$\phi_{cl} = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) (s + 5\zeta\omega_n)^3, \quad (3.82)$$

onde o termo $(s + 5\zeta\omega_n)^3$ significa que são alocados mais três polos cinco vezes mais distante dos polos dominantes, fazendo com que o controlador escolhido tenha grau cinco, conforme a função de transferência:

$$C_v(s) = \frac{\beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{(s^2 + \omega_0^2)(s + \alpha_0)}, \quad (3.83)$$

onde o termo $(s^2 + \omega_0^2)$ significa a parcela ressonantes do controlador, em que a frequência ω_0 será ajustada na frequência angular fundamental da rede elétrica. Assim, conforme a seção anterior, os coeficientes α_0 , β_3 , β_2 , β_1 e β_0 devem satisfazer $\phi_{cl} - \phi_d = 0$. Logo, o controlador de tensão para os eixos $\alpha\beta$ $C_{v,\alpha\beta}(s)$ é dado por:

$$C_{v,\alpha\beta}(s) = \frac{\beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{(s^2 + \omega_0^2)(s + \alpha_0)} = \frac{4,33s^3 + 4045s^2 + 2,35 \times 10^7 s + 1,23 \times 10^{10}}{s^3 + 1,48 \times 10^4 s^2 + 1,42 \times 10^5 s + 2,10 \times 10^9}. \quad (3.84)$$

A partir da mesma estrutura de projeto do controlador de tensão para os eixos $\alpha\beta$, é possível obter o controlador de tensão para o eixo 0. Portanto, o controlador de tensão para o eixo 0 $C_{v,0}(s)$ pode ser dado por:

$$C_{v,0}(s) = \frac{\beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{(s^2 + \omega_0^2)(s + \alpha_0)} = \frac{22,69s^3 + 2,90 \times 10^4 s^2 + 2,32 \times 10^7 s + 6,10 \times 10^9}{s^3 + 7710s^2 + 1,42 \times 10^5 s + 1,10 \times 10^9}. \quad (3.85)$$

De posse dos controladores projetados, antes de implementá-lo, o projetista deve ainda verificar a estabilidade da malha de controle com a inclusão do controlador além de observar o esforço de controle na planta para definir mudanças ou não nos requisitos de projeto, conforme comentado anteriormente. Nesse sentido, foi realizada uma análise para conferir as margens de estabilidade desta estrutura de controle, a partir das seguintes funções de transferência em malha aberta:

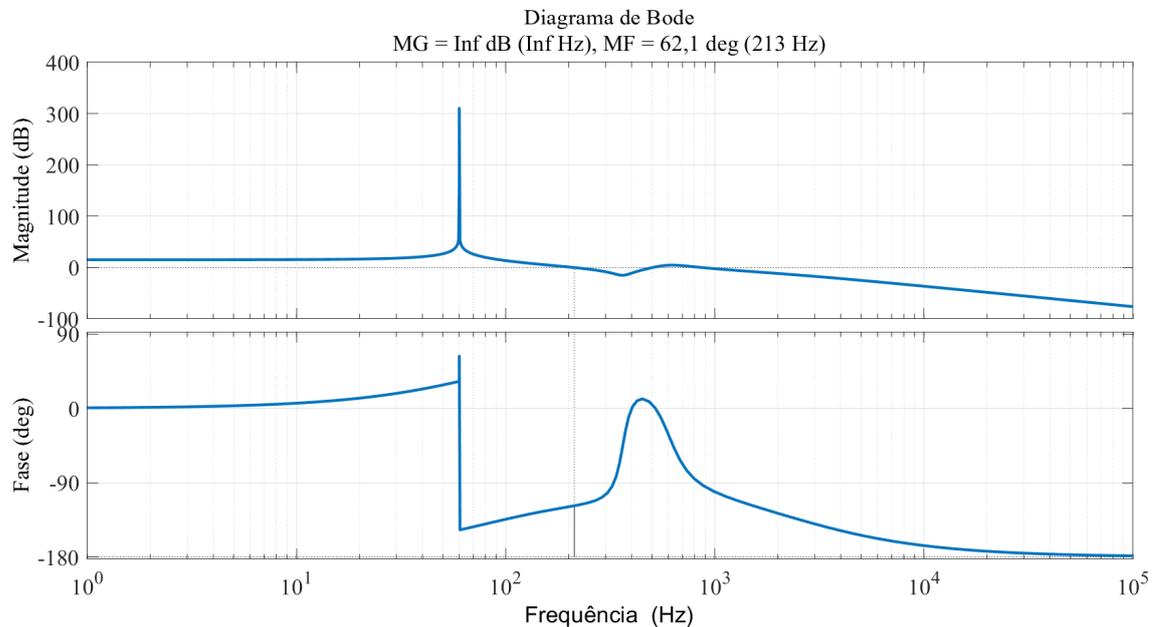
$$G_{ma,\alpha\beta}(s) = C_{v,\alpha\beta}(s) G_{in,\alpha\beta}(s) \quad (3.86)$$

e

$$G_{ma,0}(s) = C_{v,0}(s) G_{in,0}(s), \quad (3.87)$$

cujas respostas em frequências estão ilustrada nas Figuras 28 e 29, respectivamente.

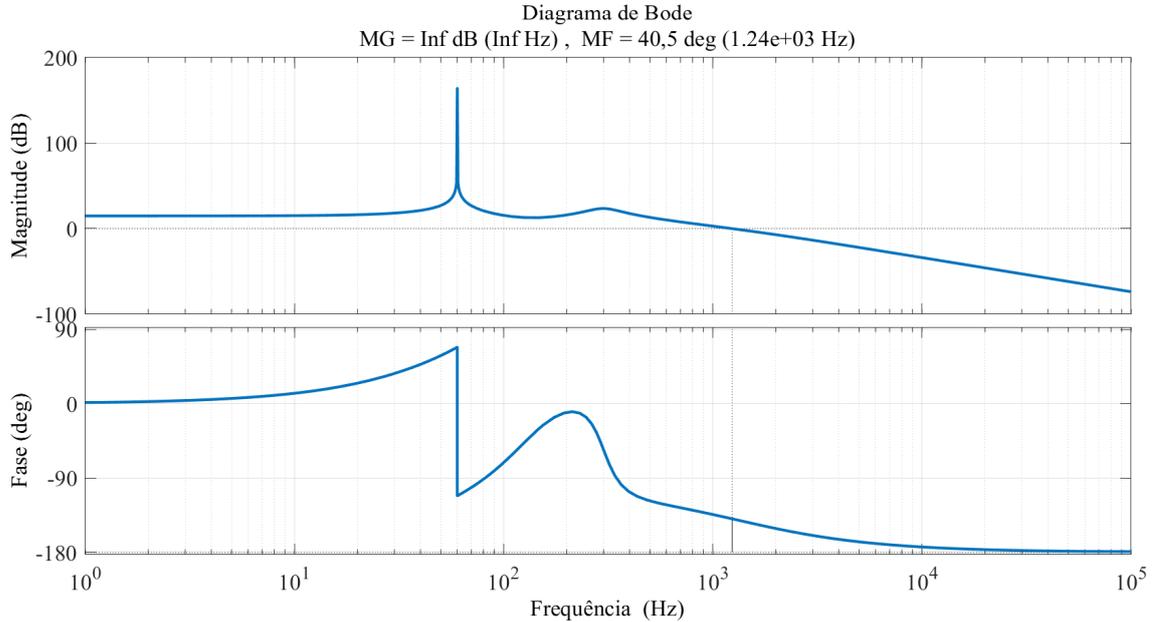
Figura 28 – Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada do controle da tensão terminal no eixos α e β .



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

De acordo com as Figuras 28 e 29, observa-se que a margem de ganho para ambos os sistemas foi infinito e as margens de fase de 62,1° e 40,5°, respectivamente, são aceitáveis, segundo Åström e Wittenmark (2013), garantindo as respostas marginalmente estáveis.

Figura 29 – Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada do controle da tensão terminal no eixo 0.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

3.2.3 Projeto da passividade da impedância de saída dos conversores

Conforme mostrado na seção de modelagem do conversor formador de rede de quatro braços, a impedância de saída do conversor para os eixos α , β e 0 são dadas respectivamente por:

$$Z_{o,\alpha}(s) = Z_{o,\beta}(s) = \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} = \frac{860 \times 10^{-6} s + 0,32}{7,04 \times 10^{-8} s^2 + 2,65 \times 10^{-5} s + 1}, \quad (3.88)$$

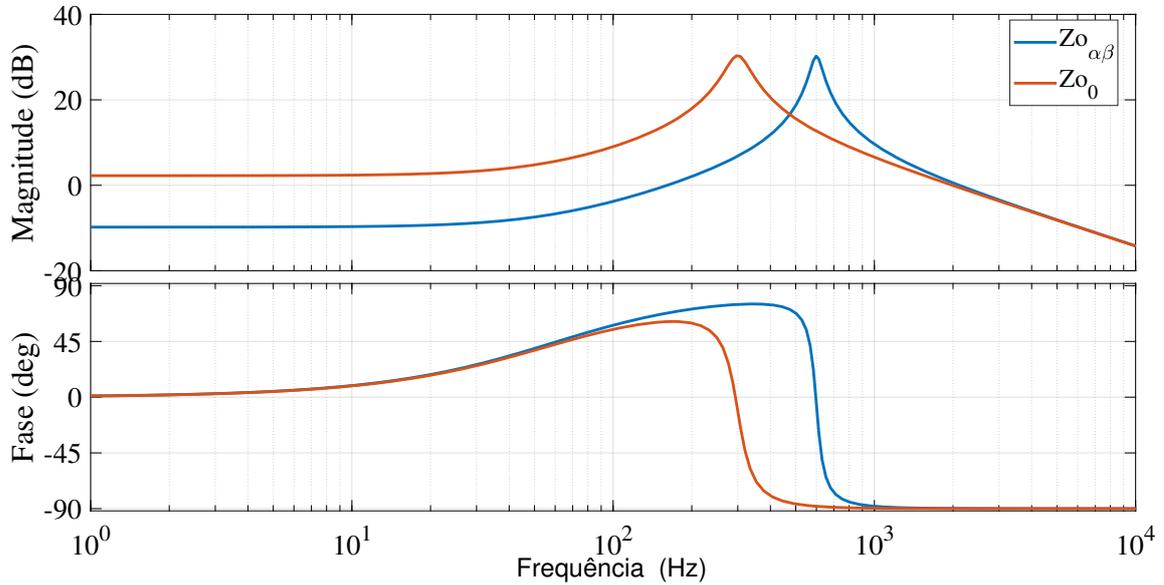
e

$$Z_{o,0}(s) = \frac{4L_f s + 4R_f}{4L_f C_f s^2 + 4R_f C_f s + 1} = \frac{3,44 \times 10^{-3} s + 1,28}{0,28 \times 10^{-6} s^2 + 0,11 \times 10^{-3} s + 1}. \quad (3.89)$$

A Figura 30 mostra a resposta em frequência das impedâncias de saída do conversor, dadas por (3.88) e (3.89), nas coordenadas α , β e 0. Já as funções de transferência em malha fechada, nas coordenadas α , β e 0, considerando as malhas de realimentação mostradas na Figura 24 são:

$$Z_{mf,\alpha}(s) = Z_{mf,\beta}(s) = \frac{L_f s + K_c(s) + R_f}{L_f C_f s^2 + (R_f C_f + C_f K_c(s)) s + K_c C_v(s)} \quad (3.90)$$

Figura 30 – Resposta em frequência da impedância de saída em malha aberta do conversor nos eixos $\alpha\beta$ e 0.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

e

$$Z_{mf,0}(s) = \frac{4L_f s + K_c(s) + 4R_f}{4L_f C_f s^2 + (4R_f C_f + C_f K_c(s))s + K_c(s)C_v(s)}, \quad (3.91)$$

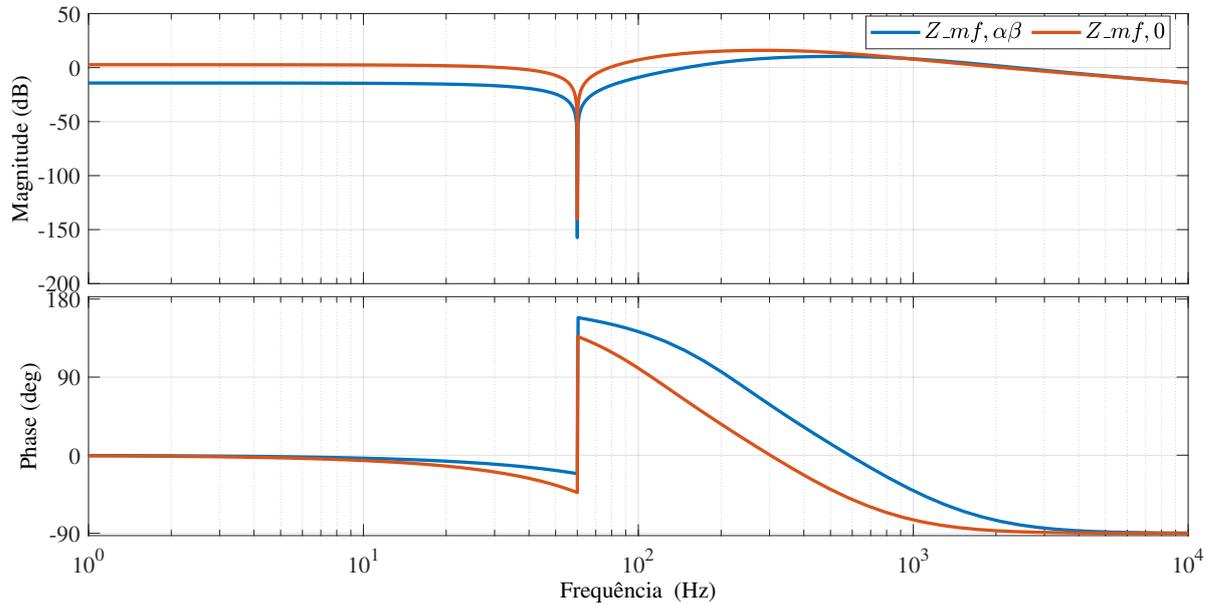
onde $C_v(s)$ é a função de transferência do controlador de tensão. A partir dos projetos da malha interna de realimentação de corrente K_c e do controlador de tensão $C_v(s)$, é possível observar a a resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada para os eixos $\alpha\beta$ e 0 na Figura 31.

Conforme mostrado na Figura 31, a fase das impedâncias de saída do conversores são maiores que 90° em uma faixa de frequências. Este comportamento indica uma característica indutiva da impedância, porém com a parte real (resistiva) negativa. Portanto, o sistema poderá entrar numa região de instabilidade. Assim, para tornar as impedância de saída passivas em toda a faixa de frequência, o diagrama de blocos de controle da Figura 32 é proposto no qual a corrente de saída do conversor é realimentada por uma malha *feedforward*, através do controlador $G_{f,\alpha\beta}(s)$. Nesta condição, a impedância de saída modificada nos eixos $\alpha\beta$ do inversor é dada por:

$$Z_{mf,\alpha}(s) = Z_{mf,\beta}(s) = \frac{L_f s + K_c(s) + R_f + K_c(s)G_{f,\alpha\beta}(s)}{L_f C_f s^2 + (R_f C_f + C_f K_c(s))s + K_c(s)C_v(s)}. \quad (3.92)$$

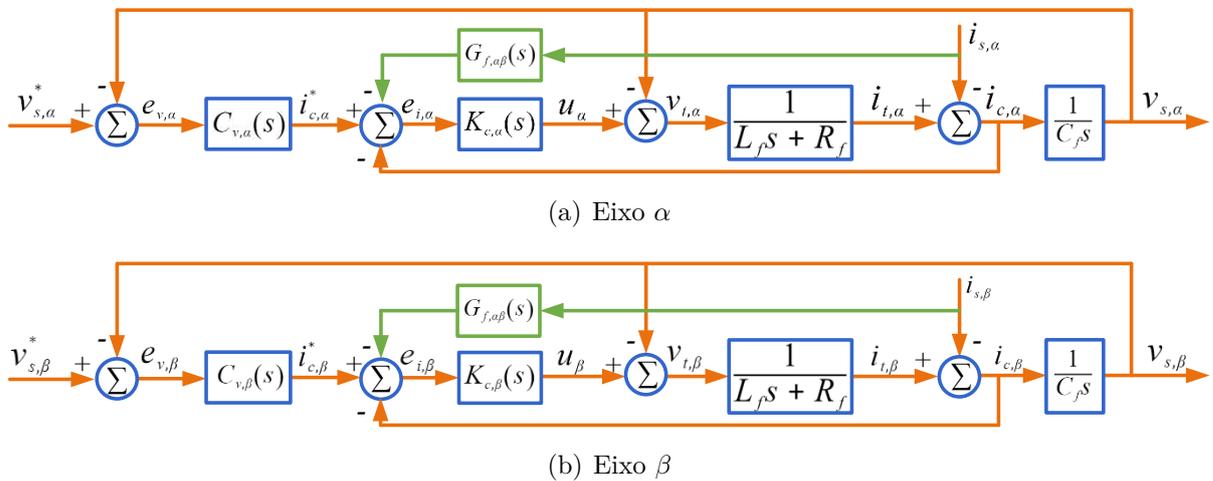
Comparando (3.90) e (3.92), pode-se perceber que apenas o numerador da impe-

Figura 31 – Resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada nos eixos $\alpha\beta$ e 0.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Figura 32 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor em malha fechada nos eixos α e β .



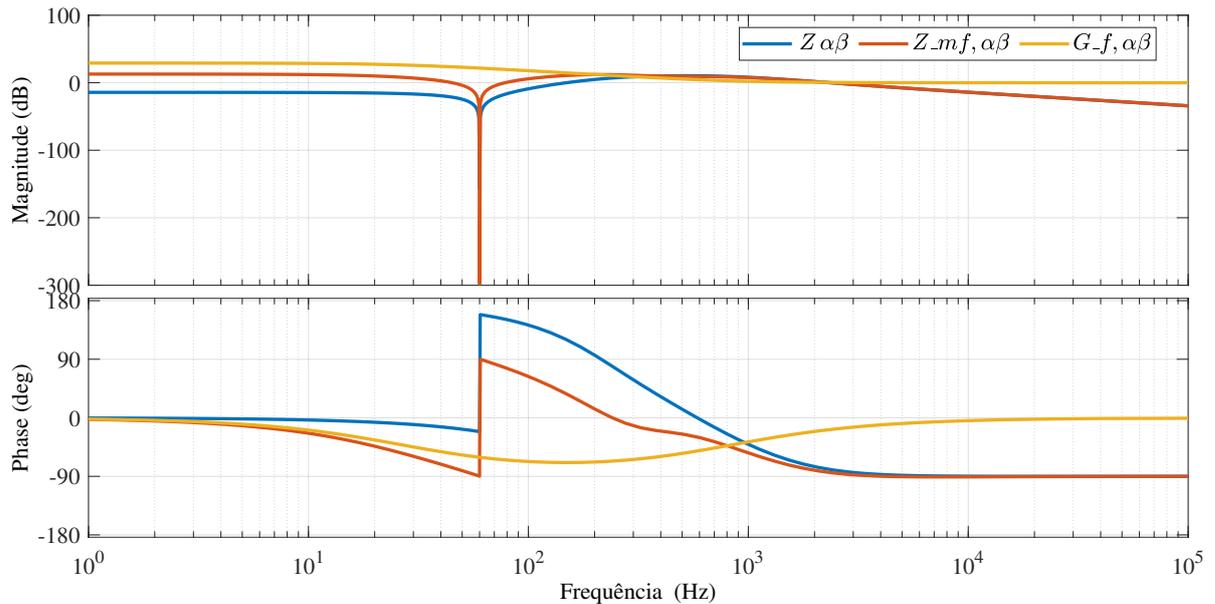
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

dância de saída foi alterado. Em relação à Figura 8, deve haver uma redução de fase na região não passiva. Para isso, um filtro de atraso de fase é usado como dado em (3.93), para introduzir uma fase negativa para $Z_{mf,\alpha\beta}$ e $Z_{mf,0}$ na região não passiva:

$$G_{f,\alpha\beta}(s) = k_f \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p}. \quad (3.93)$$

Em (3.93), k_f é o ganho da função e ω_z e ω_p são as frequências angulares do zero e do polo, respectivamente. ω_z e ω_p devem ser sintonizados nas proximidades da região não passiva, e também, ω_z deve ser maior que ω_p para introduzir uma fase negativa em $Z_{mf,\alpha\beta}(s)$. Assim, foram escolhidos $\omega_p = 2\pi 30$ rad, $\omega_z = 2\pi 800$ rad e $k_f = 1$. O diagrama de Bode de $Z_{mf,\alpha\beta}(s)$ com o *feedforward* de corrente é plotado na Figura 33.

Figura 33 – Resposta em frequência das impedâncias de saída do conversor em malha aberta, em malha fechada e do controlador nos eixos $\alpha\beta$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Pode-se observar que diferentemente da Figura 33, a região não passiva é mitigada completamente pelo emprego do filtro de atraso fase. Desta forma, o sistema manterá sua passividade e a impedância de saída do conversor terá um comportamento de resistência positiva, garantindo a estabilidade do sistema sob diferentes conversores/impedâncias de rede.

3.2.4 Projeto do controlador *feedforward* de corrente do eixo 0

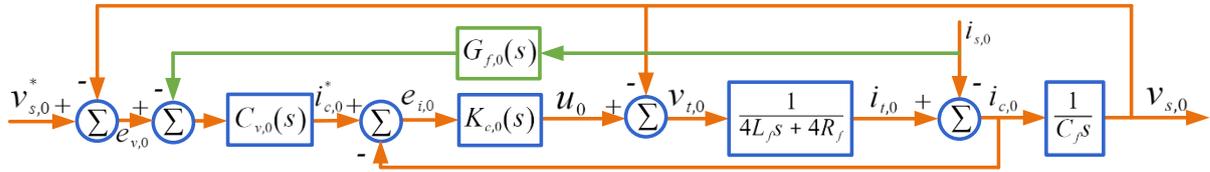
Conforme a Figura 34, é possível observar que a tensão terminal controlada no eixo 0 é conforme (3.94):

$$v_{s,0}(s) = C_{v,0}(s) v_{s,0}^*(s) - Z_{mf,0}(s) i_{s,0}(s), \quad (3.94)$$

onde $Z_{mf,0}(s)$ é a impedância de saída do conversor em malha fechada no eixo 0 com a inclusão do controlador *feedforward* $G_{f,0}(s)$ em (3.95):

$$Z_{mf,0}(s) = \frac{4L_f s + K_c(s) + 4R_f + C_v(s) K_c(s) G_{f,0}(s)}{4L_f C_f s^2 + (4R_f C_f + C_f K_c(s)) s + K_c(s) C_v(s)}. \quad (3.95)$$

Figura 34 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor em malha fechada no eixo 0.



