



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CAMPUS DE SOBRAL**  
**CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FRANCISCO THALISON SALES MACÊDO**

**CONTROLE *DROOP*: ANÁLISE DE INVERSORES TRIFÁSICOS EM PARALELO  
TANTO NO MODO CONECTADO À REDE QUANTO NO MODO ILHADO**

**SOBRAL**

**2025**

FRANCISCO THALISON SALES MACÊDO

CONTROLE *DROOP*: ANÁLISE DE INVERSORES TRIFÁSICOS EM PARALELO TANTO  
NO MODO CONECTADO À REDE QUANTO NO MODO ILHADO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica  
do Campus de Sobral da Universidade Federal  
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do  
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Adson Bezerra  
Moreira

SOBRAL

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- M121c Macêdo, Francisco Thalison Sales.  
CONTROLE DROOP: ANÁLISE DE INVERSORES TRIFÁSICOS EM PARALELO TANTO NO MODO CONECTADO À REDE QUANTO NO MODO ILHADO / Francisco Thalison Sales Macêdo. – 2025.  
95 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2025.  
Orientação: Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira.
1. Controle Droop. 2. Inversores em paralelo. 3. Modo conectado à rede. 4. Modo Ilhado. I. Título.  
CDD 621.3
-

FRANCISCO THALISON SALES MACÊDO

CONTROLE *DROOP*: ANÁLISE DE INVERSORES TRIFÁSICOS EM PARALELO TANTO  
NO MODO CONECTADO À REDE QUANTO NO MODO ILHADO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica  
do Campus de Sobral da Universidade Federal  
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do  
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 18/02/2025

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

À minha Mãe, ao meu Pai, à minha Namorada,  
à minha Irmã, ao meu Irmão e à minha doce e  
maravilha Vó. Vocês são o meu porto seguro e  
eu amo todos de coração.

## AGRADECIMENTOS

À Deus, pela minha vida.

À minha mãe, Jani Sales da Silva, por todo o apoio ao longo de, definitivamente, todas as etapas da minha vida. Você é o manual que a vida me deu e a pessoa que me dá todos os conselhos mais importantes. Nunca irei esquecer pelo seu apoio no meu primeiro dia em Sobral, você me deu a coragem e o incentivo de vencer cada obstáculo da faculdade.

Ao meu pai, Francisco Sidney Macêdo Alexandre, junto com minha mãe você esteve presente em todas as etapas da minha vida. Agradeço imensamente pelo seu apoio tanto psicológico e fraternal quanto financeiro. Se um dia eu pude me formar, foi porque o senhor batalhou todos os dias emplacando inúmeros automóveis. Sua fé e jeito de vê a vida me motiva.

À minha namorada, Yanna Milanez Rodrigues Aguiar, por todo o suporte ao longo das etapas do curso. Agradeço imensamente por me escutar diariamente, me apoiar e entender a minha ausência. Sua inteligência e resiliência me dão razão, forças e sentido em todos os momentos. Por isso, sem sua ajuda, este trabalho nunca estaria feito. Quero dedicar a você uma frase que me que me disse e que fez toda a diferença para mim: Amo você como ontem, mas com a maturidade e respeito de hoje.

À minha irmã, Thamires Sales Macêdo, por todo o amparo me dado. Você é um espelho para mim e abriu caminhos que facilitaram toda a minha trajetória. Ensinou-me a estudar sozinho, e me escutou várias vezes explicar um assunto só para eu aprender mais. Agradeço por todos os puxões de orelha e por me ensinar a morar sozinho.

Ao meu irmão mais novo, Thiago Sales Macêdo, por sua companhia, apoio e, mesmo sem perceber, por me inspirar a seguir em frente. Desde crianças, compartilhamos momentos únicos, aprendemos juntos e crescemos lado a lado. Nossas conversas são sempre cativantes.

À minha vizinha querida, Raimunda Sales da Silva, pela sua doçura e simpatia, seu apoio foi crucial para essa conquista. Seu jeito de lidar com a vida sempre sorrindo me motiva.

Ao Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira, por ter aceitado esse desafio de me orientar. Eu agradeço bastante por todos os ensinamentos e orientações que você me deu.

A todos os meus amigos da faculdade, em especial Valdemir, Gabriel, João Pedro e João Bruno, que tornaram essa jornada mais leve e especial.

Aos programas de auxílio moradia, iniciação científica e iniciação acadêmica, sem essas bolsas e auxílios eu nunca poderia terminar este trabalho. Por fim e não menos importante, aos meus professores, agradeço imensamente por todo o conhecimento compartilhado.

“Se você quiser descobrir os segredos do Universo, pense em termos de energia, frequência e vibração.”

(Nikola Tesla)

## RESUMO

A microgeração e minigeração distribuída têm crescido nos últimos anos devido ao aumento das energias renováveis, como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas. No entanto, é essencial discutir métodos de controle, pois essas fontes são intermitentes e exigem um despacho adequado para evitar sobreofertas instantâneas de geração. Assim, torna-se necessário o uso de interfaces inteligentes, como conversores CC/CA, para conectar a geração à rede. Somado a isso, com o aumento da demanda por energia elétrica, a interligação de inversores em paralelo se destaca para ampliar a capacidade do sistema e controlar a potência injetada. Nesse sentido, o controle *droop*, aliado ao controle de corrente e tensão no eixo DQ, permite um eficiente compartilhamento de potência ativa e reativa entre os inversores. Além disso, a geração distribuída pode fornecer energia para áreas remotas ou redes instáveis, exigindo um controle adequado para o modo ilhado. Dessa forma, o controle *droop* garante um desempenho eficiente, mantendo tensão e frequência constantes na carga. Dessa maneira, o objetivo deste trabalho é desenvolver e analisar técnicas de controle *droop* em inversores trifásicos em paralelo tanto no modo conectado à rede elétrica quanto no modo ilhado, com o foco no compartilhamento eficiente de potência ativa e reativa em microrredes CA. Para tal, realizou-se uma revisão bibliográfica baseada em artigos e livros, a partir dessas revisões foi implementada, modelada e projetadas técnicas de controle *droop* baseados em controle no eixo DQ. Ainda mais, realizou-se 2 simulações no MATLAB/SIMULINK, a primeira formada por inversores em paralelo no modo ilhado e a segunda no modo conectado à rede. Evidenciou-se que, no modo de frequência controlada, os inversores conseguem manter a tensão e a frequência da carga constantes. No modo de frequência imposta pela rede, os inversores atuam de modo a controlar a potência ativa e reativa, dividindo a potência entre eles de forma proporcional as suas potências nominais. Infere-se, então, que o controle *droop* alinhado com as malhas de tensão e de corrente pode, não somente controlar o despacho de potência ativa e reativa de fontes alternativas de energia, como também atua de forma eficiente em microrredes CA isoladas. Tudo isso, mantendo os aspectos de qualidade de energia elétrica, tanto de harmônicos de tensão e corrente, como de variação de frequência.

**Palavras-chave:** Controle *Doop*. Inversores em paralelo. Modo Conectado à Rede. Modo Ilhado.

## ABSTRACT

Distributed microgeneration and minigeneration have grown in recent years due to the increase in renewable energies, such as photovoltaic panels and wind turbines. However, it is essential to discuss control methods, as these sources are intermittent and require proper dispatch to avoid instantaneous generation overproduction. Thus, the use of intelligent interfaces, such as DC/AC converters, becomes necessary to connect generation to the grid. In addition, with the increasing demand for electrical energy, the parallel interconnection of inverters stands out to expand system capacity and control the injected power. In this context, droop control, combined with current and voltage control in the DQ axis, enables efficient sharing of active and reactive power among inverters. Furthermore, distributed generation can supply energy to remote areas or unstable grids, requiring proper control for the islanded mode. In this way, droop control ensures efficient performance, maintaining constant voltage and frequency in the load. Thus, the objective of this work is to develop and analyze droop control techniques in three-phase inverters operating in parallel in both grid-connected and islanded modes, focusing on the efficient sharing of active and reactive power in AC microgrids. To achieve this, a literature review was conducted based on articles and books. From these reviews, droop control techniques based on DQ-axis control were implemented, modeled, and designed. Additionally, two simulations were carried out in MATLAB/SIMULINK, the first with inverters operating in parallel in islanded mode and the second in grid-connected mode. The results showed that, in frequency-controlled mode, the inverters maintain constant load voltage and frequency. In the mode where the frequency is imposed by the grid, the inverters operate to control active and reactive power, sharing power among them proportionally to their nominal capacities. It is inferred, then, that droop control, combined with voltage and current loops, can not only control the dispatch of active and reactive power from alternative energy sources but also operate efficiently in AC microgrids without an electrical grid. All of this is achieved while maintaining power quality aspects, including voltage and current harmonics and frequency variation.

**Keywords:** Droop Control. Parallel Inverters. Grid-Connected Mode. Islanded Mode.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação do estator trifásico de uma máquina elétrica . . . . .	22
Figura 2 – Decomposição Fasorial nos eixos alpha e beta . . . . .	23
Figura 3 – Variáveis trifásicas e as transformadas de Park e Clarke . . . . .	25
Figura 4 – Controle de bloco do PLL . . . . .	26
Figura 5 – Diagrama de Bode do controlador PLL . . . . .	28
Figura 6 – Conversor eletrônico CC-CA trifásico conectado à rede elétrica através de filtro L . . . . .	29
Figura 7 – Diagrama de Blocos do controle de corrente . . . . .	32
Figura 8 – Diagrama de Bode do controle de corrente . . . . .	32
Figura 9 – Esquemático geral do controle de potência ativa e reativa do CLR . . . . .	34
Figura 10 – CLR com filtro RLC para controle com frequência imposta . . . . .	35
Figura 11 – Diagrama de blocos do controle de tensão . . . . .	37
Figura 12 – Diagrama de bode do controle de tensão . . . . .	37
Figura 13 – Esquemático geral do Controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica - CLR com frequência controlada . . . . .	38
Figura 14 – Modelo de controle centralizado de inversores em paralelo . . . . .	40
Figura 15 – Esquemático do controle descentralizado . . . . .	40
Figura 16 – Esquemático do controle mestre escravo . . . . .	41
Figura 17 – Conversor CC/CA conectado em uma rede CA . . . . .	43
Figura 18 – Curva característica do controle <i>droop</i> . . . . .	43
Figura 19 – Esquemático de controle do ICT . . . . .	45
Figura 20 – Esquemático de controle do ICC . . . . .	47
Figura 21 – Sinal no domínio do tempo e da frequência pela Análise de Fourier . . . . .	49
Figura 22 – Esquemático do circuito simulado do caso 1 . . . . .	52
Figura 23 – Tensão trifásica na carga . . . . .	54
Figura 24 – Transformada Rápida de Fourier da tensão da fase a na carga . . . . .	55
Figura 25 – Frequência do sistema ao longo de todo o período . . . . .	55
Figura 26 – Frequência do sistema em regime permanente . . . . .	56
Figura 27 – Potência ativa e reativa do sistema . . . . .	56
Figura 28 – Correntes do sistema . . . . .	57
Figura 29 – Corrente da fase a do inversor 1 em relação a tensão da carga . . . . .	58

Figura 30 – Corrente trifásica do inversor 1 . . . . .	58
Figura 31 – FFT da corrente da fase a do inversor 1 . . . . .	59
Figura 32 – Corrente da fase a de saída do inversor 2 em relação a tensão . . . . .	59
Figura 33 – Correntes de saída do Inversor 2 . . . . .	60
Figura 34 – FFT da corrente da fase a do inversor 2 . . . . .	60
Figura 35 – FFT da corrente da fase a da carga . . . . .	60
Figura 36 – Tensão Vd e Vq em relação a referência Inversor 1 . . . . .	61
Figura 37 – Tensão Vd e Vq em relação a referência Inversor 1 com zoom em Vd . . . . .	62
Figura 38 – Tensão Vd e Vq em relação a referência Inversor 1 com zoom em Vq . . . . .	62
Figura 39 – Correntes ID e IQ do inversor 2 com suas referências . . . . .	63
Figura 40 – Correntes ID e IQ do inversor 2 com suas referências com um zoom em ID . . . . .	63
Figura 41 – Correntes ID e IQ do inversor 2 com suas referências com um zoom em IQ . . . . .	64
Figura 42 – Esquemático do circuito elétrico do caso 02 . . . . .	64
Figura 43 – Potência ativa geral do sistema . . . . .	66
Figura 44 – Potência reativa geral do sistema . . . . .	67
Figura 45 – Correntes da fase a de todo o sistema . . . . .	67
Figura 46 – Corrente trifásica de saída de todos os inversores . . . . .	68
Figura 47 – FFT da corrente da fase a de saída . . . . .	68
Figura 48 – Correntes ID e IDref dos 3 inversores . . . . .	69
Figura 49 – Correntes IQ e IQref dos 3 inversores . . . . .	69
Figura 50 – Controle de tensão e de corrente . . . . .	91
Figura 51 – PLL . . . . .	92
Figura 52 – Calculo de potências de referência para os inversores do caso 02 . . . . .	93
Figura 53 – Controle droop do ICT . . . . .	94
Figura 54 – Controle droop do ICC . . . . .	95

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Indicadores de Distorção para Diferentes Faixas de Tensão Nominal . . . . .	50
Tabela 2 – Limites de Distorção Harmônica por Ordem Harmônica e Relação $I_{cc}/I_L$ . . . . .	50
Tabela 3 – Parâmetros dos Controladores . . . . .	53
Tabela 4 – Parâmetros da simulação . . . . .	53
Tabela 5 – Parâmetros dos Inversores e Cargas Caso 2 . . . . .	65

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CLR	Conversor Eletrônico do Lado da Rede
$DT T_3$	Distorções Harmônicas totais Múltiplas de 3
$DT T_i$	Distorções Harmônicas Totais Ímpares
$DT T_p$	Distorções Harmônicas Totais Pares
FFT	Transformada Rápida de Fourier
ICC	Inversor Controlado por Corrente
ICT	Inversor Controlado por Tensão
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	Distorção Harmônica Total

## LISTA DE SÍMBOLOS

$abc$	Eixo de coordenadas trifásico abc
$\alpha\beta$	Eixo de coordenadas alpha e beta
$dq$	Eixo de coordenadas dq
$f_a(t), f_b(t), f_c(t)$	Funções trifásicas equilibradas
$f$	Amplitude da função trifásica equilibrada
$w$	Frequência angular
$e$	Número de Euler
$j$	Componente imaginária igual a raiz de menos 1
$P(t)$	Potência instantânea
$v_a(t), v_b(t), v_c(t)$	Tensões trifásicas equilibradas da fase a,b e c, respectivamente
$i_a(t), i_b(t), i_c(t)$	Correntes trifásicas equilibradas da fase a,b e c, respectivamente
$f(\alpha) e f(\beta)$	Funções trifásicas no eixo alpha e beta
$v_\alpha(t), i_\alpha(t), v_\beta(t), i_\beta(t)$	Tensão e corrente no eixo alpha e beta
$f_d(t), f_q(t)$	Função trifásica no eixo d e no eixo q
$\theta$	Ângulo de fase
$v_d(t), i_d(t), v_q(t), i_q(t)$	Tensão e corrente no eixo d e q
$\rho$	Ângulo de fase do PLL
$K_P$	Ganho proporcional
$T_i$	Ganho integral
$\omega_c$	Frequência de cruzamento de ganho
$G_p$	função transferência da planta que se deseja controlar
$\mathcal{L}$	Ângulo
$MF_d$	Margem de fase
$V_{tabc}(t)$	Tensões trifásicas terminais da saída do CLR
$R$	Resistência elétrica
$L$	Indutância

$V_{cc}$	Tensão do barramento CC
$h_d, m_q$	Índices de modulação em coordenadas dq
$u_d, u_q$	Sinais de controle no eixo dq
$T_s$	Tempo de amostragem
$dB$	Decibéis
$P_{ref}$	Potência ativa de referência
$Q_{ref}$	Potência reativa de referência
$I_q^*, I_d^*$	Correntes de referência no eixo dq
$m_a, m_b, m_c$	Índices de modulação no eixo abc
$c_f$	Capacitância do filtro
$I_{ref}, I_{red}$	Correntes de referência no eixo dq
$\tau_1$	Constante de tempo do resultado da função transferência de malha fechada do controle de corrente
$\varphi$	Ângulo de potência entre o CLR e o barramento CA
$ZL\theta$	Tempo de amostragem
$\infty$	Proporcional
$m_d, n_d$	Coefficientes <i>droop</i>
$\Delta\omega$	Máxima variação de frequência que o sistema permite
$\Delta E$	Máxima variação de amplitude de tensão que o sistema permite
$S_{3\varphi}$	Potência aparente trifásica
$V_{eficaz}$	Tensão de fase eficaz
$I_{eficaz}^*$	Conjugado da corrente de fase eficaz
$P_i^*, Q_i^*$	Potência ativa e reativa do enésimo inversor
$P_c, Q_c$	Conjugado da corrente de fase eficaz
$P_{1n}, Q_{1n}$	Potência ativa e reativa nominal do primeiro inversor
$I_{eficaz}^*$	Conjugado da corrente de fase eficaz
$F_n$	Valor eficaz da n-enésima componente harmônica
$F_i$	Valor eficaz da componente fundamental

$I_{cc}$	Corrente de curto-circuito
$I_L$	Corrente de componente fundamental
$Hz$	Hertz
$s$	Segundos
$V$	Tensão
$rad/s$	Radiano por segundo
$W$	Watt
$VA_r$	Volt-ampere reativo
$A$	Ampere

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>18</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos . . . . .</b>	<b>19</b>
<b>1.2</b>	<b>Metodologia . . . . .</b>	<b>19</b>
<b>1.3</b>	<b>Estrutura do trabalho . . . . .</b>	<b>20</b>
<b>2</b>	<b>MODELAGEM DO CONVERSOR ELETRÔNICO DO LADO DA REDE ELÉTRICA - CLR . . . . .</b>	<b>21</b>
<b>2.1</b>	<b>Sistemas de coordenadas e transformada de Park e Clarke . . . . .</b>	<b>21</b>
<b>2.2</b>	<b>Sincronismo com a rede elétrica . . . . .</b>	<b>26</b>
<b>2.3</b>	<b>Controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica - CLR com frequência imposta pela rede . . . . .</b>	<b>27</b>
<b>2.3.1</b>	<b><i>Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica – CLR e controle de corrente</i></b>	<b>28</b>
<b>2.3.2</b>	<b><i>Correntes de referência e Controle de potência ativa e reativa</i></b>	<b>33</b>
<b>2.4</b>	<b>Controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica - CLR com frequência controlada . . . . .</b>	<b>33</b>
<b>3</b>	<b>PARALELISMO DO CONVERSOR ELETRÔNICO DO LADO DA REDE - CLR . . . . .</b>	<b>39</b>
<b>3.1</b>	<b>Metódos de controle de inversores em paralelo . . . . .</b>	<b>39</b>
<b>3.2</b>	<b>Controle <i>droop</i> . . . . .</b>	<b>42</b>
<b>3.2.1</b>	<b><i>Controle droop em inversores controlados por tensão - ICT</i></b>	<b>44</b>
<b>3.2.2</b>	<b><i>Controle droop em inversores controlados por corrente - ICC</i></b>	<b>46</b>
<b>3.2.3</b>	<b><i>Cálculo de potência ativa e reativa de referência</i></b>	<b>48</b>
<b>3.3</b>	<b>Hármonicos de tensão e de corrente . . . . .</b>	<b>48</b>
<b>4</b>	<b>SIMULAÇÕES E RESULTADOS . . . . .</b>	<b>52</b>
<b>4.1</b>	<b>Resultados caso 1: modo ilhado . . . . .</b>	<b>52</b>
<b>4.2</b>	<b>Resultados caso 2: modo conectado à rede . . . . .</b>	<b>64</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>70</b>
<b>5.1</b>	<b>Trabalhos futuros . . . . .</b>	<b>70</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>72</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>74</b>
	<b>APÊNDICE A – CÓDIGO DO MATLAB UTILIZADO NO CASO 01 . . . . .</b>	<b>74</b>

<b>APÊNDICE B – CÓDIGO DO MATLAB UTILIZADO NO CASO 02 . . .</b>	<b>82</b>
<b>APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS DO SIMULINK . . . . .</b>	<b>91</b>

## 1 INTRODUÇÃO

De acordo com o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) (2024), no horizonte 2024-2028, prevê-se um crescimento médio anual da carga de energia do Sistema Interligado Nacional (SIN) de 3,2% ao ano, atingindo em 2028 uma carga de aproximadamente 89,4 GW médios, representando um aumento total de 13%. Ainda mais, com relação a demanda máxima anual instantânea há um crescimento previsto de 104 GW em 2024 para cerca de 118 GW em 2028. Outrossim, no que tange ao crescimento de geração, no Brasil, é verificado que, desde 2016, a geração conjunta das fontes hidrelétricas e termelétricas vem se mantendo estáveis, enquanto as fontes renováveis aumentam sua participação no atendimento à carga, resultando no valor de 21% em 2023.

Dessa forma, nota-se que, os sistemas de minigeração e microgeração distribuída estão aumentando bastante nos últimos anos, principalmente devido ao aumento de energias renováveis, como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas. Contudo, é importante salientar que métodos de controle precisam ser discutidos, na atualidade, visto que as fontes alternativas de energia são intermitentes. Nesse sentido, deve haver um controle do despacho dos recursos de geração distribuída conectadas à rede elétrica, com a função de eliminar as sobreofertas instantâneas de geração.

Inferese, então, que é necessário utilizar interfaces de energia inteligente entre a geração e a rede, que nesse caso são os conversores CC/CA. Sob essa óptica, e atrelado ao fato de que a demanda por energia elétrica tende a aumentar, torna-se necessário interligar inversores em paralelo com o objetivo de aumentar a capacidade do sistema elétrico e controlar a potência injetada. Nesse sentido, o controle *droop* alinhado com técnicas de controle de corrente e de tensão no eixo DQ, destaca-se como uma técnica para controlar o compartilhamento de potência ativa e reativa entre os inversores.

Por outro lado, a geração distribuída também pode ser utilizada para garantir energia elétrica principalmente para áreas remotas ou onde a estabilidade da rede é limitada. Para isso uma técnica de controle para o modo ilhado é necessário. Dessa maneira, o controle *droop* apresentando neste trabalho garante um controle eficiente no modo ilhado, garantindo que a tensão e a frequência na carga permaneçam constantes. Portanto, este trabalho é relevante ao propor uma análise abrangente do controle *droop*, considerando não apenas o desempenho no compartilhamento de potência em sistemas conectados à rede, mas também o comportamento no modo ilhado.

## 1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é desenvolver e analisar técnicas de controle *droop* em inversores trifásicos em paralelo tanto no modo conectado à rede elétrica quanto no modo ilhado, com o foco no compartilhamento eficiente de potência ativa e reativa em microrrede CA. Como objetivos específicos pode-se citar:

- a) Implementar, modelar e projetar técnicas de controle de corrente e de tensão no eixo DQ para o conversor eletrônico CC/CA;
- b) Verificar se as correntes  $I_Q$  e  $I_D$  conseguem seguir as suas respectivas correntes de referência;
- c) Verificar se as tensões  $V_D$  e  $V_Q$  conseguem seguir as suas respectivas tensões de referência;
- d) Desenvolver técnica de controle *droop* para inversores seguidores de rede em paralelo com o intuito de compartilhamento eficiente de potência ativa e reativa no modo conectado à rede;
- e) Desenvolver técnica de controle *droop* para inversor formador de rede para atuar no modo ilhado, com a finalidade de manter a tensão e a frequência da carga constante;
- f) Analisar e validar as técnicas desenvolvidas através de simulações utilizando o software computacional MATLAB/Simulink.

## 1.2 Metodologia

A metodologia do trabalho se dará de forma clássica, em primeiro momento se trata de fontes secundárias por meio de uma revisão de literatura que será baseada em artigos retirados do site do IEEE, livros que fundamentam o funcionamento do controle droop e sua aplicação em microrredes CA. A partir dessa revisão bibliográfica, será implementado, modelado e projetadas técnicas de controle Droop baseados em controle no eixo DQ. Em seguida serão realizadas simulações no MATLAB/Simulink que fornecerão os dados necessários para analisar o desempenho do controle droop em diferentes cenários operacionais, gerando resultados para o estudo.

No primeiro cenário serão utilizados dois inversores, um com controle seguidor de rede e outro como formador de rede, no modo ilhado. No segundo cenário, terá 4 inversores em

paralelo, seguidores de rede, com potências nominais diferentes, que atuarão conectados à rede e o objetivo principal é realizar o compartilhamento eficiente da potência ativa e reativa. Por fim, os dados serão analisados e servirão para testar, validar e ajustar as hipóteses desenvolvidas, se tratando então de uma abordagem hipotético-dedutiva.

### **1.3 Estrutura do trabalho**

O texto é composto por cinco capítulos. No presente capítulo, apresentou-se a motivação para o desenvolvimento deste trabalho, os objetivos gerais e específicos e uma descrição da metodologia empregada.

No capítulo dois, é apresentado a modelagem do conversor trifásico do lado da rede elétrica. Primeiramente é apresentado o sistema de coordenadas trifásico e a transformada de Park e Clarke. Em sequência é desenvolvido o método de sincronismo com a rede elétrica, além disso é modelado e projetado o método de controle para conversores CC/CA tanto para frequência imposta pela rede quanto para frequência controlada, onde são apresentadas as malhas de controle de tensão e de corrente.

No capítulo três, são discutidos os métodos de controle de inversores em paralelo, exemplificando-os e discutindo suas vantagens e desvantagem. Ainda mais, é desenvolvida a técnica de controle droop não somente para inversores seguidores de rede como também para inversores formadores de rede. Por fim, é apresentado o conceito de harmônicos de corrente e tensão com suas devidas limitações impostas por normas.

No capítulo quatro, são apresentadas as simulações e resultados, utilizando o software matlab/Simulink. Ela é dividida em dois casos, em que o primeiro é composto por inversores em paralelo no modo ilhado e o segundo por inversores em paralelo no modo conectado à rede. No capítulo cinco, são apresentadas as conclusões finais do trabalho e possíveis projetos futuros.

## 2 MODELAGEM DO CONVERSOR ELETRÔNICO DO LADO DA REDE ELÉTRICA - CLR

Neste capítulo, serão exploradas técnicas de controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede (CLR), que se trata de um conversor CC/CA trifásico, operando tanto conectado à rede quanto no modo ilhado em sistemas trifásicos equilibrados e com três fios. Inicialmente, é apresentada a transformação de valores trifásicos em Fator Espacial, permitindo representar o sistema trifásico por meio de um único fator equivalente. Em sequência, serão abordadas as transformadas de  $\alpha\beta$  e dq. A transformada de  $abc - \alpha\beta$  converte valores trifásicos em dois componentes ortogonais no plano estacionário, enquanto a transformada  $abc - dq$  transfere esses valores para um sistema de coordenadas rotativo, resultando em duas grandezas constantes.

Posteriormente, será introduzido o método de rastreamento da rede baseado no *Phase-Locked Loop* (PLL). Este método garante que o conversor CC/CA opere em sincronia com a tensão da rede elétrica. Ainda mais, serão apresentados o esquemático do algoritmo de PLL, bem como os procedimentos para o projeto do seu controlador.

Na sequência, será discutido o método de controle do CLR conectado à rede. A modelagem matemática dele será discutida, e um método de controle da potência ativa e reativa do inversor será comentado a partir do seu controle de corrente. Outrossim, será apresentado o projeto do controlador de corrente no domínio da frequência.

Finalmente, será descrito o método de controle do CLR operando com frequência controlada. Este método tem como objetivo controlar a tensão e a frequência da carga. O capítulo inclui a modelagem do sistema e o projeto do controlador de tensão.

