

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Elieser do Prado Bastos

**CONTROLE DROOP PARA REGULADOR DE TENSÃO EM  
SISTEMAS ILHADOS COM GERAÇÃO DISTRIBUIDA**

Santa Maria, RS  
2022

**Elieser do Prado Bastos**

**CONTROLE DROOP PARA REGULADOR DE TENSÃO EM  
SISTEMAS ILHADOS COM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno

Santa Maria, RS, Brasil

2022

---

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Elieser do Prado Bastos. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor. Endereço: Rua Pedro Kleudgen, 201, Bairro Aliança, Santa Cruz do Sul, RS. CEP: 96830-770. Fone (+55) 51 99933-5845; E-mail: doprado84@gmail.com.

**Elieser do Prado Bastos**

**CONTROLE DROOP PARA REGULADOR DE TENSÃO EM  
SISTEMAS ILHADOS COM GERAÇÃO DISTRIBUIDA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Aprovado em 31 de maio de 2022:**

---

**Fábio Ecke Bisogno, Dr. Eng. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**William Alegranci Venturini, Dr. Eng. (UFSM)**

---

**Mário Lucio da Silva Martins, Dr. Eng. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2022

## AGRADECIMENTOS

Deus e Nossa Senhora de Schoenstatt pela proteção e auxílio durante mais este percurso;

A meus pais e padastro por terem me tornado um homem digno e correto;

A minha esposa Aline, filhos Gabriel e Laura, pelo carinho e compreensão, pois só com eles tudo isso faz muito mais sentido;

À Universidade Federal de Santa Maria, instituição que me recebeu e contribuiu para minha formação;

Ao meu orientador, Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno, por ter confiado no meu trabalho, pelos esclarecimentos constantes a meu percurso de reflexão, por sua forma exigente e crítica de questionar as ideias apresentadas dando-me o norte neste trabalho;

Aos Professores, meus maiores agradecimentos;

A todos os amigos e amigas que fiz nesta instituição;

À minha família, pelo amor e apoio irrestritos;

À banca, pelas valiosas contribuições técnicas ao trabalho. Ao Fundo de Incentivo à Pesquisa (Fipe) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo apoio financeiro à pesquisa.

A todos que de algum modo vieram a contribuir com o meu sucesso;

Todos vocês são co-autores deste trabalho. Muito obrigado!

*“Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá. De alguma maneira você chega lá.”*

*Ayrton Senna*

## RESUMO

# CONTROLE DROOP PARA REGULADOR DE TENSÃO EM SISTEMAS ILHADOS COM GERAÇÃO DISTRIBUIDA

AUTOR: ELIESER DO PRADO BASTOS  
ORIENTADOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

Um país com extensão territorial continental como o Brasil possui vasta malha de redes de transmissão e distribuição de energia, no entanto, as demandas energéticas não são constantemente atendidas. Uma solução viável é a utilização de redes autônomas de modo ilhado, onde sistemas híbridos atendem a necessidade da demanda energética local. Esta dissertação propõe um estudo sobre o Controle Droop, no contexto de paralelismo com sistemas de armazenamento de energia e regulação de tensão no barramento CA. Neste contexto, têm-se integrações de redes híbridas monofásicas em modo ilhado, sendo estas, interações que contemplam fontes de correntes externas como inversores de energia solar e cargas que atuarão desestabilizando a tensão do barramento CA. Não estando conectado ao Sistema Interligado Nacional, o modelo necessita de componentes que priorizem, principalmente, a estabilidade desta tensão, em razão disto, fez-se o levantamento de um caso real para coleta de amostras objetivando a verificação das variáveis de interesse, para a projeção de um circuito em que o Controle Droop interaja harmoniosamente em série com outros controles. Propõe-se então a simulação da conexão de dois bancos de baterias, que utilizem de variáveis locais como tensão e corrente para sua regulação, estas informações, por sua vez, são processadas pelos controles em série, fornecendo os parâmetros necessários para estabilizar a tensão no barramento CA.