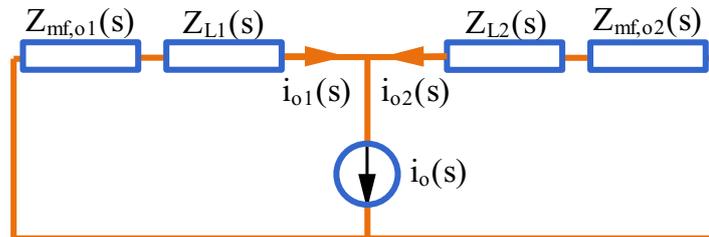
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A referência de tensão no eixo 0 foi definida como 0, ou seja $v_{s,0}^*(s) = 0$, o que resulta em:

$$v_{s,0}(s) = -Z_{mf,0}(s) i_{s,0}(s), \quad (3.96)$$

de acordo com o equivalente de Thévenin na Figura 35.

Figura 35 – Equivalente de Thévenin para o circuito do eixo 0 de dois conversores em paralelo.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Na Figura 35, $Z_{mf,o1}(s)$ e $Z_{mf,o2}(s)$ são as impedâncias de saída, em malha fechada, dos conversores 1 e 2, no eixo 0, respectivamente. Assim como $Z_{L1}(s)$ e $Z_{L2}(s)$ são as impedâncias de linha no neutro. Como uma das principais contribuições dessa tese de doutorado, o projeto da impedância de saída em malha fechada no eixo 0 deve atender aos seguintes requisitos como proposta de metodologia:

1. Em todo o espectro harmônico a fase de $Z_{mf,0}(s)$ deve ficar entre $[-90^\circ, 90^\circ]$ para garantir a passividade da impedância de saída do conversor no eixo 0;
2. Em 60 Hz, $Z_{mf,0}(s)$ deve possuir a magnitude, em Ω , controlada e muito maior do que a impedância de linha para garantir o compartilhamento da corrente no neutro pelos conversores de forma proporcional à suas capacidades.

Em atendimento ao item 2, considerando que $Z_{mf,0}(s) \gg Z_L(s)$ a corrente que flui pelo conversor 1 será da seguinte forma:

$$i_{o1}(s) = \frac{Z_{mf,o2}}{Z_{mf,o1} + Z_{mf,o2}} i_o(s). \quad (3.97)$$

Obviamente, $i_{o1}(s)$ pode ser controlada proporcionalmente a capacidade do conversor 1, se $Z_{mf,o1}(s) \propto \frac{1}{S_1}$ e $Z_{mf,o2}(s) \propto \frac{1}{S_2}$, sabendo que S_1 e S_2 são as capacidades dos conversores em VA. Assim, para atingir esse objetivo, o controlador de *feedforward* de corrente utilizado $G_{f,0}(s)$ no eixo 0 foi projetado pela seguinte função de transferência:

$$G_{f,0}(s) = K_{p,f} + \frac{K_{i,f}\omega_c s}{s^2 + \omega_c s + \omega_0}, \quad (3.98)$$

onde ω_c é a faixa de passagem da parcela ressonante, ω_0 é a frequência de ressonância, $k_{p,f}$ e $k_{i,f}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador. Logo, é necessário realizar o projeto de $k_{p,f}$ e $k_{i,f}$ para que a impedância de saída do conversor em malha fechada no eixo 0 possua os requisitos determinados anteriormente. A faixa de passagem ω_c foi definido como 10 rad/s. Rearranjando os termos de (3.98), pode-se observar a seguinte relação:

$$G_{f,0}(s) = \frac{K_{p,f}(s^2 + \omega_c s + \omega_0) + K_{i,f}\omega_c s}{s^2 + \omega_c s + \omega_0}. \quad (3.99)$$

Em 60 Hz é possível assumir que $G_{f,0}(s)$ se torna grande o suficiente e $Z_{mf,0}(s)$ pode ser simplificado da seguinte forma:

$$Z_{mf,0}(s) = G_{f,0}(s), \quad (3.100)$$

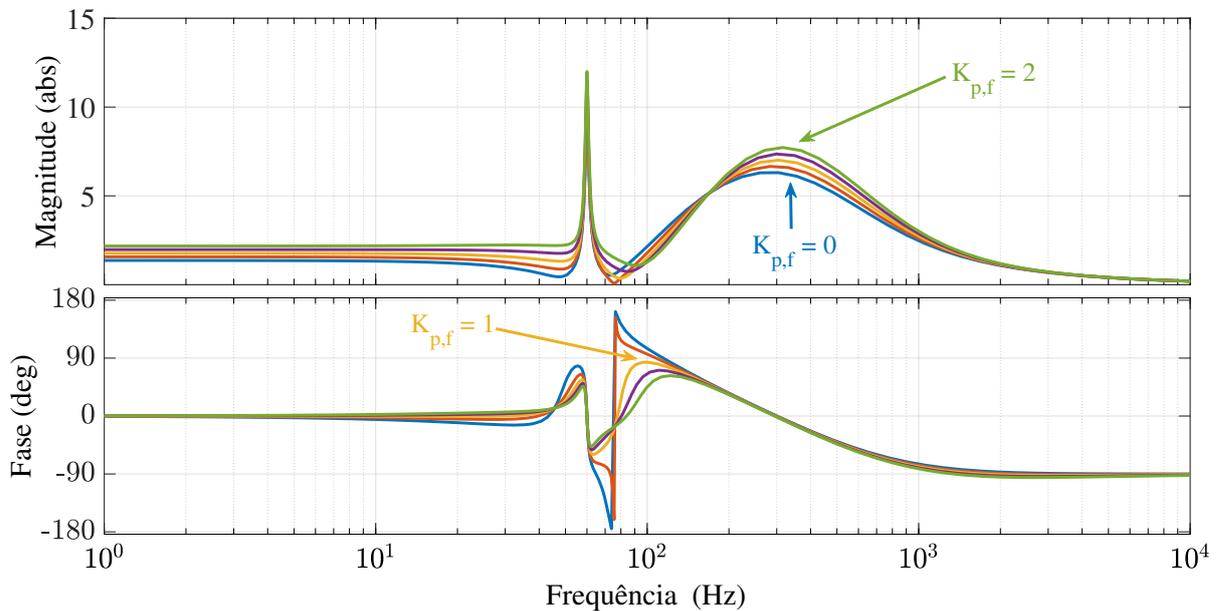
e ainda, fazendo $s = j\omega_0$, em que $\omega_0 = 377$ rad/s:

$$Z_{mf,0}(j377) = k_{p,f} + k_{i,f}. \quad (3.101)$$

Pode-se então projetar $k_{p,f}$ e $k_{i,f}$ para que a impedância de saída do conversor em malha fechada no eixo 0 possua o valor desejado. Conforme Rocabert *et al.* (2012), as linhas de distribuição de baixa tensão são consideradas predominantemente resistivas, logo, os valores aproximados para resistência de $R = 0,642 \Omega/\text{km}$. Nesse sentido, como metodologia de projeto pode-se definir que a impedância de saída do eixo 0 tenha o limite superior de 10 vezes a resistência da linha de distribuição. Assim, a impedância de saída do conversor em malha fechada no eixo 0 será, no máximo, entorno de 7Ω a depender de sua capacidade. Assim, $k_{p,f} + k_{i,f} = 7 \Omega$, no entanto, para satisfazer essa condição, $k_{p,f}$ e $k_{i,f}$ podem assumir infinitas combinações de valores. Como forma de limitar esses valores, variou-se o valor de $k_{p,f}$ conforme mostrado na Figura 36.

A partir da Figura 36 é possível observar que para valores menores do que $k_{p,f} = 1 \Omega$ a impedância de saída do conversor no eixo 0 passa a ter um comportamento não passivo uma vez que a sua fase ultrapassa os limites de $[-90^\circ, 90^\circ]$. Além disso, para valores

Figura 36 – Resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada no eixo 0 para diferentes valores de $K_{p,f}$.



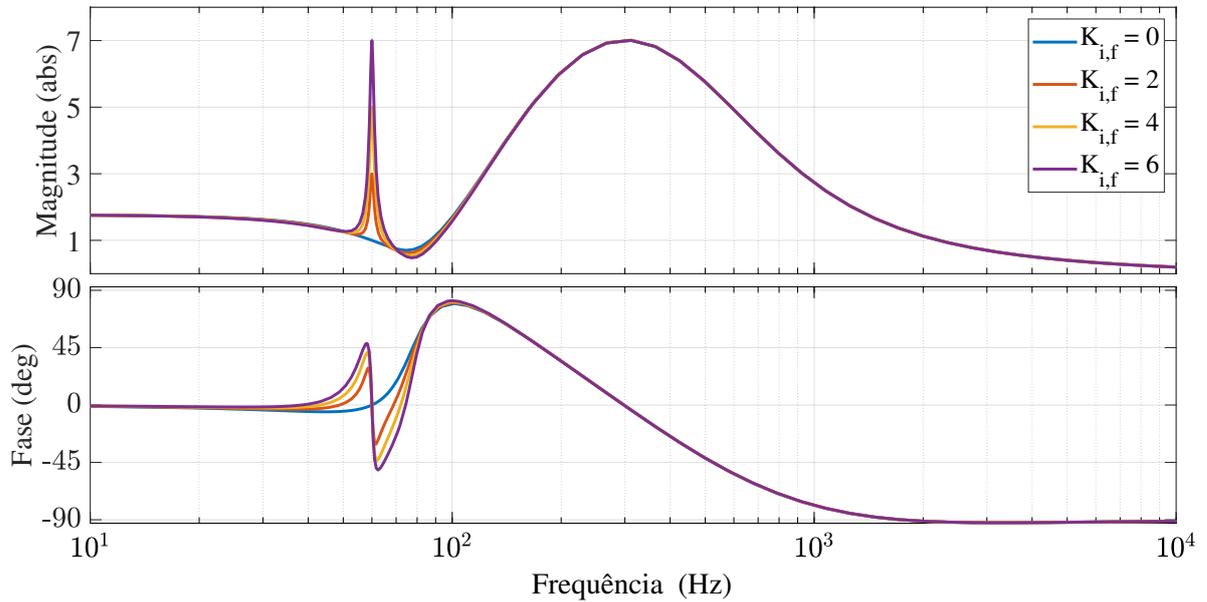
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

superiores a $k_{p,f} = 1 \Omega$, verificou-se pelo diagrama de bode que a magnitude, em valores absolutos (Ω) aumenta em baixas frequências. Portanto, fazendo $k_{p,f} = 1 \Omega$ é possível manter a condição de passividade da impedância de saída do conversor para todo o espectro de frequência e uma resposta de magnitude, em Ω , adequada em baixas e altas frequências. Com o projeto de $K_{p,f}$ já definido, garantindo a passividade da impedância de saída, é possível mostrar que com a variação de $k_{i,f}$ a magnitude absoluta, em Ω , da impedância de saída em 60 Hz é variada (Figura 37), conforme requisitos de projeto.

Fica claro na Figura 37 que mesmo com a variação de $k_{i,f}$ a impedância de saída permanece com o comportamento passivo em todo o espectro de frequência. E ainda, em relação ao controle da magnitude da impedância é possível observar o detalhe abordado na Figura 38 em torno da frequência de interesse de 60 Hz.

Na Figura 38 é possível comprovar que em 60 Hz, (3.101) é verdadeira de forma a garantir a magnitude da impedância de saída controlada. Vale ressaltar que os valores utilizados para $k_{i,f}$ foram valores inteiros para fins didáticos, logo, é possível associar esse parâmetro de ganho do controlador à capacidade do conversor e, dessa forma, garantir que os conversores compartilhem as correntes no neutro de acordo com a capacidade de cada conversor, assim como é feito no droop control tradicional. Em outras palavras, $k_{i,f}$ pode assumir valores entre 0 e 6 para que se tenha uma impedância de saída no eixo 0 entre 1 e 7 Ω , de acordo com a capacidade de cada conversor.

Figura 37 – Resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada no eixo 0 para diferentes valores de $K_{i,f}$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

3.3 ANÁLISE DE ESTABILIDADE POR PEQUENOS SINAIS DAS MALHAS DE DROOP CONTROL

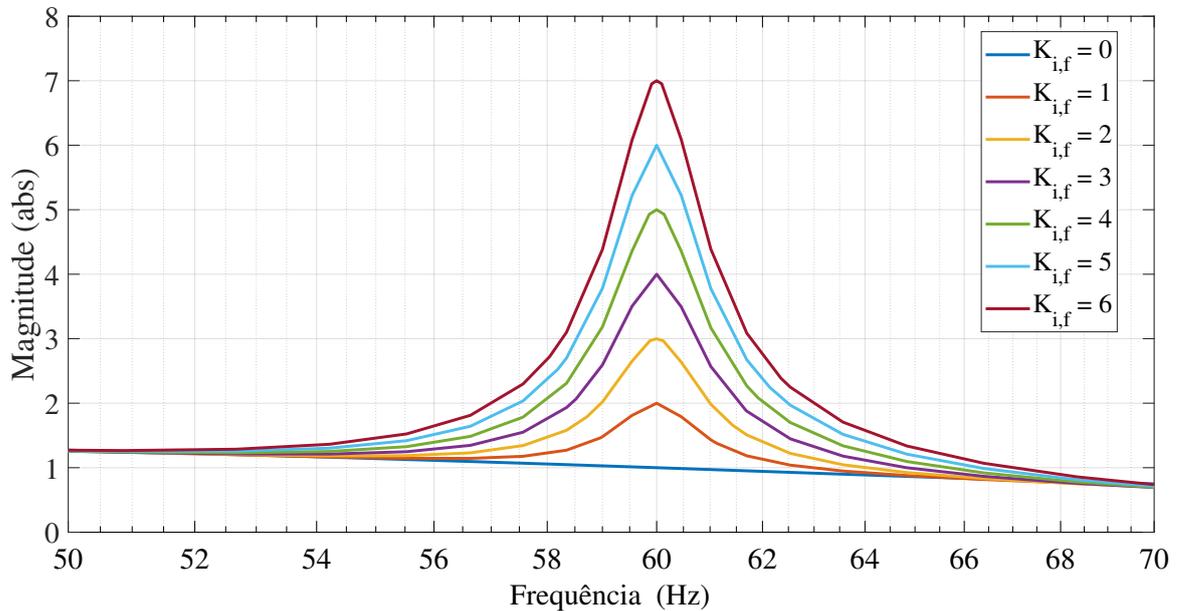
Para verificar a estabilidade da microrrede, é proposto um modelo de pequenos sinais do método de controle de compartilhamento de potência para a operação dos conversores em paralelo. Assim, os autovalores do modelo de pequenos sinais são investigados. Como forma de simplificar a análise, considera-se que as larguras de banda das malhas internas de controle (da tensão e da corrente - já projetadas) sejam muito maiores do que as das malhas de controle de potência, de modo que a velocidade de rastreamento pode ser considerada alta o suficiente e os desvios transitórios podem ser ignorados quando vistos pelas malhas de compartilhamento de potência. Nesse sentido, o modelo de pequenos sinais é obtido, linearizando a dinâmica de compartilhamento de potência. Por fim, a estabilidade do sistema é analisada e os parâmetros de controle são projetados a partir de valores ótimos de seus respectivos autovalores.

Para ilustrar a abordagem desenvolvida, considere uma rede/microrrede com a impedâncias de linha Z como $R + jX$, logo, os fluxos de potência ativa e reativa do conversor até o PAC são dados como:

$$P = \frac{R(U^2 - UV_{pac} \cos(\delta)) + XUV_{pac} \sin(\delta)}{R^2 + X^2}, \quad (3.102)$$

e

Figura 38 – Detalhe da magnitude da resposta em frequência das impedâncias de saída em malha fechada no eixo 0 para diferentes valores de $K_{i,f}$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

$$Q = \frac{X(U^2 - UV_{pac} \cos(\delta)) - RUV_{pac} \sin(\delta)}{R^2 + X^2}. \quad (3.103)$$

As relações em (3.102) e (3.103) podem ser linearizadas em torno do ponto de operação da seguinte forma:

$$\Delta P = \frac{\partial P}{\partial U} \Delta U + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Delta \delta, \quad (3.104)$$

e

$$\Delta Q = \frac{\partial Q}{\partial U} \Delta U + \frac{\partial Q}{\partial \delta} \Delta \delta, \quad (3.105)$$

que podem ser reescritos em:

$$\Delta P \triangleq K_{pu} \Delta U + K_{p\delta} \Delta \delta \quad (3.106)$$

e

$$\Delta Q \triangleq K_{qu} \Delta U + K_{q\delta} \Delta \delta, \quad (3.107)$$

onde Δ denota o pequeno desvio da variável em torno do ponto de equilíbrio. Já K_{pu} , $K_{p\delta}$, K_{qx} , K_{qu} , K_{qx} e $K_{q\delta}$ são as derivadas parciais no ponto de equilíbrio.

Da definição de *droop control*, pode-se escrever as seguintes relações de acoplamento entre potência reativa e frequência, e entre a potência ativa e tensão:

$$\omega_e = \omega^* + m\bar{q} \quad (3.108)$$

e

$$E = E^* - n\bar{p}. \quad (3.109)$$

No entanto, para aplicar as leis de controle definidas em (3.108) e (3.109) é necessário calcular as potências ativa (p) e reativa (q) de saída de cada conversor e usar um filtro passa-baixas para extrair suas componentes médias (\bar{p} e \bar{q}).

Desse modo, aplicando uma transformação de variáveis de (3.108) e (3.109) em torno do ponto de equilíbrio é possível obter as seguintes relações:

$$\Delta\omega = m\Delta\bar{Q} \quad (3.110)$$

e

$$\Delta U = -n\Delta\bar{P}, \quad (3.111)$$

onde U é a tensão terminal do conversor.

Segundo Coelho, Cortizo e Garcia (2002) é possível considerar o conversor como uma fonte de tensão ideal, com amplitude e frequência controláveis, então, as potências ativa e reativa de saída obtidas pelo filtro passa-baixas no domínio da frequência podem ser escritas como segue:

$$\Delta\bar{P} = \left(\frac{\omega_f}{s + \omega_f} \right) \Delta P \quad (3.112)$$

e

$$\Delta\bar{Q} = \left(\frac{\omega_f}{s + \omega_f} \right) \Delta Q, \quad (3.113)$$

onde ω_f é a frequência de corte do filtro passa-baixas. Ao considerar (3.112) e (3.113) no domínio do tempo, com suas respectivas derivadas pode-se obter:

$$\Delta\dot{\bar{P}} = -\omega_f\Delta\bar{P} + \omega_f\Delta P \quad (3.114)$$

e

$$\Delta\dot{\bar{Q}} = -\omega_f\Delta\bar{Q} + \omega_f\Delta Q. \quad (3.115)$$

Substituindo (3.104) e (3.105) em (3.114) e (3.115), obtém-se as equações de controle linearizadas do sistema:

$$\Delta \dot{\bar{P}} = -\omega_f (nK_{pu} + 1) \Delta \bar{P} + (\omega_f K_{p\delta}) \Delta \delta, \quad (3.116)$$

$$\Delta \dot{\bar{Q}} = -(\omega_f nK_{qu}) \Delta \bar{P} - (\omega_f) \Delta \bar{Q} + (\omega_f K_{q\delta}) \Delta \delta \quad (3.117)$$

e

$$\Delta \dot{\delta} = \frac{d(f(\omega - \omega_0) dt)}{dt} = \Delta \omega = m \Delta \bar{Q}. \quad (3.118)$$

Por fim, de (3.116), (3.117) e (3.118) pode-se escrever as relações do modelo em espaço de estado para um entrada nula, mostrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\bar{P}} \\ \Delta \dot{\bar{Q}} \\ \Delta \dot{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_f (nK_{pu} + 1) & 0 & \omega_f K_{p\delta} \\ -\omega_f nK_{qu} & -\omega_f & \omega_f K_{q\delta} \\ 0 & m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \bar{P} \\ \Delta \bar{Q} \\ \Delta \delta \end{bmatrix}. \quad (3.119)$$

Considerando (3.119) é possível obter o polinômio característico do referido sistema para a resposta de $\Delta \delta$ da seguinte forma:

$$s^3 \Delta \delta(s) + as^2 \Delta \delta(s) + bs \Delta \delta(s) + c \Delta \delta(s) = 0, \quad (3.120)$$

onde a, b e c são os coeficientes da equação característica.

Assim, a equação homogênea (3.120) descreve o movimento livre do sistema para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio (δ, U, V_{pac}). Então, a resposta do sistema pode ser analisada a partir de seus autovalores ($\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}$) pela seguinte equação característica:

$$\lambda^3 + a\lambda^2 + b\lambda + c = 0. \quad (3.121)$$

onde

$$a = (2 + nk_{pu})\omega_f, \quad (3.122)$$

$$b = (n\omega_f k_{pu} - mk_{q\delta} + \omega_f)\omega_f, \quad (3.123)$$

e

$$c = (nk_{qu}k_{p\delta} - k_{q\delta} - nk_{pu}k_{q\delta})m\omega_f^2. \quad (3.124)$$

A análise da estabilidade do sistema linearizado descrito por (3.121) pode ser feita em função da resistência e indutância dos alimentadores na microrrede (R e X) em (3.102) e (3.103). Nesse sentido, vai existir uma faixa de valores dos parâmetros dos controladores (ω_f, m, n) que independente da faixa analisada para R e X , o sistema continuará estável. Essa faixa de valores estáveis para ω_f, m, n será usada como um primeiro passo no projeto dos próprios controladores.

Dessa forma, de acordo com Katsuhiko (2011), um polinômio característico é estável se todas suas raízes pertencem ao semiplano esquerdo do plano complexo, ou seja, possuem parte real negativa. O método mais comum na literatura para análise de estabilidade de um polinômio baseia-se no critério de estabilidade de Routh-Hurwitz, que possibilita determinar o número de polos de malha fechada que se situam no semiplano esquerdo do plano complexo, sem ter de fatorar o polinômio do denominador (característico). Por tanto, um polinômio com coeficientes reais que tem todas suas raízes com parte real negativa é denominado polinômio de Routh-Hurwitz (KHARITONOV, 1978).