### 2.1 Sistemas de coordenadas e transformada de Park e Clarke

Em um primeiro momento um sistema trifásico pode ser representado pelo conjunto de equações (2.1), (2.2) e (2.3):

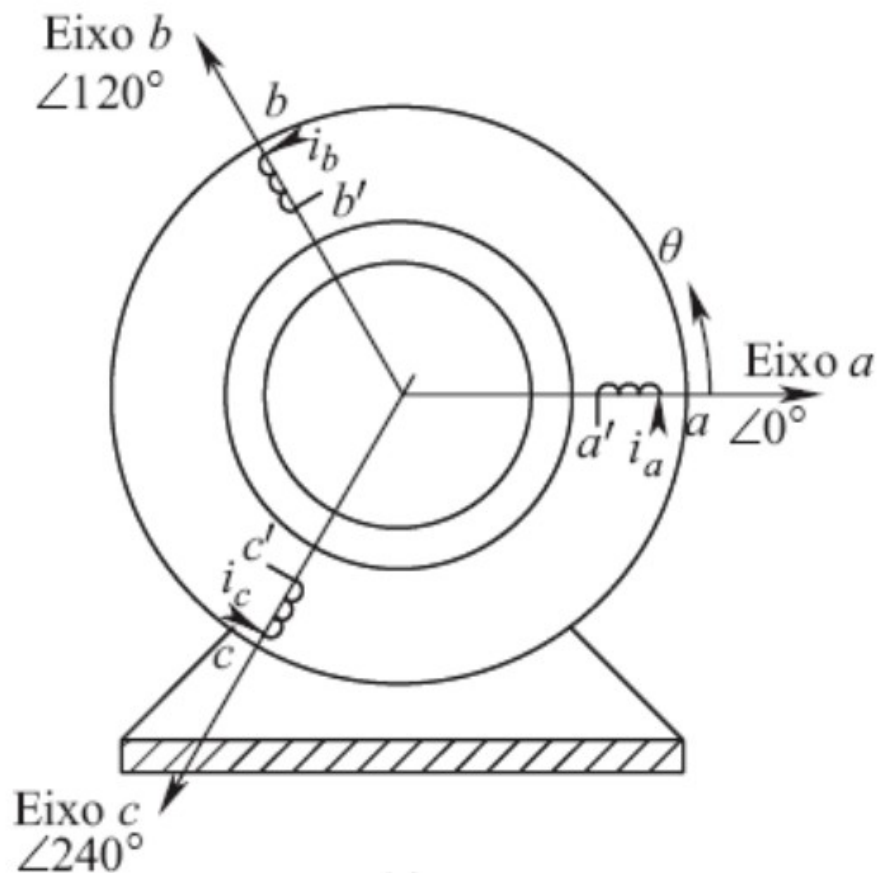
$$f_a(t) = f \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$f_b(t) = f \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.2)$$

$$f_c(t) = f \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.3)$$

em que  $f_a(t)$ ,  $f_b(t)$  e  $f_c(t)$  são funções trifásicas equilibradas que podem representar tensões e correntes trifásicas,  $f$  representa suas amplitudes e  $w$  a frequência angular. Considerando um sistema equilibrado a 3 fios, o somatório de  $f_a(t)$ ,  $f_b(t)$  e  $f_c(t)$  é igual a zero. Dessa forma, é possível representar as 3 fases por apenas um fasor, denominado fasor espacial, ou vetor girante. Esse vetor nasce do somatório de forças magnetomotriz de uma máquina elétrica trifásica, como notado na Figura 1, há tanto um desfasamento das grandezas elétricas em  $120^\circ$  como um desfasamento espacial de  $120^\circ$ .

Figura 1 – Representação do estator trifásico de uma máquina elétrica



Fonte: Mohan (2015).

Assim, o fasor espacial pode ser escrito de acordo com a equação (2.4):

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \quad (2.4)$$

onde é multiplicado por  $2/3$  para manter a amplitude da função constante. Assim, de acordo com a equação (2.4) o fasor espacial é um vetor girante que apresenta uma amplitude constante, que é a mesma das funções  $f_a(t)$ ,  $f_b(t)$  e  $f_c(t)$ , além disso gira na mesma frequência.

Ainda mais, a potência instantânea em sistemas trifásicos equilibrados a 3 fios pode

ser representada pela equação (2.5),

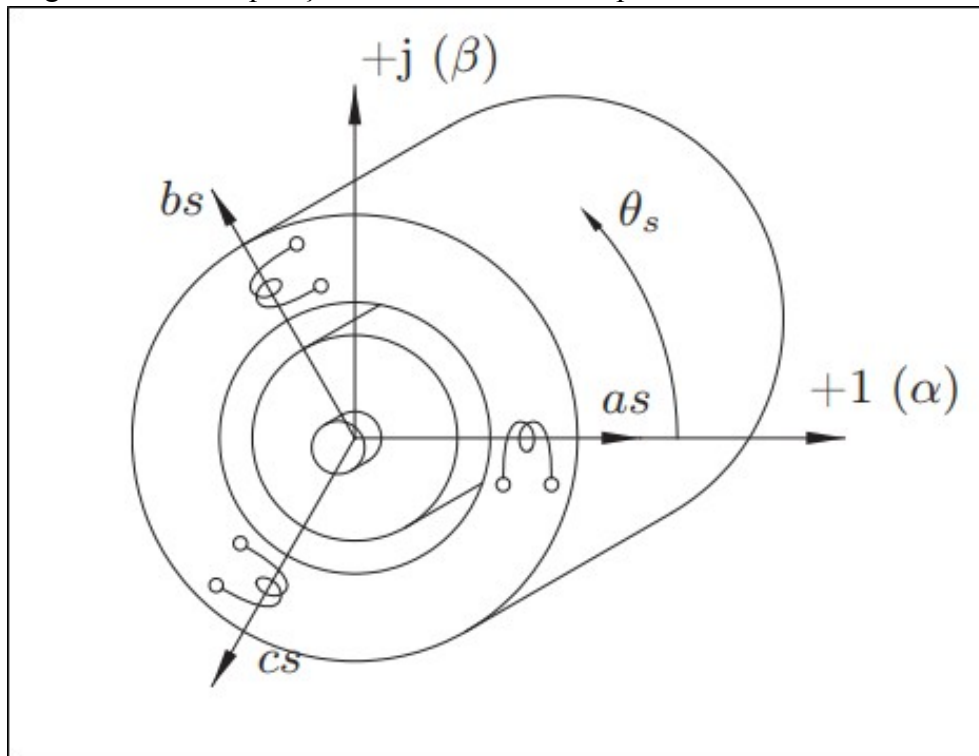
$$P(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (2.5)$$

Por meio da transformada de Clark é possível reduzir um problema de controlar 3 variáveis trifásicas em apenas duas variáveis. A ideia é dividir o fasor espacial em duas componentes uma no eixo alpha, denominada como parte real, e uma componente do eixo beta, denominada a parte imaginária. A Figura 2 mostra a decomposição do fasor espacial nos eixos alpha e beta. Utilizando uma decomposição fasorial é possível encontrar as equações (2.6) e (2.7),

$$f(\alpha) = f_a - \frac{1}{2}f_b - \frac{1}{2}f_c \quad (2.6)$$

$$f(\beta) = \frac{\sqrt{3}}{2}f_b - \frac{\sqrt{3}}{2}f_c \quad (2.7)$$

Figura 2 – Decomposição Fasorial nos eixos alpha e beta



Fonte: Bim (2018).

É possível representar essa transformação através de matrizes, em que a equação (2.8) representa a transformada direta e a equação (2.9) é a transformada inversa. É importante

salientar que, como o sistema é a 3 fios, não há a componente homopolar,

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

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

em que  $k$  é uma constante que pode apresentar dois valores, tanto para manter o valor da potência invariante quanto para manter o valor da amplitude invariante. Este trabalho irá utilizar  $k$  igual a  $\frac{2}{3}$ , isto é, invariância em amplitude (LOUIS; BERGMANN, 1996).

Ainda mais a equação (2.5), pode ser representada em termos de alpha e beta, representado pelas equações (2.10) e (2.11),

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_\alpha(t)i_\alpha(t) + v_\beta(t)i_\beta(t)] \quad (2.10)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_\alpha(t)i_\beta(t) + v_\beta(t)i_\alpha(t)] \quad (2.11)$$

Uma outra simplificação pode ser utilizada, a transformada de Park e Clark, denominada transformada de eixo girante. Nesse sistema de coordenadas, se, e somente se, o sistema de eixos girar a mesma velocidade síncrona do vetor espacial, os sinais assumem forma de valores contínuos sob condições de regime permanente. Dessa forma os compensadores serão mais simples e de ordem menores. A ideia é colocar um sistema de eixos ortogonais girante denominado de D e Q em cima do eixo Alpha-Beta da Figura 2, em que D e Q irá girar na mesma frequência dos fasores alpha e beta, produzindo assim valores constantes. As transformadas de Park e Clark podem ser representadas pelas equações (2.12) e (2.13),

$$\begin{pmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{pmatrix} = k \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{pmatrix} = k \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

em que  $\theta$  é igual a,

$$\theta = \theta_0 + \omega t \quad (2.14)$$

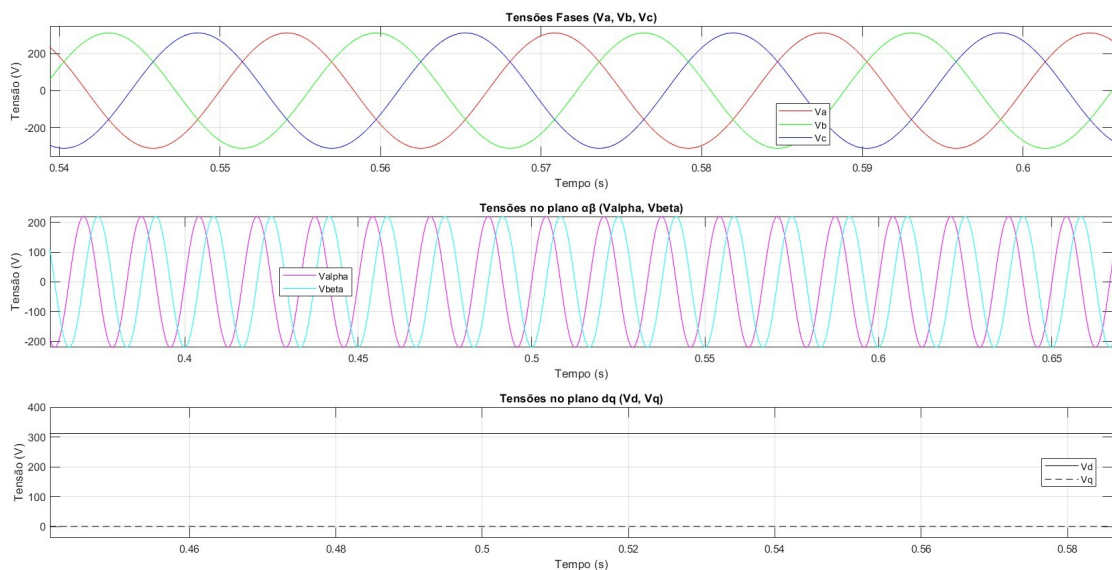
Utilizando a transformada de Park-Clark na equação (2.5), é possível encontrar as equações (2.15) e (2.16),

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_d(t)i_q(t) + v_q(t)i_d(t)] \quad (2.15)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_d(t)i_q(t) + v_q(t)i_d(t)] \quad (2.16)$$

De maneira geral a Figura 3, mostra claramente a finalidade das transformadas apresentadas neste capítulo. No primeiro gráfico, é possível observar que há três valores trifásicos equilibrados e defasados de  $120^\circ$ . Ao aplicar a equação (2.8) é possível observar que o sistema é reduzido para duas variáveis defasadas de  $90^\circ$ , reduzindo o problema para apenas duas variáveis, como observado no segundo gráfico. No terceiro gráfico, ao utilizar a equação (2.12), é possível observar que as 3 variáveis trifásicas se transformam em apenas duas variáveis constantes, em que uma é a amplitude e a outra é um valor nulo.

Figura 3 – Variáveis trifásicas e as transformadas de Park e Clarke



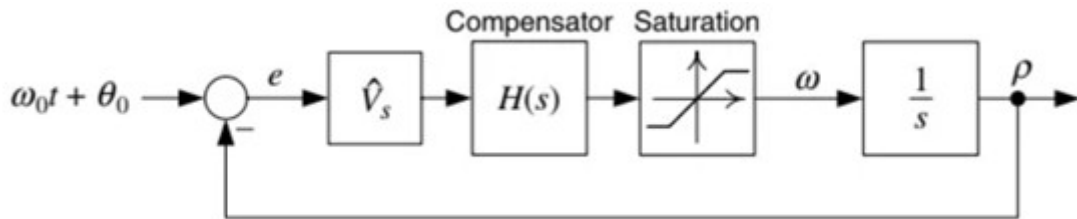
Fonte: Próprio autor.

## 2.2 Sincronismo com a rede elétrica

Um fato importante é que se  $\theta$  for igual ao ângulo da rede, e o eixo D e Q for posicionado de tal forma, o fasor de tensão  $V_q$  pode ser igual a 0. Dessa maneira, utilizando as equações (2.15) e (2.16), nota-se que as componentes de potência ativa e reativa tornam-se proporcionais apenas às componentes de corrente d e q, respectivamente.

Dessa forma, para se obter essa resposta é necessário utilizar o algoritmo PLL (*Phase Locked Loop*), em que o método utilizado neste trabalho é a estrutura de PLL trifásico *Synchronous Reference Frame* (SRF). O controle de bloco do PLL está indicado na Figura 4, em que o ângulo  $\rho$  é comparado com o ângulo da rede, e o sinal de erro passa pelo bloco do Controlador Proporcional Integral (PI) que é composto por um compensador e um saturador, e a planta do PLL é dado pelo integrador multiplicado pela amplitude da tensão da rede, que é representada por  $V_s$ .

Figura 4 – Controle de bloco do PLL



Fonte: (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Utilizando a equação (2.13) nas equações (2.1), (2.2) e (2.3) é possível encontrar as equações (2.17) e (2.18),

$$V_{sd} = V_s \cos(\omega t + \theta_0 - \rho) \quad (2.17)$$

$$V_{sq} = V_s \sin(\omega t + \theta_0 - \rho) \quad (2.18)$$

onde o objetivo é fazer com que  $\rho$  seja igual a  $\omega t + \theta_0$ , assim  $V_{sq}$  será igual a zero e  $V_{sd}$  será igual a amplitude da tensão.

O controlador  $H(s)$  é um PI que faz parte do algoritmo do PLL, como mostrado na Figura 4. Este controlador e os outros controladores deste trabalho são projetados conforme Moreira (2017), obtida a partir da resposta em frequência, em que a função transferência do controlador PI é,

$$PI(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.19)$$

onde  $s = j\omega$ , assim a função será igual a equação (2.20) e sua fase será igual a equação (2.21),

$$PI(j\omega) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i j\omega} \right) \quad (2.20)$$

$$\angle PI(j\omega) = -\tan^{-1} \frac{1}{T_i j\omega} \quad (2.21)$$

Assim, a margem de fase desejada para o sistema controlado pode ser calculada por,

$$MF_d = \pi + \angle G_p(j\omega_c) + \angle PI(j\omega_c) \quad (2.22)$$

em que  $\omega_c$  é a frequência de cruzamento de ganho,  $G_p$  é a função transferência da planta que se deseja controlar.

Substituindo a equação (2.21) na equação (2.22) e isolando  $T_i$ , é possível encontrar o valor da primeira constante do controlador mostrado na equação,

$$T_i = \frac{1}{\omega_c \tan(\pi + \angle G_p(j\omega_c) - MF_d)} \quad (2.23)$$

Ainda mais, como a magnitude da função transferência em malha aberta do sistema controlado na frequência de cruzamento é igual a 1, pode-se substituir esse conceito na equação (2.20). Dessa forma, a outra constante do PI pode ser projetado conforme a equação,

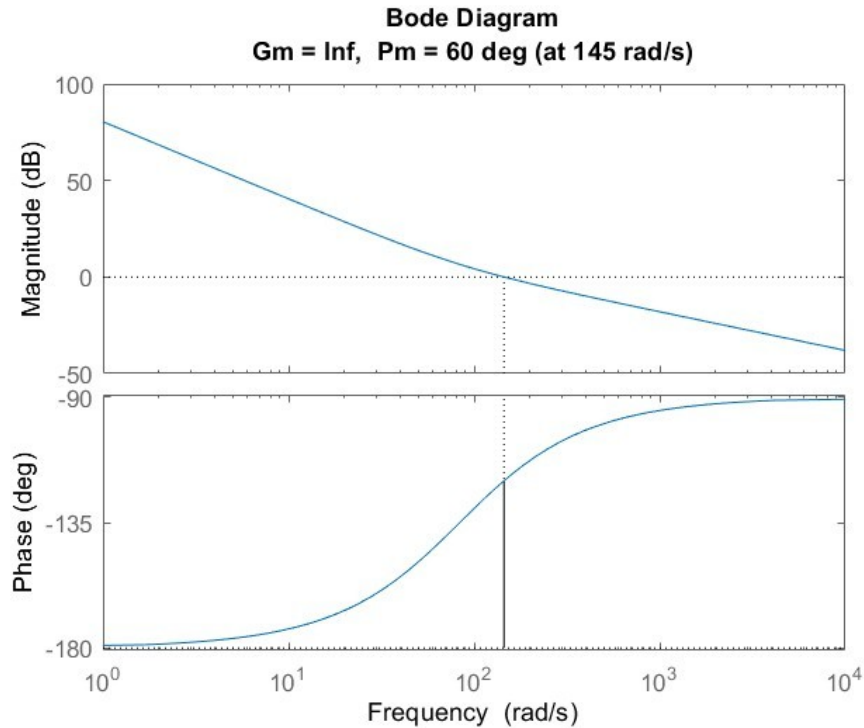
$$K_p = \frac{1}{|G_p(j\omega_c)| \left( 1 - \frac{j}{\omega_c T_i} \right)} \quad (2.24)$$

Seguindo essa linha de raciocínio, o projeto do PI do PLL será com margem de fase de  $60^\circ$  e frequência de cruzamento de ganho de 145 rad/s, e o valor de amplitude da tensão do projeto será igual a 311 V. São obtidos os valores das constantes do controlador do PI para o PLL, assim,  $k_p = 0,6976$  e  $T_i = 0,0119$ , e o seu diagrama de bode é demonstrado na Figura 5.

### 2.3 Controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica - CLR com frequência imposta pela rede

Nesta seção será visto o modelo do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica (CLR) com filtro de corrente, serão desenvolvidas suas equações e um método de controle de corrente através do eixo DQ, outrossim o compensador do controle de corrente será projetado através do método de domínio da frequência. Ainda mais, será demonstrado uma alternativa de controle de potência ativa e reativa através desse método.

Figura 5 – Diagrama de Bode do controlador PLL



Fonte: Próprio autor.

### 2.3.1 Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica – CLR e controle de corrente

O Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica, com um filtro RL é mostrado na Figura 6. É notório que ele está conectado à rede elétrica, então a tensão e a frequência são impostas pela rede elétrica, dessa forma o objetivo central do controle do CLR com frequência imposta pela rede é controlar a sua potência ativa e reativa.

Utilizando a lei das malhas na Figura 6, é possível encontrar as equações (2.25), (2.26) e (2.27),

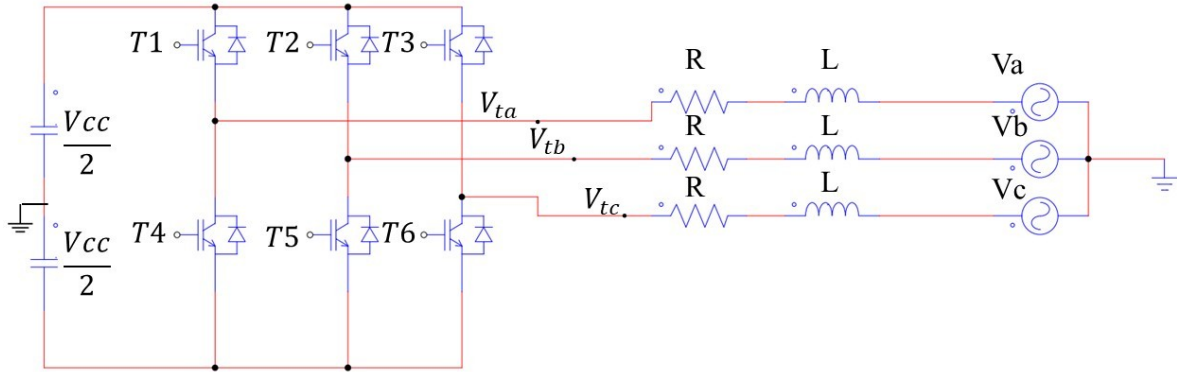
$$V_{ta}(t) - R \cdot i_a(t) - L \frac{di_a(t)}{dt} - V_a(t) = 0 \quad (2.25)$$

$$V_{tb}(t) - R \cdot i_b(t) - L \frac{di_b(t)}{dt} - V_b(t) = 0 \quad (2.26)$$

$$V_{tc}(t) - R \cdot i_c(t) - L \frac{di_c(t)}{dt} - V_c(t) = 0 \quad (2.27)$$

em que  $V_{abc}(t)$  são as tensões trifásicas da rede, como expressas nas equações (2.1), (2.2) e (2.3),  $V_{tabc}(t)$  são as tensões trifásicas terminais da saída do CLR,  $i_{abc}(t)$  são as correntes trifásicas de

Figura 6 – Conversor eletrônico CC-CA trifásico conectado à rede elétrica através de filtro L



Fonte: Próprio autor.

saída do CLR, e  $R$  e  $L$  a resistência elétrica e o indutor série, respectivamente.

Usando-se o conceito de fasor espacial descrito na seção 2.1 é possível transformar as equações (2.25), (2.26) e (2.27) em apenas uma equação,

$$\vec{V}_t - (R \cdot \vec{i}) - L \frac{d\vec{i}}{dt} - \vec{V} = 0 \quad (2.28)$$

em que essa equação representa a mesma informação das anteriores, e todas as variáveis com seta representa um fasor espacial. Sabe-se que o fasor espacial da tensão da rede é descrito como,

$$\vec{V}(t) = \hat{V} e^{j(\omega t + \theta_0)} \quad (2.29)$$

onde,  $\hat{V}$  é o valor máximo da tensão da rede e  $(\omega t + \theta_0)$  é a sua fase.

Ainda mais, utilizando-se a equação (2.12) um fasor espacial pode ser transformado para o eixo DQ, conforme a equação (2.30),

$$\mathbf{f}(t) = \mathbf{f}_{dq} e^{j\rho(t)} \quad (2.30)$$

em que,

$$\mathbf{f}_{dq} = \mathbf{f}_d + j\mathbf{f}_q \quad (2.31)$$

note que  $f_d$  é o valor do eixo d e  $f_q$  é o valor do eixo q, ainda mais  $\rho(t)$  é o ângulo encontrado no PLL. De maneira geral, essas equações (2.30) e (2.31) são para as variáveis de tensão terminal e corrente do CLR.

Utilizando a equação (2.30) e (2.29) em (2.28) e rearranjando os termos, encontra-se a equação (2.32),

$$L \frac{d}{dt} i_{dq} e^{\rho(t)} = -(R \cdot i_{dq} e^{\rho(t)}) + V_{tdq} e^{\rho(t)} - \hat{V} e^{j(\omega_b t + \theta_b)} \quad (2.32)$$

Resolvendo a equação (2.32) e substituindo a equação (2.31) em (2.32), encontra-se a equação (2.33),

$$L \frac{d}{dt} i_{dq} = -jL \frac{d}{dt} (\rho(t)) i_{dq} - (R)(i_d + ji_q) + V_{td} + jV_{tq} - \hat{V} e^{j(\omega_b t + \theta_b - \rho(t))} \quad (2.33)$$

Pode-se decompor a equação (2.33) em parte real e parte imaginária, resultando na equação (2.34), que é a parte real e (2.35), que é a parte imaginária,

$$L \frac{d}{dt} (i_d) = L \frac{d}{dt} (\rho(t)) i_q - Ri_d + V_{td} - \hat{V}_d \cos(\omega_b t + \theta_b - \rho(t)) \quad (2.34)$$

$$L \frac{d}{dt} i_q = -L \frac{d}{dt} (\rho(t)) i_d - Ri_q + V_{tq} - \hat{V}_q \sin(\omega_b t + \theta_b - \rho(t)) \quad (2.35)$$

em que,

$$\frac{d(\rho(t))}{dt} = \omega_b \quad (2.36)$$

Como o PLL garante que,

$$\rho(t) = \omega_b t + \theta_b \quad (2.37)$$

As equações (2.34) e (2.35) podem ser representadas em regime permanente como,

$$L \frac{d(i_d)}{dt} = L \omega_b i_q - Ri_d + V_{td} - \hat{V}_d \quad (2.38)$$

$$L \frac{d(i_q)}{dt} = -L \omega_b i_d - Ri_q + V_{tq} \quad (2.39)$$

em que,  $i_d$  e  $i_q$  são variáveis de estado,  $V_{td}$  e  $V_{tq}$  são variáveis de controle e  $V_d$ , que é a amplitude de tensão da rede, é uma perturbação (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Consoante Moreira (2017) as tensões nos terminais do CLR,  $V_{td}$  e  $V_{tq}$ , dependem da tensão elétrica do barramento CC ( $V_{cc}$ ) e dos índices de modulação em coordenadas dq, denominados de  $m_d$  e  $m_q$ , que são resultados da equação (2.40) e (2.41),

$$V_{td} = \frac{V_{cc}}{2} m_d \quad (2.40)$$

$$V_{iq} = \frac{V_{cc}}{2} m_q \quad (2.41)$$

Outrossim, os índices de modulação podem ser definidos por (2.42) e (2.43), em que  $u_d$  e  $u_q$  são as novas entradas do sistema. Além disso, por causa da presença do termo  $\omega L$  a dinâmica de  $i_d$  e  $i_q$  podem ser consideradas desacopladas (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

$$m_d = \frac{2}{V_{cc}} u_d - L\omega i_q + V_d \quad (2.42)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{cc}} u_q + L\omega i_d + V_q \quad (2.43)$$

Substituindo a equação (2.42) e (2.43) em (2.40) e (2.41), respectivamente, e substituindo  $V_{id}$  e  $V_{iq}$  em (2.38) e (2.39), ainda mais utilizando os conceitos de que o sistema está em PLL, são obtidas as equações (2.44) e (2.45).

$$L \frac{d(i_d)}{dt} = -Ri_d + u_d \quad (2.44)$$

$$L \frac{d(i_q)}{dt} = -Ri_q + u_q \quad (2.45)$$

Dessa forma,  $i_d$  e  $i_q$  podem ser controlados por  $u_d$  e  $u_q$ . Usando a transformada de Laplace em (2.44) e (2.45), obtém-se a função transferência da corrente do CLR com filtro LR em coordenadas dq, mostrada na equação (2.46),

$$G_p(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.46)$$

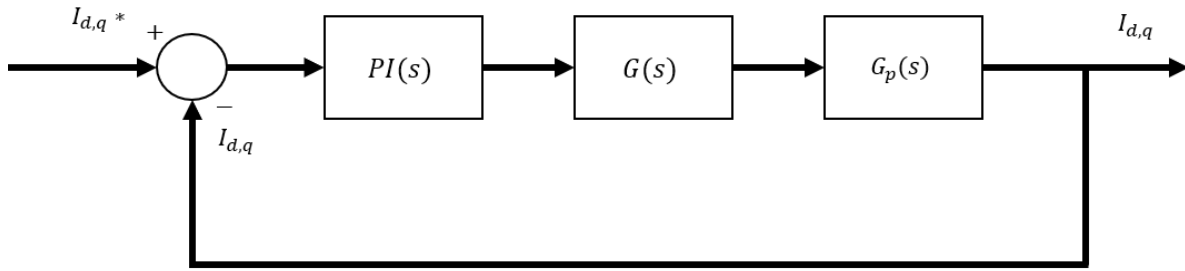
A Figura 7 mostra de maneira simplificada o diagrama de blocos do controle de corrente, é importante ressaltar que a corrente  $i_d$  e corrente  $i_q$  apresentam o mesmo diagrama de blocos, e que  $i_d^*$  e  $i_q^*$  são suas correntes de referência. O sistema é composto por um PI, com equação mostrado em (2.19), em cascata com a função transferência  $G_p(s)$  e com a função transferência  $G(s)$ , que representa a dinâmica do *Pulse Width Modulation* (PWM) do CLR de acordo com Moreira (2017) sua equação é mostrada,

$$G(s) = \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \quad (2.47)$$

em que  $T_s$  é o tempo de amostragem.

A metodologia de projeto é a mesma mostrado na seção 2.2. Um bom projeto do compensador tem o objetivo de obter uma margem de ganho maior que 6 dB e uma margem de fase entre 30° e 60°.

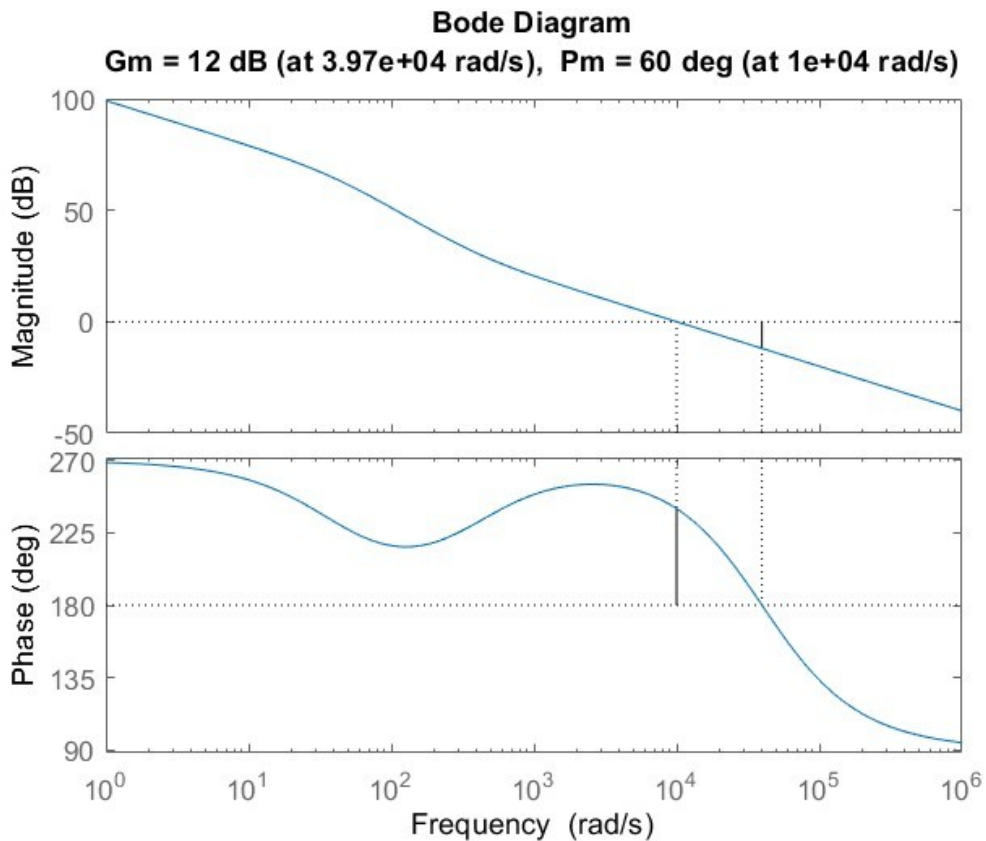
Figura 7 – Diagrama de Blocos do controle de corrente



Fonte: Próprio autor.