**Palavras-chave:** Controle Droop, Equalização de Tensão, Paralelismo em Redes Ilhadas.

## ABSTRACT

### DROOP CONTROL FOR VOLTAGE REGULATOR IN ISLANDED SYSTEMS WITH DISTRIBUTED GENERATION

AUTHOR: ELIESER DO PRADO BASTOS

ADVISOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

A country with continental territorial extension such as Brazil has a vast network of power distribution and transmission networks, however, energy demands are not constantly met. A viable solution is the use of autonomous networks in an islanded mode, where hybrid systems meet the need for local energy demand. This dissertation proposes a study on Droop Control, in the context of parallelism with energy storage systems and voltage regulation on the AC bus. In this context, there are integrations of single-phase hybrid networks in islanded mode, which are interactions that include external current sources such as solar energy inverters and loads that will act by destabilizing the AC bus voltage. Not being connected to the National Interconnected System, the model needs components that prioritize, mainly, the stability of this voltage, because of this, a real case was surveyed for the collection of samples aiming at the verification of the variables of interest, for the designing a circuit in which the Droop Control interacts harmoniously in series with other controls. It is then proposed to simulate the connection of two battery banks, which use local variables such as voltage and current for their regulation, this information, in turn, is processed by the series controls, providing the necessary parameters to stabilize the voltage in the AC bus.

**Keywords:** Droop Control, Voltage Equalization, Electricity Parallelism.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de geração de energia ilhado, modelo simplificado. ....	19
Figura 2 – Sistema de energia solar <i>on-grid</i> , representação dos módulos de energia solar e o inversor com suas etapas de operação simplificadas em blocos. ....	24
Figura 3 – Fluxo de funcionamento da bateria de lítio. ....	26
Figura 4 – Circuito equivalente do Modelo Elétrico de Dupla Polarização. ....	27
Figura 5 – Curva de carga, tensão vs. tempo. ....	29
Figura 6 – Corrente injetada pelo banco de bateria. ....	30
Figura 7 – Gráficos de tensão em relação ao consumo de uma carga RMS de 11,3 A, no sistema ilhado. ....	30
Figura 8 – Gráficos do comportamento de corrente RMS em relação ao consumo de uma carga de 11,3 A, no sistema ilhado. ....	31
Figura 9 – Corrente injetada pelo sistema fotovoltaico. ....	31
Figura 10 – Gráficos de tensão em relação ao consumo de uma carga RMS de 11,3 A, no sistema ilhado. Levando em consideração a injeção de 14,3 A, pela fonte de corrente. ....	32
Figura 11 – Gráficos de corrente inversa em relação ao consumo de uma carga RMS de 11,3 A, no sistema ilhado. Levando em consideração a injeção de 14,3 A, pelo inversor de corrente. ....	32
Figura 12 – Conversor <i>Half-Bridge</i> , com filtro LC e controle PWM. ....	33
Figura 13 – Compensadores de tensão e corrente. ....	38
Figura 14 – Diagrama de Bode em malha aberta não compensada. ....	40
Figura 15 – Diagrama de Bode da planta com controlador discretizado. ....	41
Figura 16 – Diagrama de Bode em malha aberta. ....	42
Figura 17 – Diagrama de Bode da planta com controlador discretizado. ....	43
Figura 18 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle (entrada). ....	44
Figura 19 – Circuito básico equivalente. ....	45
Figura 20 – Curvas de controle indutivas. ....	47
Figura 21 – Curvas de controle resistivas. ....	48
Figura 22 – Bloco de controle Droop. ....	49
Figura 23 – Simulação de $P_n$ e $Q_m$ , em sistema puramente resistivo. ....	50
Figura 24 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle, com perturbação. ....	50
Figura 25 – Tensão de saída nominal em relação ao sinal de referência Droop. ....	51