No entanto, vão existir milhares de combinações entre os parâmetros do *droop control* e das impedâncias de linha (R e X), gerando milhares de polinômios característicos. Baseado nisso, Kharitonov (1978) propôs um método de análise de estabilidade para polinômio intervalares, os quais seus coeficientes podem variar dentro de um intervalo de valores. Assim, o *Teorema de Kharitonov* (KHARITONOV, 1978) é um método usado na teoria de controle robusto para avaliar a estabilidade de um sistema dinâmico quando os parâmetros físicos do sistema não são conhecidos com precisão (tais como as impedâncias de linha das redes de distribuição). Quando os coeficientes do polinômio característico são conhecidos, o critério de estabilidade de Routh-Hurwitz pode ser usado para verificar se o sistema é estável (ou seja, se todas as raízes têm parte real negativa). O *Teorema de Kharitonov* pode ser usado então no caso em que os coeficientes são apenas conhecidos por estarem dentro de intervalos especificados. Ele fornece um teste de estabilidade para o chamado polinômio de intervalo, enquanto Routh-Hurwitz se preocupa com um polinômio comum.

Teorema 2 (*Teorema de Kharitonov*) *Um polinômio intervalar representado como:*

$$[\Gamma(s)] = s^n + [\gamma_{n-1}]s^{n-1} + \dots + [\gamma_1]s + [\gamma_0], \quad (3.125)$$

onde $[\gamma_i] = [\gamma_i^-, \gamma_i^+]$, para $i = 0, 1, \dots, n-1$, é de Routh-Hurwitz se e somente se os seguintes quatro polinômios extremos são de Routh-Hurwitz:

$$\Gamma_1(s) = s^n + \dots + [\gamma_4^-]s^4 + [\gamma_3^+]s^3 + [\gamma_2^+]s^2 + [\gamma_1^-]s + [\gamma_0^-]$$

$$\Gamma_2(s) = s^n + \dots + [\gamma_4^-]s^4 + [\gamma_3^-]s^3 + [\gamma_2^+]s^2 + [\gamma_1^+]s + [\gamma_0^-]$$

$$\Gamma_3(s) = s^n + \cdots + [\gamma_4^+]s^4 + [\gamma_3^+]s^3 + [\gamma_2^-]s^2 + [\gamma_1^-]s + [\gamma_0^+]$$

$$\Gamma_4(s) = s^n + \cdots + [\gamma_4^+]s^4 + [\gamma_3^-]s^3 + [\gamma_2^-]s^2 + [\gamma_1^+]s + [\gamma_0^+]$$

Conforme observado no postulado do **Teorema 2** (*Teorema de Kharitonov*), embora em princípio fosse necessário testar um número infinito de polinômios para julgar a estabilidade, na verdade, é preciso testar apenas quatro, conhecidos como polinômios de Kharitonov. Isso pode ser feito, usando Routh-Hurwitz ou qualquer outro método. Portanto, leva apenas quatro vezes mais trabalho para ser informado sobre a estabilidade de um polinômio intervalar do que para testar a estabilidade de um polinômio comum.

De acordo com a definição do *Teorema de Kharitonov*, é sabido que para qualquer que seja o grau do polinômio característico basta analisar apenas quatro polinômios para saber se todos os polinômios de $\Gamma(s)$ são de Routh-Hurwitz. No entanto, os polinômios de Kharitonov podem ficar redundantes para sistemas com grau menor. Assim, para um sistema com grau do polinômio igual a três ($n = 3$), como é o caso do polinômio observado nessa pesquisa, é possível reescrever o polinômio original como:

$$\Gamma(s) = s^3 + \gamma_2 s^2 + \gamma_1 s + \gamma_0, \quad (3.126)$$

e seus polinômios extremos de Kharitonov como:

$$\Gamma_1(s) = s^3 + \gamma_2^+ s^2 + \gamma_1^- s + \gamma_0^-,$$

$$\Gamma_2(s) = s^3 + \gamma_2^+ s^2 + \gamma_1^+ s + \gamma_0^-,$$

$$\Gamma_3(s) = s^3 + \gamma_2^- s^2 + \gamma_1^- s + \gamma_0^+,$$

e

$$\Gamma_4(s) = s^3 + \gamma_2^- s^2 + \gamma_1^+ s + \gamma_0^+.$$

Como comentado, para análise das redundâncias dos polinômios de Kharitonov, é possível implementar a tabela de Routh-Hurwitz para o polinômio em (3.126) da seguinte forma:

$$\begin{array}{ccc}
s^3 & 1 & \gamma_1 \\
s^2 & \gamma_2 & \gamma_0 \\
s & \frac{\gamma_2\gamma_1 - \gamma_0}{\gamma_2} & 0 \\
s^{-1} & \gamma_0 & 0
\end{array} \tag{3.127}$$

onde a primeira coluna da tabela refere-se ao grau do polinômio e as demais colunas aos coeficientes do polinômio. Segundo o critério de Routh-Hurwitz, todas as raízes do polinômio analisado possuem parte real negativa, logo são estáveis, se e somente se não houver troca de sinal nos coeficientes da primeira coluna de análise. Sendo assim, a condição satisfatória, sabendo que $\gamma_0 > 0$ é que:

$$\frac{\gamma_2\gamma_1 - \gamma_0}{\gamma_2} > 0, \tag{3.128}$$

rearranjando ainda,

$$\gamma_2\gamma_1 - \gamma_0 > 0. \tag{3.129}$$

Dessa maneira, considerando o caso extremo em que γ_2 e γ_1 assumem valores mínimos (γ_2^- e γ_1^-) no intervalo analisado e γ_0 o valor máximo (γ_0^+), basta atender a seguinte condição para garantir a estabilidade do polinômio:

$$\gamma_2^- \gamma_1^- - \gamma_0^+ > 0. \tag{3.130}$$

Portanto, uma vez que essa condição for satisfeita, o polinômio $\gamma_3(s)$ será estável e consequentemente todos os outros três $\Gamma_1(s)$, $\Gamma_2(s)$ e $\Gamma_4(s)$. Logo, para julgar a estabilidade do polinômio original (3.126) de grau três ($n = 3$) basta analisar a estabilidade para apenas o polinômio $\Gamma_3(s)$ de Kharitonov.

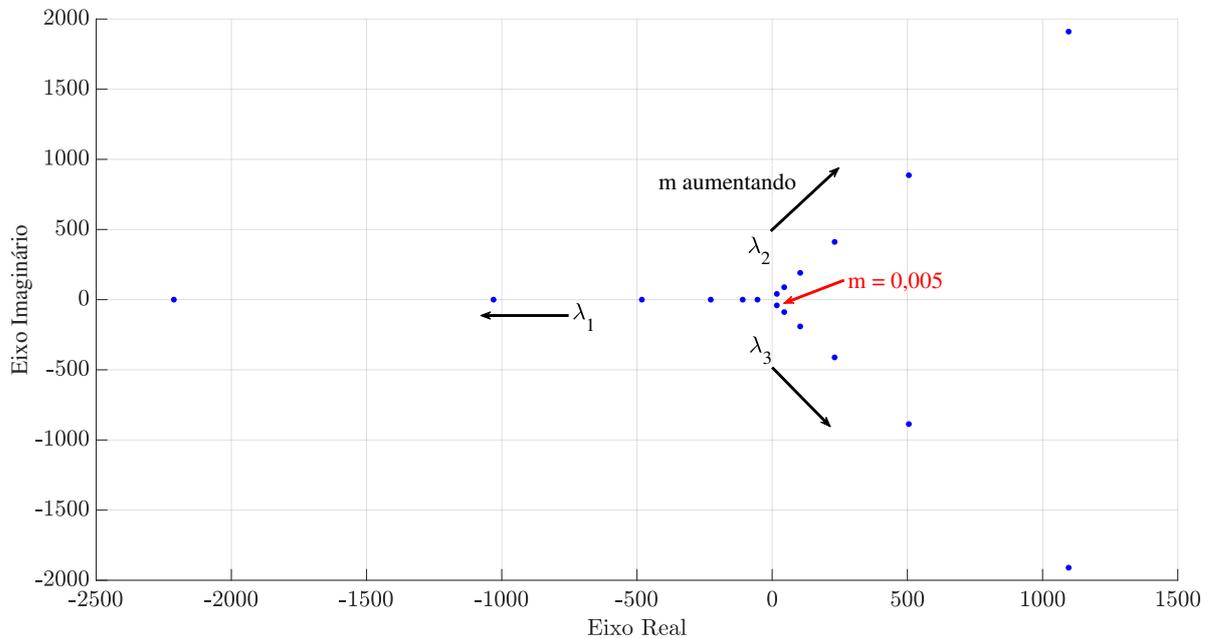
Esta tese de doutorado inclui a investigação da operação em paralelo de conversores eletrônicos de potência em uma rede de baixa tensão. Logo, nesse tipo de rede elétrica, segundo Rocabert *et al.* (2012), a parcela resistiva é predominante em relação a parcela indutiva das linhas de distribuição, sugerindo então a utilização dos acoplamento (Q- ω) e (P-E) do *droop control*. No entanto, embora Rocabert *et al.* (2012) tenha fornecido valores típicos de resistência e reatância indutiva para linhas de baixas tensão, esse valores não são fixos e por isso, optou-se por investigar a estabilidade das malhas de controle *droop control* para uma variação de 50 % no valores de R e X das linhas de distribuição.

Assim, fazendo uso da equação homogênea que descreve o comportamento do *droop control*, considerando a a impedância de linha fortemente resistiva e utilizando os princípios abordados do *Teorema de Kharitonov*, os seguintes parâmetros (Tabela 3) foram variados a fim investigar a estabilidade intervalar.

Tabela 3 – Intervalo de variação do parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Resistência da linha de distribuição (R)	0,32 - 0,96 Ω
Reatância indutiva da linha de distribuição (X)	0,042 - 0,125 Ω
Frequência de corte do filtro passa-baixas (ω_f)	10 - 100 rad/s
Coefficiente de <i>droop</i> Q- ω (m)	10^{-6} - 10^{-1}
Coefficiente de <i>droop</i> P-E (n)	10^{-6} - 10^{-1}

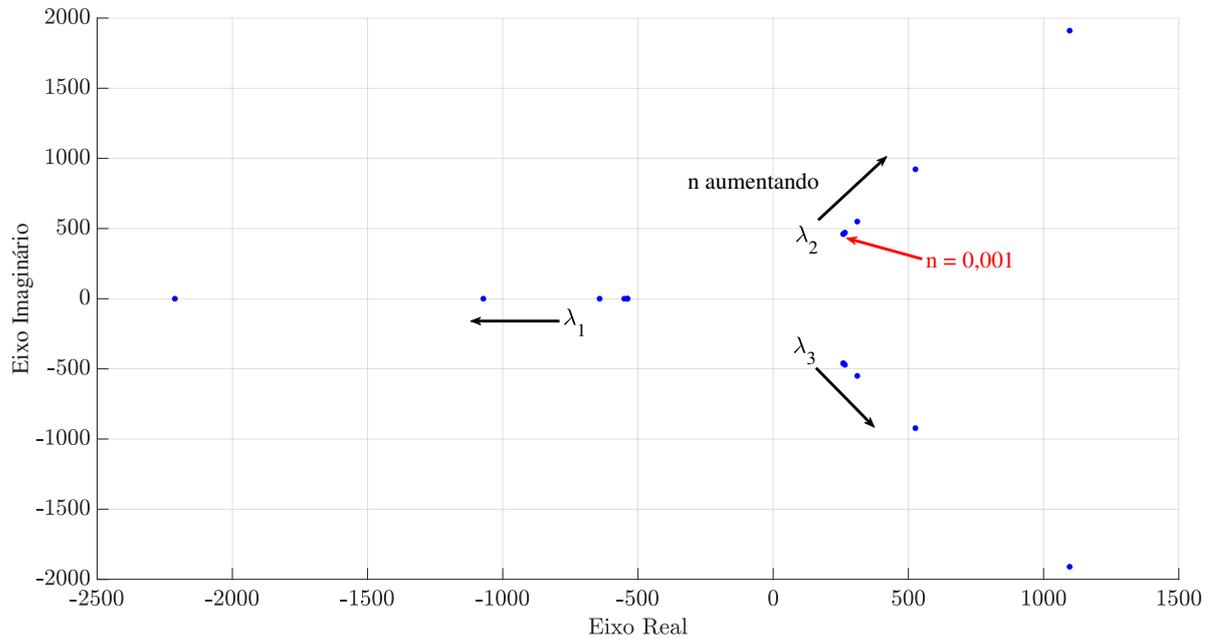
A partir dessa faixa de valores é possível obter o polinômio $\Gamma_3(s)$ de Kharitonov e avaliar sua estabilidade. Nesse sentido, é possível perceber nas Figuras 39 e 40 a evolução das raízes do polinômio $\Gamma_3(s)$ para o aumento de m e de n , respectivamente.

Figura 39 – Lugar das raízes do polinômio de Kharitonov para o coeficiente m .

Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A partir das Figuras 39 e 40 é possível perceber que para determinados valores de m e n o sistema se torna instável pelo fato das raízes do polinômio de Kharitonov possuírem parte real positiva. Para o coeficiente m (Figura 39) observa-se o início da instabilidade quando $m \geq 0,005$. Por outro lado, para o coeficiente n (Figura 40) observa-se o início da instabilidade quando $n \geq 0,001$. Afim de mitigar algum tipo de imprecisão na definição dos valores limiares de instabilidade para os coeficientes m e n , definiu-se que m e n podem atingir até 10^{-4} . Portanto, conclui-se que a partir do *Teorema de Kharitonov*, para dada variação da resistência (R) e reatância indutiva (X) da linha de distribuição as malhas de *droop control* se mantêm estáveis para a faixa de valores de ω_f , m e n exposta na Tabela 4.

Embora toda a faixa de valores da frequência de corte do filtro (ω_f) sejam estáveis,

Figura 40 – Lugar das raízes do polinômio de Kharitonov para o coeficiente n .

Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Tabela 4 – Variação estável dos parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Frequência de corte do filtro passa-baixas (ω_f)	10 - 100 rad/s
Coefficiente de <i>droop</i> Q- ω (m)	10^{-6} - 10^{-4}
Coefficiente de <i>droop</i> P-E (n)	10^{-6} - 10^{-4}

conforme exposto na Tabela 4, deve-se levar em consideração que o tipo de rede trabalhado nessa pesquisa é de distribuição de baixa tensão, logo, vão existir cargas desequilibradas e/ou tensões de desequilibradas. Nesse sentido, é observada uma oscilação de 120 Hz nas curvas das potências (ativa e reativa) da rede elétrica. Logo, para permitir um filtragem com desempenho adequado, é interessante que a frequência de corte do filtro passa-baixas (ω_f) seja pelo menos uma década abaixo de 754 rad/s. Portanto, a faixa de valores aceitáveis para (ω_f) deve ser diminuída entre 10 e 60 rad/s, conforme a Tabela 5.

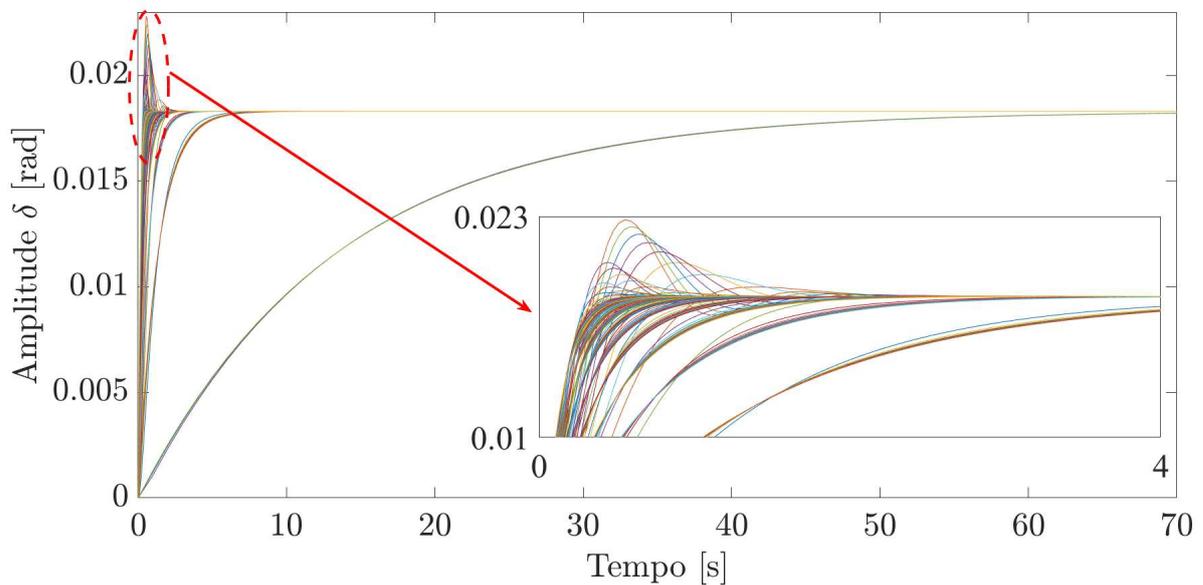
Tabela 5 – Variação desejável dos parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Frequência de corte do filtro passa-baixas (ω_f)	10 - 60 rad/s
Coefficiente de <i>droop</i> Q- ω (m)	10^{-6} - 10^{-4}
Coefficiente de <i>droop</i> P-E (n)	10^{-6} - 10^{-4}

3.4 PROJETO ÓTIMO DOS PARÂMETROS DO *DROOP CONTROL* ω_f , m e n

Mesmo com a faixa de valores reduzida para apenas faixas estáveis garantidas (Tabela 4) para os valores de ω_f , m e n podem existir centenas de combinações e consequentemente centenas de respostas do sistema como pode ser observado na Figura 41. Na Figura 41 pode-se observar a respostas de δ ao degrau para condições iniciais nulas. No detalhe dessa Figura pode-se observar também que é possível encontrar uma resposta ótima de acordo com os objetivos de projeto e especificações de desempenho.

Figura 41 – Resposta de fase (δ) do conversor para diferentes valores de m e n .



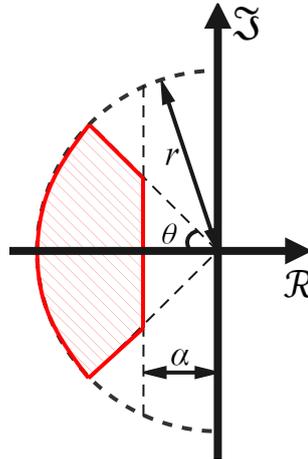
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Assim, a faixa de estabilidade garantida (Tabela 4) pode ser entendida como apenas um espaço de busca de valores ótimos de ω_f , m e n para a resposta de δ sob uma dada especificação de desempenho do sistema a partir de (3.119) em função do tempo de assentamento e máximo sobressinal. Vale considerar que o *droop control* possui uma dinâmica lenta em função dos filtros passa-baixas existentes no seu modelo e que também deve-se respeitar o tempo de resposta das malhas internas de controle de tensão e corrente nos conversores eletrônicos de potência. É sabido que no projeto do controlador de tensão, utilizou-se um tempo de assentamento de um ciclo da rede elétrica (em 60 Hz). Dessa maneira, optou-se por definir o tempo de assentamento do *droop control* (t_s) a partir de doze ciclos da rede, logo, $t_s \geq 0,2$ s.

Na Figura 42, fica claro que para garantir o amortecimento necessário, os polos devem manter uma certa distância do eixo imaginário. Ou seja, eles precisam satisfazer:

$$\Re(\text{polos}) \leq -\alpha. \quad (3.131)$$

Figura 42 – Região definida da faixa de especificações de desempenho para variações paramétricas.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

O parâmetro α refere-se a especificação mínima do tempo de assentamento, em função da parte real dos polos da equação homogênea. Sabe-se que $\alpha > 0$ é o parâmetro que especifica a velocidade de resposta. De um modo geral, a amplitude da resposta transitória depende aproximadamente da função exponencial $e^{-\alpha t}$. Como $e^{-3} \approx 5\%$, o tempo de assentamento t_s pode ser estimado por $\alpha t_s \approx 3$. De acordo com esta relação, dado o tempo de acomodação t_s , o parâmetro α pode ser determinado com base em $\alpha \approx 3/t_s$. Nessa Figura, a região hachurada de vermelho representa uma região onde os polos da equação homogênea do sistema pode ocupar mesmo para variações paramétricas, no caso dessa pesquisa, valores diferentes das linhas de distribuição em função de R e X .