Ainda mais, com um  $\omega_c = 16.000 \text{ rad/s}$ ,  $MFd = 60^\circ$ ,  $R = 0.31 \Omega$  e  $L = 7.5\text{mH}$ , os valores de  $K_p = 74.947$  e  $T_i = 0.00264$  do PI do controlador de corrente. A Figura 8 mostra o diagrama de bode do controle de corrente.

Figura 8 – Diagrama de Bode do controle de corrente



Fonte: Próprio autor.

### 2.3.2 Correntes de referência e Controle de potência ativa e reativa

Por meio das equações (2.15) e (2.16) e considerando que  $v_q = 0$ , devido à atuação do PLL, encontram-se as equações,

$$P_{\text{ref}} = \frac{3}{2} v_d i_d^* \quad (2.48)$$

$$Q_{\text{ref}} = \frac{3}{2} [-v_d i_q^*] \quad (2.49)$$

Dessa forma, isolando as correntes, é possível achar os valores de correntes de referência requeridas a partir de potências ativa e reativa de referência,

$$I_d^* = \frac{2 P_{\text{ref}}}{3 V_d} \quad (2.50)$$

$$I_q^* = \frac{-2 Q_{\text{ref}}}{3 V_d} \quad (2.51)$$

O fato importante é que quando o PLL consegue rastrear o ângulo da rede, consequentemente,  $V_q$  é igual a zero, nesse sentido a potência ativa depende apenas da corrente no eixo d e a potência reativa depende apenas da corrente do eixo q.

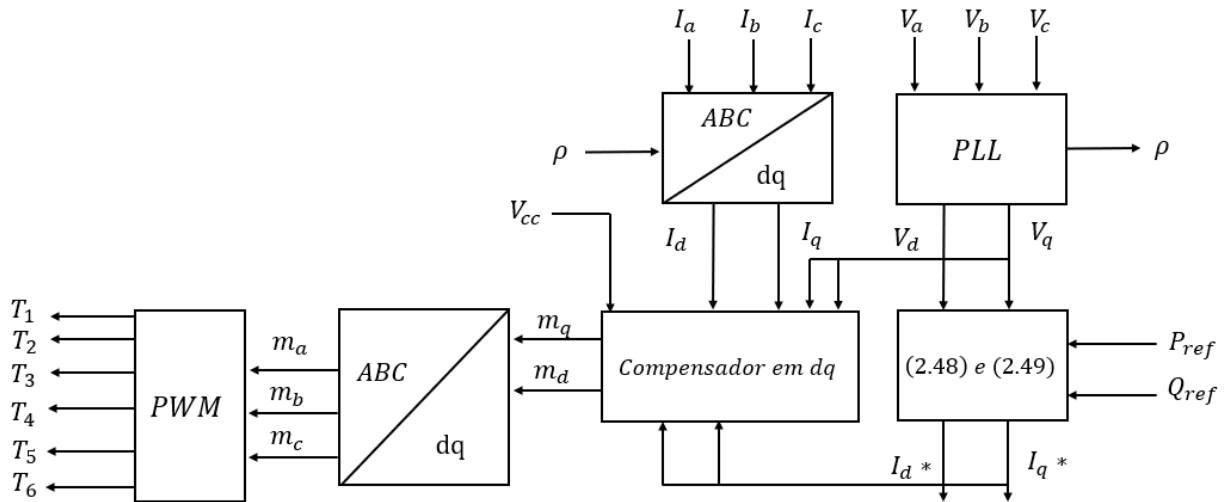
De maneira resumida, a Figura 9 mostra o esquemático geral do controle de potência ativa e reativa do CLR conectado à rede elétrica. Primeiramente as tensões  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  passam pelo algoritmo de PLL demonstrado na seção 2.2, assim é obtido  $v_d$  e  $v_q$  da rede elétrica e o ângulo da rede  $\rho$ . Com o ângulo é possível transformar as correntes de saída do conversor CC/CA,  $I_a(t)$ ,  $I_b(t)$  e  $I_c(t)$  em  $I_d$  e  $I_q$  conforme a equação (2.11).

Em seguida, com os valores de  $P_{\text{ref}}$  e  $Q_{\text{ref}}$  é possível achar as correntes de referência conforme as equações (2.48) e (2.49). Com os valores encontrados é possível utilizar a teoria da seção 2.3.1 e encontrar os valores de  $m_d$  e  $m_q$ . Por meio da equação (2.13) é possível determinar os valores de  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ . Finalmente esses valores são passados por um PWM que gerará o sinal correto para o chaveamento. Dessa forma, é possível determinar qual a potência ativa e reativa que o conversor CC/CA vai entregar para a carga.

## 2.4 Controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica - CLR com frequência controlada

O controle do sistema CLR com frequência controlada estuda o caso em que a frequência do sistema não é imposta pelo lado CA, essa situação é exemplificada em um grupo

Figura 9 – Esquemático geral do controle de potência ativa e reativa do CLR



Fonte: Próprio autor.

de carga ilhada. O objetivo desse controle é regular a amplitude e a frequência da tensão da carga. Como o controle é exercido no quadro dq que é definido pelo ângulo  $\rho$ , pode-se impor uma frequência ao controle, assim os valores de tensão e corrente assumirão uma frequência imposta. Assumindo a tensão na carga como uma componente de eixo dq, pode-se manter a tensão constante assumindo diversas combinações possíveis de  $V_d$  e  $V_q$ , contudo será utilizado uma abordagem semelhante a vista na seção 2.2, em que o objetivo é fazer com que  $V_q$  seja igual a 0 e  $V_d$  será igual a amplitude da tensão da carga.

Um fato importante é que esse método de controle pode ser utilizando tanto no modo de frequência imposto pela rede quanto no modo de frequência controlada. A Figura 10 ilustra o CLR com filtro RLC, em que é necessário, além de um filtro RL para corrente, de capacitores em paralelos, cujo objetivo é garantir um certo grau de suporte de tensão para a carga. Ainda mais, o filtro capacitivo fornece caminho de baixa impedância para evitar que harmônicos de corrente penetrem na carga.

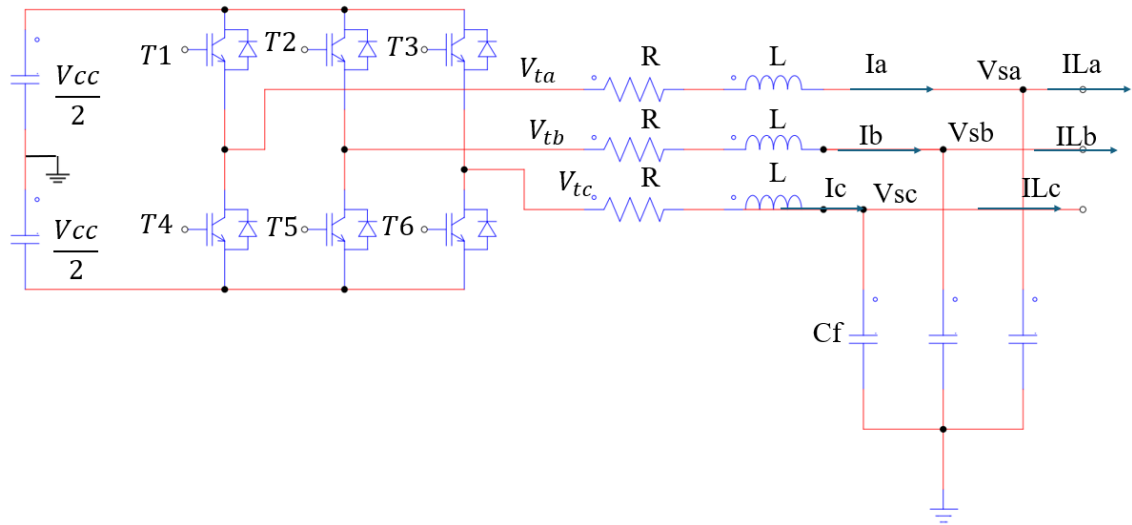
Por meio da Figura 10 e utilizando a equação da tensão do capacitor é possível encontrar as equações,

$$C_f \frac{d(V_{sa})}{dt} = i_a - IL_a \quad (2.52)$$

$$C_f \frac{d(V_{sb})}{dt} = i_b - IL_b \quad (2.53)$$

$$C_f \frac{d(V_{sc})}{dt} = i_c - IL_c \quad (2.54)$$

Figura 10 – CLR com filtro RLC para controle com frequência imposta



Fonte: Próprio autor.

em que  $C_f$  é a capacitância do filtro,  $V_{sabc}$  são as tensões trifásicas do filtro que são iguais as da carga e  $IL_{abc}$  são as correntes das cargas. Utilizando o conceito de fasor espacial da seção 2.1 é possível rescrever as 3 equações em apenas uma,

$$C_f \frac{d(\vec{V}_s)}{dt} = \vec{i} - \vec{IL} \quad (2.55)$$

Utilizando-se as equações (2.30) e (2.31) na equação (2.55) encontra-se a equação (2.56).

$$C_f \frac{d(V_{sd} + jV_{sq})e^{-j\rho}}{dt} = (I_d + jI_q)e^{-j\rho} - (IL_d + jIL_q)e^{-j\rho} \quad (2.56)$$

Simplificando a equação (2.56) e separando-a em parte real e parte imaginária, pode-se escrever as equações (2.57) e (2.58).

$$C_f \frac{d(V_{sd})}{dt} = I_d - IL_d + C_f \omega V_{sq} \quad (2.57)$$

$$C_f \frac{d(V_{sq})}{dt} = I_q - IL_q - C_f (\omega V_{sd}) \quad (2.58)$$

As equações (2.57) e (2.58) mostram que  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$  são acoplados, dessa forma se trata de um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas. Além disso, a tensão depende da corrente da carga que pode se tratar de um modelo altamente não linear. Uma forma de eliminar todos os problemas é utilizar as equações para o cálculo da corrente de referência,

$$I_{dref} = u_d + IL_d - C_f \omega V_{sq} \quad (2.59)$$

$$I_{qref} = u_q + IL_q + C_f(wV_{sd}) \quad (2.60)$$

onde  $u_d$  e  $u_q$  são dois novos sinais de controle. Observa-se que, comparando as equações (2.57) e (2.58) com as equações (2.59) e (2.60), as correntes da carga são canceladas e as tensões também, transformando em um sistema desacoplado.

A partir da Figura 7 é possível achar a função transferência de malha fechada do controle de corrente mostrado em (2.61),

$$\frac{I_d(s)}{I_d^{ref}(s)} = \frac{I_q(s)}{I_q^{ref}(s)} = G_i(s) = \frac{1}{\tau_1 s + 1} \quad (2.61)$$

onde  $G_i(s)$  é a função transferência de malha fechada do controle de corrente e  $\tau_1$  é a constante de tempo do resultado da função transferência de malha fechada do controle de corrente vista na seção 2.3.1 (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Aplicando Laplace nas equações (2.59) e (2.60) e substituído  $I_d^{ref}$  e  $I_q^{ref}$  de (2.61), encontram-se as equações (2.62) e (2.63).

$$C_f s V_{sd}(s) = U_d(s)G_i(s) - IL_d[1 - G_i(s)] + C_f[1 - G_i(s)]L\{wV_{sq}\} \quad (2.62)$$

$$C_f s V_{sq}(s) = U_q(s)G_i(s) - IL_q[1 - G_i(s)] - C_f[1 - G_i(s)]L\{wV_{sd}\} \quad (2.63)$$

como  $\tau_1$  é muito pequeno, então  $[1 - G_i(s)]$  será muito pequeno. Assim as equações (2.62) e (2.63) podem ser aproximadas na equação (2.64).

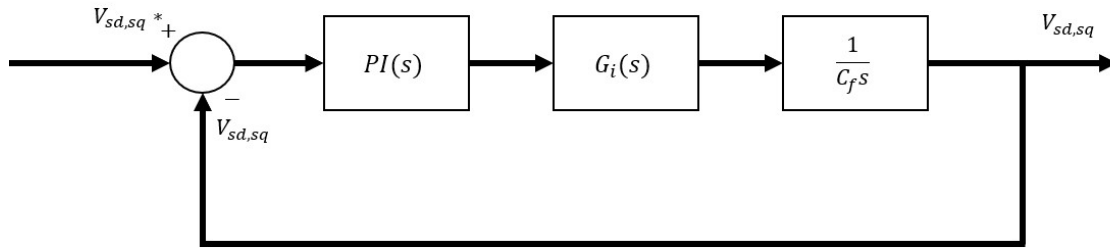
$$\frac{V_{sd}(s)}{U_d(s)} \approx \frac{V_{sq}(s)}{U_q(s)} \approx G_i(s) \quad \frac{1}{C_f s} = \frac{1}{\tau_1 s + 1} \quad \frac{1}{C_f s} \quad (2.64)$$

Dessa forma, a equação (2.64) representa dois sistemas lineares desacoplados com  $u_d$  e  $u_q$  como entrada e  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  como saída. Assim, a Figura 11 mostra o diagrama de blocos simplificado do controle de tensão, que é o mesmo para  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , em que é calculado um erro que passa por um PI, pela malha fechada função transferência do controle de corrente e por fim pela característica do capacitor resultando na tensão da carga.

Utilizando o conceito de projeto visto na seção 2.2 com  $w_c = 150$  rad/s, MFd = 60° e  $c_f = 1050$  nF, os valores de  $K_p = 0.1360$  e  $T_i = 0.01163$  do PI do controlador de tensão. A Figura 12 mostra o diagrama de bode do controle de tensão.

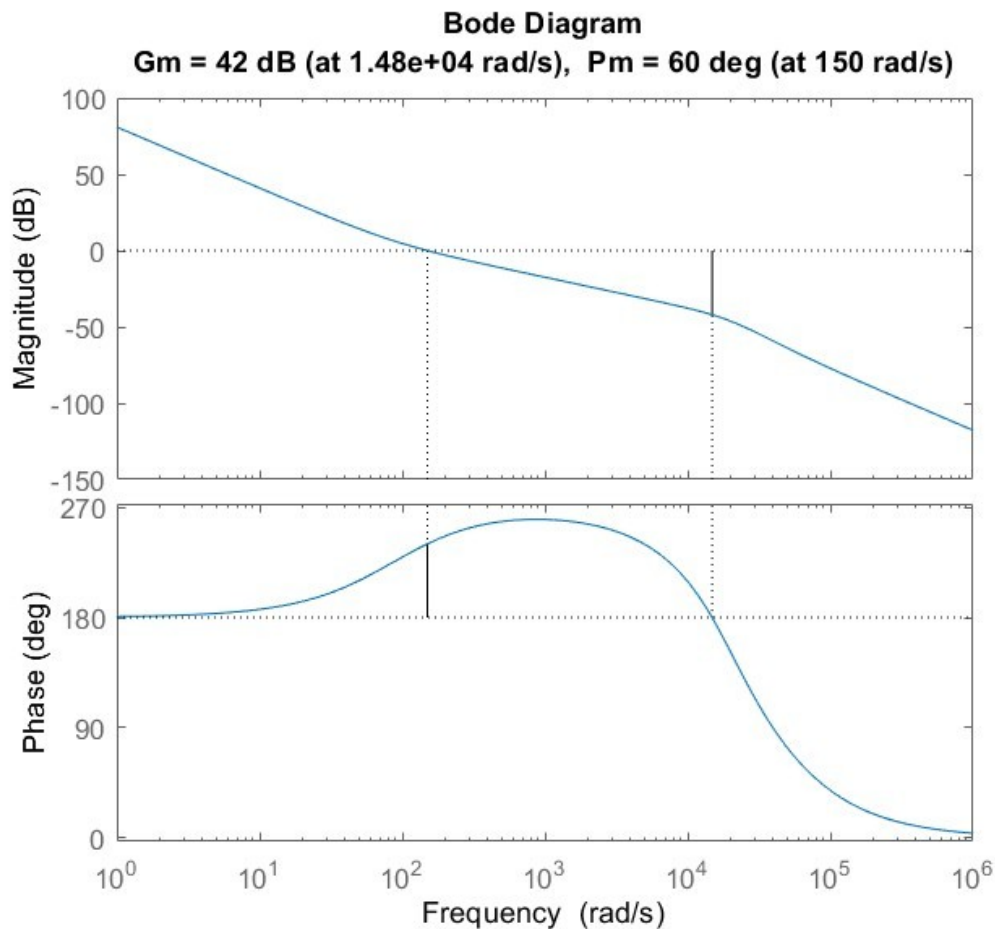
A Figura 13 mostra de forma generalizada o esquemático geral do Controle do CLR com frequência controlada. Em primeiro momento é imposto uma frequência ao sistema

Figura 11 – Diagrama de blocos do controle de tensão



Fonte: Próprio autor.

Figura 12 – Diagrama de bode do controle de tensão

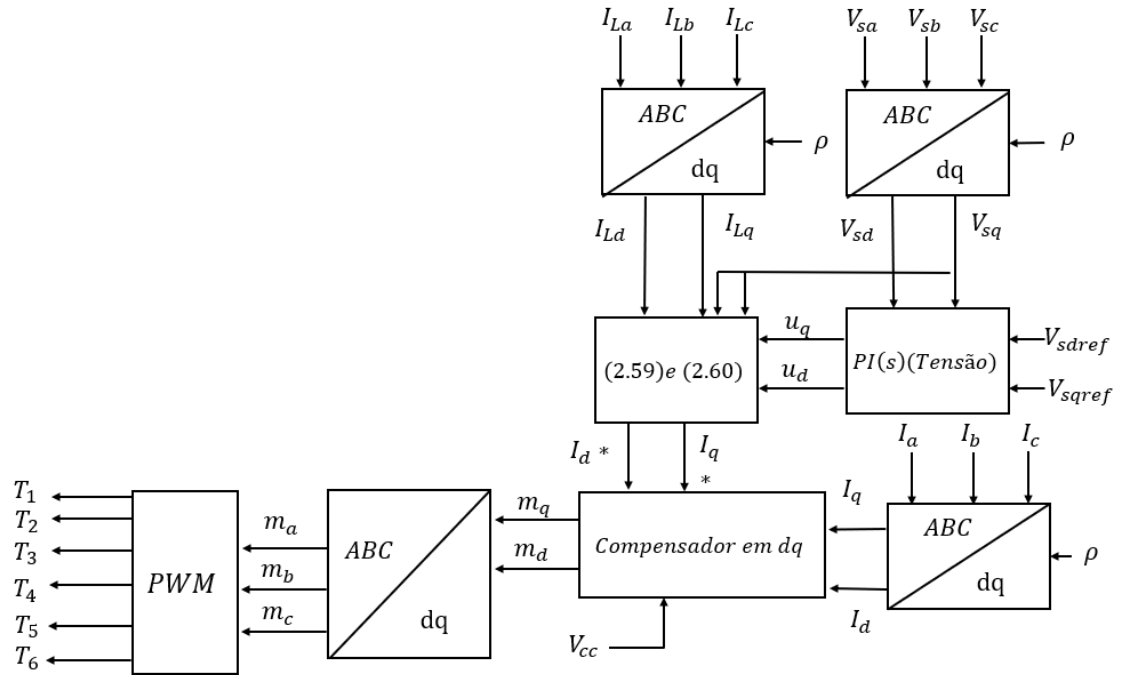


Fonte: Próprio autor.

mostrado pela letra  $\rho$  que será utilizada em todas as transformadas de ABC/DQ e DQ/ABC. Em seguida é escolhido valor de  $V_{sdref}$  e  $V_{sqref}$ , nesse caso  $V_{sqref} = 0$ , então  $V_{sdref}$  será a amplitude de tensão requerida na carga. Utilizando a equação (2.12) nas tensões da carga, encontra-se  $V_{sd}$  e  $V_{sq}$ , que é comparado com suas referências e o sinal de erro passa pelo PI do controle de tensão, achando  $u_d$  e  $u_q$ . Novamente, através da equação (2.12), são transformadas as correntes da carga em  $I_{ld}$  e  $I_{lq}$ , onde as correntes de referência são encontradas por meio das equações (2.59) e

(2.60). Finalmente com os valores de corrente de referência é utilizando o método de controle da seção 2.3.

Figura 13 – Esquemático geral do Controle do Conversor Eletrônico do Lado da Rede Elétrica - CLR com frequência controlada



Fonte: Próprio autor.

### 3 PARALELISMO DO CONVERSOR ELETRÔNICO DO LADO DA REDE - CLR

Neste capítulo, será abordado inicialmente os métodos de controle de inversores em paralelo, com exemplos e a análise de possíveis falhas ou defeitos que podem surgir durante a operação desses sistemas. Em seguida, o controle droop será introduzido, detalhando seu conceito, suas vantagens, suas equações fundamentais e a forma como ele é aplicado para garantir o compartilhamento eficiente da carga entre inversores e para tramitar entre estados operacionais diferentes da rede - modo ilhado e conectado à rede. O controle droop será ainda mais explorado, diferenciando o seu uso entre inversores formadores de rede e seguidores de rede, com ênfase nos métodos de controle específicos para cada tipo de operação. Por fim, será discutido o conceito de harmônicos, um dos principais parâmetros de qualidade de energia.

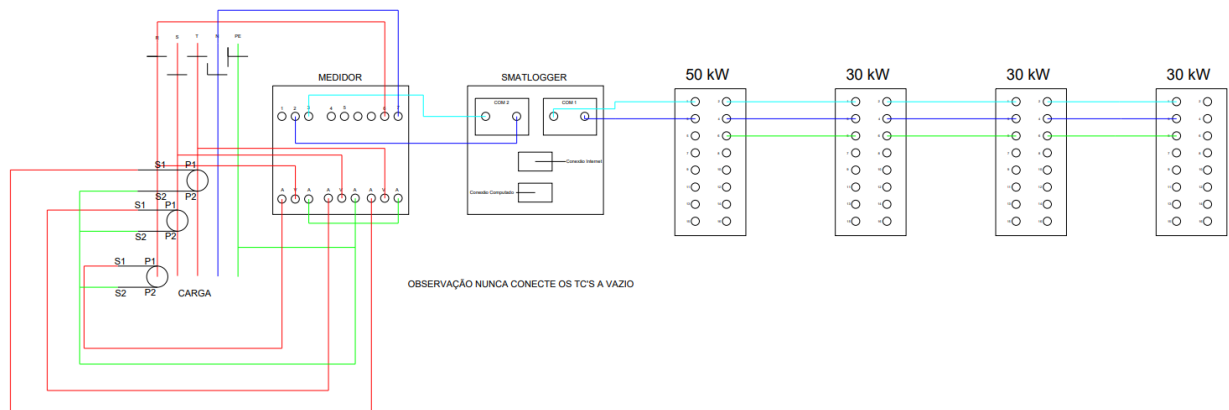
#### 3.1 Métodos de controle de inversores em paralelo

Conforme Wei *et al.* (2016) as estratégias para controle de inversores em paralelo são: centralizado, descentralizado, distribuído e mestre-escravo. O método centralizado apresenta uma unidade central de controle que se comunica com os demais componentes. Dessa maneira, a partir da potência da carga, o controle determina a corrente a ser fornecida pelos demais inversores, ainda mais ele transmite a referência de tensão para sincronizar todos os inversores.

A Figura 14 mostra o esquemático de ligação de inversores em paralelo no modo centralizado. Em primeiro momento há um medidor que coleta informações da carga e envia os dados para a central de controle, que neste caso é um Smartlogger. O *Smartlogger* tem a função de controlar a potência de saída dos 4 inversores conectados em paralelo com relação a potência da carga. A Figura 14 ilustra um projeto de grid zero, cujo principal objetivo é não injetar nenhuma potência na rede elétrica, dessa forma a potência instantânea de saída total de cada inversor nunca deve ultrapassar a potência instantânea da carga. Ainda mais, como há inversores de potência distinta o *Smartlogger* atua dividindo a potência da carga de acordo com a potência instantânea gerada por cada inversor.

Como todas as unidades geradoras são controladas de maneira idêntica é possível adicionar ou retirar qualquer inversor do conjunto em paralelo conforme necessário, sem alterar o funcionamento dos outros, obtendo uma redundância. A grande desvantagem é a necessidade de ligação de barramento de comunicação entre os equipamentos, indicado pela cor azul clara e escura na Figura 14, e da grande dependência da central de controle (SILVA; LAZZARIN,

Figura 14 – Modelo de controle centralizado de inversores em paralelo

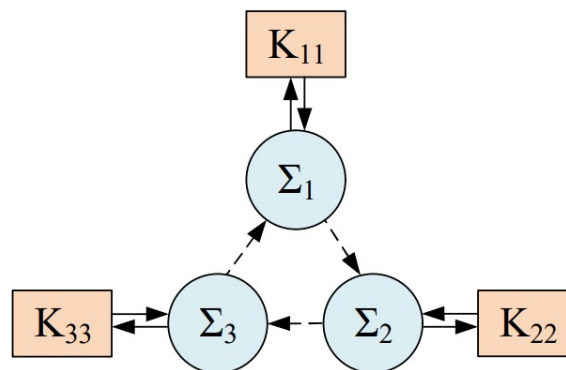


Fonte: Próprio autor.

2012).

Em contrapartida no controle descentralizado cada conjunto de conversor CC/CA apresentará o seu controle, podendo se comunicar ou não com os demais. Assim, há a presença de controladores locais que regulam cada conjunto de unidade que integra o sistema. Ele apresenta menos fiação entre sensores e controladores, e menos informações precisam ser transmitidas. A Figura 15 apresenta a estratégia do controle totalmente descentralizado, em que três subsistemas de inversores são conectados em paralelo ( $\Sigma_1$ ,  $\Sigma_2$ ,  $\Sigma_3$ ) e cada subsistema é controlado individualmente pelos controladores  $K_{11}$ ,  $K_{22}$  e  $K_{33}$ . Contudo, neste método de controle, o desempenho dos controladores descentralizados diminui comparado com os centralizados. Dessa forma, há os sistemas parcialmente descentralizados, onde cada subsistema de controle pode se comunicar melhorando o desempenho do sistema.

Figura 15 – Esquemático do controle descentralizado



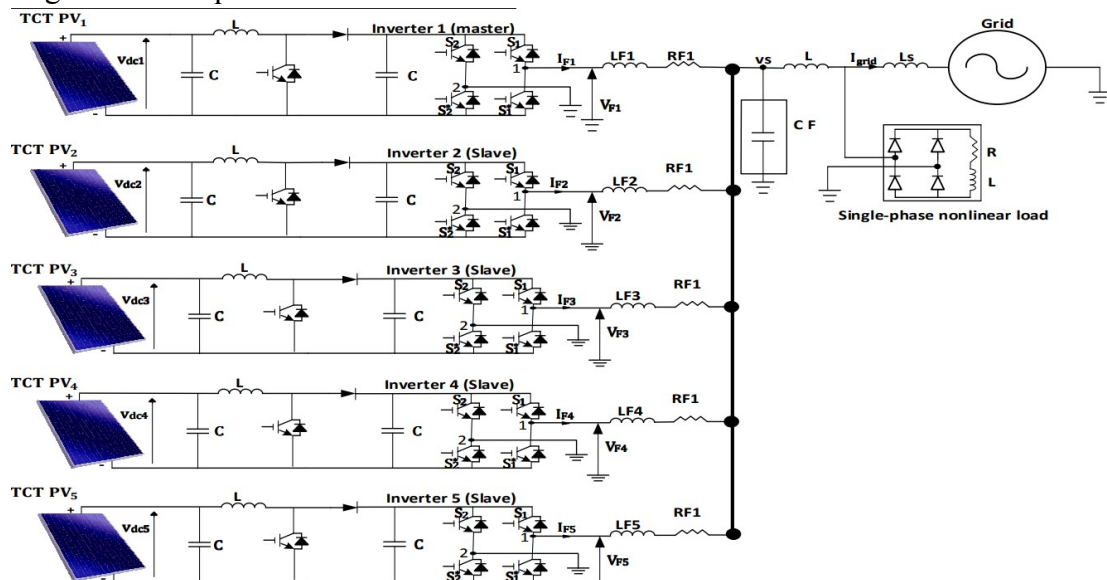
Fonte: (ALMEIDA, 2019).