Figura 26 – Circuito de inversores dos ESS’S. ....	52
Figura 27 – Comportamento da corrente ente os dois sistemas e interação com carga externa. ....	52
Figura 28 – Valores de $P_n$ e $Q_m$ ente os dois sistemas durante a simulação. ....	53
Figura 29 – Comportamento da tensão ente os dois sistemas e interação com carga externa..	54
Figura 30 – Circuito de inversores dos ESS’S. ....	54
Figura 31 – Circuito de inversores dos ESS’S em paralelo com cargas.....	57
Figura 32 – Modelo do circuito empregado na simulação. ....	58
Figura 33 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 1 no período de 0,0205 s.	59
Figura 34 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 1 no período de 0,0371 s.	59
Figura 35 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 2 no período de 0,0205 s.	60
Figura 36 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 2 no período de 0,0371 s.	60
Figura 37 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle nos dois controladores. ....	61
Figura 38 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema.....	62
Figura 39 – Modelo do circuito empregado na simulação. ....	63
Figura 40 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência, controlador um em 0,0205 s, com carga resistiva – indutiva.....	63
Figura 41 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência, controlador um em 0,0371 s, com carga resistiva – indutiva.....	64
Figura 42 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador dois, período de 0,0205 s, com carga resistiva – indutiva. ....	64
Figura 43 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador dois, período de 0,0371 s, com carga resistiva – indutiva. ....	65
Figura 44 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle nos dois controladores, com carga indutiva. ....	66
Figura 45 – Análise de THD da tensão, verificação na fundamental. ....	66
Figura 46 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema em uma simulação resistiva – indutiva. ....	67
Figura 47 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento de $P_n$ e $Q_m$ , conversor um.....	69
Figura 48 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento de $P_n$ e $Q_m$ , conversor dois. ....	69

Figura 49 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento da corrente, conversor um. ....	70
Figura 50 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento da corrente, conversor dois. ....	70
Figura 51 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema em uma simulação resistiva – indutiva. ....	71
Figura 52 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento de Pn e Qm, conversor um. ....	72
Figura 53 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento de Pn e Qm, conversor dois.....	72
Figura 54 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento da corrente do conversor um. ....	73
Figura 55 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento da corrente do conversor dois.....	73
Figura 56 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema em uma simulação resistiva – indutiva. ....	74
Figura 57 – Senoidal de corrente simulando inversores de energia solar em azul, senoidal relacionado às cargas em amarelo e senoidal referente a corrente no indutor em verde.....	74

## LISTAS DE TABELAS

Tabela 1 - Principais parâmetros considerados para o inversor. ....	24
Tabela 2 – Valores de componentes. ....	28
Tabela 3 – Especificações dos acumuladores de energia, modelo 8224S. ....	28
Tabela 4 – Especificações dos componentes. ....	37
Tabela 5 – Tipos de carga. ....	56
Tabela 6 – Parâmetros dos conversores indicados para a primeira simulação. ....	58
Tabela 7 – Parâmetros dos conversores indicados para a segunda simulação. ....	62

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

$A_h$	Ampére-hora
$d_E$	Desvios máximos de amplitude
$d_w$	Desvios máximos de frequência
$i_L$	Corrente no indutor de saída
$m$	Coefficiente de controle de frequência
$n$	Coefficiente de controle de frequência
$P$	Potência ativa de saída
$Q$	Potência reativa de saída
$Q_n$	Capacidade nominal
$S$	Potência aparente de saída
$V_{o1}$	Tensão de amplitude
$V_{ORMS}$	Tensão eficaz
$V_{ref}$	Amplitude de referência
$\delta_1$	Ângulo de Fase
$A$	Ampére
$C$	Capacitor
$CA$	Corrente Alternada
$CC$	Corrente Continua
$D$	Intervalo de tempo
$D1$	Diodo 1
$D2$	Diodo 2
$Dt$	Ciclo de trabalho
$E$	Fonte de tensão
$F_c$	Frequência de corte
$Hz$	Hertz
$I$	Corrente
$kVA$	Kilovolt ampere
$kW$	Kilowatt
$kWh$	Kilowatt hora
$kWp$	Kilowatt pico
$L$	Indutor