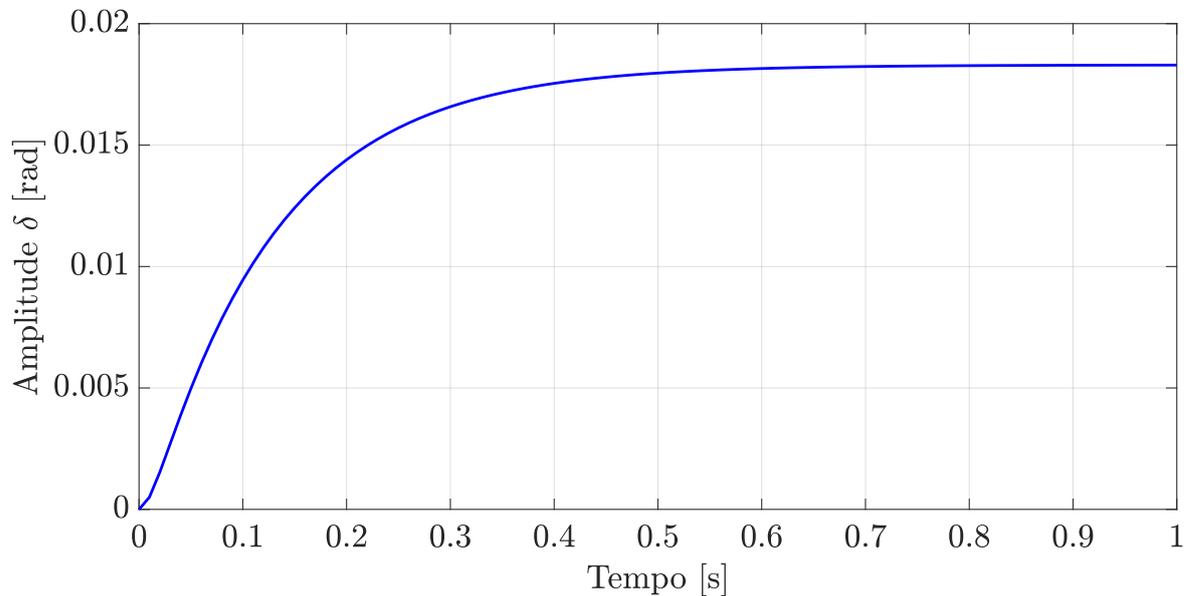
Mesmo com essa restrição no tempo de assentamento é possível encontrar centenas de repostas (Figura 41). No entanto, para quantificar a resposta à uma perturbação, bem como a eficácia do rastreamento de referência, ou seja, o erro do rastreamento, precisa-se de uma medida objetiva de um determinado sinal. A medida do que define a estrutura do sinal é chamada de norma do sinal. Por um lado, como um sinal é uma função do tempo, não faz sentido considerar apenas a amplitude de resposta em um determinado instante de tempo t_0 . Deve-se investigar toda a resposta no tempo. Por outro lado, o tamanho do sinal é usado para comparar a relação entre diferentes sinais e com isso determinar uma resposta ótima como aquela que possui o valor mínimo para um determinada norma. No entanto, quando observa-se dois sinais em sequência temporal, a ordem de tamanho dos sinais muda em momentos diferentes, impossibilitando a realização de uma avaliação objetiva de comparação. Portanto, é preciso encontrar uma medida do tamanho do sinal

que seja independente do tempo. Logo, escolheu-se a **Norma-2** para comparação do desempenho das diferentes respostas obtidas do *droop control*:

$$\|e\|_2 = \sqrt{\int_0^{\infty} e^2(t)dt}. \quad (3.132)$$

A **Norma-2**, conforme (3.132) - raiz quadrada da área do sinal ao quadrado - quando minimizada, revela uma resposta com ótimo compromisso entre o tempo de assentamento e o sobressinal, como é possível observar a resposta de fase do conversor na Figura 43.

Figura 43 – Resposta ótima de fase (δ) do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Assim, para a resposta ótima do sistema em função da minimização da **Norma-2** foram encontrados os valores dos parâmetros do *droop control* expostos na Tabela 6. Vale comentar que os valores ótimos encontrados são dados a partir da relação padrão de R e X , segundo Rocabert *et al.* (2012), $R = 0,642 \Omega$ e $X = 0,083 \Omega$.

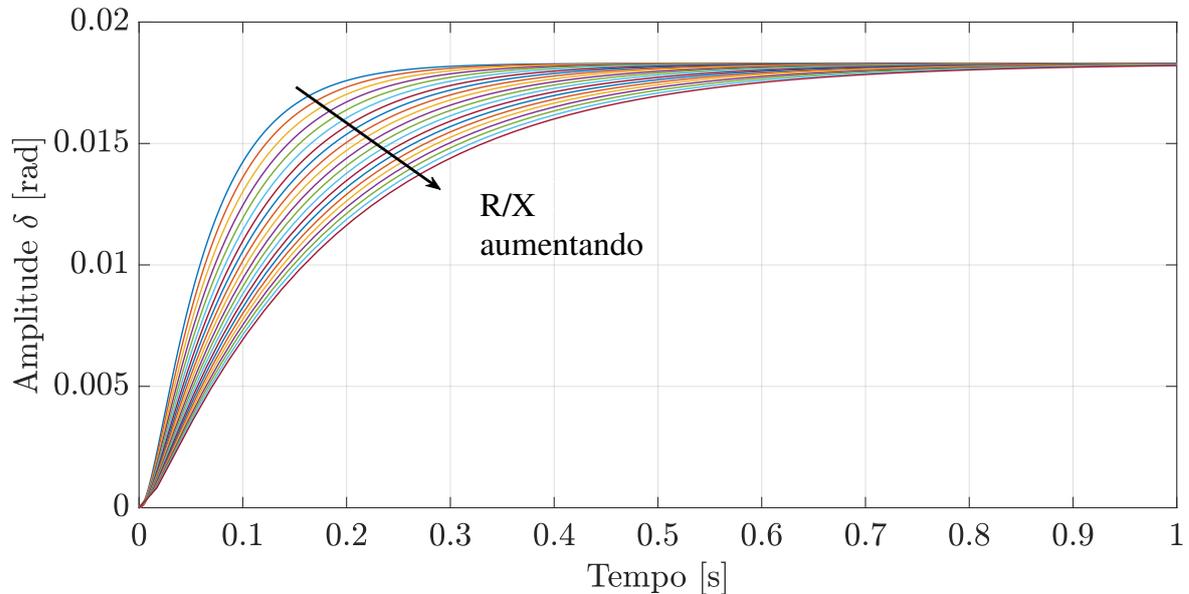
Tabela 6 – Parâmetros ótimos do *Droop Control*.

Descrição	Valor
Frequência de corte do filtro passa-baixas (ω_f)	60 rad/s
Coefficiente de <i>droop</i> Q- ω (m)	5×10^{-4}
Coefficiente de <i>droop</i> P-E (n)	1×10^{-4}

Por fim, a partir dos valores ótimos encontrados foi possível avaliar o comportamento da resposta ótima para diferentes valores de impedância de linha (R e X), conforme observa-

se na Figura 44. As curvas expostas nessa figura foram obtidas, mantendo o valor padrão da reatância indutiva ($X = 0,083 \Omega$) e variando a resistência (R) em 50% para baixo e para cima.

Figura 44 – Comportamento dinâmico da respostas ótimas de δ do *droop control* para diferentes valores de R e X .



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Com base na Figura 44 pode-se concluir que uma relação maior de R/X resulta em uma resposta mais lenta.

3.5 MALHA DE APRIMORAMENTO DO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA

Como abordado na revisão bibliográfica, a potência ativa independe se os conversores possuem a mesma capacidade e coeficientes de *droop* sob a condição de que a impedância de linha sejam diferentes para redes elétricas de baixa tensão, com o *droop control* resistivo. Em outras palavras, o compartilhamento de potência ativa fica comprometido também por conta da relação das impedâncias de linha e não só em função dos coeficientes de *droop*. Com isso, segundo Han *et al.* (2017), aumentando-se o coeficiente de *droop* pode-se conseguir maior acurácia no compartilhamento de potência ativa, porém, haverá um aumento no desvio de tensão em regime permanente. Portanto, para que a potência ativa seja compartilhada com certa eficácia de acordo com seus respectivos coeficientes de *droop* é necessário uma malha de controle adicional (RANJBARAN; EBADIAN, 2018).

Vale a pena comentar que nessa pesquisa os conversores em paralelo são controlados sem comunicação, logo, possuem acesso apenas as variáveis locais como tensão, corrente e potência de cada conversor. Assim, uma metodologia pouco explorada para melhoramento

do compartilhamento de potência é utilizar a relação de potência e tensão do conversor a partir de (2.25), reescrita aqui por conveniência:

$$E_i - V_{pac} \cong \frac{RP_i}{E_i},$$

onde E_i e V_{pac} são as tensões eficaz de fase em cada conversor e a tensão no PAC, respectivamente. R é a resistência da linha de distribuição e P_i é a potência ativa injetada por cada conversor. Ao rearranjar (2.25) é possível obter a seguinte relação:

$$\frac{P_i}{E_i} = \frac{E_i - V_{pac}}{R} = \frac{\Delta E}{R}. \quad (3.133)$$

Fica evidente que, sabendo a faixa de variação da resistência da linha de distribuição (R) é possível aplicar o controle de aprimoramento do compartilhamento de potência da seguinte forma:

$$\Delta V = K \frac{P_i}{E_i}, \quad (3.134)$$

onde K terá unidade de resistência a fim de transformar uma variação de corrente em uma variação de tensão. O projeto de K é dado então em função da variação conhecida de resistência (R) para linhas de distribuição de baixa tensão, segundo Rocabert *et al.* (2012). Logo, K pode assumir valores entre: $0,5\Omega < K < 0,7\Omega$.

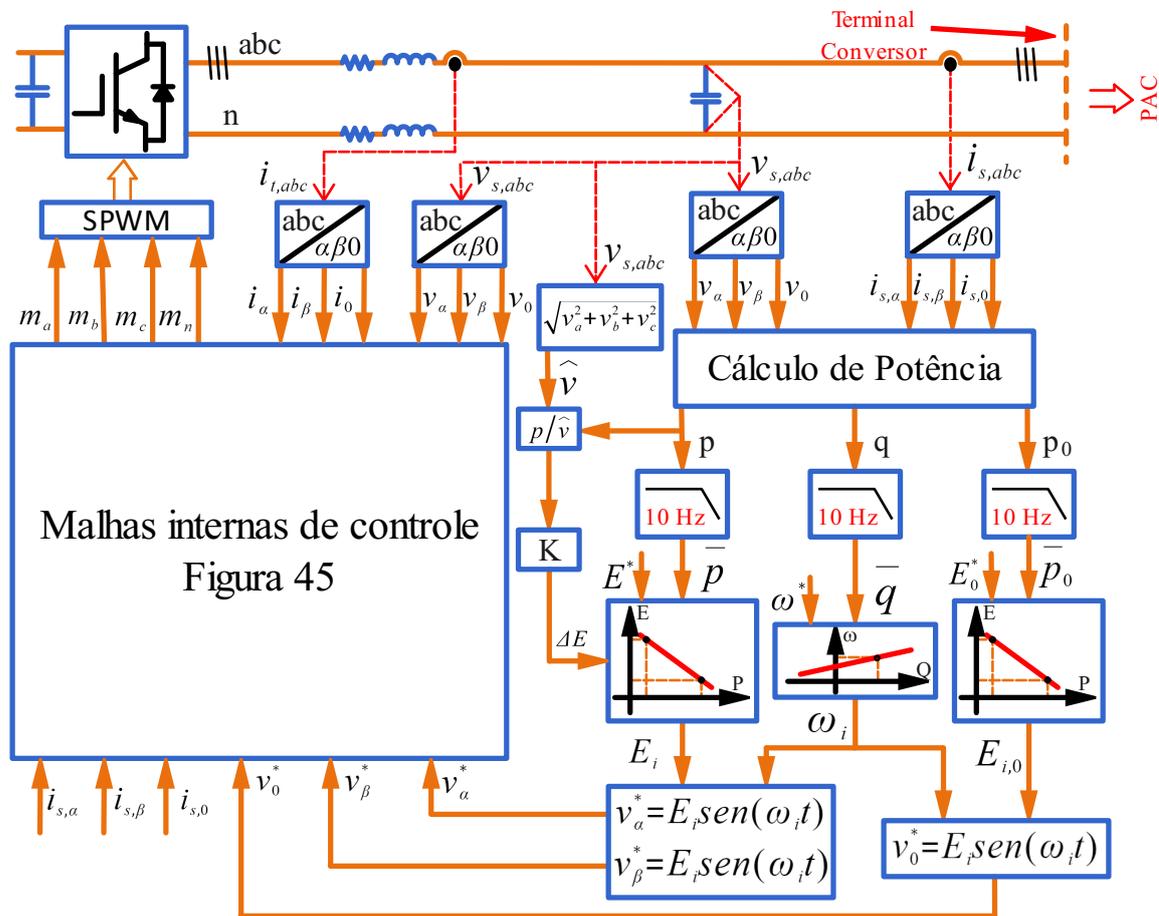
3.6 IMPLEMENTAÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE DO CONVERSOR

Em resumo, a metodologia realizada nesse trabalho pode ser observada na Figura 45. Inicialmente, as correntes do conversor e suas tensões terminais são lidas e depois convertidas para o sistema de coordenadas estacionário ($\alpha\beta 0$). Com as variáveis $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$, $v_{s,0}$, i_α , i_β e i_0 foi realizado o cálculo das potências instantâneas ativa, reativa e zero.

Assim, as potências ativa, reativa e zero resultantes são filtradas pelo filtro passa-baixas (FPB) para separar as componentes fundamentais, e com isso, essas potências médias filtradas (\bar{p} , \bar{q} e \bar{p}_0), são alimentadas no *droop control* para produzir os valores de frequência angular (ω_i) e de magnitude de tensão (v_α^* , v_β^* e v_0^*). Com isso, esses sinais são sintetizados pelas malhas internas de controle no sistema de referência estacionário, conforme a Figura 46.

De acordo com a Figura 46 é possível observar as malhas internas de controle do conversor em coordenadas $\alpha\beta 0$. Fica evidente a estrutura das malhas *feedforward* de corrente projetadas tanto para garantir a passividade da impedância de saída quanto para aumentar a impedância do neutro. Está representada também a malha de aprimoramento do compartilhamento de potência a a partir do projeto do parâmetro K . Por fim, observa-

Figura 45 – Diagrama de blocos das malhas de controle propostas nesta tese para compartilhamento de potência e corrente no neutro.



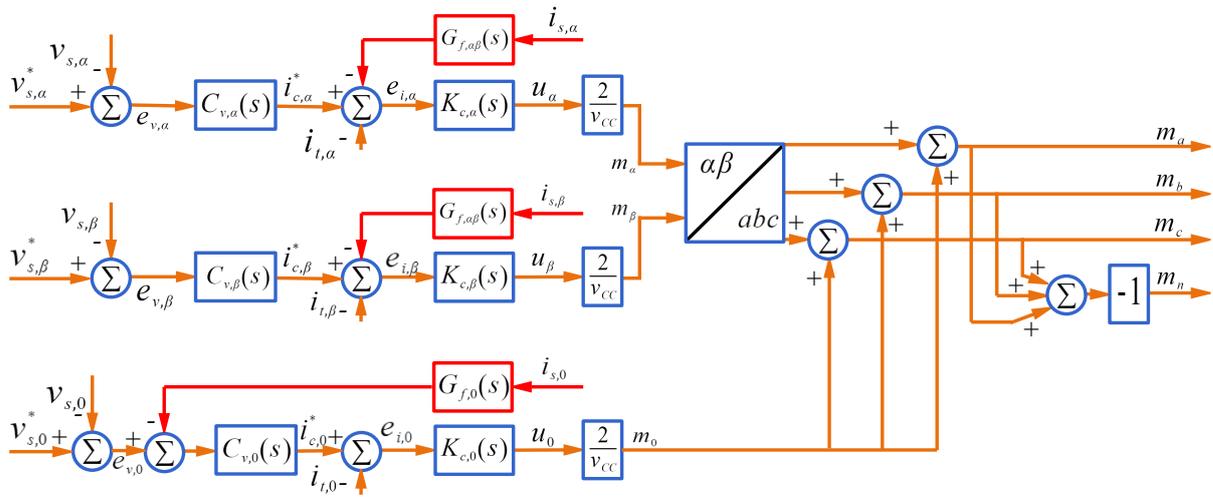
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

se ainda no diagrama a lógica utilizada para chaveamento do conversor de quatro braços a partir das modulantes m_a, m_b, m_c e m_n .

3.7 MODELAGEM MATEMÁTICA PARA ANÁLISE ESTATÍSTICA

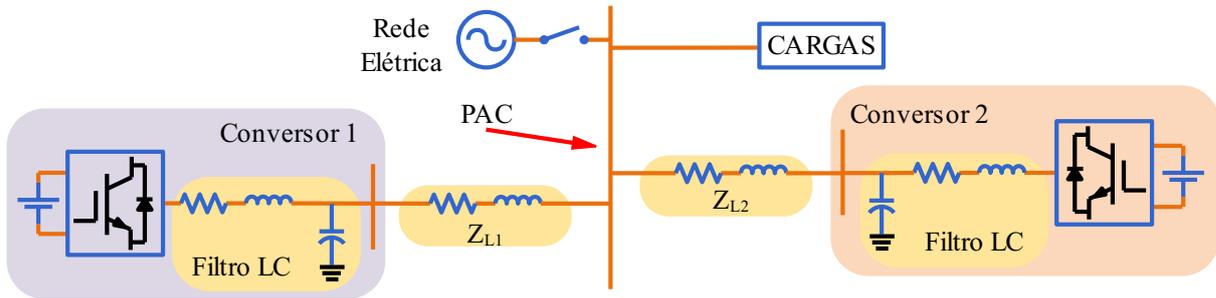
A estrutura de microrrede utilizada como base de estudo nesta tese é mostrada na Figura 47. Nela é possível perceber a conexão de dois conversores em paralelo, alimentando cargas em comum, através de uma linha de distribuição (Z_{L1} e Z_{L2}) e ainda a possibilidade de conexão e desconexão da rede elétrica principal. Vale comentar que o foco do estudo consiste na operação ilhada, ou seja, com a microrrede desconectada da rede elétrica principal.

Figura 46 – Malhas internas de controle do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

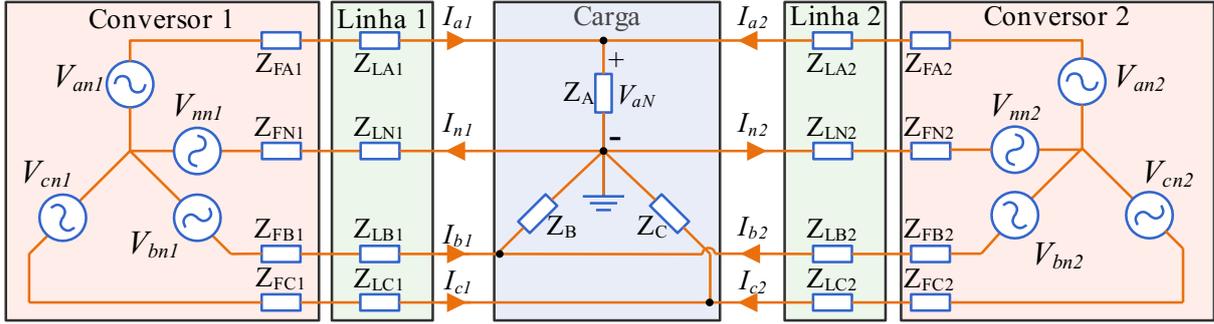
Figura 47 – Estrutura da microrrede estudada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

O esquema elétrico da microrrede na Figura 47 pode ser simplificado conforme a Figura 48 para a análise matemática da tensão no PAC. Esse circuito trifásico a quatro fios exposto na Figura 48 representa a conexão de dois conversores formadores de rede trifásicos de quatro braços alimentando uma carga em Y através de uma linha de distribuição simplificada. Nesse sentido, Z_{FA1} , Z_{FB1} , Z_{FC1} , Z_{FN1} , Z_{FA2} , Z_{FB2} , Z_{FC2} e Z_{FN2} representam as impedâncias, por fase, e de neutro do filtro de saída dos conversores 1 e 2, respectivamente. Já Z_{LA1} , Z_{LB1} , Z_{LC1} , Z_{LN1} , Z_{LA2} , Z_{LB2} , Z_{LC2} e Z_{LN2} são as impedâncias de cada linha de distribuição, por fase e do neutro, respectivamente. Por fim, Z_A , Z_B e Z_C representam a carga conectada em estrela (Y).

Figura 48 – Circuito trifásico a quatro fios simplificado.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Sendo assim, de forma geral, considere que as equações que descrevem um circuito trifásico tenham as seguintes relações matemáticas:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{an1} &= Z_{FA1}\dot{I}_{a1} + Z_{LA1}\dot{I}_{a1} + Z_A(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}) + Z_{LN1}\dot{I}_{n1} + Z_{FN1}\dot{I}_{n1} \\ \dot{V}_{bn1} &= Z_{FB1}\dot{I}_{b1} + Z_{LB1}\dot{I}_{b1} + Z_B(\dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2}) + Z_{LN1}\dot{I}_{n1} + Z_{FN1}\dot{I}_{n1} \\ \dot{V}_{cn1} &= Z_{FC1}\dot{I}_{c1} + Z_{LC1}\dot{I}_{c1} + Z_C(\dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2}) + Z_{LN1}\dot{I}_{n1} + Z_{FN1}\dot{I}_{n1}\end{aligned}\quad (3.135)$$

e

$$\begin{aligned}\dot{V}_{an2} &= Z_{FA2}\dot{I}_{a2} + Z_{LA2}\dot{I}_{a2} + Z_A(\dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a1}) + Z_{LN2}\dot{I}_{n2} + Z_{FN2}\dot{I}_{n2} \\ \dot{V}_{bn2} &= Z_{FB2}\dot{I}_{b2} + Z_{LB2}\dot{I}_{b2} + Z_B(\dot{I}_{b2} + \dot{I}_{b1}) + Z_{LN2}\dot{I}_{n2} + Z_{FN2}\dot{I}_{n2} \\ \dot{V}_{cn2} &= Z_{FC2}\dot{I}_{c2} + Z_{LC2}\dot{I}_{c2} + Z_C(\dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c1}) + Z_{LN2}\dot{I}_{n2} + Z_{FN2}\dot{I}_{n2}\end{aligned}\quad (3.136)$$

Nas relações anteriores, considerando que as impedâncias do filtro do conversor e da linha de distribuição estão em série, logo:

$Z_{a1} = Z_{FA1} + Z_{LA1}$, $Z_{b1} = Z_{FB1} + Z_{LB1}$, $Z_{c1} = Z_{FC1} + Z_{LC1}$, $Z_{n1} = Z_{FN1} + Z_{LN1}$, $Z_{a2} = Z_{FA2} + Z_{LA2}$, $Z_{b2} = Z_{FB2} + Z_{LB2}$, $Z_{c2} = Z_{FC2} + Z_{LC2}$, $Z_{n2} = Z_{FN2} + Z_{LN2}$. Sabe-se ainda que: $\dot{I}_{n1} = \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{c1}$ e $\dot{I}_{n2} = \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{c2}$. Assim, é possível reescrever (3.135) e (3.136) da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{an1} &= Z_{a1}\dot{I}_{a1} + Z_A(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}) + Z_{n1}(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{c1}) \\ \dot{V}_{bn1} &= Z_{b1}\dot{I}_{b1} + Z_B(\dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2}) + Z_{n1}(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{c1}) \\ \dot{V}_{cn1} &= Z_{c1}\dot{I}_{c1} + Z_C(\dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2}) + Z_{n1}(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{c1})\end{aligned}\quad (3.137)$$

e

$$\begin{aligned}\dot{V}_{an2} &= Z_{a2}\dot{I}_{a2} + Z_A(\dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a1}) + Z_{n2}(\dot{I}_{a2} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{c2}) \\ \dot{V}_{bn2} &= Z_{b2}\dot{I}_{b2} + Z_B(\dot{I}_{b2} + \dot{I}_{b1}) + Z_{n2}(\dot{I}_{a2} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{c2}) \\ \dot{V}_{cn2} &= Z_{c2}\dot{I}_{c2} + Z_C(\dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c1}) + Z_{n2}(\dot{I}_{a2} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{c2})\end{aligned}\quad (3.138)$$