Ainda mais, numa estrutura de controle totalmente distribuída as informações são

trocadas entre todos os controladores locais, de modo que cada um deles tem conhecimento sobre o comportamento dos outros. Esse é o controle distribuído, onde cada unidade de controle individual recebe e transmite informações a um barramento de dados. A grande vantagem são as diversas redundâncias, em que a desconexão de uma unidade não altera o funcionamento da estrutura e o desempenho dos controladores são melhores, todavia um rompimento no barramento de dados prejudica totalmente o sistema (ALMEIDA, 2019).

Por outro lado, o método de controle mestre-escravo (*master-slave*) consiste em definir uma unidade de geração como principal, denominada mestre e as outras serão secundárias, denominadas escravas. O CLR mestre é um Inversor Controlado por Tensão (ICT) que tem como objetivo principal controlar a amplitude da tensão e a frequência da rede CA, dessa forma gerando uma rede e uma referência para os outros inversores conectados em paralelo, por este motivo ele também é denominado de inversor formador de rede. Já o CLR escravo é um Inversor Controlado por Corrente (ICC), cujo objetivo é controlar diretamente a corrente de saída do inversor e, dessa forma, a potência ativa e reativa a partir da rede gerada pelo ICT mestre, por este motivo ele também é denominado de inversor seguidor de rede. A Figura 16 demonstra a estrutura desse método de controle, em que há 1 inversor mestre e 4 inversores escravos conectados em paralelo.

Figura 16 – Esquemático do controle mestre escravo



Fonte: (TAPSOBA *et al.*, 2018).

Consoante Silva e Lazzarin (2012) as vantagens dessa técnica é a simplicidade e a eficiência do controle no que tange a divisão de potência entre os inversores, ainda mais há

uma grande facilidade de expansão do número de conversores em paralelo, uma vez que novos inversores escravos podem ser adicionados em paralelo aumentando assim a potência total do sistema, além disso pode haver ou não rede de comunicação entre os inversores. Todavia, uma falha no ICT mestre resulta em uma perda total do sistema, haja visto que os inversores escravos dependem totalmente do mestre.

### 3.2 Controle *droop*

Neste trabalho será utilizado o método de controle *droop* como técnica de controle de inversores em paralelo. Ele é uma solução tradicional de compartilhamento de corrente e tem uma característica de não dependência de linha de comunicação entre os conversores CC/CA. Contudo, a linha de comunicação também pode ser utilizada em vez de impedâncias de linha, eliminando o erro na estimativa de impedância de linha, melhorando a confiabilidade e o desempenho do sistema (LEI *et al.*, 2019).

O principal objetivo do método de controle é de atingir o compartilhamento médio de corrente entre as unidades geradoras de energia que estão em paralelo. Dessa forma, ele pode dividir as potências entre inversores com a transformação do ângulo de fase e a transformação da amplitude da tensão. Outrossim, sua ideia é garantir que a tensão e a frequência estejam dentro dos limites permitidos, assim, ele, também pode utilizar o controle de potência ativa e reativa, e por meio dessas informações regular a fase e a tensão. Consoante Wei *et al.* (2016) as principais características desse método é a expansibilidade, modularidade, redundância e flexibilidade.

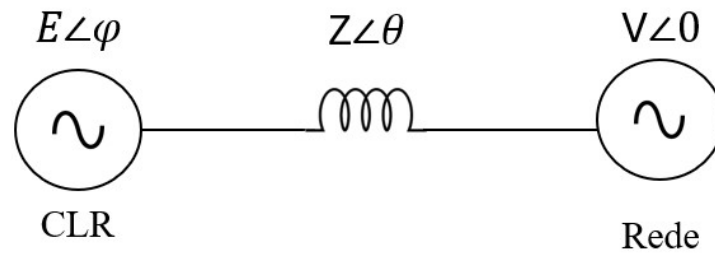
A Figura 17 mostra o circuito equivalente de um CLR conectado ao barramento CA por meio de uma impedância de saída, em que  $E$  e  $V$  são a amplitude da tensão de saída do conversor e da tensão do barramento CA, respectivamente,  $\varphi$  é o ângulo de potência entre o CLR e o barramento CA,  $Z_L \theta$  é a impedância de saída do conversor CC/CA. Normalmente, conforme Lei *et al.* (2019) a potência ativa e reativa de saída pode ser considerada como proporcional ao ângulo de potência e à amplitude da tensão de saída, conforme mostrado as equações (3.1) e (3.2),

$$P \propto \varphi \quad (3.1)$$

$$Q \propto E \quad (3.2)$$

O controle *droop* é o método que simula as características externas do gerador

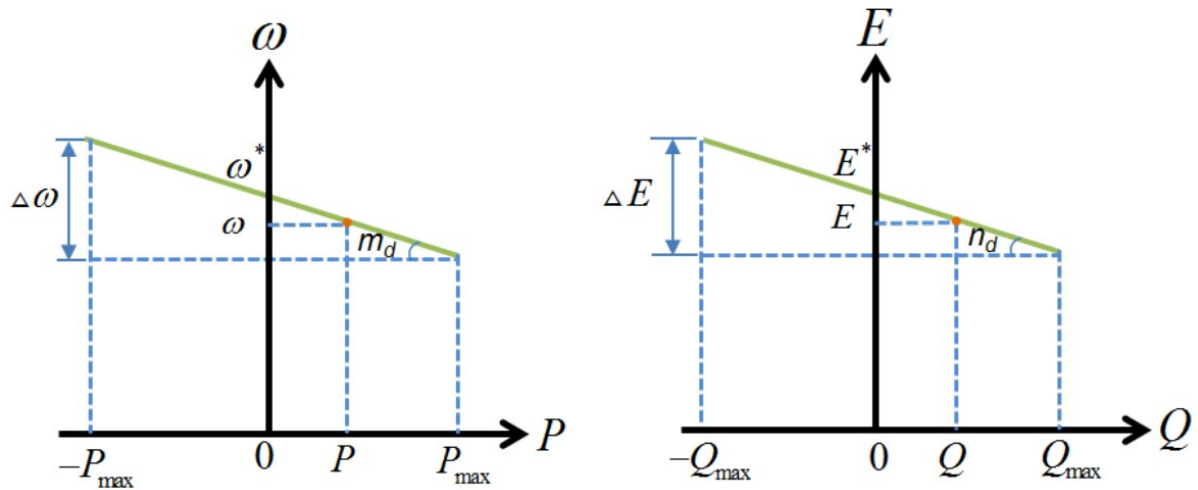
Figura 17 – Conversor CC/CA conectado em uma rede CA



Fonte: Próprio autor.

síncrono tradicional. A Figura 18 fornece a curva característica do controle *droop*. Em um primeiro momento, a potência total fornecida pelo CLR é igual a sua potência ativa e reativa nominal, então a frequência de saída será a frequência nominal e a amplitude de tensão de saída será o seu valor nominal. Por outro lado, quando a potência ativa e reativa do CLR mudam, então a frequência e a amplitude da tensão de saída também mudam de acordo com as características *droop*, dessa forma, o CLR encontra um novo ponto de trabalho estável na curva característica *droop*.

Figura 18 – Curva característica do controle *droop*



Fonte: (WU *et al.*, 2014).

A partir da Figura 18, é possível determinar as equações características do controle *droop*, que se trata de duas funções do primeiro grau, representadas como,

$$\omega = \omega_h + h_d(P_n - P) \quad (3.3)$$

$$E = E_n + n_d(Q_n - Q) \quad (3.4)$$

em que,  $\omega_h$  é a frequência nominal,  $E_n$  é a amplitude da tensão nominal,  $P_n$  é a potência ativa

nominal,  $Q_n$  é a potência reativa nominal,  $h_d$ , que é representado por  $m_d$  na Figura 18, e  $n_d$  são denominados coeficientes *droop*. Nesse sentido, é observável que quando a carga é alterada, o controle de queda pode realizar alocação automática de carga entre fontes ajustadas pelos seus coeficientes *droop*. Assim, os coeficientes *droop* afetarão a estabilidade do sistema, então é muito importante escolher o valor.

Conforme Pelacini *et al.*(2021), eles podem ser calculados, de acordo com as equações,

$$h_d = \frac{\Delta\omega}{P_n} \quad (3.5)$$

$$n_d = \frac{\Delta E}{Q_n} \quad (3.6)$$

onde,  $\Delta\omega$  é a máxima variação de frequência que o sistema permite e  $\Delta E$  é a máxima variação de amplitude de tensão que o sistema permite. Existem diversas formas de aplicar o controle *droop*. Sob essa ótica, há uma distinção de acordo com o mecanismo de controle básico adotado, dividido, principalmente em, Inversor Controlado por Corrente (ICC) e Inversor Controlado por Tensão (ICT).

### 3.2.1 Controle droop em inversores controlados por tensão - ICT

O ICT apresenta como principal objetivo controlar a tensão e a frequência da rede elétrica. Dessa maneira, ele atua como uma fonte de tensão. A Figura 19 mostra o esquemático de controle do ICT, primeiro é medida a tensão no capacitor de saída do inversor e sua corrente de saída. A partir das equações (2.15), (2.16) e do PLL a potência ativa e reativa da rede CA é calculada e são comparadas com as suas referências e encontrado um sinal de erro, que passa por um filtro passa baixa, projetado consoante Qiao *et al.*(2017),

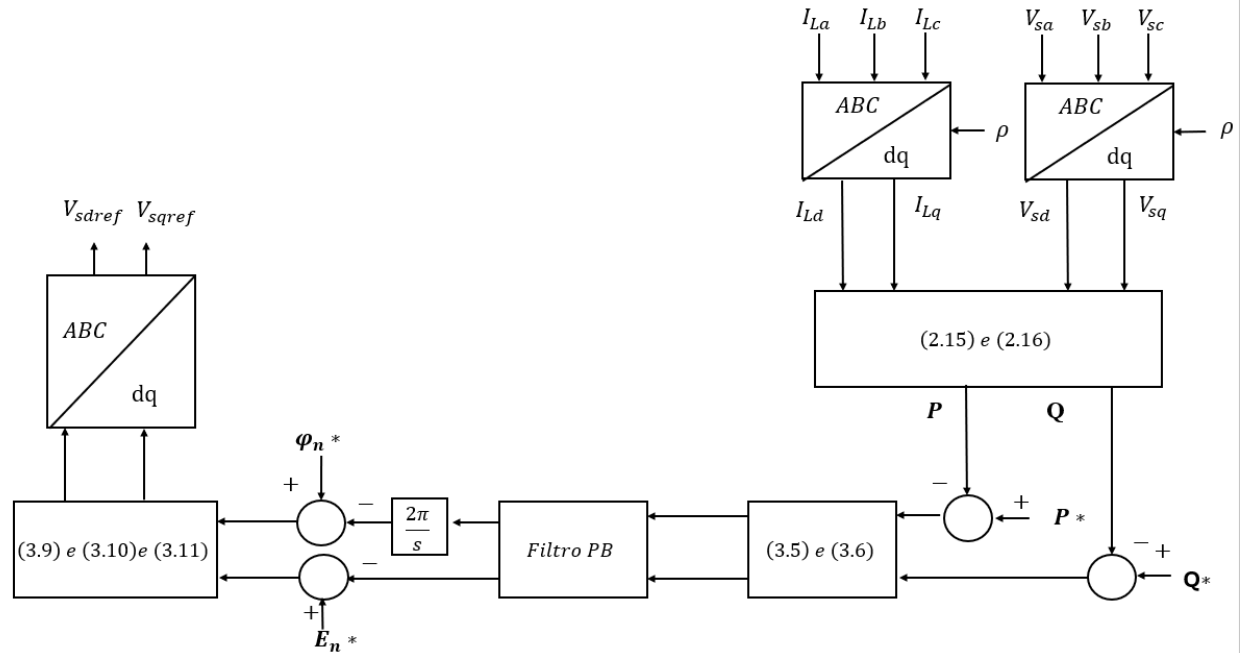
$$P = \frac{\omega_t}{s + \omega_t} p \quad (3.7)$$

$$Q = \frac{\omega_t}{s + \omega_t} q \quad (3.8)$$

em que  $\omega_t$  é a frequência de corte do filtro.

As potências encontradas são multiplicadas pelos coeficientes Droop das equações (3.5) e (3.6), resultando na amplitude da tensão e na frequência, em que a frequência é transformada em ângulo. Depois a amplitude da tensão é comparada com a amplitude da tensão nominal

Figura 19 – Esquemático de controle do ICT



Fonte: Próprio autor.

e o ângulo é comparado com o ângulo do PLL, assim é encontrada a amplitude da tensão e a frequência de referência, onde utilizando as equações,

$$E_a = E \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.9)$$

$$E_b = E \cos(\omega t + \varphi - 120^\circ) \quad (3.10)$$

$$E_c = E \cos(\omega t + \varphi + 120^\circ) \quad (3.11)$$

é possível encontrar as tensões de referência, em que,

$$\varphi = \int \omega dt \quad (3.12)$$

Por fim, por meio da equação (2.12) é possível encontrar a tensão de referência no eixo D e no eixo Q. Dessa forma, esses valores podem ser utilizados no controle da seção 2.4.

Como o ICT se comporta como fonte de tensão controlada, a sua corrente de saída não é controlada diretamente. Ainda mais a impedância de linha que interliga o inversor e a rede é geralmente muito pequena, então uma leve distorção na tensão da rede pode levar a uma distorção séria na corrente da rede. Esse é um dos principais problemas do ICT, entretanto uma das suas grandes vantagens é poder atuar nos dois modos de operação ilhado e conectado à rede sem precisar mudar o esquemático de controle, ainda mais ele pode ser utilizado como inversor mestre no esquema de controle mestre-escravo (LIU *et al.*, 2019).

### 3.2.2 Controle droop em inversores controlados por corrente - ICC

Os inversores seguidores de rede têm como objetivo principal gerar correntes na sua saída com o intuito de fornecer potência ativa e reativa ao sistema. Dessa maneira, ele necessita que a rede já exista, isto é, que já tenha um dispositivo que controle a amplitude da tensão e a frequência. Esse dispositivo pode ser um ICT, ou a própria rede elétrica, dessa forma o inversor atuaria no modo conectado à rede. Assim, no modo conectado à rede é possível apresentar vários inversores ICC em paralelo, no entanto, ele não é capaz de operar sozinho no modo ilhado.

Há algumas ideias ao se realizar o controle de corrente do ICC. Wu *et al.* (2014) utilizou o conceito de controle *droop* reverso em que ele mede a tensão e a frequência da rede e por meio das equações (3.3) e (3.4) ele encontra a potência ativa e reativa que o inversor necessita. Por outro lado, Wei *et al.* (2016) mostra uma alternativa diferente de realizar o controle de um ICC, sua ideia é utilizar o controle *droop* tradicional, porém calcular as correntes de referência por meio da amplitude da tensão e o ângulo. Essa última abordagem será a escolhida, contudo será realizada uma modificação, haja visto que ele calcula apenas a potência ativa nesse método, assim, será abordado uma estratégia diferente que encontra as correntes de referência do ICC utilizando tanto a potência ativa quanto a potência reativa. Podendo, assim, controlar essas duas potências.

De acordo com Johnson *et al.* (1999) a potência aparente trifásica pode ser calculada da seguinte forma,

$$S_{3\phi} = 3V_{eficaz}I_{eficaz}^* \quad (3.13)$$

em que  $S_{3\phi}$  é a potência aparente trifásica,  $V_{eficaz}$  é a tensão de fase eficaz e  $I_{eficaz}^*$  é o conjugado da corrente de fase eficaz. Utilizando o método do triângulo das potências é possível encontrar a equação,

$$S_{3\phi} = \frac{P}{P^2 + Q^2} \angle \theta \quad (3.14)$$

onde,

$$\theta = \tan^{-1} \frac{Q}{P} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.14) em (3.13) e isolando a corrente e colocando em valores de amplitude, encontra-se,

$$I_{ref} = \frac{q}{3E} \frac{P_{ref}^2 + Q_{ref}^2}{P_{ref}^2 + Q_{ref}^2} \angle -\theta \quad (3.16)$$

A partir da equação (3.16) é possível calcular a corrente de referência a partir da tensão e ângulo do controle *droop*,

$$I_a = \frac{2}{3E} \frac{P_{\text{ref}}^2 + Q_{\text{ref}}^2}{\cos(\omega t + \phi - \theta)} \quad (3.17)$$

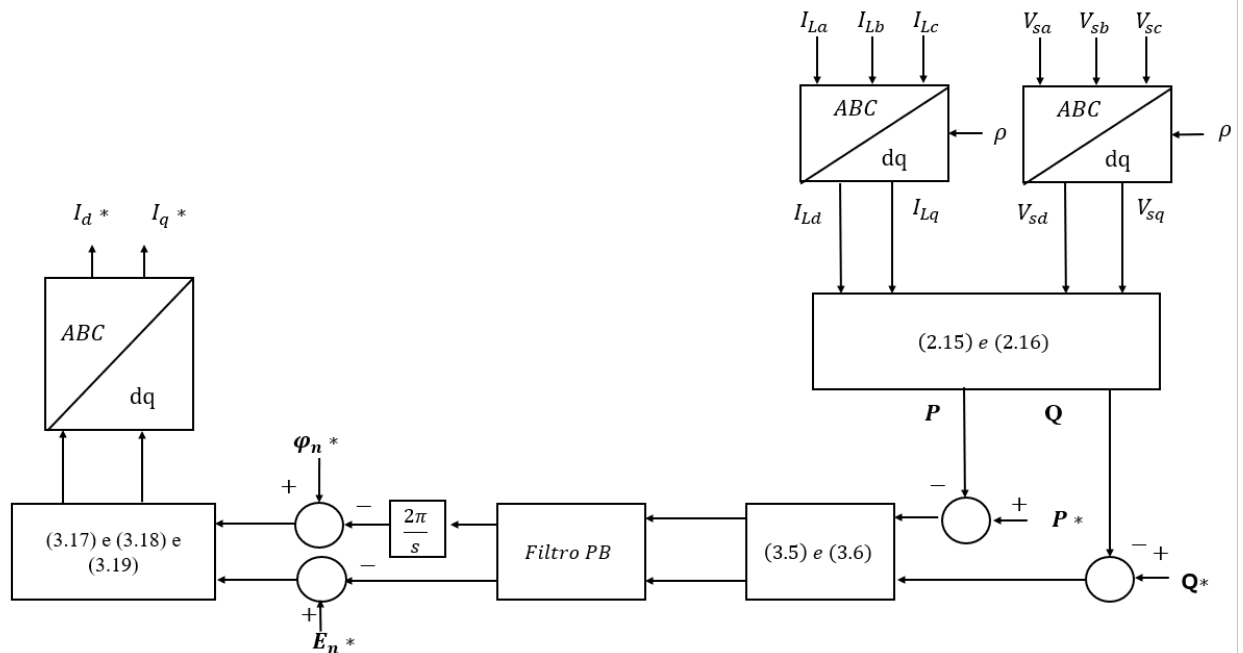
$$I_b = \frac{2}{3E} \frac{P_{\text{ref}}^2 + Q_{\text{ref}}^2}{\cos(\omega t + \phi - \theta - 120^\circ)} \quad (3.18)$$

$$I_c = \frac{2}{3E} \frac{P_{\text{ref}}^2 + Q_{\text{ref}}^2}{\cos(\omega t + \phi - \theta + 120^\circ)} \quad (3.19)$$

onde  $E$  é a amplitude da tensão no controle *droop*  $\phi$  é o ângulo encontrado no controle *droop*.

De maneira geral, a Figura 20 mostra o esquemático do controle *droop* para o ICC. Nota-se que ele é muito parecido com o do ICT, a única diferença é na etapa final em que são calculadas as correntes de referência de acordo com as equações (3.17), (3.18) e (3.19). Ainda mais, com os valores da corrente de referência  $I_d^*$  e  $I_q^*$  utiliza-se o método de controle da seção 2.3.

Figura 20 – Esquemático de controle do ICC



Fonte: Próprio autor.

Um ponto positivo do ICC além da sua fácil expansibilidade é que ele apresenta pouco problema com relação a distorção da corrente na rede, pois a corrente de saída é controlada

diretamente, diferentemente do ICT, então ele pode ser considerado uma fonte de corrente com impedância de saída infinita (LIU *et al.*, 2019).

### 3.2.3 Cálculo de potência ativa e reativa de referência

Como mostrado nas Figuras 19 e 20 é necessário um  $P^*$  e  $Q^*$  de referência. Quando há apenas um inversor é fácil realizar o cálculo de potência ativa e reativa da rede. Todavia, quando há vários inversores em paralelo é necessário um cálculo com mais cuidado da potência de referência de cada inversor. O Lei *et al.* (2019) realizou um método que coletava os dados de potência ativa e reativa total de saída de todos os inversores, calculava o fator médio considerando as potências nominais dos inversores e, em seguida, calculava os sinais de referência de potência ativa e reativa de cada inversor.

Este trabalho irá adotar uma ideia semelhante, contudo serão coletadas as potências ativa e reativa da carga. Esses sinais podem ser obtidos por meio de um medidor, por exemplo. A partir desses dados a potência ativa e reativa de referência de cada inversor será calculada conforme as equações,

$$P_i^* = \frac{P_c}{P_{1n} + P_{2n} + \dots + P_{in}} P_{in} \quad (3.20)$$

$$Q_i^* = \frac{Q_c}{Q_{1n} + Q_{2n} + \dots + Q_{in}} Q_{in} \quad (3.21)$$

em que  $P_i^*$  e  $Q_i^*$  é a potência ativa e reativa do  $i$ -ésimo inversor,  $P_c$  e  $Q_c$  é a potência ativa e reativa da carga,  $P_{1n}$  e  $Q_{1n}$  é a potência ativa e reativa nominal do primeiro inversor e os índices vão até o  $i$ -ésimo inversor. É evidente que, quando os inversores têm potências nominais iguais, eles produzirão potência ativa e reativa iguais, independentemente dos valores de impedância da linha deles.

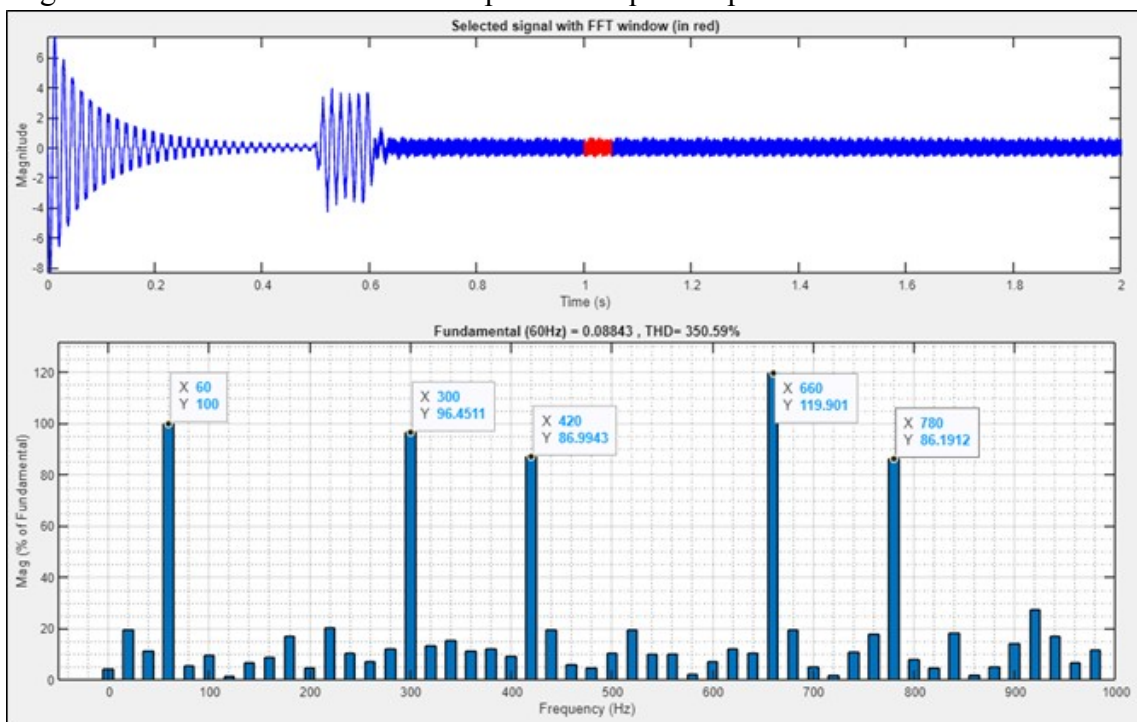
### 3.3 Hármonicos de tensão e de corrente

A distorção harmônica é causada principalmente pela presença de cargas não-lineares no sistema elétrico. As cargas não lineares são por exemplo, conversores CC/CA, conversores CA/CC e transformadores a vazio. De uma maneira geral, dispositivos que funcionam por meio de chaveamento podem gerar muito conteúdo harmônico, como no caso de Conversores CC/CA que é o estudo deste trabalho. Dessa maneira, uma análise em relação ao conteúdo harmônico da tensão e corrente devem ser levados em conta para analisar as técnicas de controle.

As correntes com alto conteúdo harmônico podem causar distorções na tensão em barramentos de tensão CA, comprometendo equipamentos mais sensíveis, além disso, aumenta a temperatura e perdas em capacitores, motores e transformadores, comprometem dispositivos de proteção e sobrecarga do condutor de neutro. Harmônicos são definidos como tensões ou correntes com frequências diferentes da frequência senoidal. De acordo com a série de Fourier, qualquer sinal periódico pode ser definido como somatório de senoides. Assim, um sinal de onda completamente distorcido pode ser dividido como o somatório de várias senoides (OLIVEIRA, 2019).

Uma forma de identificar harmônicos é utilizando a análise de domínio da frequência em uma onda. No domínio da frequência é possível verificar o conteúdo harmônico presente no sinal como mostrado na Figura 21, em que na parte superior é mostrado o sinal no domínio do tempo e na parte inferior no domínio da frequência. No domínio da frequência é mais perceptível que o sinal é formado por diversas componentes harmônicas em 300 Hz, 420 Hz, 660 Hz e 780 Hz.

Figura 21 – Sinal no domínio do tempo e da frequência pela Análise de Fourier



Fonte: Próprio autor.

A Distorção Harmônica Total (THD) é um índice que quantifica todo o conteúdo Harmônico presente na onda, ele é definido como,

$$THD = \frac{\rho \sum_{n=2}^{\infty} F_n^2}{F_i} \quad (3.22)$$

em que  $F_n$  é o valor eficaz da n-ésima componente harmônica,  $F_i$  é o valor eficaz da componente fundamental. De acordo com a Figura 21, o THD da onda é igual a 350,99%, ou seja, há muito componente harmônico nesse sinal e que o seu valor fundamental, que é em 60 Hz, equivale em apenas 0,08843 de amplitude.

Algumas diretrizes e normas comentam sobre os limites máximos de harmônicas que se pode ter em um determinado sistema. A tabela 1 mostra os limites das distorções harmônicas totais em porcentagem da tensão fundamental em relação a tensão nominal do sistema, em que as Distorções Harmônicas Totais Pares ( $DT T_p$ ) são todas as ordens harmônicas pares não múltiplas de 3, as Distorções Harmônicas Totais Ímpares ( $DT T_i$ ) são todas as ordens ímpares não múltiplas de 3 e as Distorções Harmônicas totais Múltiplas de 3 ( $DT T_3$ ) são todas as harmônicas ímpares múltiplas de 3.

Tabela 1 – Indicadores de Distorção para Diferentes Faixas de Tensão Nominal

<b>Indicador</b>	<b><math>V_n \leq 1,0 \text{ kV}</math></b>	<b><math>1,0 \text{ kV} &lt; V_n &lt; 69 \text{ kV}</math></b>	<b><math>69 \text{ kV} &lt; V_n &lt; 230 \text{ kV}</math></b>
DTT95%	10,0%	8,0%	5,0%
$DT T_p$ 95%	2,5%	2,0%	1,0%
$DT T_i$ 95%	7,5%	6,0%	4,0%
$DT T_3$ 95%	6,5%	5,0%	3,0%

Fonte: (ANEEL, 2017).

No que diz respeito a harmônicos de corrente, eles são estabelecidos consoante o nível de tensão do sistema e o nível de curto-circuito ( $I_{cc}$ ). A Tabela 2 mostra os limites máximos aceitáveis de cada componente harmônica ímpar em porcentagem da componente fundamental máxima ( $I_L$ ) para a tensão nominal entre 120 V e 69kV.

Tabela 2 – Limites de Distorção Harmônica por Ordem Harmônica e Relação  $I_{cc}/I_L$

<b>Isc/IL</b>	<b><math>3 \leq h &lt; 11</math></b>	<b><math>11 \leq h &lt; 17</math></b>	<b><math>17 \leq h &lt; 23</math></b>	<b><math>23 \leq h &lt; 35</math></b>	<b><math>35 \leq h &lt; 50</math></b>	<b>TDD</b>
< 20	4,0%	2,0%	1,5%	0,6%	0,3%	5,0%
20 < 50	7,0%	3,5%	2,5%	1,0%	0,5%	8,0%
50 < 100	10,0%	4,5%	4,0%	1,5%	0,7%	12,0%
100 < 1000	12,0%	5,5%	5,0%	2,0%	1,0%	15,0%
> 1000	15,0%	7,0%	6,0%	2,5%	1,4%	20,0%

Fonte: (IEEE Standards Association, 2014).