<i>ms</i>	Milissegundos
MW	Megawatt
R	Resistor
RMS	<i>Root Mean Square</i>
S1	Chave 1
S2	Chave 2
Ts	Tempo de chaveamento
u(t)	Entradas independentes
V	Volts
v *	Referência de tensão do controlador
VCA	Voltagem em corrente alternada
VCC	Voltagem em corrente contínua
Vmp	Tensão de máxima potência
Vo	Tensão de saída
Voc	Tensão de circuito aberto
Vseno	Sinal de controle
Vtri	Sinal triangular
W	Watt
<i>Kp</i>	Ganho
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BT	Baixa Tensão
EPE	Empresa de Pesquisa Energética do Ministério de Minas e Energias
ESS	<i>Energy Storage Systems</i> - Sistemas de Armazenamento de Energia
FP	Fator de Potência
FT	Função de Transferência
GC	Geração Centralizada
GD	Geração Distribuída
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MDP	Modelo Elétrico de Dupla Polarização
MT	Média Tensão
NBR	Norma Brasileira
ON-GRID	Ligado à Rede Elétrica

ONS	Operador Nacional do Sistema
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PD	Controlador Proporcional Derivativo
PI	Controlador Proporcional Integral
Pmax	Potência Nominal Máxima
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SIN	Sistema Interligado Nacional
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supplies</i>

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>17</b>
1.1	OBJETIVOS GERAIS .....	20
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	20
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	21
<b>2</b>	<b>REVISÃO DO SISTEMA PARA A TOPOLOGIA PROPOSTA.....</b>	<b>22</b>
2.1	CONVERSORES DE CORRENTE.....	23
2.2	SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA.....	24
<b>2.2.1</b>	<b>Baterias.....</b>	<b>24</b>
2.2.1.1	<i>Métodos de Carregamento .....</i>	<i>25</i>
2.2.1.2	<i>Modelo Elétrico de Dupla Polarização (MDP) .....</i>	<i>26</i>
2.2.1.3	<i>Comportamento bidirecional de corrente .....</i>	<i>29</i>
2.3	CONVERSOR CC-CA.....	33
<b>2.3.1</b>	<b>Conversor <i>Half- Bridge</i> .....</b>	<b>33</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Ações de controle de corrente e tensão .....</b>	<b>38</b>
2.3.2.1	<i>Controle de corrente.....</i>	<i>39</i>
2.3.2.2	<i>Controle de tensão.....</i>	<i>41</i>
2.4	CONTROLE DROOP .....	44
<b>2.4.1</b>	<b>Fundamentação teórica.....</b>	<b>44</b>
2.4.1.1	<i>Linha indutiva e resistiva .....</i>	<i>46</i>
2.4.1.2	<i>Modelagem de pequenos sinais .....</i>	<i>48</i>
2.4.1.3	<i>Análises para o Controle Droop .....</i>	<i>51</i>
2.5	CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO.....	54
<b>3</b>	<b>PARALELISMO ENTRE SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA .....</b>	<b>56</b>
3.1	SIMULAÇÃO COM CARGA RESISTIVA.....	57
3.2	SIMULAÇÃO COM CARGA RESISTIVA E INDUTIVA.....	62
3.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO.....	67

<b>4</b>	<b>PARALELISMO ENTRE SISTEMAS DE ENERGIA SIMULADOS EM TYPHOON HIL.....</b>	<b>68</b>
4.1	SIMULAÇÕES COM CARGA RESISTIVA .....	68
4.2	SIMULAÇÃO COM CARGA RESISTIVA - INDUTIVA .....	71
4.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO.....	75
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAS .....</b>	<b>76</b>
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	77
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>78</b>
	<b>APÊNDICE 1 – CIRCUITO DE DUPLA POLARIZAÇÃO EM BATERIA DE LÍTIO NO SOFTWARE PSIM®.....</b>	<b>81</b>
	<b>APÊNDICE 2 – CIRCUITO PRINCIPAL NO SOFTWARE PSIM®-REFAZER O INDUTOR .....</b>	<b>82</b>
	<b>ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO INVERSOR CSI – 3K – TL.....</b>	<b>83</b>
	<b>ANEXO B – DADOS COLETADOS EM LOCO INVERSORES CSI – 3K – TL .....</b>	<b>84</b>
	<b>ANEXO C – VARIÁVEIS DE DISCRETIZAÇÃO .....</b>	<b>85</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) compreende os processos de geração, transmissão, distribuição e consumo de energia elétrica, sendo subdividido em Geração Centralizada (GC) e Geração Distribuída (GD) (ANEEL, 2018). Em geral a boa qualidade da energia fornecida pelo SEP está relacionada à geração e transmissão, garantindo a estabilidade de tensão e frequência da rede elétrica.