De forma matricial, pode-se reescrever as equações anteriores da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{an1} \\ \dot{V}_{bn1} \\ \dot{V}_{cn1} \\ \dot{V}_{an2} \\ \dot{V}_{bn2} \\ \dot{V}_{cn2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{a1} + Z_A + Z_{n1} & Z_{n1} & Z_{n1} & Z_A & 0 & 0 \\ Z_{n1} & Z_{b1} + Z_B + Z_{n1} & Z_{n1} & 0 & Z_B & 0 \\ Z_{n1} & Z_{n1} & Z_{c1} + Z_C + Z_{n1} & 0 & 0 & Z_C \\ Z_A & 0 & 0 & Z_{a2} + Z_A + Z_{n2} & Z_{n2} & Z_{n2} \\ 0 & Z_B & 0 & Z_{n2} & Z_{b2} + Z_B + Z_{n2} & Z_{n2} \\ 0 & 0 & Z_C & Z_{n2} & Z_{n2} & Z_{c2} + Z_C + Z_{n2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ba} \\ \dot{I}_{b1} \\ \dot{I}_{c1} \\ \dot{I}_{a2} \\ \dot{I}_{b2} \\ \dot{I}_{c2} \end{bmatrix}, \quad (3.139)$$

Como pode ser visto, as relações acima estão escritas da seguinte forma:

$$\mathbf{V}_{\text{abc}} = \mathbf{Z}_{\text{abc}} \mathbf{I}_{\text{abc}}. \quad (3.140)$$

Logo, é possível reescrever as grandezas \mathbf{V}_{abc} , \mathbf{I}_{abc} e \mathbf{Z}_{abc} em função das respectivas componentes em $\alpha\beta 0$, $\mathbf{V}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{I}_{\alpha\beta 0}$ e $\mathbf{Z}_{\alpha\beta 0}$:

$$\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0} \mathbf{V}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{Z}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0}, \quad (3.141)$$

onde os subíndices $\alpha\beta 0$ significam as componentes de alfa, beta e zero, respectivamente. Por se tratar de um sistema de ordem seis, a matriz de transformação $\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}$ pode ser expressa por:

$$\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.142)$$

Dessa forma, pré multiplicando (3.141) por $\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}^{-1}$:

$$\mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0} \mathbf{V}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{Z}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0}, \quad (3.143)$$

resulta em

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{Z}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0}, \quad (3.144)$$

onde a matriz de impedâncias nas componentes estacionárias ($\alpha\beta 0$) pode ser encontrada de acordo:

$$\mathbf{Z}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{Z}_{\text{abc}} \mathbf{T}_{2,\alpha\beta 0}. \quad (3.145)$$

Portanto, o sistema de equações em componentes $\alpha\beta 0$ se reduz à:

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{Z}_{\alpha\beta 0} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0}. \quad (3.146)$$

Nesse sentido, foi feito um estudo em relação à intensidade dos acoplamentos e entre os circuitos de componentes $\alpha\beta 0$, a partir da variação das impedâncias da carga, afim de determinar a condição de carga (desequilibrada) em que os circuitos estejam fortemente acoplados e julgar como pior caso, se existir.

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nesse capítulo serão abordados alguns resultados de análise matemática, apoiados em estatística, para entendimento do comportamento do sistema estudado, assim como os resultados de simulação, comprovando os funcionamento e acurácia das malhas de controle projetadas no capítulo anterior. Foram utilizados os valores nominais definidos na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros nominais do sistema da Figura 48.

Descrição	Valor
Potência nominal da carga (S_{carga})	10 kVA
Frequência fundamental (f_0)	60 Hz
Tensão de linha nominal ($V_{L-L,rms}$)	220 V
Indutância do filtro de saída (L_f)	860 μ H
Resistência do indutor (R_f)	0,32 Ω
Capacitância do filtro de saída (C_f)	82 μ F
Reatância indutiva da linha de distribuição (X_{L1})	0,083 Ω
Resistência da linha de distribuição (R_{L1})	0,642 Ω
Coefficiente de <i>droop</i> de frequência (m)	5×10^{-4}
Coefficiente de <i>droop</i> de tensão (n)	1×10^{-4}
Frequência de corte do filtro passa baixa do <i>droop control</i> (ω_f)	60 rad/s

Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

No entanto, afim de simplificar as análises, foram utilizados valores por unidade (pu), a partir da impedância de base: $Z_{base} = 0,484 \Omega$. Na Tabela 8 estão expostos os valores por unidade das impedâncias do filtro do conversor e parâmetros de linha.

Tabela 8 – Parâmetros por unidade (pu) do sistema da Figura 48.

Descrição	Valor (pu)
Potência nominal da carga (S_{carga})	1
Tensão de linha nominal ($V_{L-L,rms}$)	1
Indutância do filtro de saída (L_f)	0,6854
Resistência do indutor (R_f)	0,661
Reatância indutiva da linha de distribuição ($X_{L1} = X_{L2}$)	0,1714
Resistência da linha de distribuição ($R_{L1} = R_{L2}$)	0,326 41

4.1 RESULTADOS TEÓRICOS ESTATÍSTICOS

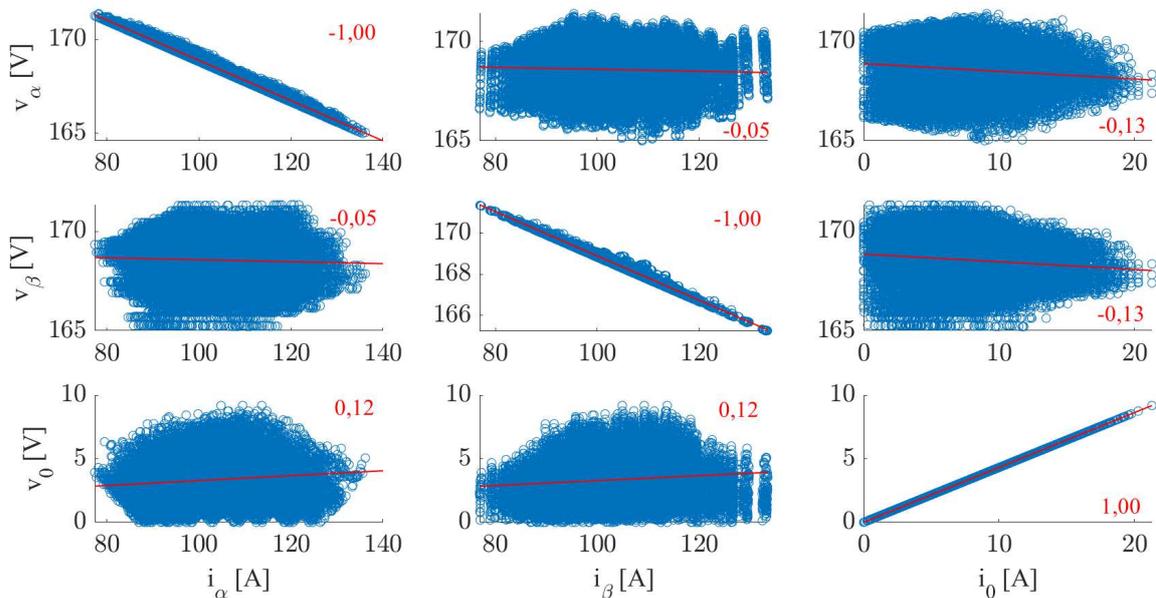
As análises do perfil de tensão no PAC foram obtidos a partir da variação da impedância de carga de 0,8 até 1,2 pu. A carga foi considerada trifásica e como impedância constante (Z_A , Z_B e Z_C). Elas foram modeladas como cargas RL ou RC, com 30 valores aleatórios (entre 0,8 e 1,2 pu) para Z_A , Z_B e Z_C , respectivamente, totalizando 27000 combinações. Foram feitas duas rotinas de simulação: (i) análise de sensibilidade no

acoplamento entre corrente e tensão nos eixos α , β e 0; (ii) análise do perfil de tensão no PAC para variações de carga sem a malha de *feedforward* de corrente $G_{f,0}(s)$.

4.1.1 Análise de correlação no acoplamento entre corrente e tensão nos eixos $\alpha\beta 0$

Para avaliar os acoplamentos dos circuitos nos eixos α , β e 0, consideraram-se três situação de teste: (i) análise da influência das correntes nos eixos β e 0 na tensão do eixo α ; (ii) análise da influência das correntes nos eixos α e 0 na tensão do eixo β ; e (iii) análise da influência das correntes nos eixos α e β na tensão do eixo 0. O resultado dessas análises são apresentados na Figura 49, onde a partir da métrica de regressão linear por mínimos quadrados é possível comparar a correlação entre correntes e tensões. Vale comentar que os resultados da Figura 49 foram obtidos para os conversores sintetizando tensões nominais em seus terminais a partir da variação da carga, sem a malha de *feedforward* de corrente $G_{f,0}(s)$ projetada no capítulo anterior.

Figura 49 – Análise de correlação entre tensão e corrente no eixos α , β e 0.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

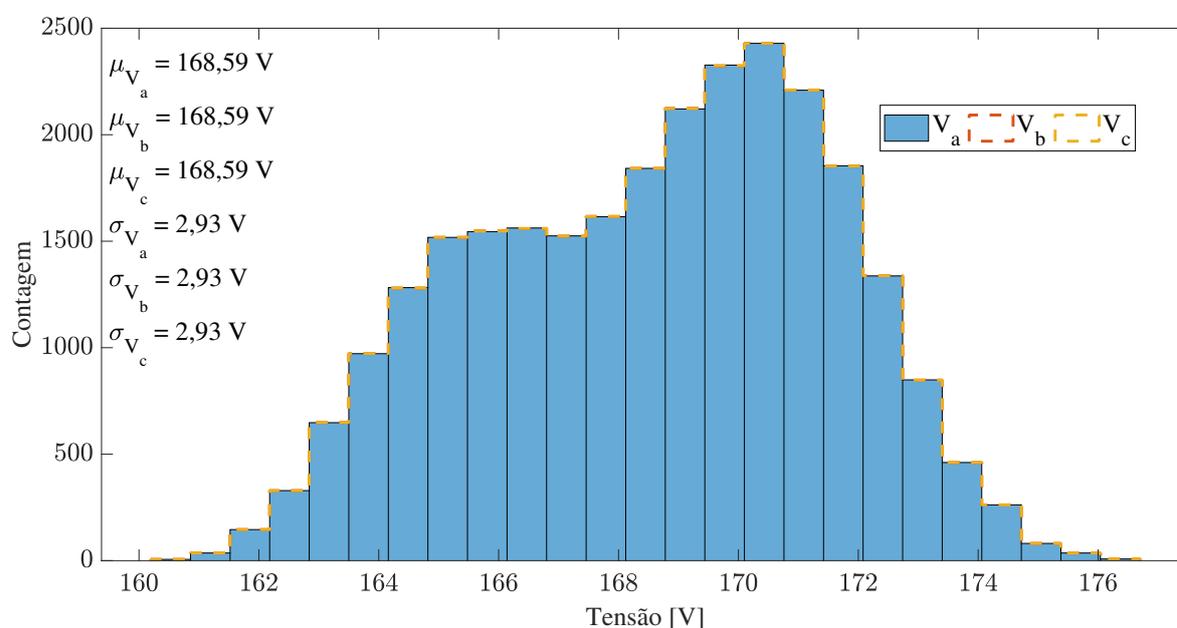
Conforme mostrado na Figura 49 as correntes de eixos contrários possuem pouca correlação com as tensões. Logo, fica claro que os circuitos podem ser tratados como desacoplados, como visto no capítulo anterior e com isso as variáveis de cada eixo serão analisadas e controladas de forma separadas. Portanto, mesmo diante de todas as combinações de cargas analisadas, as curvas da Figura 49 indicam que correntes de um eixo causam apenas queda de tensão significativa no mesmo eixo. Portanto, pode-se concluir:

- Circuito do eixo α : Constituído por uma fonte de tensão igual à v_α , alimentando um impedância própria e não tendo acoplamentos com os circuitos de eixos β e 0;
- Circuito do eixo β : Constituído por uma fonte de tensão igual à v_β alimentando um impedância própria e não tendo acoplamentos com os circuitos de eixos α e 0;
- Circuito do eixo 0: Constituído por uma fonte de tensão igual à v_0 alimentando um impedância própria e não tendo acoplamentos com os circuito de eixos α e β ;

4.1.2 Análise do perfil de tensão no PAC para variações de carga

Essa seção aborda o perfil de tensão no PAC para a microrrede sem a malha de *feedforward* de corrente $G_{f,0}$ do Capítulo 3, afim de exercer uma base de comparação com as consequências dessa malha na tensão do PAC. Na Figura 50 é mostrado o histograma da amplitude da tensão, por fase, em função de todas as combinações de cargas simuladas. É importante ressaltar que no histograma os valores do eixo vertical representam a quantidade de ocorrências para o mesmo nível de tensão. Já no eixo horizontal os valores representam a amplitude da tensão, sedo que observa-se uma flutuação dos níveis de tensão entre 163 e 174 V. Vale comentar que a tensão de fase de pico 180 V nominais e a média das tensões no PAC é de aproximadamente 170 V.

Figura 50 – Perfil de tensão no PAC para variações de carga.

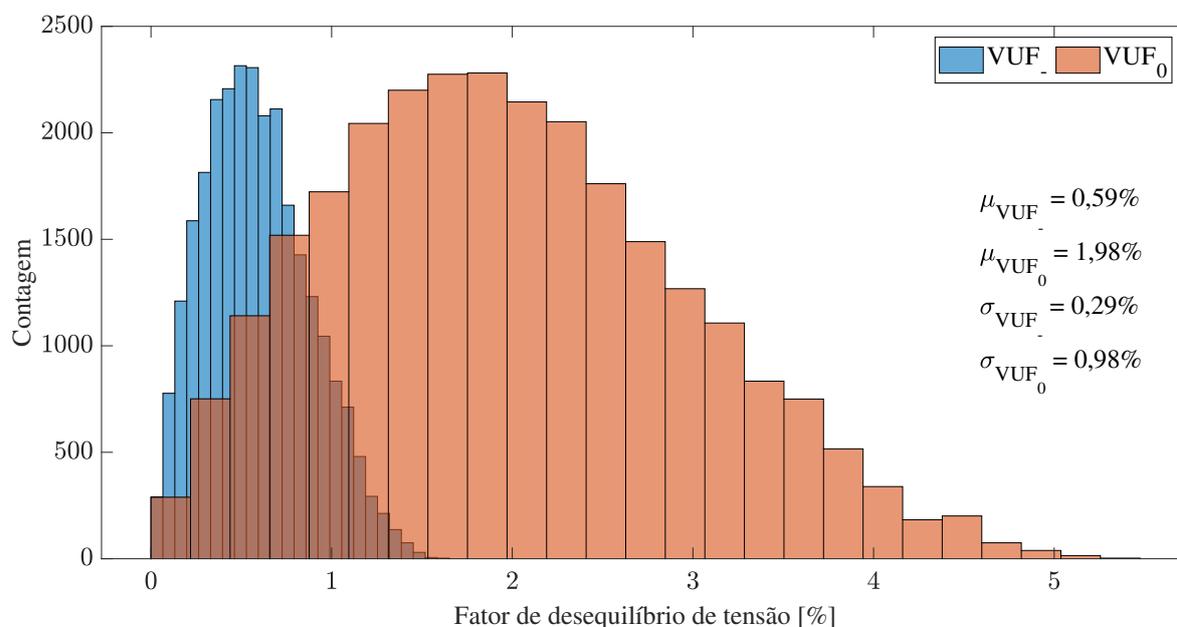


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A partir da Figura 50 é possível perceber que apenas com os valores máximos e mínimos da tensão, no entanto, não se pode concluir enquanto o desequilíbrio entre fases. Nesse sentido, observa-se na Figura 51 a ilustração do fator de desequilíbrio de

tensão (do inglês, *Voltage Unbalance Factor*) (VUF) de sequências negativa (VUF_-) e zero (VUF_0). Fica evidente que existe desequilíbrio de tensão entre as fases, quando a carga é desequilibrada e a média do desequilíbrio de sequências negativa e zero são de 0,59% e 1,98%, respectivamente.

Figura 51 – Fatores de desequilíbrio de tensão no PAC para variações de carga.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

4.1.3 Análise de consequências da metodologia proposta para compartilhamento da corrente no neutro

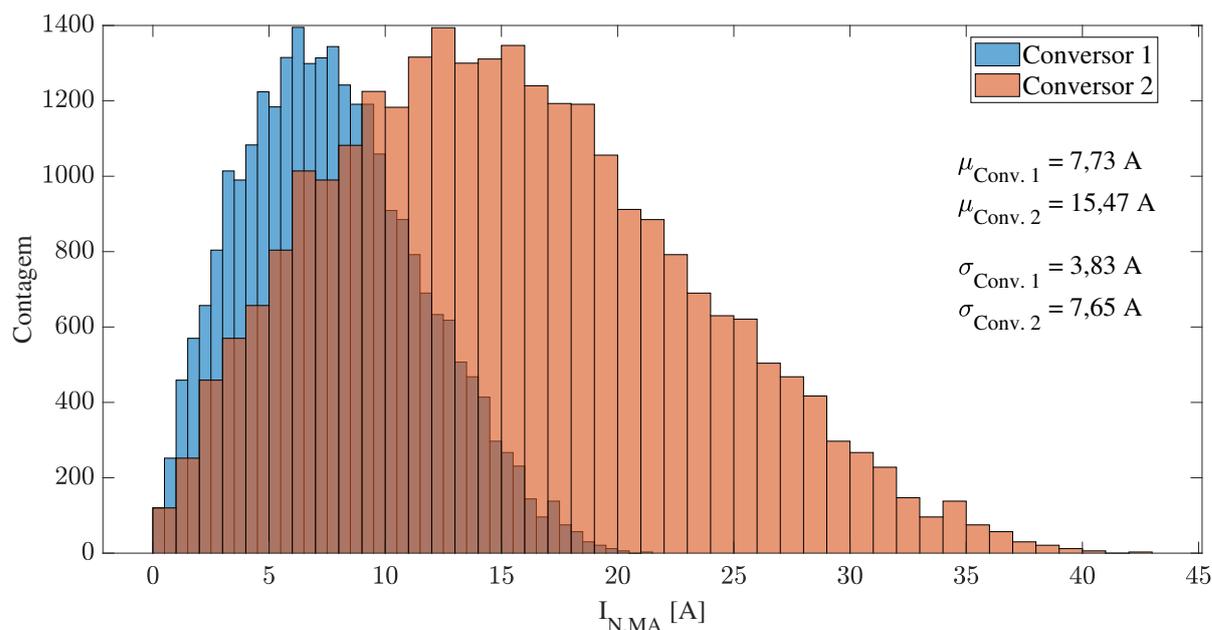
Para analisar o efeito da inclusão da malha de *feedforward* de corrente no eixo 0, $G_{f,0}(s)$, é preciso fazer as seguintes considerações:

- as impedâncias de linha entre os conversores até o PAC foram modeladas com uma relação de 2:1 ($Z_{L1} = 2Z_{L2}$), ou seja, o conversor 1 está o dobro da distância do conversor 2 até o PAC;
- os conversores vão compartilhar, proporcionalmente, a corrente no neutro para três casos:
 - Conversor 1 = 40% e Conversor 2 = 60%;
 - Conversor 1 = 50% e Conversor 2 = 50%;
 - Conversor 1 = 60% e Conversor 2 = 40%.

Assim, para todas essas combinações de carga é possível perceber na Figura 52 a distribuição das correntes no neutro sem o controlador $G_{f,0}(s)$ para ambos os conversores.

É possível perceber que os conversores injetam as correntes de forma proporcional às impedâncias das linhas de distribuição, em que $Z_{L1} = 2Z_{L2}$. Sendo assim, a partir das médias calculadas para cada conversor, ($\mu_{conv.1}$ e $\mu_{conv.2}$), observa-se que um conversor injeta, aproximadamente, o dobro da corrente do outro conversor. Logo, o conversor 1 assume 33,3% e o conversor 2 66,7% da corrente total no neutro.

Figura 52 – Distribuição das correntes no neutro dos conversores sem $G_{f,0}(s)$.



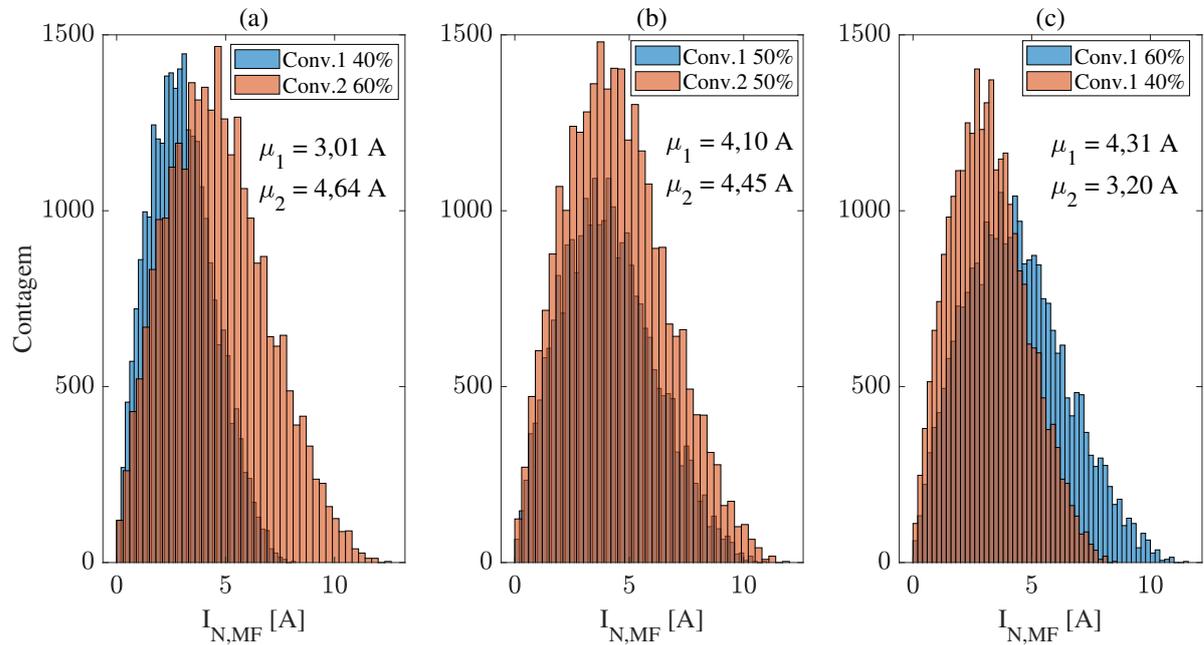
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Por outro lado, na estrutura de controle proposta para o compartilhamento da corrente no neutro, a impedância de saída do conversor é aumentada virtualmente a partir da implementação de $G_{f,0}(s)$, garantindo que os conversores sintetizem correntes proporcionais às impedâncias de saída e, conseqüentemente, à capacidade de potência dos mesmos. Por tanto, com a utilização da malha de *feedforward* de corrente $G_{f,0}(s)$ é possível observar que os conversores passam a compartilhar a corrente do neutro para os casos simulados, conforme mostrado na Figura 53.