Por fim, com relação aos limites de frequência de um sistema a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (2014) afirma que, em condições de operações normais, o sistema deve operar entre 59,9 Hz e 60,1 Hz em regime permanente. Ainda mais, após um distúrbio a frequência deve retornar em 30 segundos e ficar em torno de 59,5 Hz e 60,5 Hz. Por fim, a frequência nunca pode exceder 66 Hz e nem ser inferior a 56,5 Hz.

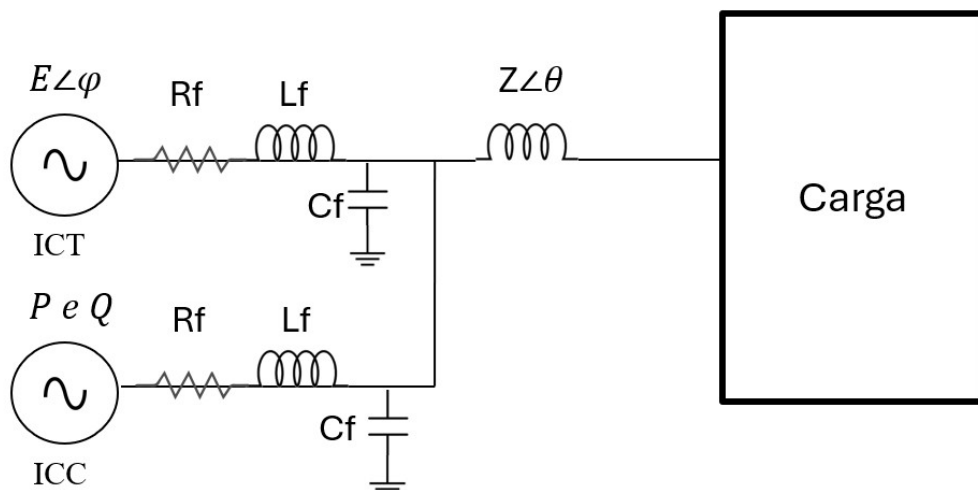
## 4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados computacionais, utilizando o software MATLAB/SIMULINK na versão 2022b. Há dois casos que serão estudados, o primeiro apresenta dois inversores em paralelo no modo ilhado e o segundo ilustra 3 inversores em paralelo no modo conectado à rede. No caso 1, há um ICT e um ICC em um sistema de controle mestre-escravo, com a finalidade de manter a tensão e a frequência dentro dos parâmetros desejados e realizar troca de potência. No caso 2, há 3 ICTs com potências nominais distintas, cujo objetivo é dividir a potência ativa e reativa entre eles de forma proporcional à sua potência nominal. Além disso, os resultados são discutidos e analisados.

### 4.1 Resultados caso 1: modo ilhado

A Figura 22 ilustra o esquemático da simulação 1. Há dois inversores em paralelo conectados de forma ilhada a uma carga. O primeiro inversor é um ICT, ele é responsável por controlar a tensão e a frequência, porém ainda pode trocar potência com a carga. O segundo inversor é um ICC sua função é controlar a corrente de saída e fornecer potência ativa e reativa ao sistema. No decorrer dessa seção será considerado o inversor 1 igual ao ICT e o inversor 2 igual ao ICC.

Figura 22 – Esquemático do circuito simulado do caso 1



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 3 fornece os valores de forma resumida de todos os controladores calculados ao logo deste trabalho. Ela apresenta onde cada controlador está situado através da coluna

intitulada função. Ainda mais, é notório que o controle de corrente apresenta uma constante de tempo menor que os demais, isso implica em dizer que ele é mais rápido.

Tabela 3 – Parâmetros dos Controladores

Função	Kp	Ti
PLL	0,6976	0,0119
Controle de tensão	11,6879	0,0116
Controle de corrente	74,9471	0,0026

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 4 fornece todos os valores considerados na simulação 1. É importante enfatizar que serão considerados inversores com mesma potência nominal, dessa forma eles apresentam o mesmo valor de constantes droop de frequência e tensão. Assim, eles devem dividir de forma igualitária a potência ativa. Em contrapartida, nesse cenário, somente o inversor 2 irá fornecer a potência reativa ao sistema.

Tabela 4 – Parâmetros da simulação

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Resistência do filtro	$R_f$	0,31	$\Omega$
Indutância do filtro	$L_f$	7,5	mH
Capacitância do filtro	$C_f$	1050	$\mu\text{F}$
Frequência de referência	$f$	60	Hz
Tensão de pico de referência	$V_p$	311	Vp
Droop de frequência do Inversor 1	$h_{d1}$	$3,33 \cdot 10^{-6}$	$\text{rad}^{-1}/\text{W}$
Droop de tensão do Inversor 1	$N_{d1}$	$6,33 \cdot 10^{-4}$	V/VAr
Droop de frequência do Inversor 2	$h_{d2}$	$3,33 \cdot 10^{-6}$	$\text{rad}^{-1}/\text{W}$
Droop de tensão do Inversor 2	$N_{d2}$	$6,33 \cdot 10^{-4}$	V/VAr
Potência trifásica ativa da carga	$P_c$	15000	W
Potência trifásica reativa da carga	$Q_c$	6000	VAr

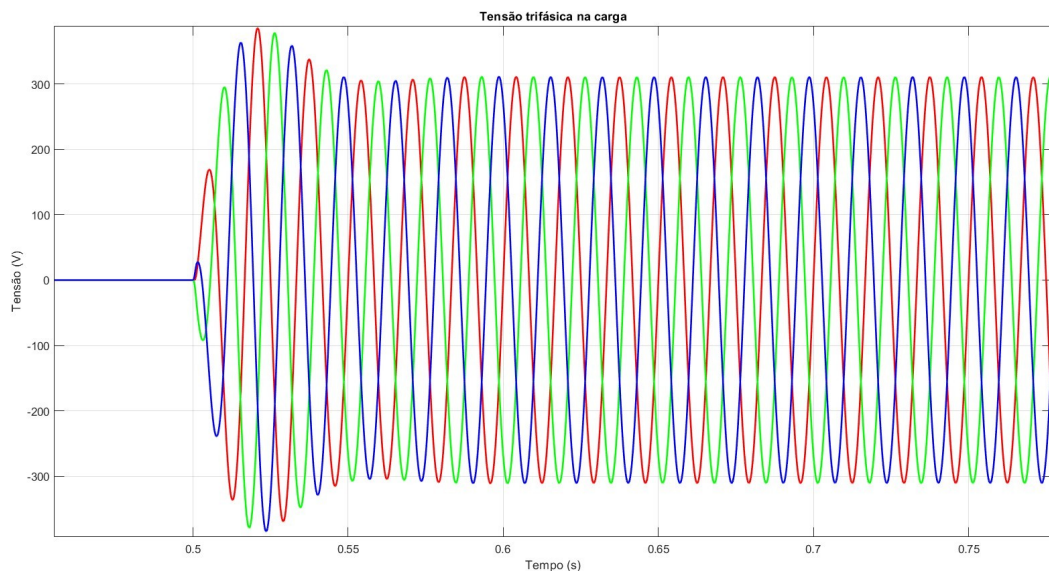
Fonte: Elaborado pelo autor.

Além disso, como o sistema é ilhado ele deve apresentar uma frequência imposta, que será calculado a parte de um PLL ligado a tensões de referência que não estão ligados ao

sistema. Esse método foi utilizado com o intuito de aplicar uma frequência imposta a partir de tensões trifásicas equilibradas, cujo objetivo é achar apenas o ângulo, então os valores de pico das tensões podem ser unitários, facilitando, assim, um possível aspecto construtivo futuro. Contudo, como o PLL necessita de um tempo para sincronizar sua frequência, foi considerado que os inversores são ligados ao sistema apenas no tempo 0,5s, o que garante que a frequência imposta pelo PLL já esteja estabilizada.

A Figura 23 mostra a tensão trifásica na carga. É notório que a tensão na carga é zero até 0,5s, onde os inversores são conectados. O valor da tensão na carga apresenta uma sobrecarga de 385,68 V e se estabiliza em 0,58s. Após o período transitório a tensão de pico da carga permanece constante em 311V.

Figura 23 – Tensão trifásica na carga

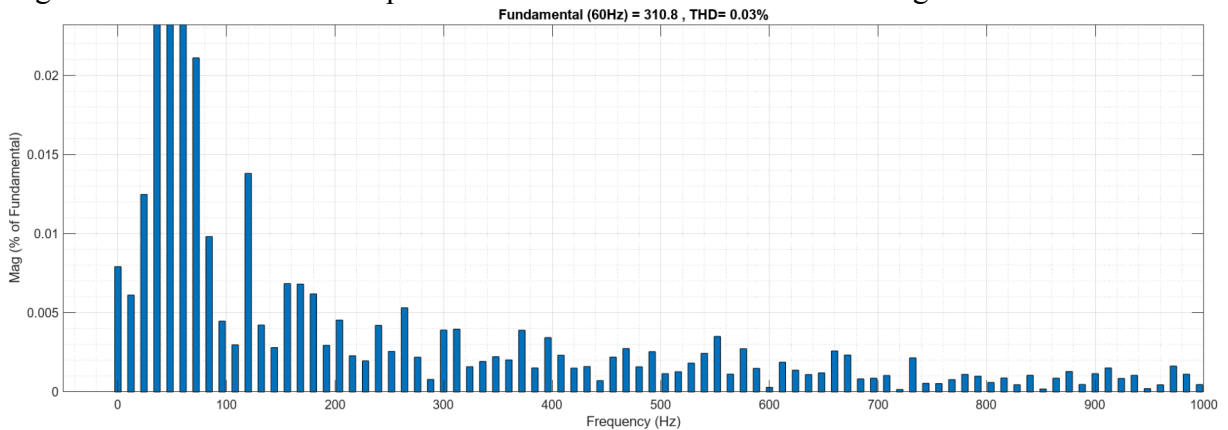


Fonte: Próprio autor.

A Figura 24 apresenta a Transformada Rápida de Fourier (FFT) do valor da tensão da fase a na carga, em que é evidente que o sinal apresenta um THD de 0,03% e a sua amplitude na frequência fundamental é de 310,8. Valores muito satisfatórios daqueles discutidos na seção 3.3.

A Figura 25 representa a frequência do sistema ao longo de todo o período de simulação. Nota-se que ele é constante até 0,5s, onde os inversores são ligados. Em sequência ele oscila dentro dos valores de saturação, no período transitório. Após isso, conforme a Figura 26, ele fica estável em 377,5 rad/s, oscilando no ponto máximo de 378,3 rad/s e mínimo de 377,3 rad/s. Assim, ele fica em torno de 60,08 Hz, vai até o ponto máximo de 60,2Hz e mínimo de

Figura 24 – Transformada Rápida de Fourier da tensão da fase a na carga



Fonte: Próprio autor.

60,049 Hz. Dessa forma, a frequência está dentro dos parâmetros normativos vistos na seção 3.3.

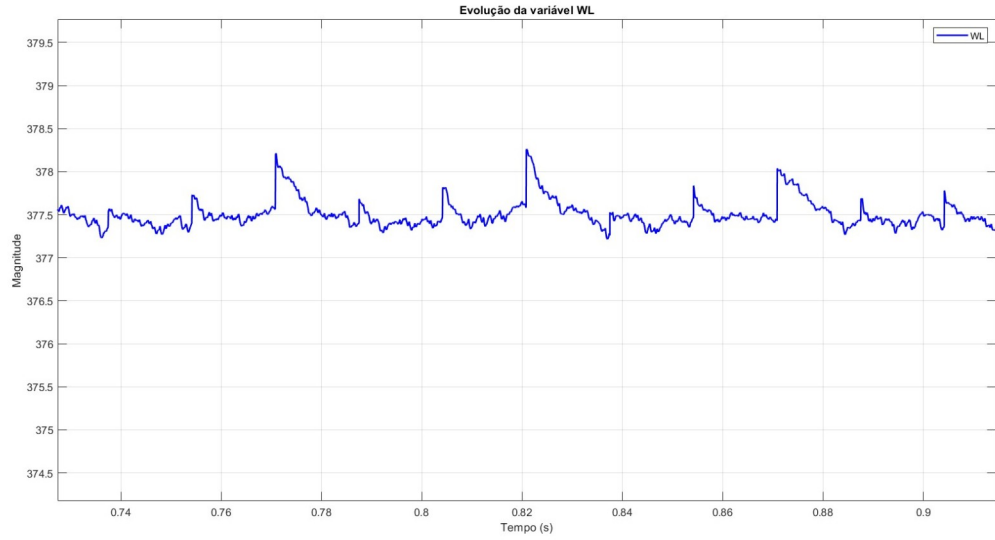
Figura 25 – Frequência do sistema ao longo de todo o período



Fonte: Próprio autor.

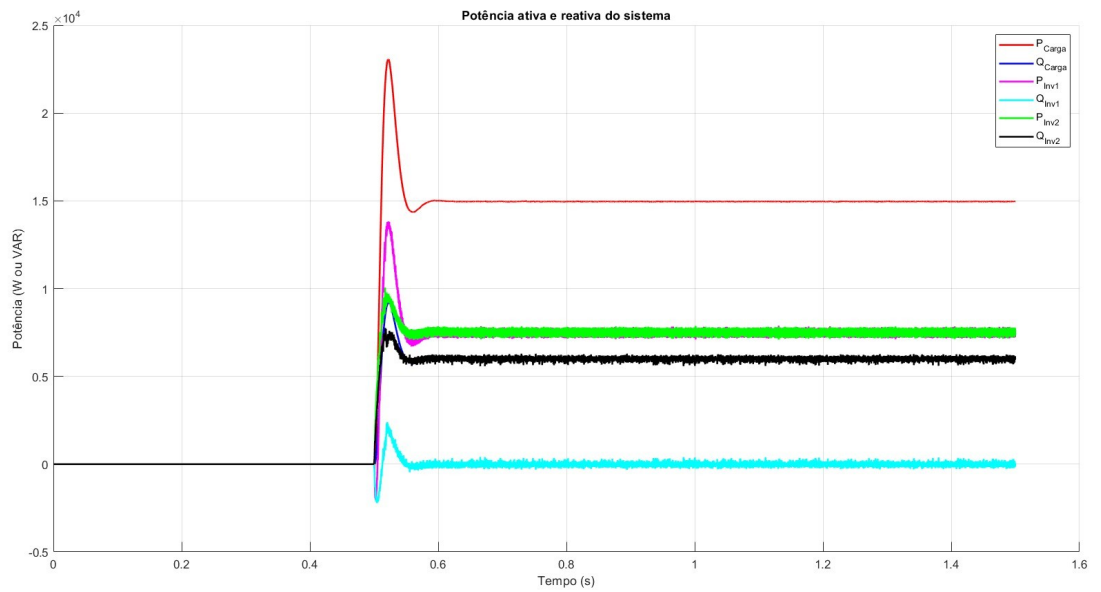
Ainda mais, a Figura 27 mostra a potência do sistema ao longo de todo o período, é notório que começa em 0,5s, ainda mais o tempo de assentamento é por volta de 0,6s. Em primeiro momento em vermelho a Potência ativa da carga,  $P_{carga}$ , é de 15000 W e a potência reativa da carga em azul é de 6000 VA<sub>r</sub>. O inversor 1 produz potência ativa em roxo de 7500 W e potência reativa VA<sub>r</sub> igual a 0, visto que sua função é manter a tensão da carga constante e não o compartilhamento de potência. O inversor 2 produz potência ativa em verde de 7500 W, igual ao inversor 1, uma vez que se considerou inversores de potência igual, e produz potência reativa em preto igual a 6000 VA<sub>r</sub>. Dessa maneira, é notório que os inversores apresentam compartilhamento de potência ativa de forma igualitária.

Figura 26 – Frequência do sistema em regime permanente



Fonte: Próprio autor.

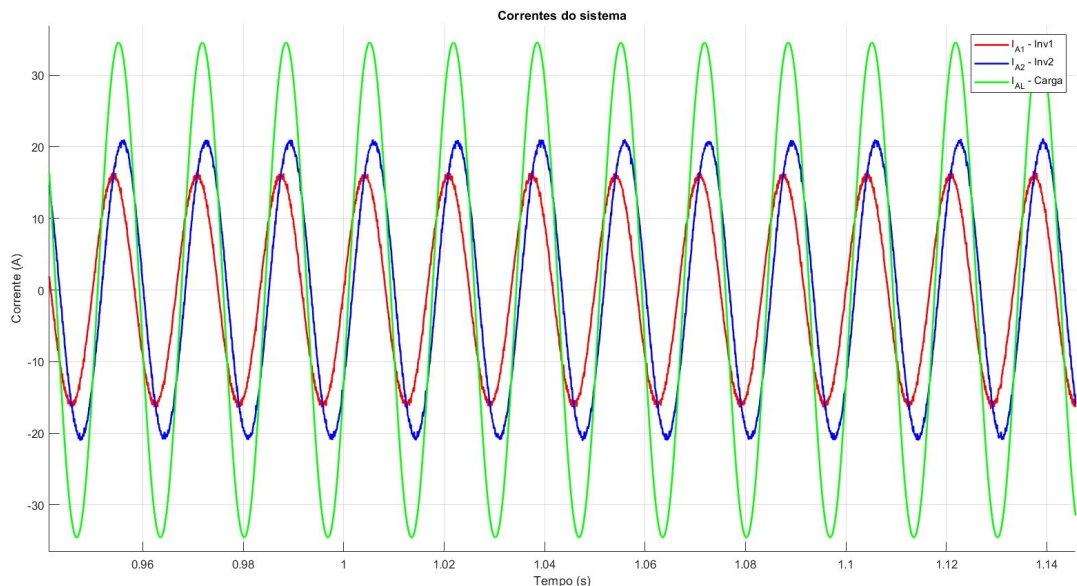
Figura 27 – Potência ativa e reativa do sistema



Fonte: Próprio autor.

Corroborando essa afirmativa a Figura 28 mostra as correntes do sistema. O sinal em verde representa a corrente da carga, em vermelho a corrente do inversor 1 e em azul a corrente do inversor 2. Em primeiro momento, nota-se que suas correntes não estão em fase, isso se deve ao fato que os componentes do sistema apresentam fatores de potência diferentes, visto que suas potências mostradas na Figura 27 são diferentes. Contudo, é evidente na Figura 28, que a amplitude da corrente do inversor 1 está bem próxima da do inversor 2, mostrando que o compartilhamento de potência está muito próximo, e só não ocorrem pois são inversores com funções diferentes.

Figura 28 – Correntes do sistema

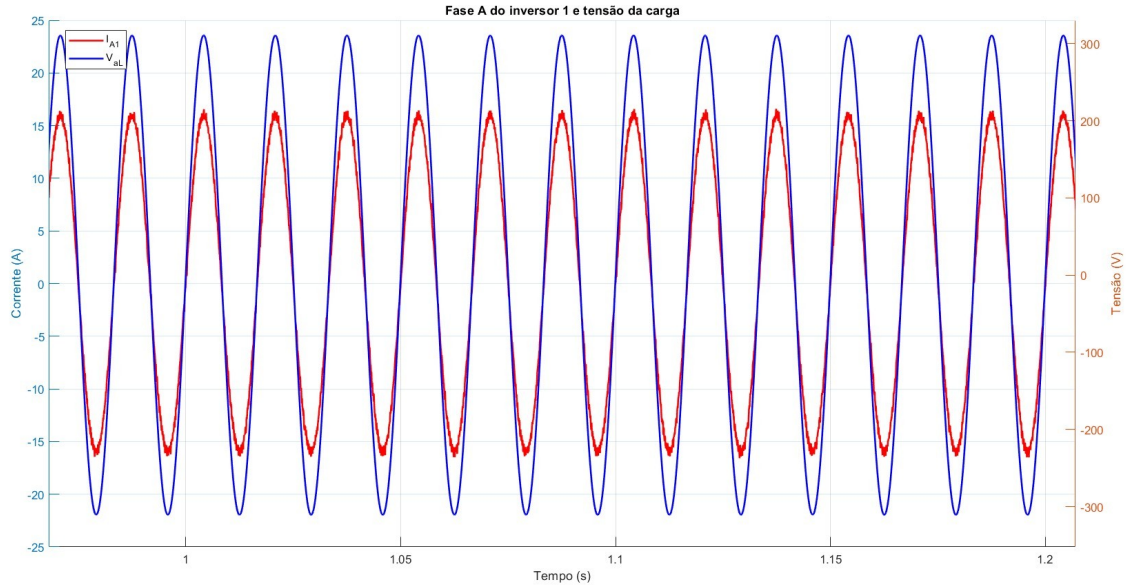


Fonte: Próprio autor.

Outrossim, a Figura 29 mostra a corrente de saída do inversor 1, em azul, e a tensão da carga, em vermelho, em que é evidente que eles estão em fase, visto que a potência reativa do inversor 1 é zero. A Figura 30 mostra as correntes trifásicas de saída do inversor 1, em que elas são equilibradas e com amplitude constante em torno de 16 A, é evidente que ela apresenta uma distorção. Dessa forma, A Figura 31 mostra a FFT da corrente de saída do inversor 1 em que o THD é de 0,65% e a frequência fundamental apresenta uma amplitude de 15,95 A.

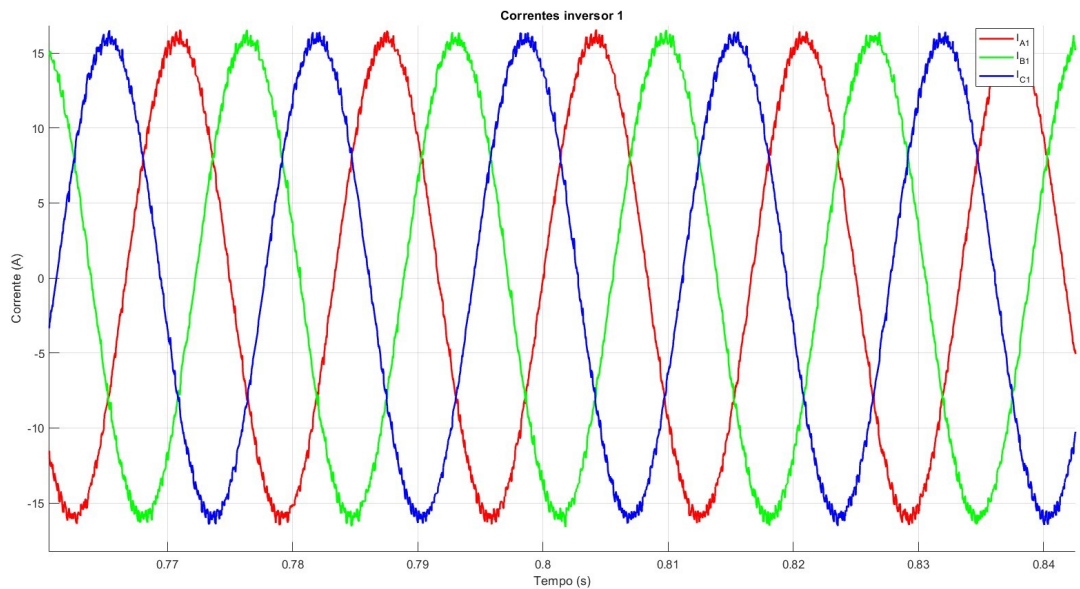
De maneira semelhante, a Figura 32 representa a corrente da fase a de saída do inversor 2 e a tensão de saída, onde fica evidente que há um desfasamento entre elas devido ao fato que o inversor 2 injeta potência ativa e reativa. Ainda mais, a Figura 33 evidencia as correntes trifásicas de saída do inversor 2, nota-se que elas são equilibradas e com valor de pico

Figura 29 – Corrente da fase a do inversor 1 em relação a tensão da carga



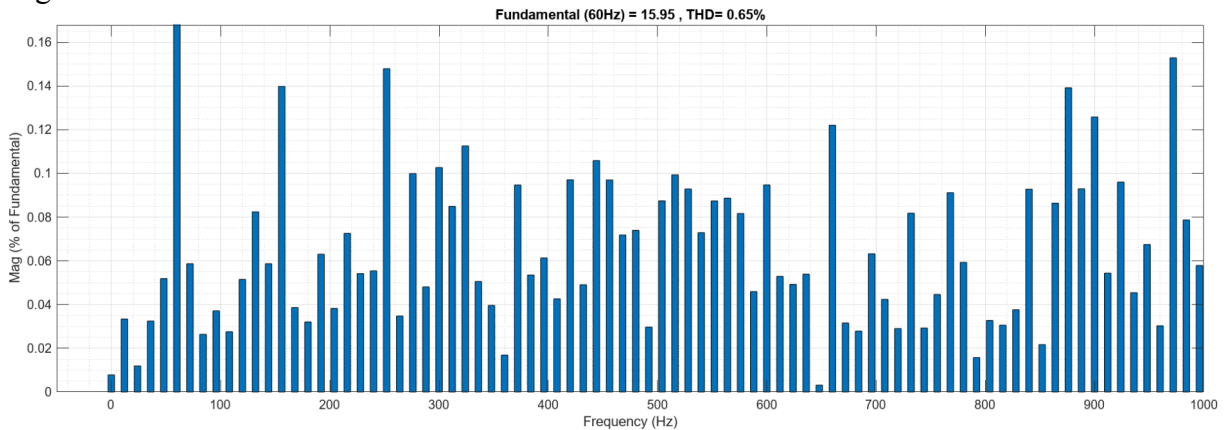
Fonte: Próprio autor.

Figura 30 – Corrente trifásica do inversor 1



Fonte: Próprio autor.

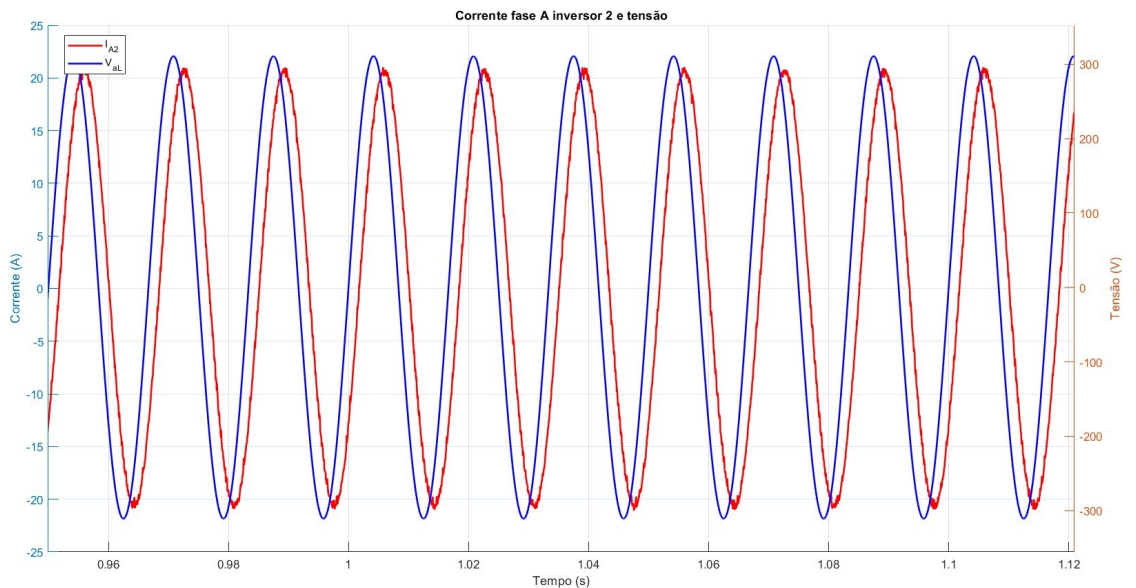
Figura 31 – FFT da corrente da fase a do inversor 1



Fonte: Próprio autor.

em torno de 20,8 A. Por fim, a Figura 34 mostra a FFT da corrente de saída do inversor 2, que apresenta um THD de 0,50% e sua harmônica de referência apresenta uma amplitude de 20,67A. Dessa forma, o ICC apresenta um THD levemente menor que o ICT, haja visto que ele controla a corrente diretamente.

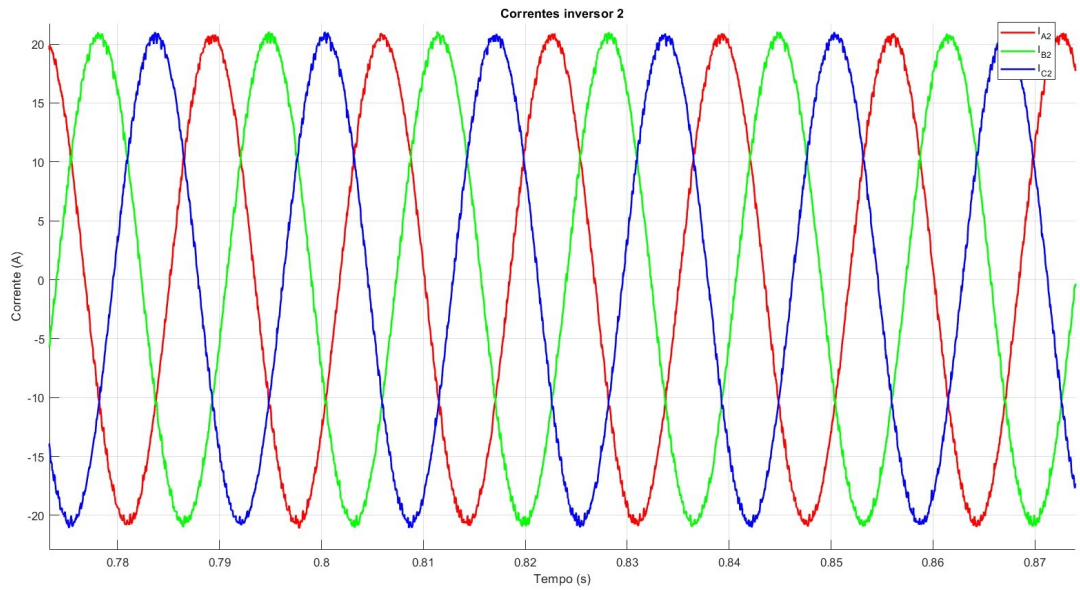
Figura 32 – Corrente da fase a de saída do inversor 2 em relação a tensão



Fonte: Próprio autor.

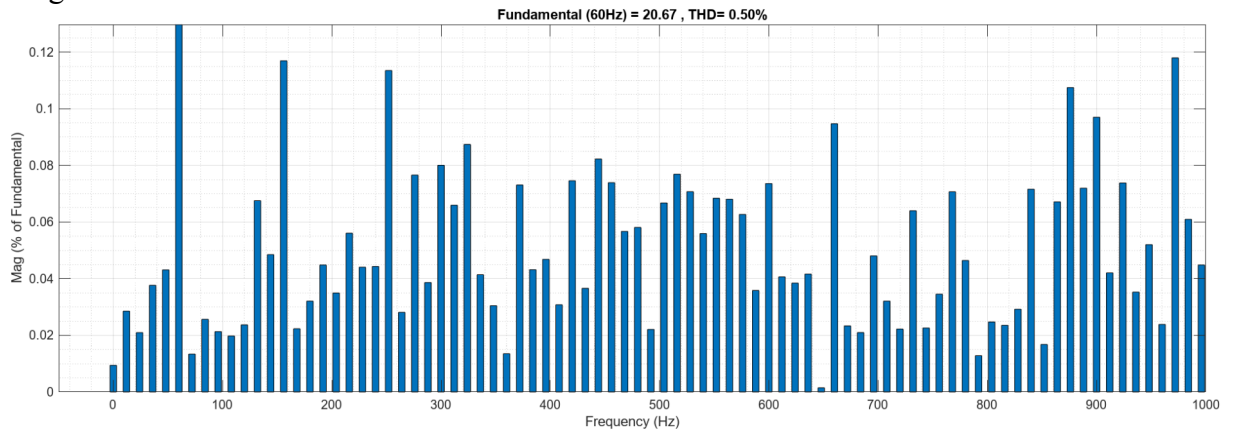
A Figura 28 mostra todas as correntes do sistema, em que fica evidente que a corrente da carga apresenta menos distorções de forma visual. Isso fica evidente na Figura 35 que mostra a FFT da corrente da fase a da carga, que apresenta um THD de 0,03% e sua fundamental apresenta uma amplitude de 34,56 A. Dessa maneira, a corrente que é entregue à carga apresenta um THD muito baixo.

Figura 33 – Correntes de saída do Inversor 2



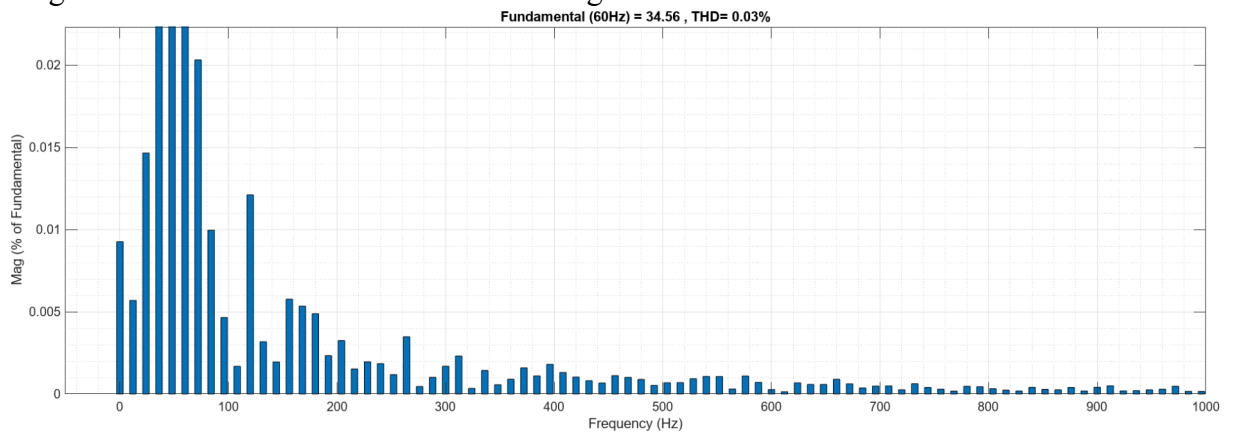
Fonte: Próprio autor.

Figura 34 – FFT da corrente da fase a do inversor 2



Fonte: Próprio autor.

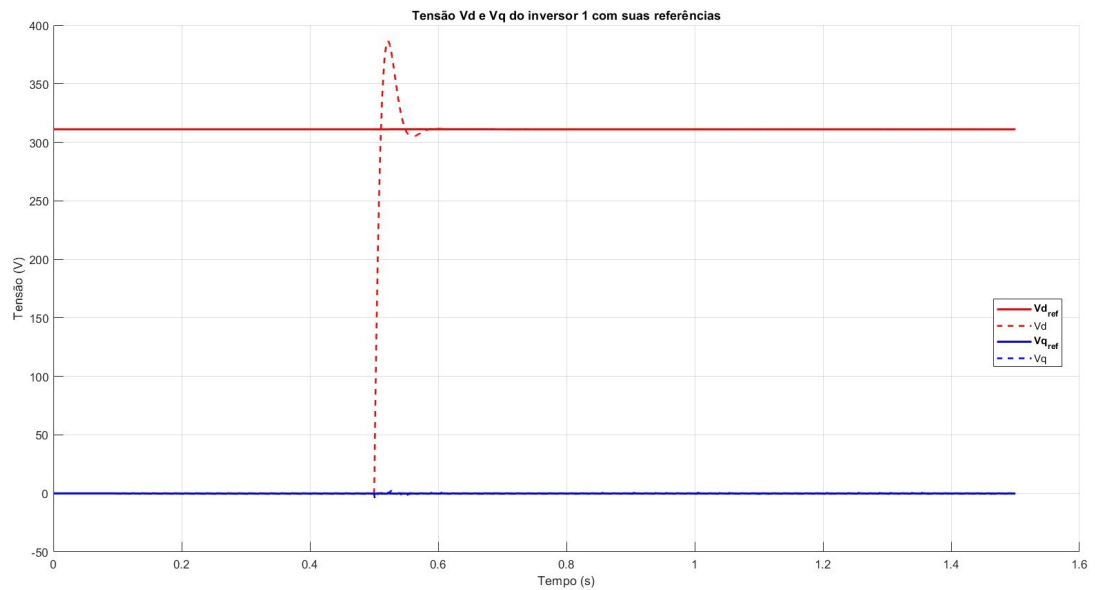
Figura 35 – FFT da corrente da fase a da carga



Fonte: Próprio autor.

No que diz respeito ao controle do Inversor 1, a Figura 36 mostra a tensão  $V_d$  de referência em vermelho contínuo e a  $V_d$  real pontilhado, há um sobressinal próximo a 380 V e o tempo de assentamento é por volta de 0,6s. A Figura 37 mostra que  $V_d$  varia em torno de 311,5V e 311V, quando o sistema entra em regime. Ainda mais os valores em azuis representam a tensão  $V_q$ , que permanece próxima de zero, a Figura 38 mostra que há uma variação tanto da tensão de referência  $V_q$ , devido ao PLL quanto da tensão  $V_q$ .

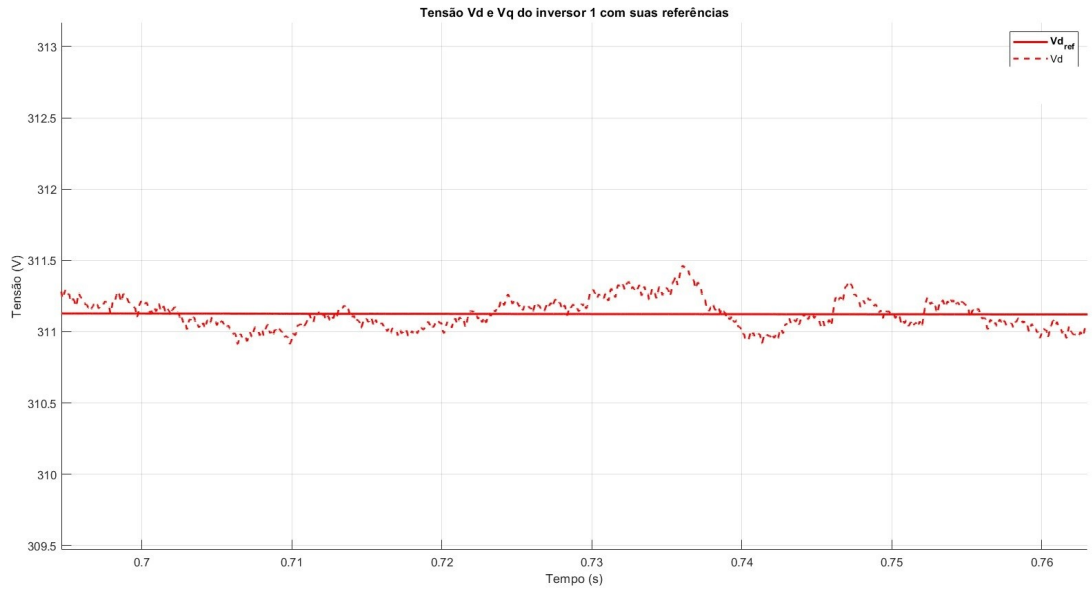
Figura 36 – Tensão  $V_d$  e  $V_q$  em relação a referência Inversor 1



Fonte: Próprio autor.

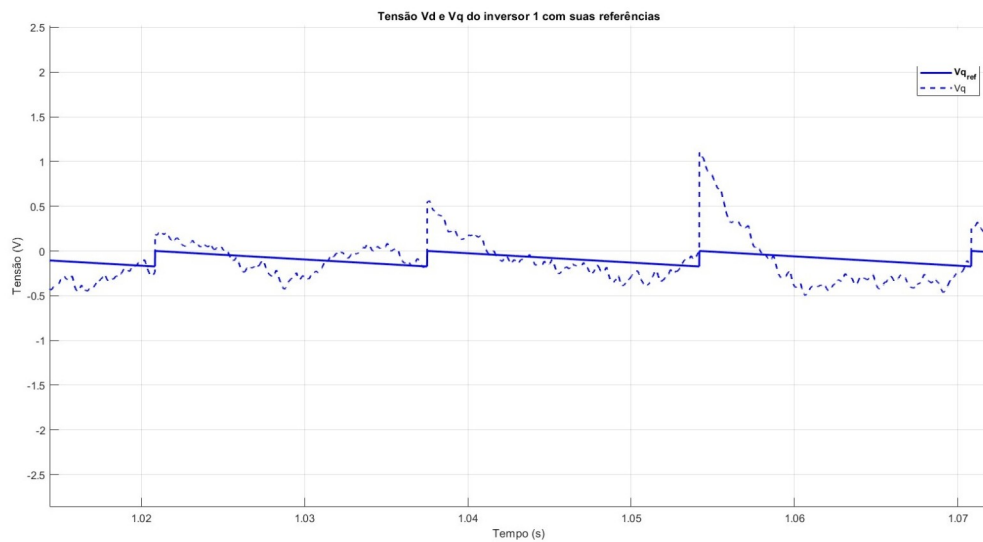
Em relação ao controle de corrente do Inversor 2, a Figura 39 mostra a corrente  $I_d$  em vermelho e a corrente  $I_q$  em azul, onde suas referências são contínuas e suas correntes são pontilhadas. A Figura 40 evidencia que há uma oscilação na corrente  $I_d$  em torno de 16 A, com pico em 16,6 A e valor mínimo em 15,5 A. Em contrapartida, a Figura 41 demonstra que a corrente  $I_q$  segue sua referência de -15A, negativo visto que a carga conectada ao inversor é um indutor, com picos em -12 A e mínimos em -13,5 A.

Figura 37 – Tensão  $V_d$  e  $V_q$  em relação a referência Inversor 1 com zoom em  $V_d$



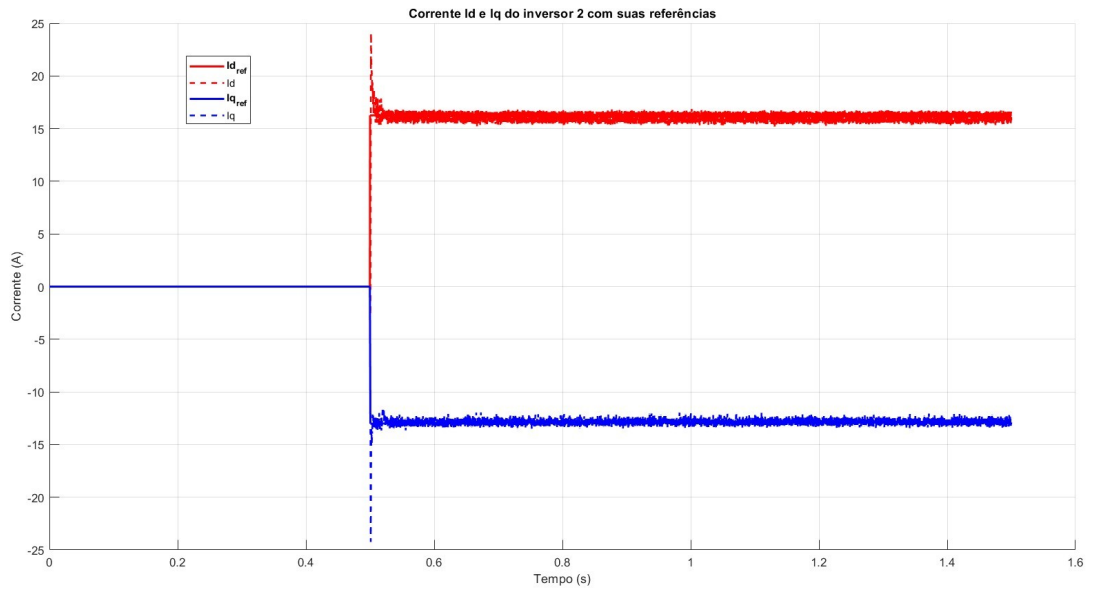
Fonte: Próprio autor.

Figura 38 – Tensão  $V_d$  e  $V_q$  em relação a referência Inversor 1 com zoom em  $V_q$



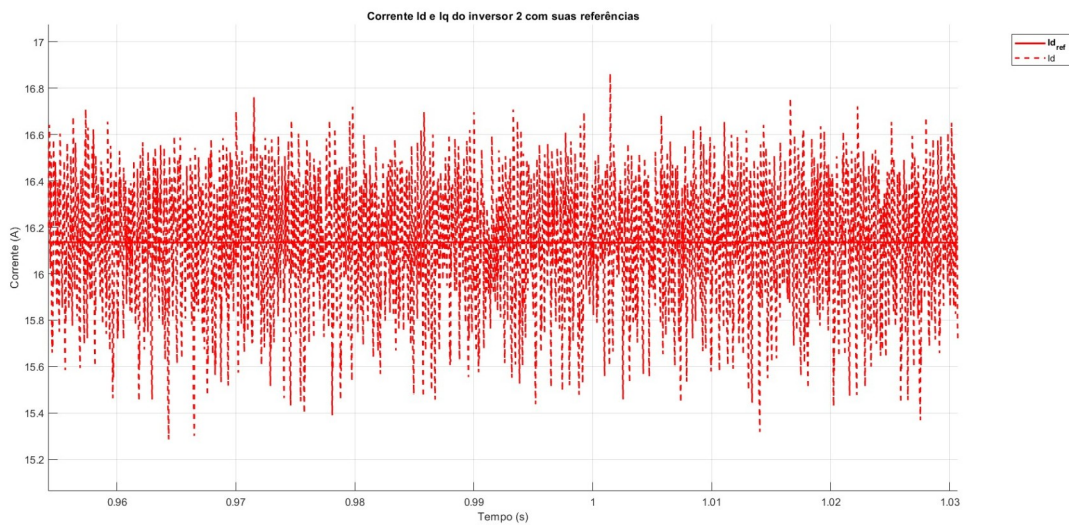
Fonte: Próprio autor.

Figura 39 – Correntes ID e IQ do inversor 2 com suas referências



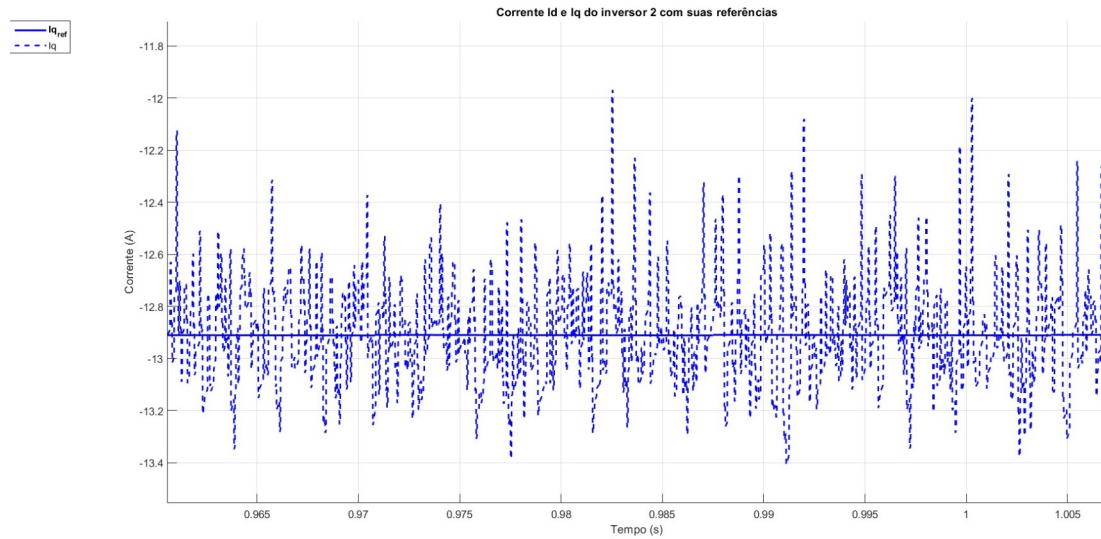
Fonte: Próprio autor.

Figura 40 – Correntes ID e IQ do inversor 2 com suas referências com um zoom em ID



Fonte: Próprio autor.

Figura 41 – Correntes  $I_D$  e  $I_Q$  do inversor 2 com suas referências com um zoom em  $I_Q$

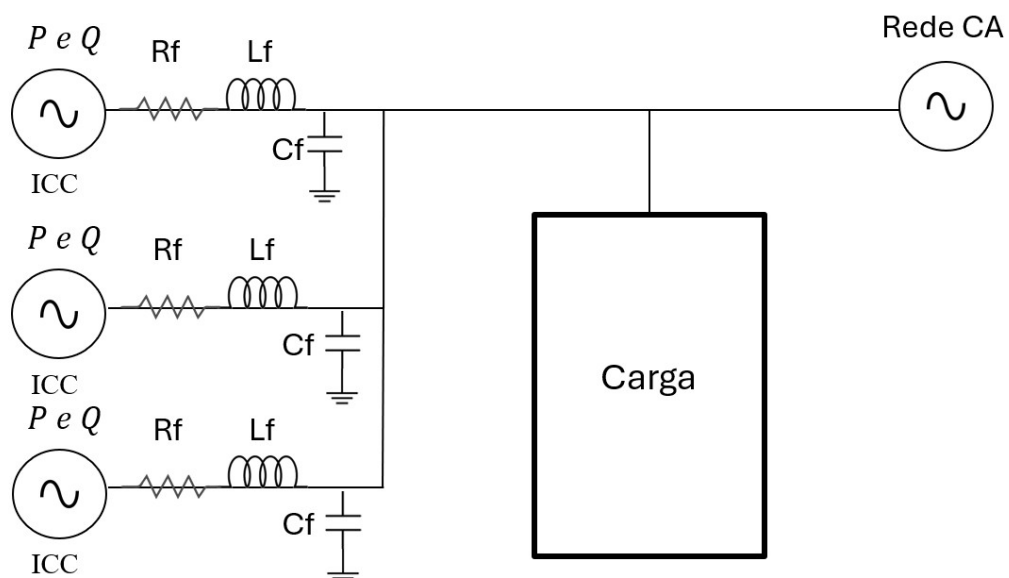


Fonte: Próprio autor.

#### 4.2 Resultados caso 2: modo conectado à rede

A Figura 42 mostra o esquemático do circuito do segundo caso, ele é representado por 3 ICCs conectados a rede elétrica CA e a uma carga trifásica. Como neste caso o sistema é conectado à rede, o principal objetivo é controlar a potência ativa e reativa de geração dos inversores, haja visto que a tensão na carga já é imposta pela rede CA. O controle utiliza o cálculo da potência de referência visto na seção 3.2.3, ou seja, a partir dos valores de potência da carga são calculados os valores das potências de referência dos inversores.

Figura 42 – Esquemático do circuito elétrico do caso 02



Fonte: Próprio autor.

Com relação aos compensadores eles apresentam valores iguais ao representado na Tabela 3. Ainda mais, os valores dos filtros dos inversores apresentam os mesmos valores do mostrado na Tabela 4. Os outros parâmetros da simulação são representados na Tabela 5. É evidente que as constantes de Droop de frequência e Droop de tensão são proporcionais aos valores da potência nominal. Há 3 eventos importantes nesta simulação, o primeiro ocorre em 0,5s, que é o tempo em que os inversores são conectados ao sistema, isso ocorre devido ao tempo em que o PLL demora para entrar em regime, em 0,7s a segunda carga é conectada ao sistema e em 1s a terceira carga é conectada ao sistema.

Tabela 5 – Parâmetros dos Inversores e Cargas Caso 2

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Potência nominal Inversor 1	$P_{n1}$	90	kW
Potência nominal Inversor 2	$P_{n2}$	60	kW
Potência nominal Inversor 3	$P_{n3}$	30	kW
Droop de frequência do Inversor 1	$h_{d1}$	$2,222 \cdot 10^{-6}$	$\text{rad}^{-1}/\text{W}$
Droop de tensão do Inversor 1	$N_{d1}$	$4,222 \cdot 10^{-4}$	$\text{V}/\text{VA}_r$
Droop de frequência do Inversor 2	$h_{d2}$	$3,333 \cdot 10^{-6}$	$\text{rad}^{-1}/\text{W}$
Droop de tensão do Inversor 2	$N_{d2}$	$6,333 \cdot 10^{-4}$	$\text{V}/\text{VA}_r$
Droop de frequência do Inversor 3	$h_{d3}$	$6,666 \cdot 10^{-6}$	$\text{rad}^{-1}/\text{W}$
Droop de tensão do Inversor 3	$N_{d3}$	0,0013	$\text{V}/\text{VA}_r$
Potência trifásica ativa da carga 1	$P_{c1}$	15000	W
Potência trifásica reativa da carga 1	$Q_{c1}$	0	VAr
Potência trifásica ativa da carga 2	$P_{c2}$	15000	W
Potência trifásica reativa da carga 2	$Q_{c2}$	15000	VAr
Potência trifásica ativa da carga 3	$P_{c3}$	21000	W
Potência trifásica reativa da carga 3	$Q_{c3}$	15000	VAr

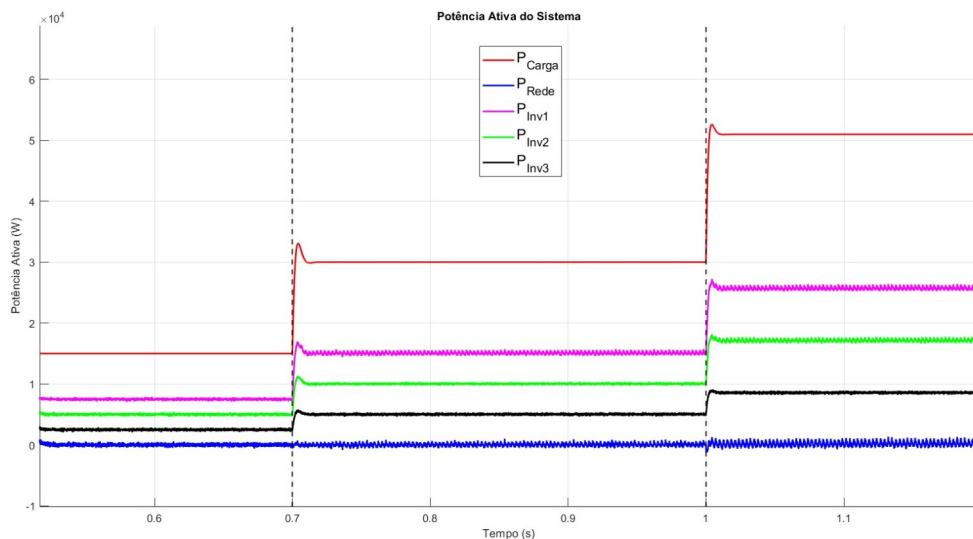
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 43 representa a potência ativa de todo o sistema,  $P_{\text{carga}}$  representa a potência ativa da carga,  $P_{\text{rede}}$ , representa a potência ativa da rede,  $P_{\text{inv1}}$ ,  $P_{\text{inv2}}$  e  $P_{\text{inv3}}$ , representam as potências de saída dos inversores.

Em 0,5s o sistema é conectado e há um grande sobressinal até chegar na estabilidade, a potência entregue a carga é de 15000W, e os inversores dividem a potência de acordo com a

relação entre sua potência nominal e a potência nominal total dos inversores, ou seja, o Inversor 1 injeta 7500W, o Inversor 2 injeta 5000W e o inversor 3 injeta 2500W. O mesmo acontece no caso 2, em que a potência entregue a carga é de 30000W, o inversor 1, 2 e 3, injetam 15000W, 10000W e 5000W, respectivamente. De maneira semelhante, no caso 3, a potência entregue a carga é de 51000W e os inversores 1, 2 e 3, injetam, 25500W, 17000W e 8500W. É importante salientar que, como mostrado na Figura 43, há oscilações nas potências e sobressinais quando uma nova carga é conectada. Outrossim, a potência ativa da rede permanece constantemente em 0W, mostrando que toda a potência ativa é fornecida pelos inversores e que eles conseguem dividir a potência de forma proporcional à sua potência nominal.

Figura 43 – Potência ativa geral do sistema

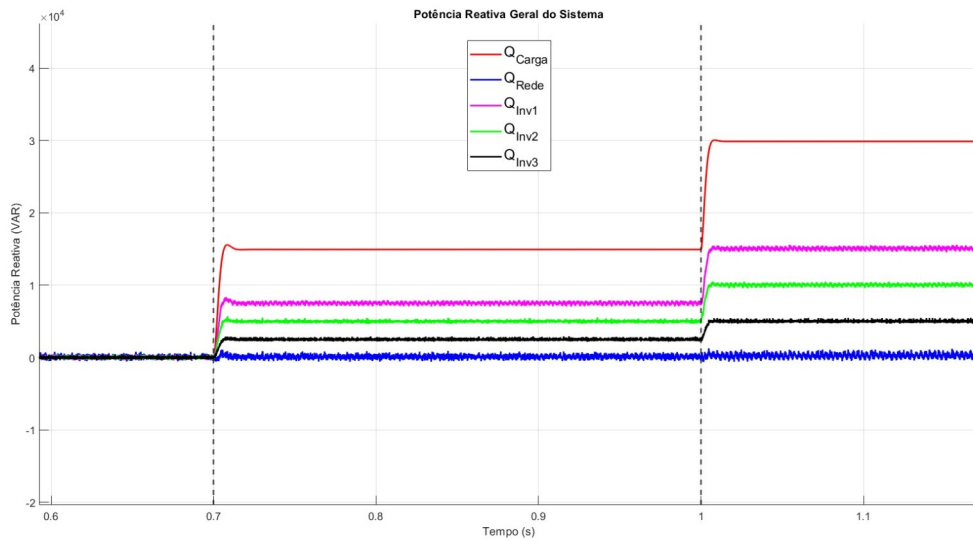


Fonte: Próprio autor.

Seguindo o mesmo raciocínio, a Figura 44 evidencia a potência reativa de todo o sistema. Nota-se que a potência reativa apresenta a mesma proporção de 90:60:30 em relação a potência de saída dos inversores. Em primeiro momento a potência reativa total do sistema é igual a zero, visto que não há cargas reativas. Após 0,7s, a potência reativa da carga é de 15000Var, e a potência dos inversores são de 7500Var, 5000Var e 2500Var. Após 1s, a potência reativa da carga é de 30000Var e a potência dos inversores são de 15000Var, 10000Var e 5000Var. Ainda mais, a potência reativa da rede é de aproximadamente 0 Var, evidenciando que toda a potência reativa é fornecida pelos inversores.