Na Figura 53 fica claro que a partir das variações de carga de 0,8 até 1,2 pu existe, conseqüentemente, uma variação nas correntes injetadas pelos conversores entre uma faixa de valores mínimos e máximos. É possível observar que de acordo com os valores médios das distribuições nos histogramas os conversores compartilham a corrente no neutro de acordo com a relação de proporcionalidade das impedâncias de saída sintetizadas pelo controlador *feedforward* $G_{f,0}(s)$, conforme a Tabela 9.

De acordo com os dados da Tabela 9 é possível concluir que existe um erro de compartilhamento entre os conversores, a partir da média dos dados, porém, em níveis aceitáveis. É interessante comentar que o erro é maior do primeiro caso para o último, uma

Figura 53 – Distribuição das correntes no neutro dos conversores com $G_{f,0}(s)$ para as proporções de (a) 40 %-60 %; (b) 50 %-50 %; (a) 60 %-40 %.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Tabela 9 – Resumo das proporções de compartilhamento da corrente no neutro.

Proposta de Compartilhamento	Conversor 1	Conversor 2
Conv.1 40 % e Conv.2 60 %	39,35 %	60,65 %
Conv.1 50 % e Conv.2 50 %	47,95 %	52,05 %
Conv.1 60 % e Conv.2 40 %	57,39 %	42,61 %

Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

vez que no último caso de simulação o conversor associado a linha distribuição com maior impedância é controlado a fim de injetar a maior porção de corrente, o que representa um contrassenso natural. No entanto, mesmo nesse pior caso, o erro de compartilhamento ficou dentro de faixas aceitáveis em relação as proporções definidas.

Por outro lado, é interessante observar se os erros mostrados na Tabela 9 são variados em função de alguma combinação de carga. Logo, para isso, as correntes no neutro dos conversores foram encontradas a partir da relação com a corrente total no neutro, da seguinte forma:

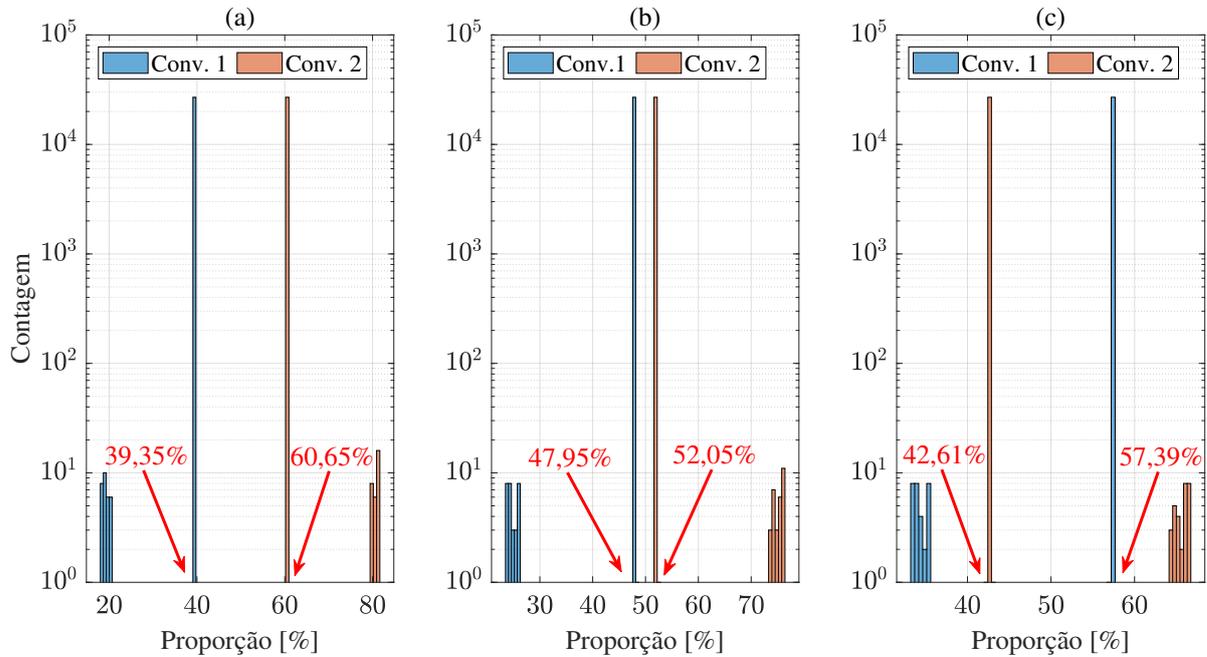
$$i_{n,1}(\%) = \frac{i_{n,1}}{i_{n,1} + i_{n,2}} \times 100\% \quad (4.1)$$

e

$$i_{n,2}(\%) = \frac{i_{n,2}}{i_{n,1} + i_{n,2}} \times 100\%. \quad (4.2)$$

Na Figura 54 é ilustrado o histograma para cada caso de simulação: (a) 40 % – 60 %; (b) 50 % – 50 %; (c) 60 % – 40 %. Para fins de visualização o eixo das ordenadas foi representado em escala logarítmica.

Figura 54 – Distribuição das proporções de compartilhamento da corrente no neutro dos conversores com $G_{f,0}(s)$.

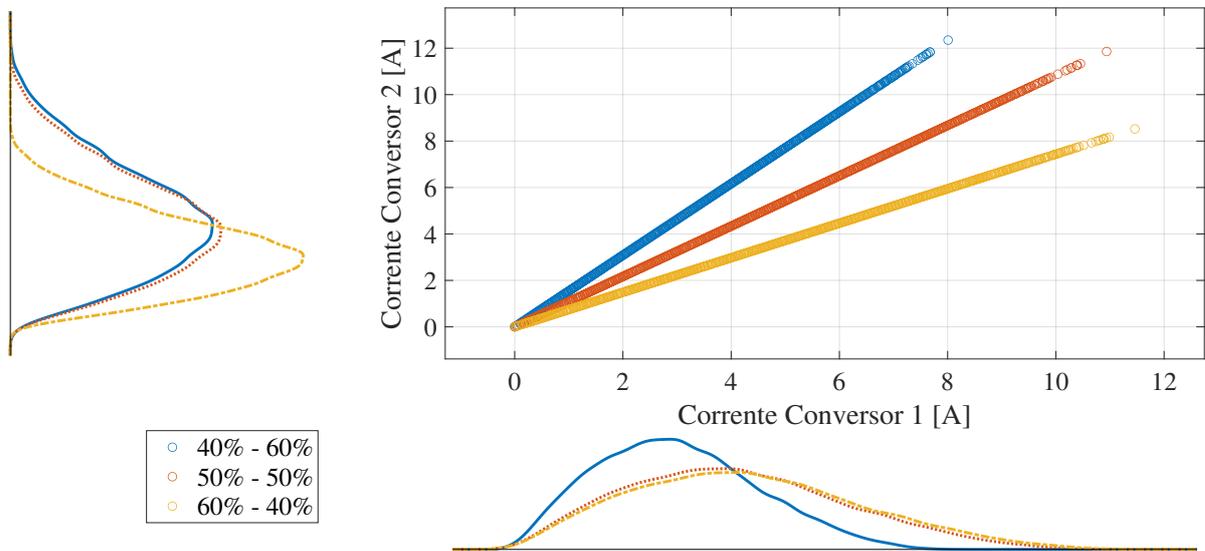


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 54 é possível interpretar que com o controlador $G_{f,0}(s)$ o objetivo de compartilhamento da corrente no neutro foi conseguida de forma satisfatória, visto que para quase a totalidade dos casos simulados, o compartilhamento da corrente no neutro aconteceu da forma como foi determinada nas seguintes relações: 40 % – 60 %, 50 % – 50 % e 60 % – 40 %, com erros próximos aos encontrados na Tabela 9. Portanto, independentemente da carga simulada, com a atuação de $G_{f,0}(s)$, a corrente no neutro pode ser compartilhada de forma proporcional às capacidades dos conversores. Vale comentar que os valores encontrados nas extremidades dos histogramas nos três casos, representam 30 combinações de carga, as quais tratam de cargas equilibradas, nas quais a circulação de corrente no neutro é baixa e por isso esses casos tem incidência de aproximadamente 10^1 . Outra forma de analisar os dados de compartilhamento da corrente no neutro pelos conversores é o exposto na Figura 55 onde é possível observar uma relação linear em função das correntes no neutro dos conversores, independente da condição de carga.

Fica claro que a relação de compartilhamento entre as correntes no neutro dos conversores variam conforme as inclinações das retas mostradas na Figura 55. Ainda sobre a Figura 55 é possível comprovar que esta estratégia de aumento da impedância de saída no neutro dos conversores traz o benefício de diminuir a circulação da corrente no neutro

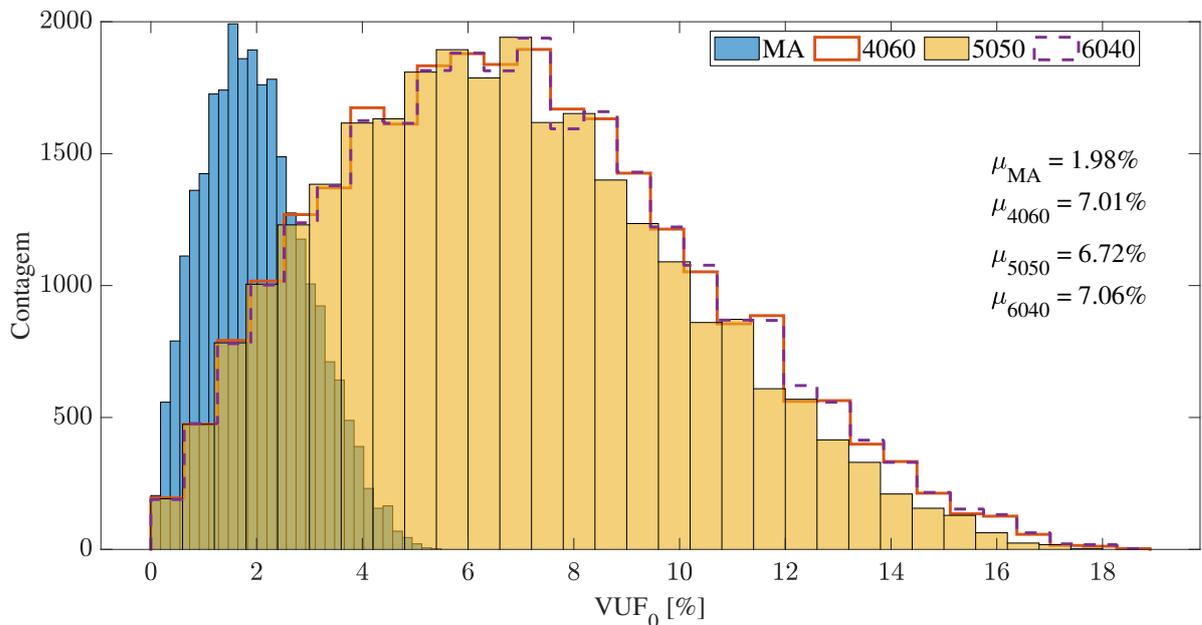
Figura 55 – Análise da dispersão e histograma das correntes no neutro dos conversores 1 e 2 com $G_{f,0}(s)$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

visto que a concentração dos pontos está em valores mais baixos de corrente, conforme comprova os histogramas na figura. Porém, com a diminuição da corrente no neutro há um aumento da tensão de sequência zero na carga, como pode ser observado na Figura 56.

Figura 56 – Fator de desequilíbrio de tensão de sequência zero.

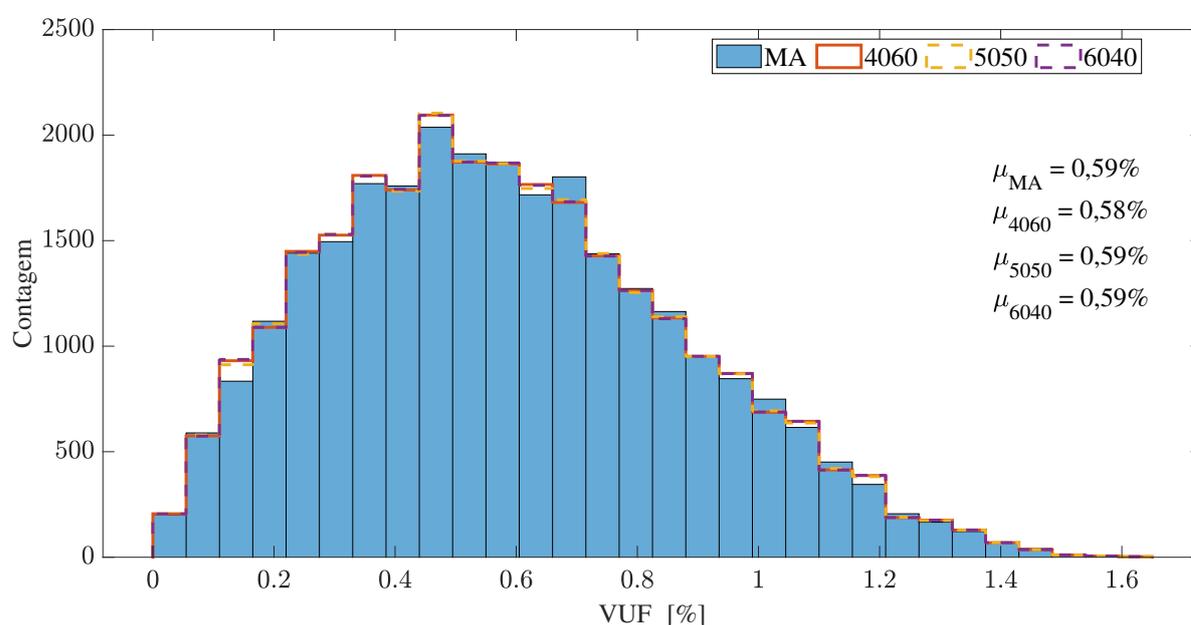


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

A Figura 56 ilustra a comparação entre o VUF de sequência zero na carga para a situação sem (MA) e com o controlador $G_{f,0}$, para os três casos de simulação (4060; 5050;

6040). É possível observar que o aumento do desequilíbrio de tensão de sequência zero é dependente da variação da carga, evidenciando um aumento na média de aproximadamente 3,5 vezes. Vale comentar que os conversores estão atuando com a rede elétrica ilhada, e nessa situação, ainda não existe normatização quanto aos níveis de desequilíbrio de tensão permitidos. Mesmo com o aumento do desequilíbrio de tensão de sequência zero, para os dados simulados foi calculado uma probabilidade de 80,04 % do VUF de sequência zero ser menor que 10 %. Embora ocorra aumento da tensão de sequência zero na carga, não são observadas mudanças significativas na tensão de sequência negativa, como pode ser observado na Figura 57

Figura 57 – Fator de desequilíbrio de tensão de sequência negativa.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Assim, com base na Figura 57, fica evidente que a metodologia proposta não afeta a tensão e corrente das demais seqüências, ou seja, o aumento da impedância de saída de sequência zero do conversor afeta, somente, a tensão e corrente de sequência zero.

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nessa seção de resultado de simulação vale comentar que o sistema simulado é o mostrado na Figura 47 com dois conversores em paralelo, alimentando um carga através de impedâncias de linha (Z_{L1} e Z_{L2}), com a possibilidade de atuar conectado ou ilhado da rede elétrica principal. Para todos os casos de simulação computacional no *software* PSCAD/EMTDC, foram, utilizando a carga média observada nos resultados teóricos, com: $Z_a = 0,8 \text{ pu}$, $Z_b = 1,0 \text{ pu}$ e $Z_c = 1,2 \text{ pu}$.

4.2.1 Capacidade da microrrede operar em modos conectado e ilhado da rede elétrica principal

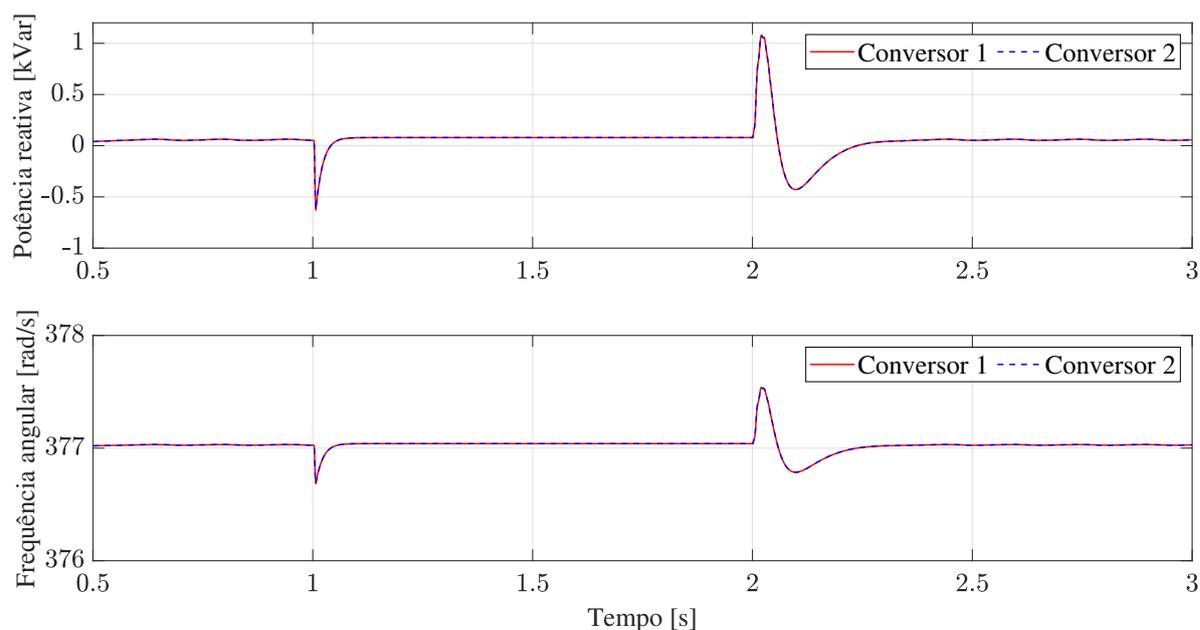
Como comentado no Capítulo 2, a definição de microrrede é satisfeita, dentre outros pontos, quando a mesma pode atuar conectada e ilhada da rede elétrica principal. Nesse sentido, é possível mostrar os resultados de simulação para os períodos de transição entre modos conectado e ilhado da rede elétrica pelo conversores, controlados por *droop control*. Os eventos para transição entre os modos conectado e ilhado da rede elétrica podem ser observado na Tabela 10:

Tabela 10 – Eventos de transição entre os modos de operação da microrrede: conectada e ilhada da rede elétrica principal.

Descrição	Instante
Transição do modo conectado para ilhado	$t = 1$ s
Transição do modo ilhado para conectado	$t = 2$ s

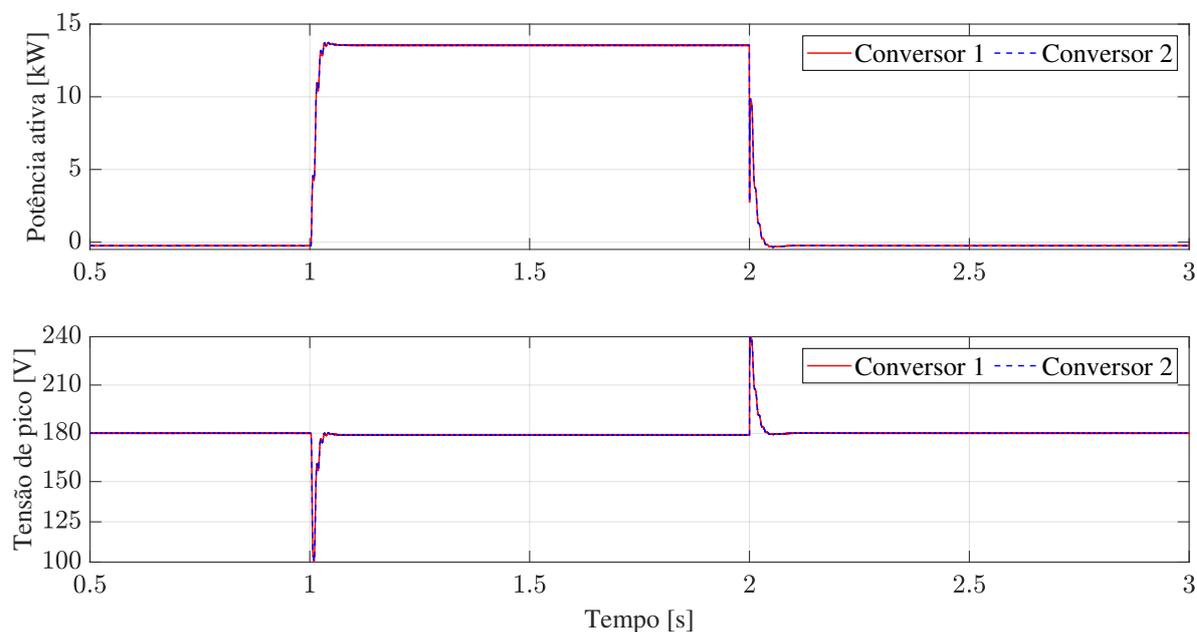
Pode-se observar as respectivas curvas de potência reativa e frequência angular ($Q - \omega$) na Figura 58 e de potência ativa e amplitude de tensão ($P - E$) na Figura 59. Vale comentar que para este caso de simulação definiu-se que os conversores compartilhem a potência da carga igualmente entre eles. Dessa forma, é possível perceber nas Figuras 58 e 59 quem ambos os conversores injetam quantidade de potências iguais.