Corroborando com essas afirmativas a Figura 45 mostra as correntes da fase a de todo o sistema simulado. A corrente em azul, que é representado pela corrente da rede, é sempre

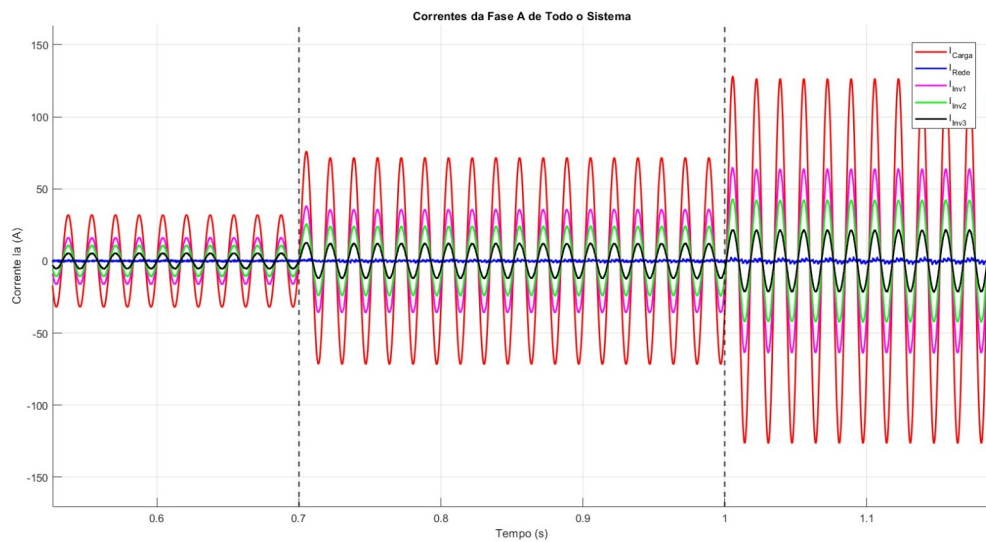
Figura 44 – Potência reativa geral do sistema



Fonte: Próprio autor.

próximo de 0 A, oscilando entre ele. Ainda mais, as correntes dos inversores e da carga estão sempre em fase, indicando que há sempre um aumento proporcional da potência ativa e reativa, resultando em um mesmo fator de potência. Outrossim, a relação das amplitudes das correntes dos inversores é de 90:60:30.

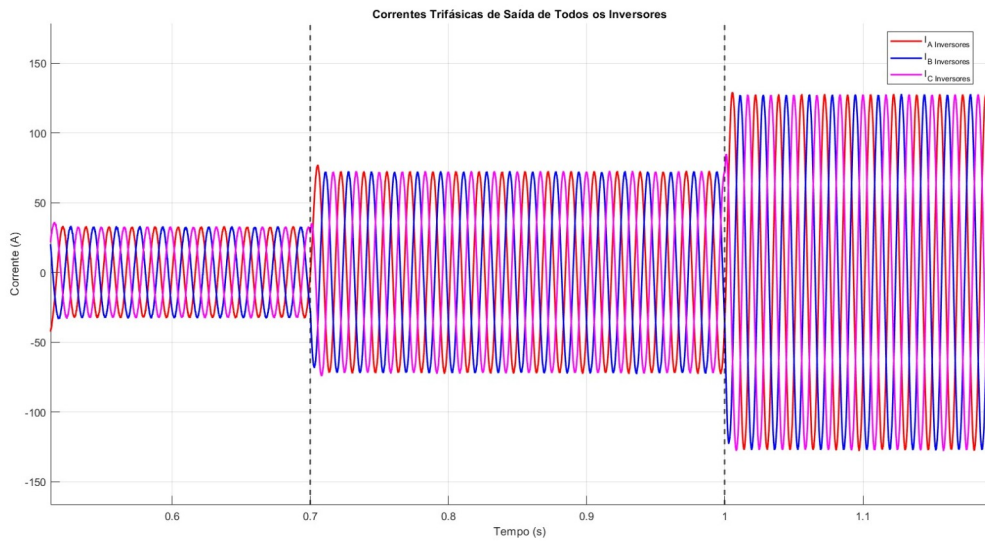
Figura 45 – Correntes da fase a de todo o sistema



Fonte: Próprio autor.

A Figura 46 mostra a corrente trifásica de saída dos inversores, que é igual ao somatório das correntes de cada inversor. Nota-se que elas são senoidais e defasadas de  $120^\circ$  uma da outra, com algumas oscilações entre as entradas de carga.

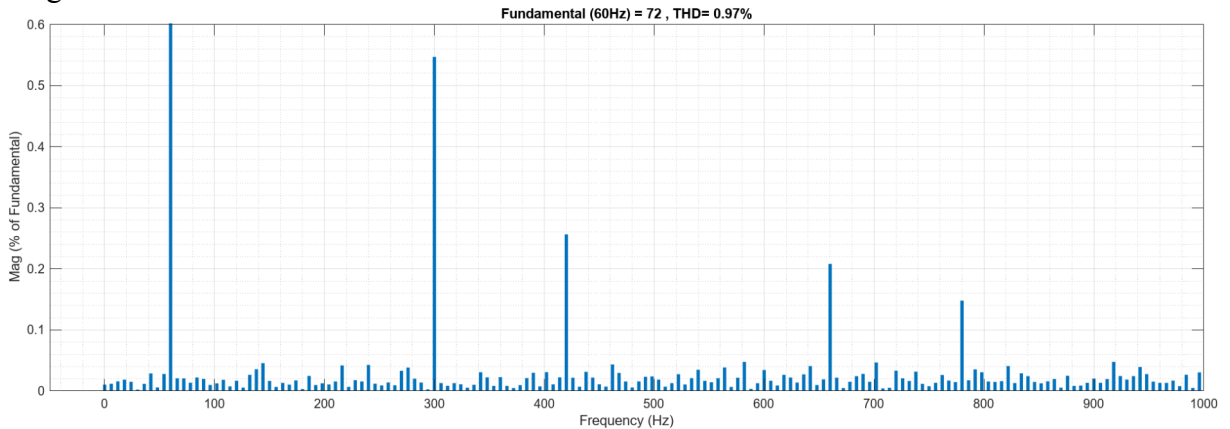
Figura 46 – Corrente trifásica de saída de todos os inversores



Fonte: Próprio autor.

A Figura 47 mostra a análise no domínio da frequência do sinal da fase a representado na Figura 46. É evidenciado que ele apresenta um THD muito pequeno de 0,97% e sua componente fundamental apresenta uma amplitude de 72 A. A FFT medido está situado após 0,7s e antes de 1s, quando o sinal de corrente fica estável.

Figura 47 – FFT da corrente da fase a de saída

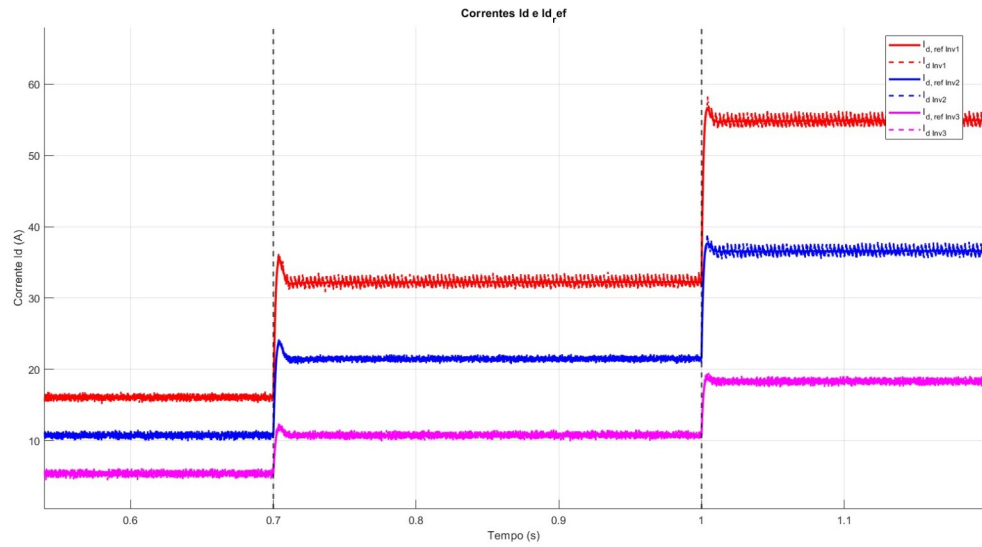


Fonte: Próprio autor.

A Figura 48 mostra as correntes ID e IDref dos 3 inversores, em que a vermelha indica o inversor 1, a azul o inversor 2 e a rosa o inversor 3. As correntes de referências são contínuas enquanto as correntes ID são pontilhadas, nota-se que as correntes dos 3 inversores conseguem seguir as correntes de referência. Outrossim, eles apresentam sobressinais quando há entrada de carga e erros de regime permanente, mostrado pelas oscilações de corrente.

A Figura 49 mostra as IQ e IQref correntes dos 3 inversores, em que a vermelha

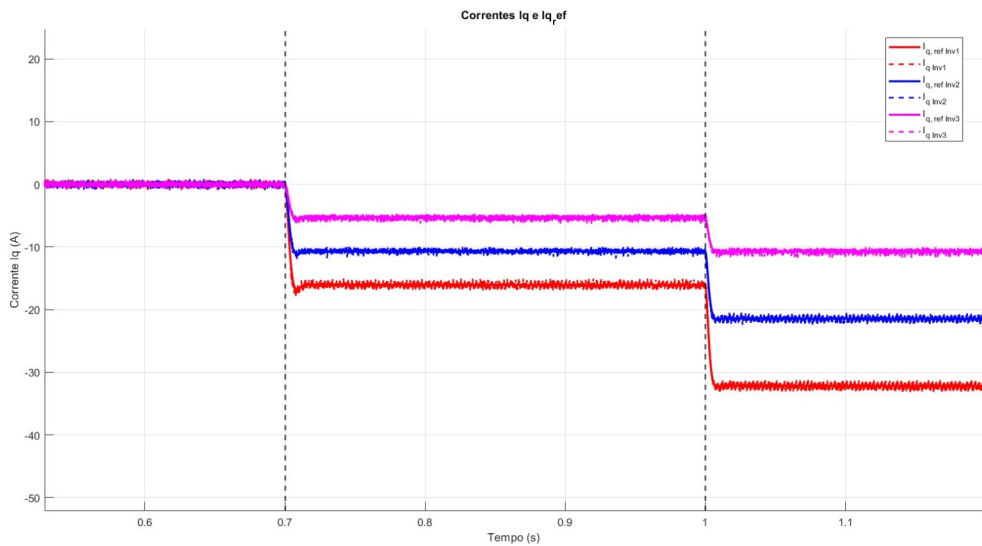
Figura 48 – Correntes  $I_d$  e  $I_{dref}$  dos 3 inversores



Fonte: Próprio autor.

indica o inversor 1, a azul o inversor 2 e a rosa o inversor 3. As correntes de referências são contínuas enquanto as correntes  $I_Q$  são pontilhadas, nota-se que as correntes dos 3 inversores conseguem seguir as correntes de referência. Outrossim, eles apresentam sobressinais quando há entrada de carga e erros de regime permanente, mostrado pelas oscilações de corrente.

Figura 49 – Correntes  $I_Q$  e  $I_{Qref}$  dos 3 inversores



Fonte: Próprio autor.

## 5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foram implementadas, modeladas e projetadas técnicas de controle de corrente e de tensão utilizando a transformada abc-dq. Conclui-se que as correntes  $I_d$  e  $I_q$  e as tensões  $V_d$  e  $V_q$  seguem adequadamente suas respectivas referências, com sobressinais em momentos de variação brusca de carga e com pequenos erros em regime. Ainda mais, tanto o controle de frequência controlada quanto o de frequência imposta pela rede foram utilizados e validados. No modo de frequência controlada, o CLR consegue manter a tensão e a frequência em valores constantes da carga, mantendo  $V_q$  em zero e  $V_d$  no valor de pico de tensão. No modo de frequência imposta pela rede, o CLR atua de modo a controlar a potência ativa e reativa.

Outrossim, a partir das simulações realizadas no ambiente MATLAB/Simulink, infere-se que, inversores em paralelo podem atuar não somente no modo conectado à rede como também no modo ilhado. Mediante o desenvolvimento de uma estratégia de controle droop, o ICC, pode atuar controlando diretamente suas correntes de saída e administrando a potência ativa e reativa, através de um novo método de controle droop para inversores controlados por corrente. Dessa forma, observou-se que inversores de potências nominais diferentes podem atuar em paralelo, injetando potência ativa e reativa de forma proporcional à sua potência nominal em relação a potência nominal total do sistema.

Além disso, foi desenvolvida e analisada uma estratégia de controle droop para inversores formadores de rede. No modo ilhado, a implementação do controle permitiu a regulação da tensão e da frequência da carga, garantindo a estabilidade do sistema mesmo na ausência da rede. Ainda mais, no modo ilhado foi possível transferir potência ativa e reativa para a carga, por intermédio de um controle mestre-escravo formado por um ICC e um ICT.

Seja no modo conectado à rede, seja no modo ilhado inversores em paralelo injetam correntes para a carga ou rede com um THD menor que 5%. No modo ilhado, a tensão da carga apresenta, também, THD menor que 5%, e os limites de frequência entregues a ela estão dentro dos limites normativos. Dessa maneira, nos dois modos de operação os aspectos de qualidade de energia elétrica são respeitados. Portanto, o presente estudo contribui para o avanço no controle de inversores em paralelo para microrredes CA.

### 5.1 Trabalhos futuros

Os seguintes tópicos são sugeridos para trabalhos futuros,

- a)** Discretização dos controladores para implementação digital;
- b)** Estudo de inversores em paralelo com ICT e ICC atuando na transferência entre o modo conectado à rede e modo ilhado, com o objetivo de verificar se ao utilizar o controle droop não é necessário modificar a técnica de controle entre os modos;
- c)** Realizar um estudo aumentando a malha do controle droop utilizando o método de controle de impedância virtual e comparar com os dados obtidos neste trabalho;
- d)** Utilizar estratégia de controle paralelo para inversores multinível;
- e)** Estudo de técnicas mais avançadas de controle, tais como Model Predictive Control (MPC) para o controle de tensão e corrente;
- f)** Realizar um estudo prático das técnicas de controle realizadas neste trabalho.

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, R. **Gerenciamento e controle distribuído hierárquico primário e secundário aplicado a microrrede CA**. 135 p. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2019. Orientação: Profa. Dra. Ruth Pastôra Saraiva Leão.
- ANEEL, A. N. de E. E. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – qualidade da energia elétrica. [S.l.], 2017.
- BIM, E. **Máquinas Elétricas e Acionamento**. 4ª ed., e-book. ed. Rio de Janeiro: GEN LTC, 2018. Disponível em: <https://app.minhabiblioteca.com.br/reader/books/9788595154629/>. Acesso em: 19 jan. 2025. ISBN 9788595154629. Disponível em: <<https://app.minhabiblioteca.com.br/reader/books/9788595154629/>>.
- IEEE Standards Association. **IEEE Std 519™-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992): Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. 2014. <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6806673>>. Accessed: 2025-01-27.
- JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. R.; JOHNSON, J. L. **Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos**. 4. ed. São Paulo: PHB Prentice/Hall do Brasil, 1999.
- LEI, L.; ELGENDY, M. A.; WADE, N.; ETHNI, S. Power sharing between parallel inverters by using droop control with a secondary control loop. In: **2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 653–658.
- LIU, B.; LIU, J.; LIU, Z. Improvement of grid current quality for droop-controlled grid-connected inverters under distorted grid conditions. In: **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 2560–2565.
- LOUIS, J.-P.; BERGMANN, C. Commande numérique - systèmes triphasés: régime permanent. **Techniques de l'Ingénieur**, Nov. 1996. Machines électriques tournantes (D6 et D7) - Commande. Disponível em: <<http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-convertisseurs-et-machines-electriques-tiadb/commande-numerique-des-machines-d3642/>>.
- MOHAN, N. **Máquinas Elétricas e Acionamentos - Curso Introdotório**. E-book. Rio de Janeiro: LTC, 2015. Disponível em: <https://app.minhabiblioteca.com.br/reader/books/978-85-216-2835-4/>. Acesso em: 19 jan. 2025. ISBN 978-85-216-2835-4. Disponível em: <<https://app.minhabiblioteca.com.br/reader/books/978-85-216-2835-4/>>.
- MOREIRA, A. B. **Propostas de Controle de um Sistema de Geração de Energia Elétrica a partir de Energia Eólica com Gerador de Indução Duplamente Alimentado com Mitigação de Correntes Harmônicas na Rede Elétrica Geradas por Carga Não Linear**. 156 p. Tese (Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica)) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2017.
- OLIVEIRA, S. S. d. **Projeto, análise e simulação de um filtro ativo paralelo trifásico**. Sobral: Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, 2019. 75 p. (CDD 621.3). Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Curso de Engenharia Elétrica. Orientação: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). **Relatório PEN 2024**. 2024. Acesso em: 25 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Relato%CC%81rio%20PEN%202024%20VF.pdf>>.

PELACINI, D. A. F.; KASPER, J. V. G.; AQUINO, C. C. C. B. de; VILELA, J. J. A.; OLIVEIRA, G. H. C. Análise de microrrede ilhada utilizando inversores em paralelo com droop. **Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos**, Sociedade Brasileira de Automática, v. 1, n. 1, p. 1–10, 2021. ISSN 2177-6164.

QIAO, D.; WANG, T.; TANG, T.; BENBOUZID, M. A parallel control strategy for the cascaded multi-level inverters in the distributed generation system. In: **2017 36th Chinese Control Conference (CCC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 8701–8706.

SILVA, V.; LAZZARIN, T. B. **Paralelismo de inversores de tensão aplicado a nobreaks: teoria, estratégia de controle e exemplo de projetos**. Florianópolis: Publicações do IF-SC, 2012. 162 p. (CDD621.382). Catalogado por: Coordenadoria de Bibliotecas IF-SC, Kênia Raupp Coutinho CRB14/951. ISBN 978-85-64426-43-6.

TAPSOBA, G.; HAMADI, A.; NDTOUNGOU, A.; RAHMANI, S.; AL-HADDAD, K. Pv configuration and maximization applied to parallel inverters using updated droop control. In: **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1430–1435.

WEI, B.; GUERRERO, J. M.; VÁSQUEZ, J. C.; GUO, X. A modified droop control method for parallel-connected current source inverters. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 5195–5200.

WU, D.; TANG, F.; VASQUEZ, J.; GUERRERO, J. Control and analysis of droop and reverse droop controllers for distributed generations. In: **Proceedings of the 11th International Multiconference on Systems, Signals Devices, SDD 2014**. [S.l.]: IEEE Press, 2014. ISBN 978-1-4799-3866-7. 11th International Multiconference on Systems, Signals amp; Devices, IEEE SSD14 ; Conference date: 11-02-2014 Through 14-02-2014.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. An accurate model for the DC-side voltage control of the neutral point diode clamped converter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 1, p. 185–193, 2006.

## APÊNDICE A – CÓDIGO DO MATLAB UTILIZADO NO CASO 01

```

1 clear all
2 clc
3 close all
4
5 % Parmetros do CLR
6 Vn = 220;
7 fn = 60;
8 wr =1570* pi /30; % rad /s
9 E = Vn * sqrt (2) ;
10 Tsa = 1e -5;
11 Ta = 3.3 e -05;
12 fch = 10 e3 ;
13 Tch = 1/ fch ;
14
15 % Barramento CC
16 C =2200 e -6;
17
18 % Modelo da planta - Filtro L
19 R =0.31; L =7.5 e -3;
20 w = 377;
21 A = tf ([ - Tch /4 1] ,[ Tch /4 1] );
22 Gp = A * tf ([0 1] ,[ L R] );
23
24 % PLL
25 Gd = tf ([0 180] ,[1 0] );
26 MFdp = ( pi /180) *60;
27 wcp = 145;
28 [ Mgp , Fip ] = bode ( Gd , wcp ) ;
29 tetasp = Fip * pi /180;
30 Tip = 1/( wcp *( tan (+ pi + tetasp - MFdp) ));
31 Kpp = wcp /( sqrt ( wcp ^2+(1/ Tip ) ^2) * Mgp ) ;
32 Kip = Kpp / Tip ;
33 Gpll = tf ([ Kpp Kip ] ,[1 0] );
34 Gpllf = Gpll * Gd ;
35
36 h = figure (1) ;
37 bode ( Gpllf )

```

```

38 margin ( Gpllf )
39 set ( h , ' PaperPositionMode ', ' auto ' )
40
41 % Controlador de Corrente ( CLR )
42 MFd = ( pi /180 ) *60;
43 wc = 10 e3 ;
44 [ Mg , Fi ] = bode ( Gp , wc ) ;
45 tetas = Fi * pi /180;
46 Ti = 1/( wc * tan ( pi + tetas - MFd ) ) ;
47 Kp = wc / ( sqrt ( wc ^2+(1/ Ti ) ^2 ) * Mg ) ;
48 Ki = Kp / Ti ;
49
50 Gc = tf ( [ Kp Ki ] , [1 0] )
51 Gp1 = Gc * Gp ;
52
53 h = figure ;
54 bode ( Gp1 )
55 margin ( Gp1 )
56 set ( h , ' PaperPositionMode ', ' auto ' )
57
58 % Controle Ilhado
59 Cf =1050 e -6;
60 taul =2 e -3;
61 Gil = feedback ( Gp1 ,1 ) ;
62 Gcd = tf ( 1 , [ Cf 0] ) ;
63 Gllh = Gil * Gcd ;
64
65 wll =150;
66 [ Mll , Fll ] = bode ( Gllh , wll ) ;
67 angl = Fll * pi /180;
68 Til = 1/( wll * tan ( pi + angl - MFd ) ) ;
69 Kpil = 1/( Mll * sqrt ( 1+(1/ Til * wll ) ^2 ) ) ;
70 Kil = Kpil / Til ;
71
72 Kvil = tf ( [ Kpil Kil ] , [1 0] )
73 W = Kvil * Gllh ;
74
75 h = figure ;
76 bode ( W )

```

```
77 margin ( W )
78 set ( h , ' PaperPositionMode ', ' auto ')
79
80 % Controle droop VCM
81 deltaW1 = 2*10^(-1);
82 deltaE1 = 38;
83 pmx1 = 60000;
84 qmx1 = 60000;
85 md1 = deltaW1 / pmx1 ;
86 nd1 = deltaE1 / qmx1 ;
87
88 deltaW2 = 2*10^(-1);
89 deltaE2 = 38;
90 pmx2 = 60000;
91 qmx2 = 60000;
92 md2 = deltaW2 / pmx2 ;
93 nd2 = deltaE2 / qmx2 ;
94
95 % Filtro
96 Wc = 10;
97
98 %% Gf r i c o s
99 % Obter os dados das variáveis do Simulink
100 Va = VaL ;
101 Vb = VbL ;
102 Vc = VcL ;
103
104 % Criar o gráfico
105 figure ;
106 plot ( Va . time , Va . data , 'r', ' LineWidth ', 1.5); hold on ;
107 plot ( Vb . time , Vb . data , 'g', ' LineWidth ', 1.5);
108 plot ( Vc . time , Vc . data , 'b', ' LineWidth ', 1.5);
109 hold off ;
110
111 % Configuração do gráfico
112 xlabel ( ' Tempo ( s ) ');
113 ylabel ( ' Tens o ( V ) ');
114 title ( ' Tens o trif sica na carga ');
115 legend ( ' VaL ', ' VbL ', ' VcL ');
```

```
116 grid on ;
117
118 %% Freqüência carga
119 % Obter os dados da variável WL do Simulink
120 W = WL ;
121
122 % Criar o gráfico
123 figure ;
124 plot ( W . time , W . data , 'b' , 'LineWidth' , 1.5) ;
125
126 % Configuração do gráfico
127 xlabel ( 'Tempo (s)' ) ;
128 ylabel ( 'Magnitude' ) ;
129 title ( 'Evolução da variável WL' ) ;
130 legend ( 'WL' ) ;
131 grid on ;
132
133 %% Potência ativa e reativa do sistema
134
135
136 % Criar o gráfico
137 figure ;
138 hold on ;
139 plot ( PL . time , PL . data , 'r' , 'LineWidth' , 1.5) ; % Potência ativa da
    carga
140 plot ( QL . time , QL . data , 'b' , 'LineWidth' , 1.5) ; % Potência reativa
    da carga
141 plot ( PI1 . time , PI1 . data , 'm' , 'LineWidth' , 1.5) ; % Potência ativa
    inversor 1
142 plot ( QI1 . time , QI1 . data , 'c' , 'LineWidth' , 1.5) ; % Potência reativa
    inversor 1
143 plot ( PI2 . time , PI2 . data , 'g' , 'LineWidth' , 1.5) ; % Potência ativa
    inversor 2
144 plot ( QI2 . time , QI2 . data , 'k' , 'LineWidth' , 1.5) ; % Potência reativa
    inversor 2
145 hold off ;
146
147 % Configuração do gráfico
148 xlabel ( 'Tempo (s)' ) ;
```

```

149 ylabel('Potência (W ou VAR)');
150 title('Potência ativa e reativa do sistema');
151 legend('P_{Carga}', 'Q_{Carga}', 'P_{Inv1}', 'Q_{Inv1}', 'P_{Inv2}',
        'Q_{Inv2}');
152 grid on;
153
154 %% Correntes do sistema
155
156 % Criar o gráfico
157 figure;
158 hold on;
159 plot(IA1.time, IA1.data, 'r', 'LineWidth', 1.5); % Corrente da fase
        A do inversor 1
160 plot(IA2.time, IA2.data, 'b', 'LineWidth', 1.5); % Corrente da fase
        A do inversor 2
161 plot(IAL.time, IAL.data, 'g', 'LineWidth', 1.5); % Corrente da fase
        A da carga
162 hold off;
163
164 % Configuração do gráfico
165 xlabel('Tempo (s)');
166 ylabel('Corrente (A)');
167 title('Correntes do sistema');
168 legend('I_{A1} - Inv1', 'I_{A2} - Inv2', 'I_{AL} - Carga');
169 grid on;
170
171 %% Vel Vq ref inversor 1
172
173
174 % Criar o gráfico
175 figure;
176 hold on;
177 plot(Vdref.time, Vdref.data, 'r', 'LineWidth', 1.8); % Vd referencia
178 plot(Vd.time, Vd.data, '--r', 'LineWidth', 1.5); % Vd real
179 plot(Vqref.time, Vqref.data, 'b', 'LineWidth', 1.8); % Vq referencia
180 plot(Vq.time, Vq.data, '--b', 'LineWidth', 1.5); % Vq real
181 hold off;
182
183 % Configuração do gráfico

```

```

184 xlabel ('Tempo (s)');
185 ylabel ('Tens o (V)');
186 title ('Tens o Vd e Vq do inversor 1 com suas referncias');
187 legend ('\bfVd_{ref}', 'Vd', '\bfVq_{ref}', 'Vq', 'Location', 'best');
188 grid on;
189 %%D e IQ ref
190 % Criar o gr fico
191 figure;
192 hold on;
193 plot (ldref.time, ldref.data, 'r', 'LineWidth', 1.8); %ld referencia
194 plot (ld.time, ld.data, '--r', 'LineWidth', 1.5); %ld real
195 plot (lqref.time, lqref.data, 'b', 'LineWidth', 1.8); %lq referencia
196 plot (lq.time, lq.data, '--b', 'LineWidth', 1.5); %lq real
197 hold off;
198
199 % Configura o do gr fico
200 xlabel ('Tempo (s)');
201 ylabel ('Corrente (A)');
202 title ('Corrente Id e Iq do inversor 1 com suas referncias');
203 legend ('\bfd_{ref}', 'Id', '\bfIq_{ref}', 'Iq', 'Location', 'best');
204 grid on;
205
206 %% Correntes inversor 1
207
208 % Criar o gr fico
209 figure;
210 hold on;
211 plot (IA1.time, IA1.data, 'r', 'LineWidth', 1.5); % IA1 - Fase A
212 plot (IB1.time, IB1.data, 'g', 'LineWidth', 1.5); % IB1 - Fase B
213 plot (IC1.time, IC1.data, 'b', 'LineWidth', 1.5); % IC1 - Fase C
214 hold off;
215
216 % Configura o do gr fico
217 xlabel ('Tempo (s)');
218 ylabel ('Corrente (A)');
219 title ('Correntes inversor 1');
220 legend ('I_{A1}', 'I_{B1}', 'I_{C1}', 'Location', 'best');
221 grid on;
222

```

```

223 % Criar o gráfico
224 figure ;
225 hold on ;
226 yyaxis left ;
227 plot ( IA1 . time , IA1 . data , 'r' , 'LineWidth' , 1.5); % Corrente IA1
228 ylabel ( ' Corrente ( A ) ');
229
230 yyaxis right ;
231 plot ( VaL . time , VaL . data , 'b' , 'LineWidth' , 1.5); % Tensão VaL
232 ylabel ( ' Tensão ( V ) ');
233
234 hold off ;
235
236 % Configuração do gráfico
237 xlabel ( ' Tempo ( s ) ');
238 title ( ' Fase A do inversor 1 e tensão da carga ');
239 legend ( 'I_{A1}' , 'V_{aL}' , 'Location' , 'best' );
240 grid on ;
241
242 %% Correntes do inversor 2
243 % Criar o gráfico
244 figure ;
245 hold on ;
246 plot ( IA2 . time , IA2 . data , 'r' , 'LineWidth' , 1.5); % IA2 - Fase A
247 plot ( IB2 . time , IB2 . data , 'g' , 'LineWidth' , 1.5); % IB2 - Fase B
248 plot ( IC2 . time , IC2 . data , 'b' , 'LineWidth' , 1.5); % IC2 - Fase C
249 hold off ;
250
251 % Configuração do gráfico
252 xlabel ( ' Tempo ( s ) ');
253 ylabel ( ' Corrente ( A ) ');
254 title ( ' Correntes inversor 2 ');
255 legend ( 'I_{A2}' , 'I_{B2}' , 'I_{C2}' , 'Location' , 'best' );
256 grid on ;
257
258 % Criar o gráfico
259 figure ;
260 hold on ;
261 yyaxis left ;

```

```
262 plot ( IA2 . time , IA2 . data , 'r', 'LineWidth', 1.5); % Corrente IA2
263 ylabel ( ' Corrente ( A ) ');
264
265 yyaxis right ;
266 plot ( VaL . time , VaL . data , 'b', 'LineWidth', 1.5); % T e n s o VaL
267 ylabel ( ' T e n s o ( V ) ');
268
269 hold off ;
270
271 % C o n f i g u r a o d o g r f i c o
272 xlabel ( ' T e m p o ( s ) ');
273 title ( ' C o r r e n t e f a s e A i n v e r s o r 2 e t e n s o ');
274 legend ( 'I_{ A2 }', 'V_{ aL }', 'Location', 'best');
275 grid on ;
```

## APÊNDICE B – CÓDIGO DO MATLAB UTILIZADO NO CASO 02

```

1 clear all
2 clc
3 close all
4
5 % Parmetros do CLR
6
7 Vn = 220;
8 fn = 60;
9 wr = 1570 * pi / 30; % rad / s
10 E = Vn * sqrt(2);
11 Tsa = 1e -5;
12 Ta = 3.3 e -05; % 1.6 e -05; %2.8 e -05; %    %1/25 e3 ; %3.3 e -05%1/
13 fch = 10 e3 ; % 15 e3 ;
14 Tch = 1/ fch ;
15
16 % Barramento CC
17
18 C = 2200 e -6;
19
20 %%
21 % Modelo da planta - Filtro L
22 R = 0.31; L = 7.5 e -3;
23
24 w = 377;
25 A = tf ([ - Tch /4  1] , [ Tch /4  1] );
26 Gp = A * tf ([0  1] , [ L  R ] );          % planta
27
28 %%
29 % PLL
30
31 Gd = tf ([0  180] , [1  0] );
32
33 MFdp = ( pi /180) *60;
34 wcp = 145;
35
36 [ Mgp , Fip ] = bode ( Gd , wcp ) ;
37

```

```

38 tetasp = Fip * pi /180;
39
40 Tip = 1/( wcp *( tan (+ pi + tetasp - MFdp ) ) );
41 Kpp = wcp /( sqrt ( wcp ^2+(1/ Tip ) ^2) * Mgp ) ;
42 Kip = Kpp / Tip ;
43
44 Gpll = tf ([ Kpp Kip ],[1 0]);
45
46 Gpllf = Gpll * Gd ; % malha aberta
47
48 h = figure (1) ;
49 bode ( Gpllf )
50 margin ( Gpllf )
51
52 set (h , ' PaperPositionMode ', ' auto ')
53
54
55 %%
56 % Controlador de Corrente ( CLR )
57
58 MFd = ( pi /180) *60; % Margem de fase desejada do sistema
    compensado
59 wc = 10 e3 ; % Freqüência de cruzamento de ganho [ rad / s ]
60
61 [ Mg , Fi ] = bode ( Gp , wc ) ;
62
63 tetas = Fi * pi /180;
64
65 Ti = 1/( wc * tan ( pi + tetas - MFd ) ) ;
66 Kp = wc /( sqrt ( wc ^2+(1/ Ti ) ^2) * Mg ) ;
67 Ki = Kp / Ti ;
68
69 Gc = tf ([ Kp Ki ],[1 0])
70 Gp1 = Gc * Gp ; % malhaaberta
71
72
73 h = figure ;
74 bode ( Gp1 )
75 margin ( Gp1 )

```

```
76
77 set(h, 'PaperPositionMode', 'auto')
78
79 % Controle droop VCM
80 deltaW1 = 2*10^(-1);
81 deltaE1 = 38;
82 pmx1 = 90000;
83 qmx1 = 90000;
84 md1 = deltaW1 / pmx1;
85 nd1 = deltaE1 / qmx1;
86
87
88 deltaW2 = 2*10^(-1);
89 deltaE2 = 38;
90 pmx2 = 60000;
91 qmx2 = 60000;
92 md2 = deltaW2 / pmx2;
93 nd2 = deltaE2 / qmx2;
94
95
96
97 deltaW3 = 2*10^(-1);
98 deltaE3 = 38;
99 pmx3 = 30000;
100 qmx3 = 30000;
101 md3 = deltaW3 / pmx3;
102 nd3 = deltaE3 / qmx3;
103
104
105 % Filtro
106 Wc = 10;
107
108 % Potências nominais
109
110 Pn1 = 90000;
111 Qn1 = 90000;
112
113 Pn2 = 60000;
114 Qn2 = 60000;
```

```

115
116 Pn3 = 30000;
117 Qn3 = 30000;
118
119 %%g r f i c o s
120 % Definir o tempo mnimo para exibio
121 tempo_min = 0.501;
122
123 % Filtrar os dados a partir de 0.51 s
124 idx = P_L.time >= tempo_min;
125
126 % Criar o grfico
127 figure;
128 hold on;
129 plot ( P_L.time ( idx ), P_L.data ( idx ), 'r', 'LineWidth', 1.5); %
    Potncia ativa da carga
130 plot ( P_rede.time ( idx ), P_rede.data ( idx ), 'b', 'LineWidth', 1.5); %
    Potncia ativa da rede
131 plot ( P_inv1.time ( idx ), P_inv1.data ( idx ), 'm', 'LineWidth', 1.5); %
    Potncia ativa inversor 1
132 plot ( P_inv2.time ( idx ), P_inv2.data ( idx ), 'g', 'LineWidth', 1.5); %
    Potncia ativa inversor 2
133 plot ( P_inv3.time ( idx ), P_inv3.data ( idx ), 'k', 'LineWidth', 1.5); %
    Potncia ativa inversor 3
134 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
135 xline (0.7, 'k--', 'LineWidth', 1.5); % Linha preta em 0.7 s
136 xline (1, 'k--', 'LineWidth', 1.5); % Linha preta em 1s
137 hold off;
138 % Configura o do grfico
139 xlabel ('Tempo (s)');
140 ylabel ('Potncia Ativa (W)');
141 title ('Potncia Ativa do Sistema');
142 legend ('P_{Carga}', 'P_{Rede}', 'P_{Inv1}', 'P_{Inv2}', 'P_{Inv3}', '
    Location', 'Best');
143 grid on;
144
145 %% P ort c i a r e a t i v a
146 % Criar o grfico para potncia reativa
147 figure;

```

```

148 hold on;
149 plot ( Q_L . time ( idx ) , Q_L . data ( idx ) , 'r' , 'LineWidth' , 1.5); %
    Pot ncia reativa da carga
150 plot ( Q_rede . time ( idx ) , Q_rede . data ( idx ) , 'b' , 'LineWidth' , 1.5); %
    Pot ncia reativa da rede
151 plot ( Q_inv1 . time ( idx ) , Q_inv1 . data ( idx ) , 'm' , 'LineWidth' , 1.5); %
    Pot ncia reativa inversor 1
152 plot ( Q_inv2 . time ( idx ) , Q_inv2 . data ( idx ) , 'g' , 'LineWidth' , 1.5); %
    Pot ncia reativa inversor 2
153 plot ( Q_inv3 . time ( idx ) , Q_inv3 . data ( idx ) , 'k' , 'LineWidth' , 1.5); %
    Pot ncia reativa inversor 3
154 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
155 xline (0.7 , 'k--' , 'LineWidth' , 1.5); % Linha preta em 0.7 s
156 xline (1 , 'k--' , 'LineWidth' , 1.5); % Linha preta em 1s
157 hold off;
158
159 % Configura o do gr fico
160 xlabel ( 'Tempo ( s )');
161 ylabel ( 'Pot ncia Reativa ( VAR )');
162 title ( 'Pot ncia Reativa Geral do Sistema');
163 legend ( 'Q_ { Carga }' , 'Q_ { Rede }' , 'Q_ { Inv1 }' , 'Q_ { Inv2 }' , 'Q_ { Inv3 }' , '
    Location' , 'Best' );
164 grid on;
165
166 %% Fator de pot ncia da rede
167 % Criar o gr fico para o fator de pot ncia da rede
168 figure ;
169 hold on;
170 plot ( Fp_rede . time ( idx ) , Fp_rede . data ( idx ) , 'b' , 'LineWidth' , 1.5); %
    Fator de pot ncia da rede
171 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
172 xline (0.7 , 'k--' , 'LineWidth' , 1.5); % Linha preta em 0.7 s
173 xline (1 , 'k--' , 'LineWidth' , 1.5); % Linha preta em 1s
174 hold off;
175
176 % Configura o do gr fico
177 xlabel ( 'Tempo ( s )');
178 ylabel ( 'Fator de Pot ncia');
179 title ( 'Fator de Pot ncia da Rede');

```

```

180 legend ( ' FP_ { Rede } ', ' Location ', ' Best ');
181 grid on;
182
183 %% Correntefase a
184 % Criar o gr f i c o para as correntes da fase A
185 figure;
186 hold on;
187 plot ( IAL . time ( idx ), IAL . data ( idx ), ' r ', ' LineWidth ', 1.5); %
    Corrente Ia da carga
188 plot ( IAG . time ( idx ), IAG . data ( idx ), ' b ', ' LineWidth ', 1.5); %
    Corrente IA da rede
189 plot ( IA_inv1 . time ( idx ), IA_inv1 . data ( idx ), ' m ', ' LineWidth ', 1.5); %
    Corrente Ia inversor 1
190 plot ( IA_inv2 . time ( idx ), IA_inv2 . data ( idx ), ' g ', ' LineWidth ', 1.5); %
    Corrente Ia inversor 2
191 plot ( IA_inv3 . time ( idx ), IA_inv3 . data ( idx ), ' k ', ' LineWidth ', 1.5); %
    Corrente Ia inversor 3
192 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
193 xline (0.7, ' k - - ', ' LineWidth ', 1.5); % Linha preta em 0.7 s
194 xline (1, ' k - - ', ' LineWidth ', 1.5); % Linha preta em 1s
195 hold off;
196
197 % Configur a o do gr f i c o
198 xlabel ( ' Tempo ( s ) ');
199 ylabel ( ' Corrente Ia ( A ) ');
200 title ( ' Correntes da Fase A de Todo o Sistema ');
201 legend ( ' I_ { Carga } ', ' I_ { Rede } ', ' I_ { Inv1 } ', ' I_ { Inv2 } ', ' I_ { Inv3 } ', '
    Location ', ' Best ');
202 grid on;
203
204 %% CorrentesID
205 % Criar o gr f i c o para as correntes Id e Id_ref
206 figure;
207 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
208 hold on;
209
210 % Plotar as correntes Id e Id_ref ( valores de referencia em negrito )
211 plot ( Id_ref_inv1 . time ( idx ), Id_ref_inv1 . data ( idx ), ' r ', ' LineWidth ',
    2); % Id_ref inversor 1 ( em negrito )

```

```

212 plot ( Id_inv1 . time ( idx ) ,   Id_inv1 . data ( idx ) ,   'r - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;
      % Id inversor 1
213 plot ( Id_ref_inv2 . time ( idx ) ,   Id_ref_inv2 . data ( idx ) ,   'b ' ,   'LineWidth ' ,
      2 ) ;   % Id_ref inversor 2 ( em negrito )
214 plot ( Id_inv2 . time ( idx ) ,   Id_inv2 . data ( idx ) ,   'b - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;
      % Id inversor 2
215 plot ( Id_ref_inv3 . time ( idx ) ,   Id_ref_inv3 . data ( idx ) ,   'm ' ,   'LineWidth ' ,
      2 ) ;   % Id_ref inversor 3 ( em negrito )
216 plot ( Id_inv3 . time ( idx ) ,   Id_inv3 . data ( idx ) ,   'm - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;
      % Id inversor 3
217
218 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
219 xline ( 0.7 ,   'k - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;   % Linha preta em 0.7 s
220 xline ( 1 ,   'k - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;   % Linha preta em 1s
221 hold off ;
222
223 % Configuracão do gráfico
224 xlabel ( 'Tempo ( s ) ' ) ;
225 ylabel ( 'Corrente Id ( A ) ' ) ;
226 title ( 'Correntes Id e Id_ref ' ) ;
227 legend ( 'I_{d, ref Inv1 } ' , 'I_{d Inv1 } ' , 'I_{d, ref Inv2 } ' , 'I_{d Inv2 } ' ,
      'I_{d, ref Inv3 } ' , 'I_{d Inv3 } ' , 'Location ' , 'Best ' ) ;
228 grid on ;
229
230 % Iq e Iqref
231 % Criar o gráfico para as correntes Iq e Iq_ref
232 figure ;
233 hold on ;
234
235 % Plotar as correntes Iq e Iq_ref ( valores de referencia em negrito )
236 plot ( Iq_ref_inv . time ( idx ) ,   Iq_ref_inv . data ( idx ) ,   'r ' ,   'LineWidth ' ,   2 )
      ;   % Iq_ref inversor 1 ( em negrito )
237 plot ( Iq_inv . time ( idx ) ,   Iq_inv . data ( idx ) ,   'r - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;   %
      Iq inversor 1
238 plot ( Iq_ref_inv2 . time ( idx ) ,   Iq_ref_inv2 . data ( idx ) ,   'b ' ,   'LineWidth ' ,
      2 ) ;   % Iq_ref inversor 2 ( em negrito )
239 plot ( Iq_inv2 . time ( idx ) ,   Iq_inv2 . data ( idx ) ,   'b - - ' ,   'LineWidth ' ,   1.5 ) ;
      % Iq inversor 2

```

```

240 plot ( Iq_ref_inv3 . time ( idx ) ,    Iq_ref_inv3 . data ( idx ) ,    'm', 'LineWidth',
      2); % Iq_ref inversor 3 ( em negrito )
241 plot ( Iq_inv3 . time ( idx ) ,    Iq_inv3 . data ( idx ) ,    'm - -', 'LineWidth', 1.5);
      % Iq inversor 3
242
243 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
244 xline (0.7 , 'k - -', 'LineWidth', 1.5); % Linha preta em 0.7 s
245 xline (1 , 'k - -', 'LineWidth', 1.5); % Linha preta em 1s
246 hold off;
247
248 % Configuracão do gráfico
249 xlabel ('Tempo (s)');
250 ylabel ('Corrente Iq (A)');
251 title ('Correntes Iq e Iq_ref');
252 legend ('I_{q, ref Inv1}', 'I_{q Inv1}', 'I_{q, ref Inv2}', 'I_{q Inv2}
      ', 'I_{q, ref Inv3}', 'I_{q Inv3}', 'Location', 'Best');
253 grid on;
254
255 %% Correntes dos inversores
256 % Criar o gráfico para as correntes trifásicas de saída dos
      inversores
257 figure;
258 hold on;
259
260 % Plotar as correntes IA, IB e IC (correntes trifásicas)
261 plot ( IA_inversores . time ( idx ) ,    IA_inversores . data ( idx ) ,    'r', '
      LineWidth', 1.5); % Corrente Ia do somatório dos inversores
262 plot ( IB_inversores . time ( idx ) ,    IB_inversores . data ( idx ) ,    'b', '
      LineWidth', 1.5); % Corrente Ib do somatório dos inversores
263 plot ( IC_inversores . time ( idx ) ,    IC_inversores . data ( idx ) ,    'm', '
      LineWidth', 1.5); % Corrente Ic do somatório dos inversores
264
265 % Adicionar linhas horizontais em 0.7 s e 1 s
266 xline (0.7 , 'k - -', 'LineWidth', 1.5); % Linha preta em 0.7 s
267 xline (1 , 'k - -', 'LineWidth', 1.5); % Linha preta em 1s
268 hold off;
269
270 % Configuracão do gráfico
271 xlabel ('Tempo (s)');

```

```
272 ylabel('Corrente (A)');
273 title('Correntes Trifásicas de Saída de Todos os Inversores');
274 legend('I_{A Inversores}', 'I_{B Inversores}', 'I_{C Inversores}', '
      Location', 'Best');
275 grid on;
```

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS DO SIMULINK

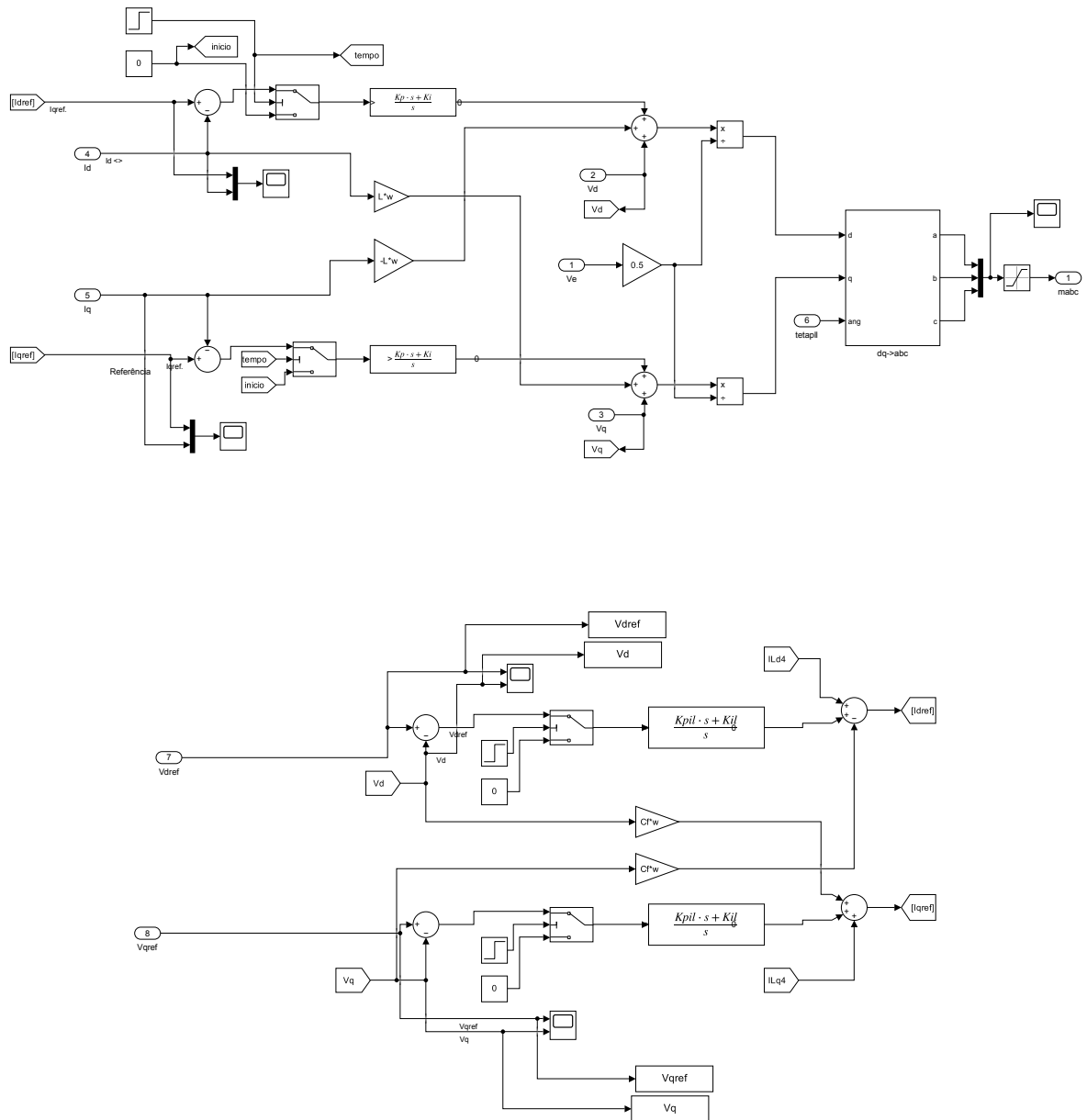


Figura 50 – Controle de tensão e de corrente

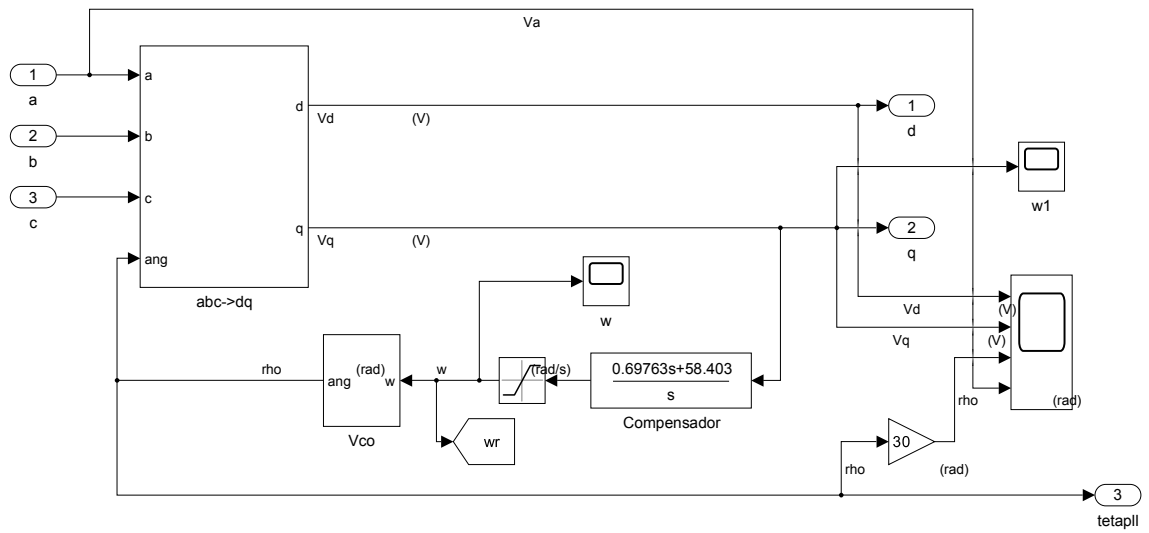


Figura 51 – PLL

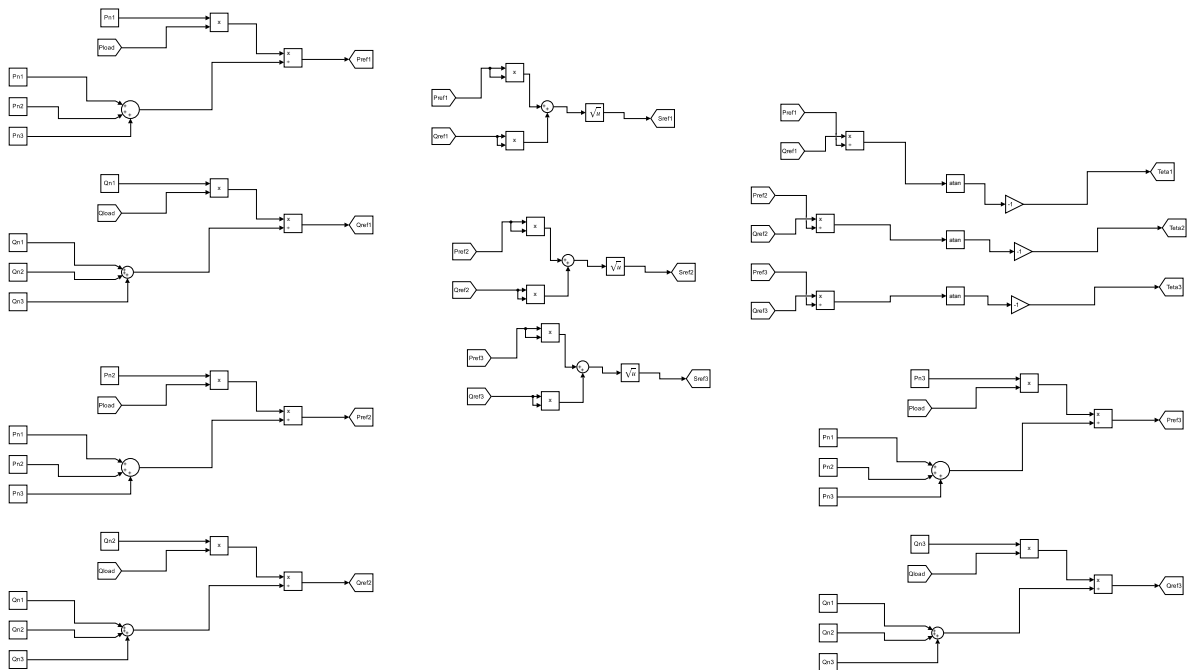


Figura 52 – Calculo de potências de referência para os inversores do caso 02

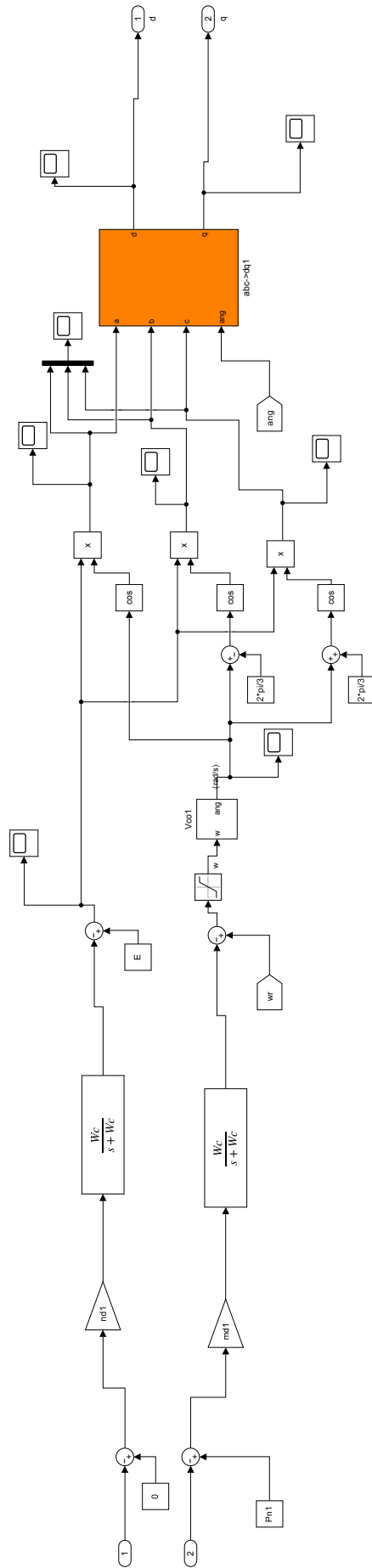


Figura 53 – Controle droop do ICT

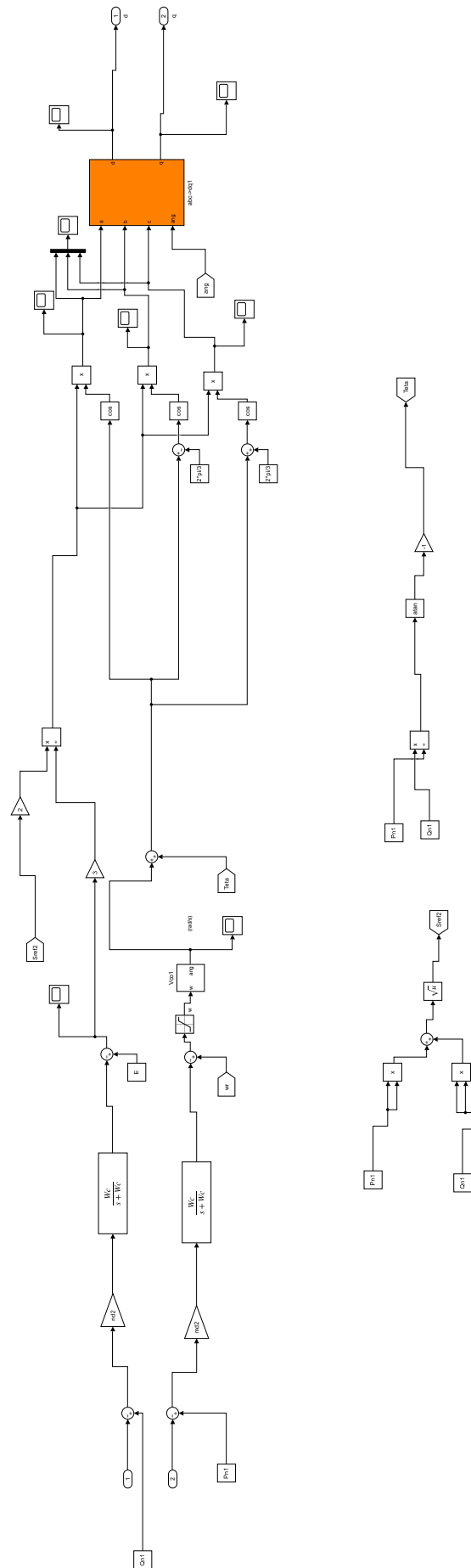


Figura 54 – Controle droop do ICC