Figura 58 – Curvas de potência reativa e frequência angular nos períodos de transição entre modos conectados e ilhados da rede elétrica.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Figura 59 – Curvas de potência ativa e amplitude de tensão nos períodos de transição entre modos conectados e ilhados da rede elétrica.

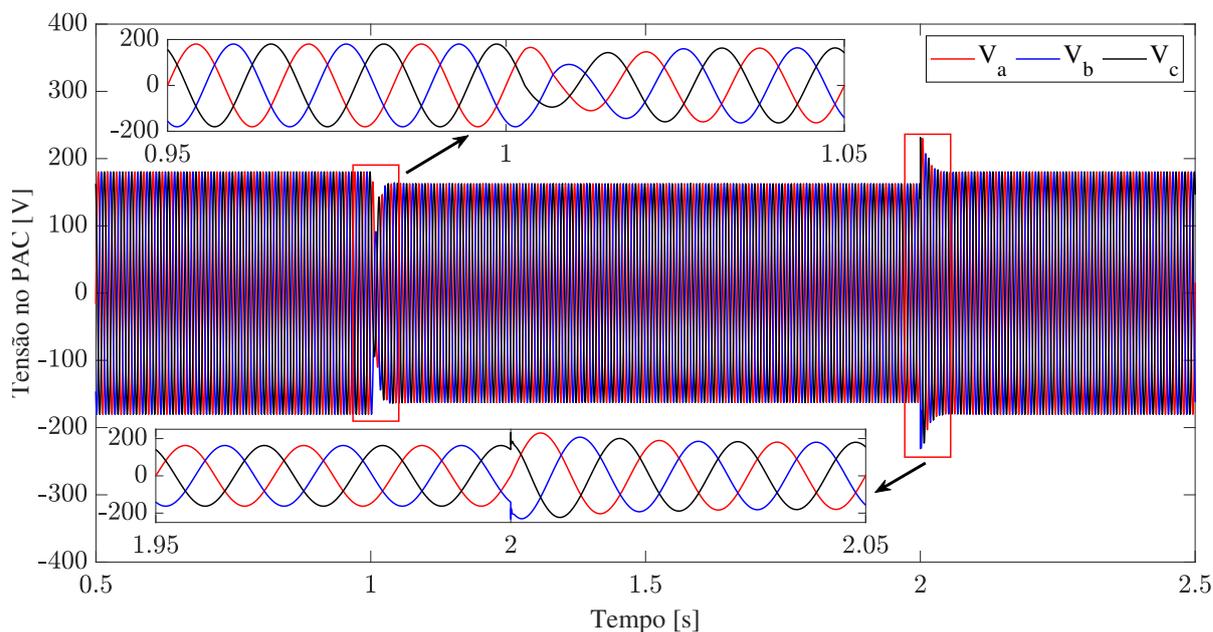


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

É possível observar nas Figuras 58 e 59 que nos instantes das transições entre os modos de operação da rede elétrica, há flutuação nos sinais de frequência angular em torno de 377 rad/s e de tensão em torno de 180 V . É interessante comentar que no período de operação em modo ilhado, entre $t = 1$ e 2 s existe um erro em relação aos valores de referência de frequência angular e amplitude de tensão, característica do controle primário por *droop control*, vez que o mesmo funciona como um controlador proporcional em funções de seus ganhos m e n , respectivamente.

Já a Figura 60 ilustra o comportamento da tensão no PAC para os períodos de transição entre os modos de operação comentados.

Figura 60 – Tensão trifásica no PAC nos períodos de transição entre modos conectados e ilhados da rede elétrica.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

Assim, pode-se observar na Figura 60 que as transição entre modos de operação mencionadas ocorrem de forma suave.

4.2.2 Operação ilhada da microrrede: dois conversores em paralelo

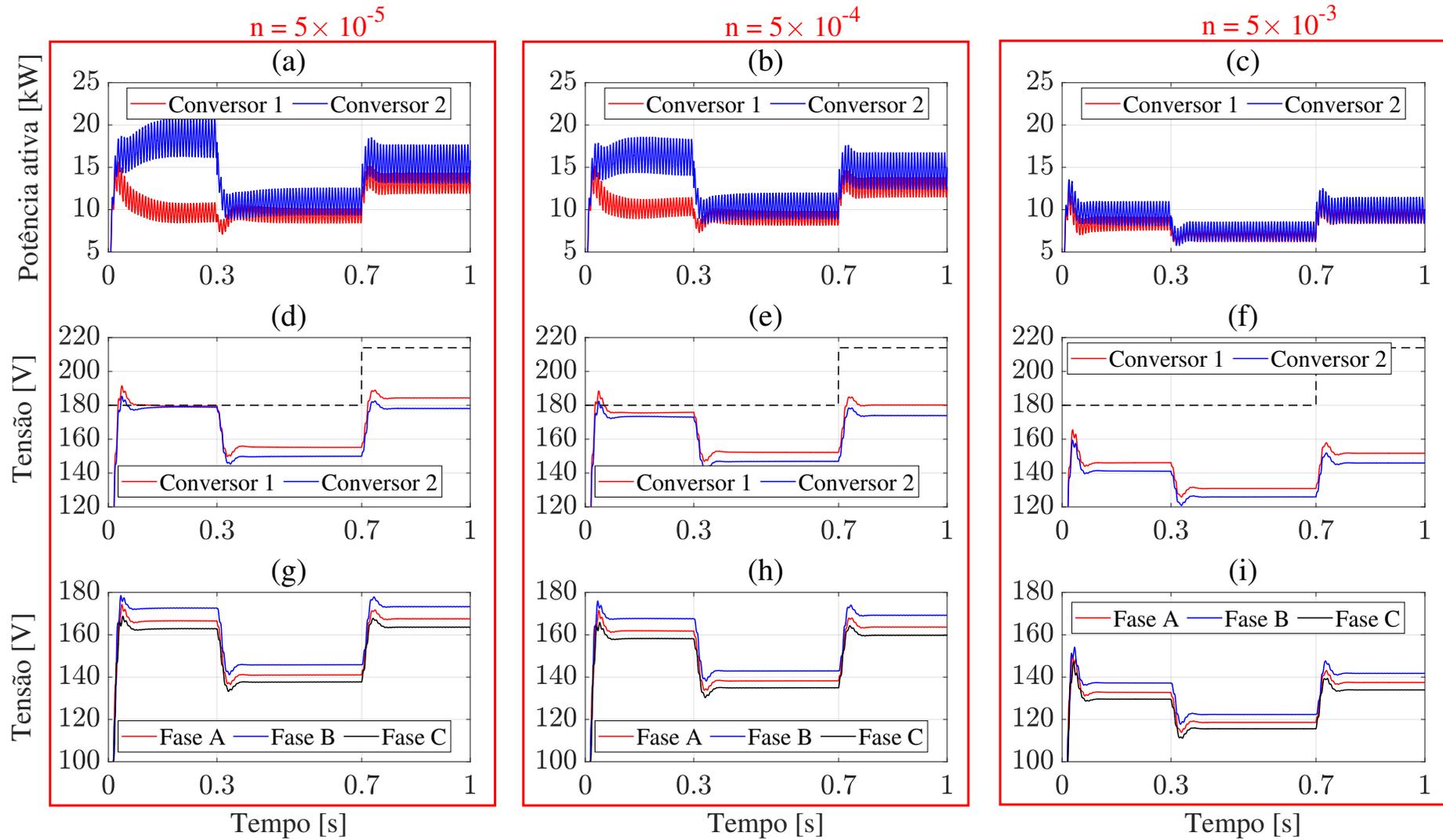
Nessa seção serão abordados os resultados de simulação para os conversores em paralelo, alimentando cargas em comum. Na primeira subseção serão mostrados os resultado do *droop control* tradicional em função do compartilhamento de potência. Já na segunda subseção serão mostrados os resultados do compartilhamento da corrente no neutro, ambos para o caso médio simulado.

4.2.2.1 Malha de aprimoramento do compartilhamento de potência

Conforme abordado no capítulo anterior, o droop control enfrenta um problema relacionado ao compartilhamento de potência associado à tensão terminal dos conversores, uma vez que as mesmas são variáveis locais. Da forma como comentado na seção do projeto da malha de aprimoramento do compartilhamento de potência ativa foram feitos três casos de simulação, conforme a Figura 61. Nessa simulação, os coeficientes de *droop* utilizados foram: $n = 5 \times 10^{-5}$, $n = 5 \times 10^{-4}$ e $n = 5 \times 10^{-3}$. Observam-se ainda as curvas de potência ativa ((a) - (c)), amplitude de tensão terminal ((d) - (f)) para dois conversores em paralelo e a amplitude da tensão no PAC ((g) - (i)). Vale comentar que a malha de aprimoramento do compartilhamento de potência é habilitada no instante $t =$

0,3s. De acordo com a Figura 61 é possível perceber que sem a malha de aprimoramento, quanto maior o coeficiente de *droop* melhor o compartilhamento da potência, porém, maior também o desvio da amplitude de tensão em regime. Logo, esses requisitos de acurácia do compartilhamento de potência e mínimo desvio da amplitude de tensão são conflitantes.

Figura 61 – Curvas de potência ativa e amplitude de tensão terminal para conversores em paralelo sem e com a malha de aprimoramento do compartilhamento de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

De forma a contornar o problema do desvio da amplitude de tensão em regime, mesmo com a malha de aprimoramento do compartilhamento, optou-se por aumentar a referência de tensão nas malhas do *droop* de potência ativa e tensão ($P - E$). Vale comentar que o aumento da referência de tensão é habilitado no instante $t = 0,7$ s.

Os resultados estatísticos teóricos auxiliaram o projeto da nova referência de amplitude de tensão. Eles foram obtidos, considerando que os conversores sintetizem tensões terminais próximas à 180 V de fase pico. E ainda, considerando a Figura 50 é possível perceber que para todas as combinações de carga a tensão no PAC será, sempre, menor que a tensão terminal dos conversores, mesmo para cargas com características capacitivas, já que as linhas de distribuição são fortemente resistivas. Nesse sentido, não há impedimento para aumentar o valor de referência da amplitude de tensão terminal nos conversores. Assim, considerando na Figura 50 que o valor médio das tensões no PAC é de aproximadamente 169 V e que é admissível um valor de sobre tensão de 10 % (para sistemas conectados à rede elétrica), logo, a tensão no PAC pode assumir um valor até 198 V de fase pico.

Portanto, pode-se aumentar em aproximadamente 20 % a referência de tensão terminal nos conversores, assumindo um valor de 214 V de fase pico, conforme as curvas em preto tracejadas na Figura 61 (d), (e) e (f). Dessa forma, tanto as tensões terminais dos conversores quanto a tensão no PAC não ultrapassarão os valores limites de 198 V, conforme as curvas na Figura 61 (g), (h) e (i). Por fim, fica evidente que com a malha de aprimoramento do compartilhamento de potência e ainda o aumento da referência de tensão pode utilizar o coeficiente de *droop* de $m = 5 \times 10^{-5}$ que é também o valor ótimo encontrado no capítulo anterior de projeto dos coeficientes de *droop*.

Dessa forma, o compartilhamento de potência foi melhorado de uma relação de 35 % - 65 % para 46 % - 54 % com a malha de aprimoramento para o caso de $n = 5 \times 10^{-5}$. A relação 46 % - 54 % é, inclusive, aproximadamente a mesma para o caso de $n = 5 \times 10^{-3}$ sem a malha de aprimoramento. Em outras palavras, com a malha de aprimoramento de compartilhamento de potência proposta, juntamente com o ajuste da referência de tensão, a acurácia de comportamento para o caso de $n = 5 \times 10^{-5}$ é semelhante ao caso de $n = 5 \times 10^{-3}$. Nesse sentido, com esta estrutura proposta, os conversores podem compartilhar as potências com mais acurácia e ainda funcionarem com os níveis de tensão mais próximos do nominal de 180 V fase pico.

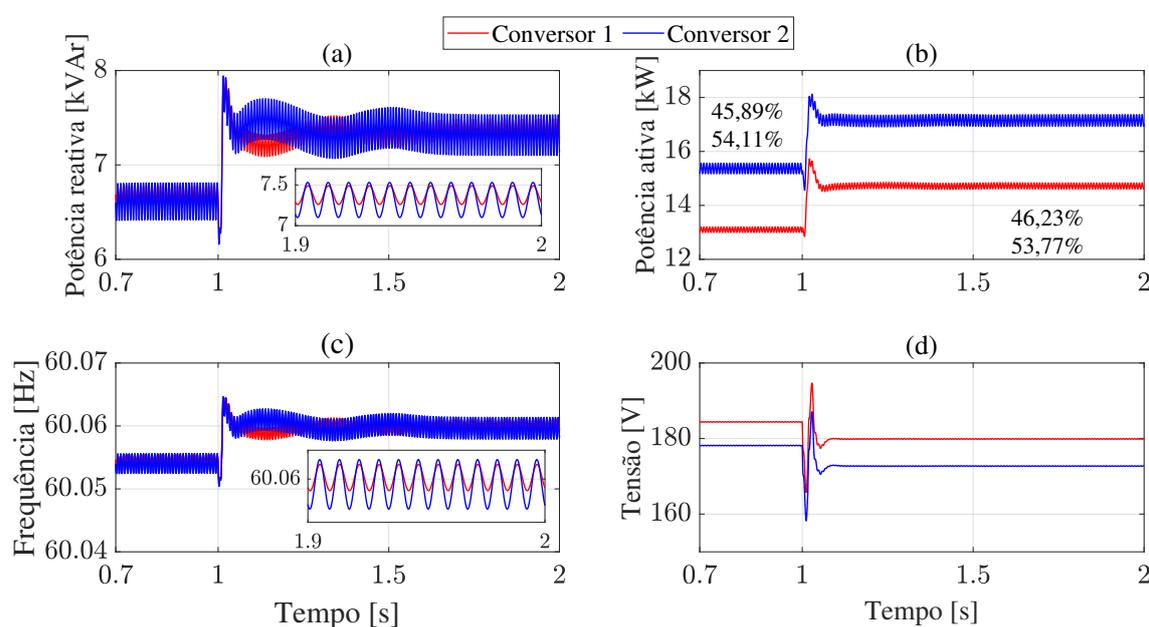
4.2.2.2 Compartilhamento de potência

Como comentado, nessa seção serão mostrados os resultados do compartilhamento de potências ativa e reativa, conforme a Figura 62. Nessa figura é possível observar as curvas de: (a) potência reativa, (b) potência ativa, (c) frequência elétrica e (d) amplitude de tensão de ambos os conversores. É interessante comentar que ocorre um evento no instante

$t = 1,0\text{s}$ que é um degrau de carga. Fica evidente que o compartilhamento da potência reativa é eficaz, na relação de compartilhamento de 49,66% - 50,34%. Já em relação ao compartilhamento da potência ativa, observa-se que eficácia de compartilhamento é levemente melhorado após o degrau de carga, de 45,89% - 54,11% para 46,23% - 53,77%.

A partir desse resultado também é possível perceber o tempo de resposta das malhas de *droop*. A malha mais lenta, de frequência entra em regime a partir de 0,5s. Conforme as escalas de tempo definidas para cada nível de controle, primário, secundário e terciário definidos no capítulo 2, 0,5s para o controle primário é um valor adequado.

Figura 62 – Compartilhamento de potências ativa e reativa.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

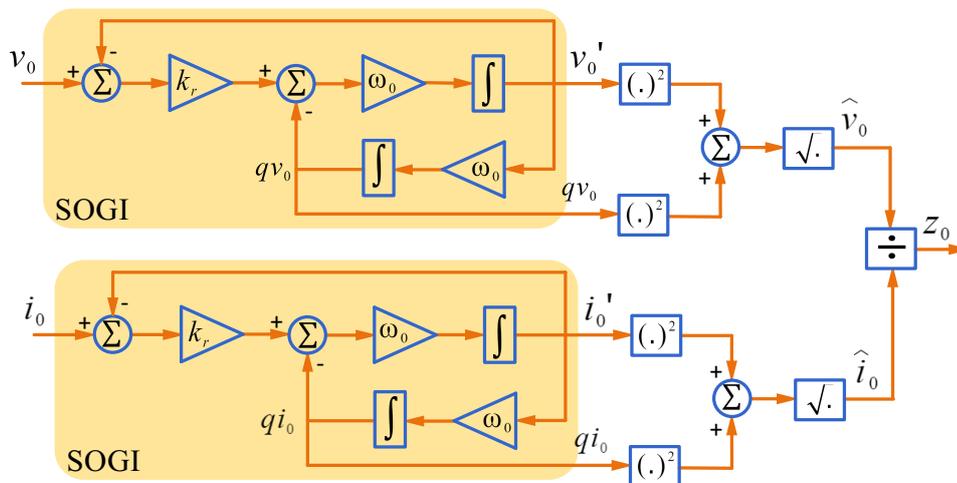
Ainda em relação a Figura 62 fica evidente também que o *droop control* por se tratar de um controle primário, evidência um erro de rastreamento da amplitude de tensão e da frequência. Esses erros podem ser justificados uma vez que o *droop control* é um controlador proporcional, o qual evidência um erro em regime para entradas do tipo degrau. De acordo com a Figura 62 (d) o desvio de frequência é de 0,04 Hz o que é totalmente tolerável mesmo para sistemas conectados à rede elétrica principal. Já em relação ao desvio da amplitude de tensão, observa-se uma diferença de aproximadamente 11% em relação a tensão nominal de 180 V pico de fase.

4.2.2.3 Compartilhamento da corrente no neutro

Nessa seção de compartilhamento da corrente no neutro vale comentar como foi implementada a estrutura para estimar o módulo da impedância de saída dos conversores em 60 Hz. Nessa estrutura que pode ser observada na Figura 63 foi utilizado dois filtros

integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI) para cálculo das componentes fundamentais da tensão e corrente de sequência zero. O integrador generalizado de segunda ordem duplo, (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator*) (DSOGI) é uma estrutura adaptativa em frequência que pode ser usada para detectar os sinais de seqüências positiva e negativa (RODRIGUEZ *et al.*, 2006). Nesse trabalho, o mesmo foi utilizado com intuito de obter as componentes fundamentais de tensão e corrente, como comentado.

Figura 63 – Estrutura para estimação da magnitude da impedância de saída dos conversores em 60 Hz.



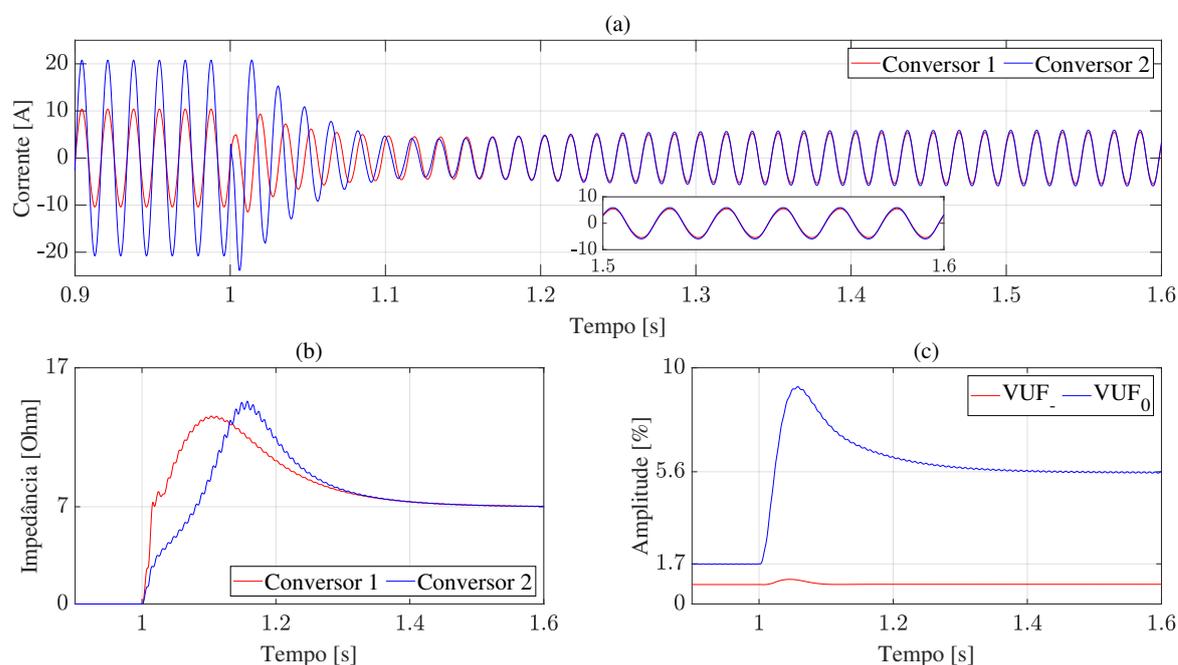
Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

De acordo com Rodriguez *et al.* (2006) um valor adequado para o coeficiente de amortecimento que tem uma resposta interessante em termos do tempo de estabilização e limitação de sobressinal é $k_r = \sqrt{2}$. Já ω_0 é a frequência de interesse do sinal de entrada, logo, para 60 Hz foi projetado $\omega_0 = 377$ rad/s. Por fim, a partir da componente fundamental da tensão e corrente de sequência zero é possível estimar o módulo da impedância de saída do conversor nessa mesma sequência da seguinte forma:

$$|Z_0| = \frac{\hat{v}_0}{\hat{i}_0}. \quad (4.3)$$

Assim, em relação ao compartilhamento da corrente no neutro dos conversores pode-se observar na Figura 64 as seguintes curvas: (a) correntes no neutro e (b) estimação das impedâncias de sequência zero; (c) VUF no PAC. O instante de habilitação da malha de compartilhamento da corrente no neutro é em $t = 1,0$ s. A partir desse instante pode-se observar que os conversores passam a sintetizar uma impedância de saída de amplitude 7Ω em seus terminais, conforme a Figura 64 (b) e, com isso, identificam impedâncias praticamente iguais até o PAC, conseqüentemente passam a injetar correntes de amplitude iguais conforme a Figura 64 (a).

Figura 64 – Compartilhamento da corrente no neutro dos conversores: (a) corrente no neutro, (b) estimação da impedância de saída e (c) fator de desequilíbrio no PAC.

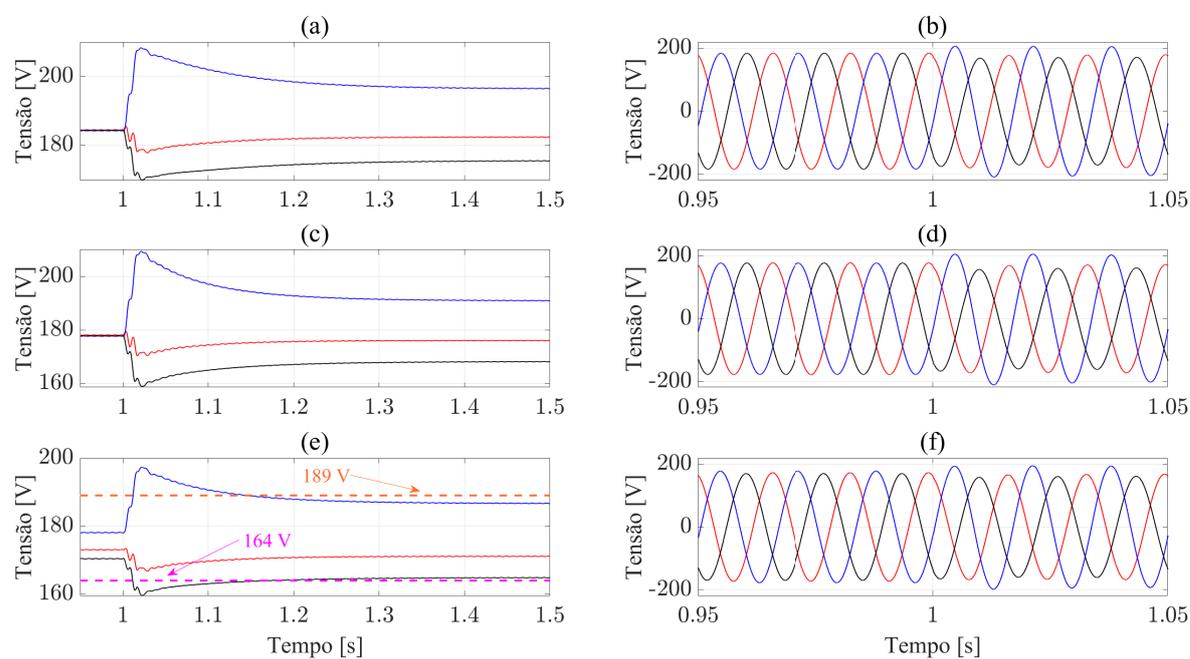


Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

As métricas da relação de compartilhamento da corrente no neutro na Figura 64 (a) foram de 47,94 % - 52,06 %, praticamente exato com os valores teóricos encontrados na Tabela 9 de 47,95 % - 52,05 %. Como visto nas seções anteriores também, o VUF da tensão no PAC sofre alteração em relação à tensão de sequência zero conforme a Figura 64 (c). No entanto, o VUF_0 se manteve menor que 6 %, indicando um bom resultado quanto ao compartilhamento da corrente e com consequências negativas controladas da forma como fora previsto nos resultados estatísticos. Vale comentar que o valor teórico médio previsto para o VUF_0 era de 6,72 %.

Por fim, na Figura 65 é possível observar os perfis das tensões terminais nos conversores e no PAC tanto em valores de pico quanto trifásicas para detalhe da qualidade da tensão formada na microrrede. De acordo com a Figura 65 (e) fica claro que mesmo com o aumento do desequilíbrio de tensão no PAC a partir da estratégia de compartilhamento da corrente no neutro, a tensão das fases estão dentro da faixa de normalidade de fornecimento de tensão, entre 164 e 189 V. Vale comentar que a combinação de carga testada é a carga que atende o caso médio visto nos resultado estatísticos teóricos.

Figura 65 – Perfil da amplitude de tensão: (a) conversor 1, (c) conversor 2 e (e) PAC; perfil de tensão trifásica: (b) conversor 1, (d) conversor 2 e (f) PAC.



Fonte: Elaborada pelo autor (2023).

5 CONCLUSÃO

Este capítulo de conclusão destaca que a pesquisa iniciou a partir da identificação de problemas relacionados ao compartilhamento de potência em sistemas de distribuição de baixa tensão e microrredes de quatro fios. A pesquisa se concentrou em resolver esses problemas e melhorar a estabilidade, eficiência e flexibilidade desses sistemas. Os principais problemas identificados incluem desequilíbrio de corrente no neutro, desvio de tensão, perda de eficiência e risco de instabilidade devido à impedância de saída dos conversores não ser passiva.

Com isso, as motivações para esta pesquisa foram impulsionadas pela necessidade de aprimorar a conexão das gerações distribuídas à rede elétrica, fornecendo flexibilidade para diferentes tipos de cargas. Os conversores eletrônicos de potência surgem então como elementos-chave para abordar essas questões, permitindo o controle adequado da tensão, corrente e sequência zero, garantindo a estabilidade do sistema e a eficiência na operação.

Logo, esta pesquisa ofereceu contribuições que não apenas abordam os problemas identificados, mas também fornecem uma base sólida para projetos futuros. A análise estatística realizada representa um marco importante, pois permite uma avaliação abrangente das características de contingências na rede, desde curtos-circuitos até desequilíbrios e outros eventos adversos. Um exemplo prático do impacto potencial dessas contribuições é a aplicação do compartilhamento de corrente no neutro para otimizar o paralelismo de conversores de quatro braços em diversas situações, particularmente em configurações onde a comunicação entre os conversores é limitada ou inexistente. Esse compartilhamento de corrente não apenas aprimora a eficiência e a estabilidade desses sistemas, mas também pode mitigar problemas como desequilíbrios de corrente no neutro, proporcionando uma solução robusta e eficaz.

No escopo geral, esta pesquisa alcançou seus objetivos ao abordar uma variedade de questões, desde a modelagem e controle de conversores trifásicos de comutação de voltagem (VSC) até análises estatísticas abrangentes e propostas de melhorias práticas, como a implementação da passividade da impedância de saída. Além disso, a proposta de compartilhamento de corrente no neutro representa uma inovação significativa, oferecendo uma solução promissora para os desafios enfrentados em sistemas de distribuição de baixa tensão. Essa abordagem inovadora não só promove a estabilidade, eficiência e flexibilidade das microrredes de quatro fios, mas também tem o potencial de influenciar positivamente a integração de gerações distribuídas e a operação de sistemas de distribuição de energia elétrica em baixa tensão. Em última análise, este estudo representa um avanço no campo da eletrônica de potência e do controle de sistemas de energia elétrica, especialmente no contexto do compartilhamento de potência em microrredes de baixa tensão de quatro fios. Suas descobertas e metodologias podem contribuir com o setor, oferecendo soluções

práticas e inovadoras para os desafios emergentes na área.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros, é possível propor os seguintes desdobramentos:

- i.* Aprofundar o estudo dos conversores como gerenciadores em sistemas/microrredes com múltiplas fontes. Pode-se incluir também sistemas de armazenamento de energia.
- ii.* Avanço da simulação para o simulador digital de tempo real (do inglês, *Real Time Digital Simulator*) (RTDS) a fim de exercer o controle Hardware In the Loop (HIL);
- iii.* Realizar testes dinâmicos em sistemas mais complexos, como por exemplo o IEEE 13 barras (*IEEE 13 Node Test System*);
- iv.* Implementação prática do sistema, no qual pode-se utilizar o Lab-solar da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF);
- v.* Estudar e propor malhas de controle para estimação da tensão no PAC a fim de mitigar com eficácia o desequilíbrio de tensão causado por cargas desequilibradas.
- vi.* Possibilidade de estender o estudo para análises de cargas não lineares na microrrede.

REFERÊNCIAS

- AAMIR, M.; KALWAR, K. A.; MEKHILEF, S. Uninterruptible power supply (ups) system. **Renewable and sustainable energy reviews**, Elsevier, v. 58, p. 1395–1410, 2016.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.
- AKHAVAN, A.; GOLESTAN, S.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Passivity enhancement of voltage-controlled inverters in grid-connected microgrids considering negative aspects of control delay and grid impedance variations. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 9, n. 6, p. 6637–6649, 2021.
- AKHAVAN, A.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Passivity-based control of single-loop grid-forming inverters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, IEEE, 2022.
- AMBIA, M. N.; MENG, K.; XIAO, W.; AL-DURRA, A.; DONG, Z. Y. Adaptive droop control of multi-terminal hvdc network for frequency regulation and power sharing. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, v. 36, n. 1, p. 566–578, 2020.
- ANDISHGAR, M. H.; GHOLIPOUR, E.; HOOSHMAND, R.-a. An overview of control approaches of inverter-based microgrids in islanding mode of operation. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 80, p. 1043–1060, 2017.
- ANDRADE, F. D.; CASTILLA, M.; BONATTO, B. D. **Basic Tutorial on Simulation of Microgrids Control Using MATLAB® & Simulink® Software**. [S.l.]: Springer Nature, 2020.
- ANTTILA, S.; DÖHLER, J. S.; OLIVEIRA, J. G.; BOSTRÖM, C. Grid forming inverters: A review of the state of the art of key elements for microgrid operation. **Energies**, MDPI, v. 15, n. 15, p. 5517, 2022.
- ANTUNES, H.; SILVA, S.; FERREIRA, R.; BRANDAO, D. I. *et al.* A new configuration for a grid forming converter in ac islanded microgrid. In: VDE. **PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**. [S.l.], 2017. p. 1–8.
- ANTUNES, H. M. A. Conversor multifuncional reconfigurável e tolerantes a falhas para microrredes de energia elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais, 2018.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-controlled systems: theory and design**. [S.l.]: Courier Corporation, 2013.
- AZEVEDO, G. M.; CAVALCANTI, M. C.; NEVES, F. A.; LIMONGI, L. R.; BRADASCHIA, F. A control of microgrid power converter with smooth transient response during the change of connection mode. In: IEEE. **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.], 2013. p. 1008–1015.

- BAI, H.; WANG, X.; LOH, P. C.; BLAABJERG, F. Passivity enhancement of grid-tied converters by series lc-filtered active damper. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 1, p. 369–379, 2016.
- BERES, R. N.; WANG, X.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; BAK, C. L. Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 3, p. 2083–2098, 2015.
- BEVRANI, H.; ISE, T.; MIURA, Y. Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 54, p. 244–254, 2014.
- BURGOS-MELLADO, C.; CÁRDENAS, R.; SAEZ, D.; COSTABEBER, A.; SUMNER, M. A control algorithm based on the conservative power theory for cooperative sharing of imbalances in four-wire systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 34, n. 6, p. 5325–5339, 2018.
- BÜYÜK, M.; TAN, A.; TÜMAY, M.; BAYINDIR, K. Ç. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 62, p. 46–69, 2016.
- CHO, Y.; BYEN, B.-J.; LEE, H.-S.; CHO, K.-Y. A single-loop repetitive voltage controller with an active damping control technique. **Energies**, MDPI, v. 10, n. 5, p. 673, 2017.
- COELHO, E. A. A. Técnicas de controle aplicadas ao paralelismo de inversores. **Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte**, 2000.
- COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone ac supply systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 38, n. 2, p. 533–542, 2002.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. Small-signal modelling and parametric sensitivity of a virtual synchronous machine. In: IEEE. **Power Systems Computation Conference (PSCC), 2014**. [S.l.], 2014. p. 1–9.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. A virtual synchronous machine implementation for distributed control of power converters in smartgrids. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 122, p. 180–197, 2015.
- DÖHLER, J. S.; MOTA, R. P.; ARCHETTI, J. A. G.; JÚNIOR, D. C. S.; BOSTRÖM, C.; OLIVEIRA, J. G. An application of four-wire grid-forming power inverter in unbalanced distribution network. **IET Generation, Transmission & Distribution**, Wiley Online Library, v. 17, n. 2, p. 324–336, 2023.
- DUARTE, S. N.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Zero-sequence voltage compensation of a distribution network through a four-wire modular multilevel static synchronous compensator. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 109, p. 57–72, 2019.
- DUARTE, S. N.; SOUZA, B. C.; ALMEIDA, P. M.; ARAUJO, L. R.; BARBOSA, P. G. Control algorithm for dstatcom to compensate consumer-generated negative and zero sequence voltage unbalance. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 120, p. 105957, 2020.

DUESTERHOEFT, W.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, IEEE, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.

EID, B. M.; RAHIM, N. A.; SELVARAJ, J.; KHATEB, A. H. E. Control methods and objectives for electronically coupled distributed energy resources in microgrids: A review. **IEEE systems journal**, IEEE, v. 10, n. 2, p. 446–458, 2014.

FELISBERTO, K. D. R.; GODOY, P. T. de; MARUJO, D.; ALMEIDA, A. B. de; ISCUISSATI, R. de B. Trends in microgrid droop control and the power sharing problem. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer, v. 33, n. 3, p. 719–732, 2022.

FENG, K.; LIU, C. Distributed hierarchical control for fast frequency restoration in vsg-controlled islanded microgrids. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, IEEE, v. 3, p. 496–506, 2022.

FERREIRA, R. V.; ANTUNES, H. M. A.; MENDES, T.; COSTA, G.; CORTIZO, P. C.; SILVA, S. M. Estudo e simulação de uma microrrede de energia elétrica nos modos conectado e isolado. In: **10º Congresso sobre Geração Distribuída e Energia no Meio Rural**. [S.l.: s.n.], 2015.

GHOSH, A.; ZARE, F. **Control of power electronic converters with microgrid applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2022.

GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *et al.* **Control system design**. [S.l.]: Prentice Hall New Jersey, 2001. v. 240.

GOUVEIA, C.; MOREIRA, C. L.; LOPES, J. A. P.; VARAJAO, D.; ARAUJO, R. E. Microgrid service restoration: The role of plugged-in electric vehicles. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, IEEE, v. 7, n. 4, p. 26–41, 2013.

GUERRERO, J. M.; CHANDORKAR, M.; LEE, T.-L.; LOH, P. C. Advanced control architectures for intelligent microgrids part i: Decentralized and hierarchical control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 60, n. 4, p. 1254–1262, 2013.

GUERRERO, J. M.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of distributed uninterruptible power supply systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 55, n. 8, p. 2845–2859, 2008.

HAN, H.; HOU, X.; YANG, J.; WU, J.; SU, M.; GUERRERO, J. M. Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, v. 7, n. 1, p. 200–215, 2015.

HAN, H.; HOU, X.; YANG, J.; WU, J.; SU, M.; GUERRERO, J. M. Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, v. 7, n. 1, p. 200–215, 2016.

HAN, Y.; LI, H.; SHEN, P.; COELHO, E. A. A.; GUERRERO, J. M. Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 3, p. 2427–2451, 2017.

- HAN, Y.; SHEN, P.; ZHAO, X.; GUERRERO, J. M. An enhanced power sharing scheme for voltage unbalance and harmonics compensation in an islanded ac microgrid. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 31, n. 3, p. 1037–1050, 2016.
- HARNEFORS, L.; YEPES, A. G.; VIDAL, A.; DOVAL-GANDOY, J. Passivity-based controller design of grid-connected vsocs for prevention of electrical resonance instability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 62, n. 2, p. 702–710, 2014.
- IEEE. **IEEE standard for the specification of microgrid controllers**. [S.l.]: IEEE Piscataway, NJ, USA, 2017.
- ISLAM, S.; IQBAL, A.; DE, S.; BAKHSH, F. I. Distributed secondary controller to ensure proportional sharing of reactive power in ac microgrid. **Energy Reports**, Elsevier, v. 8, p. 6779–6793, 2022.
- JÚNIOR, D. C. S.; OLIVEIRA, J. G.; ALMEIDA, P. M. de; BOSTRÖM, C. Control of a multi-functional inverter in an ac microgrid–real-time simulation with control hardware in the loop. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 172, p. 201–212, 2019.
- JÚNIOR, D. C. S.; SANTIAGO, J. de; ALMEIDA, P. M. de; OLIVEIRA, J. G. Control of smart inverters with automated decisions in microgrid. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer, p. 1–15, 2023.
- JUNIOR, M. E. T. S.; FREITAS, L. C. G. Power electronics for modern sustainable power systems: Distributed generation, microgrids and smart grids—a review. **Sustainability**, MDPI, v. 14, n. 6, p. 3597, 2022.
- KATSUHIKO, O. Engenharia de controle moderno. **KATSUHIKO Ogata, 5th Ed. 801p**, 2011.
- KEDDAR, M.; DOUMBIA, M. L.; BELMOKHTAR, K.; KRACHAI, M. D. Enhanced reactive power sharing and voltage restoration based on adaptive virtual impedance and consensus algorithm. **Energies**, MDPI, v. 15, n. 10, p. 3480, 2022.
- KHADEM, S. K.; BASU, M.; CONLON, M. F. Parallel operation of inverters and active power filters in distributed generation system—a review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 15, n. 9, p. 5155–5168, 2011.
- KHARITONOV, V. Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations. **Differential'nye Uraveniya**, v. 14, p. 1483–1485, 1978.
- KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. **Power system stability and control**. [S.l.]: McGraw-hill New York, 1994. v. 7.
- LASSETER, R. Microgrids, iee power engineering society winter meeting, 2002. **Volume**, v. 1, p. 27–31, 2002.
- LI, Y. W. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with lc filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 56, n. 5, p. 1511–1521, 2008.
- LIN, C.; CHEN, C.; LIU, F.; LI, G.; BIE, Z. Dynamic mgs-based load restoration for resilient urban power distribution systems considering intermittent res and droop control. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 140, p. 107975, 2022.

- LLIUYACC, R.; MAURICIO, J. M.; GOMEZ-EXPOSITO, A.; SAVAGHEBI, M.; GUERRERO, J. M. Grid-forming vsc control in four-wire systems with unbalanced nonlinear loads. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 152, p. 249–256, 2017.
- LOH, P. C.; NEWMAN, M. J.; ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, 2003.
- MA, J.; DING, X.; MI, C.; WANG, Z.; YANG, Q. A multiple-loop feedback control strategy suitable for different operation modes of microgrid. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, Wiley Online Library, v. 25, n. 6, p. 1059–1074, 2015.
- MOUSAVI, S. Y. M.; JALILIAN, A.; SAVAGHEBI, M.; GUERRERO, J. M. Coordinated control of multifunctional inverters for voltage support and harmonic compensation in a grid-connected microgrid. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 155, p. 254–264, 2018.
- OLIVES-CAMPS, J. C.; MAURICIO, J. M.; BARRAGÁN-VILLAREJO, M.; MATAS-DÍAZ, F. J. Voltage control of four-leg vsc for power system applications with nonlinear and unbalanced loads. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 35, n. 2, p. 640–650, 2019.
- PARWAL, A. Virtual synchronous generator based current synchronous detection scheme for a virtual inertia emulation in smartgrids. **Energy and Power Engineering**, Scientific Research Publishing, v. 11, n. 3, p. 99–131, 2019.
- RAFAQ, M. S.; BASIT, B. A.; MOHAMMED, S. A. Q.; JUNG, J.-W. A comprehensive state-of-the-art review of power conditioning systems for energy storage systems: Topology and control applications in power systems. **IET Renewable Power Generation**, Wiley Online Library, v. 16, n. 10, p. 1971–1991, 2022.
- RANJBARAN, A.; EBADIAN, M. A power sharing scheme for voltage unbalance and harmonics compensation in an islanded microgrid. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 155, p. 153–163, 2018.
- RESE, L.; COSTA, A. S.; SILVA, A. S. e. Enhanced modeling and control of vsis in microgrids operating in grid-connected mode. In: IEEE. **2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)**. [S.l.], 2012. p. 1–8.
- ROCABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRIGUEZ, P. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.
- RODRIGUES, M. F. B. Análise da atratividade econômica da microgeração e minigeração distribuída no brasil pela geração solar fotovoltaica. 2013.
- RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A. V.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: JEJU, SOUTH KOREA. **Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 2006. p. 1–7.
- SAHOO, S. K.; SINHA, A. K.; KISHORE, N. Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: a review. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 6, n. 2, p. 738–759, 2017.

SILVA, S. M. Estudo e projeto de um restaurador dinâmico de tensão. **Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG)**, 1999.

SILVA, S. M. *et al.* Component-minimized voltage sag compensators. In: IEEE. **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)**. [S.l.], 2002. v. 2, p. 883–889.

STANDARD, D. Enterprise-control system integration part 1: Models and terminology. Citeseer, 2008.

THORBERGSSON, E.; KNAP, V.; SWIERCZYNSKI, M.; STROE, D.; TEODORESCU, R. Primary frequency regulation with li-ion battery based energy storage system-evaluation and comparison of different control strategies. In: VDE. **Telecommunications Energy Conference'Smart Power and Efficiency'(INTELEC), Proceedings of 2013 35th International**. [S.l.], 2013. p. 1–6.

TON, D. T.; SMITH, M. A. The us department of energy's microgrid initiative. **The Electricity Journal**, Elsevier, v. 25, n. 8, p. 84–94, 2012.

TSAI, M.-j.; CHANG, Y.-j.; CHENG, P.-t. Verification of the power converter based virtual synchronous machine. In: IEEE. **Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016 19th International Conference on**. [S.l.], 2016. p. 1–7.

UFA, R.; MALKOVA, Y. Y.; RUDNIK, V.; ANDREEV, M.; BORISOV, V. A review on distributed generation impacts on electric power system. **International journal of hydrogen energy**, Elsevier, v. 47, n. 47, p. 20347–20361, 2022.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Passivity-based stability analysis and damping injection for multiparalleled vses with lcl filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 11, p. 8922–8935, 2017.

WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. **IEEE transactions on power delivery**, IEEE, v. 8, n. 2, p. 697–703, 1993.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

ZHAN, W.; WU, Z. Virtual synchronous generator design method based on stable voltage and frequency of the machine. In: IEEE. **Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), 2016 8th International Conference on**. [S.l.], 2016. v. 2, p. 480–483.

ZHANG, S.; CHEN, C.; DONG, L.; LI, Y.; ZHAO, J.; NIAN, H.; KONG, L. An enhanced droop control strategy for accurate reactive power sharing in islanded microgrids. In: IEEE. **2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT Asia)**. [S.l.], 2019. p. 2352–2356.

ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. **Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 97.

ZHONG, Q.-C.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, 2011.