Apesar deste fato, parte das concessionárias de energia possui dificuldade em atender a demanda energética sem distúrbios e interrupções. Neste contexto, variações de carga e perdas de energia são problemas que afetam diretamente a boa qualidade energética (IEEE, 1995; CHENG, 2010; YANG et al., 2018). Os consumidores de energia nesta cadeia possuem um papel passivo, delegando aos operadores do sistema, a garantia do fornecimento da energia, esta que muitas vezes não é atendida em sua plenitude. O cenário torna-se ainda mais complexo em locais remotos onde o custo para disponibilizar uma rede de distribuição interligada ao SEP possui valores elevados.

Segundo a Empresa de Pesquisa Energética do Ministério de Minas e Energias (EPE) os sistemas isolados são aqueles não eletricamente ligados ao Sistema interligado Nacional (SIN), podendo-se citar como exemplos Roraima e o Arquipélago de Fernando de Noronha, os quais possuem sistemas isolados com configuração híbrida com gerador de energia solar, banco de baterias e gerador a diesel.

Para o Operador Nacional do Sistema (ONS), em 2017 havia 760 mil consumidores que não tinham acesso direto como consumidor cativo, ou seja, sem ter condições de acesso à rede de distribuição local. Esta demanda reprimida está localizada principalmente em regiões do Norte do Brasil, em áreas com baixa ocupação demográfica, com consumidores do segmento residencial. Neste contexto, sistemas elétricos isolados em microrredes tornaram-se uma opção, pois se adaptam bem ao território brasileiro, uma vez que, o mesmo possui diversidade de fontes energéticas renováveis, as quais ocupam em média 45,3% da matriz energética nacional (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2007).

Para regularização e normatização, foi criada a Portaria Nº 67 de 2018 que estabelece as diretrizes do planejamento dos Sistemas Isolados, auxiliando no desenvolvimento de projetos para atender este fim. Pode-se citar como exemplo a cidade de Oiapoque, localizada no estado do Amapá, onde o sistema híbrido instalado possui uma usina solar fotovoltaica de 4 MW e uma usina térmica de 12 MW com geradores a diesel. No entanto soluções modernas já utilizam de integração por banco de baterias. Outro exemplo de sistema de irrigação é o

localizado em Quirinópolis no estado de Goiás, onde, além de uma usina de energia solar fotovoltaica de 773 kWp, grupo gerador a diesel de 750 kW, conta também com um sistema de armazenamento de 300 kWh. Este modelo tornou-se financeiramente atrativo, pois no ano de 2021 as baterias de Lítio tiveram redução de custo de 6% (BNEF, 2021), reduzindo assim o tempo de retorno do investimento, aumentando a vida útil do sistema armazenador.

Com o intuito de contribuir com a pesquisa na área, este trabalho propõe a utilização de *Energy Storage Systems* (ESS) ou sistemas de armazenamento de energia em paralelo a geradores fotovoltaicos, conectados a um barramento isolado. Como os inversores são equipamentos projetados, entre outros, para injetar corrente alternada (CA) através de um processo de conversão de energia oriunda dos módulos de energia solar, cabe ao banco de baterias à regulação de tensão do barramento principal de energia CA. No entanto, a implantação de cargas em excesso pode causar um desequilíbrio de tensão prejudicando equipamentos elétricos interligados neste conjunto.

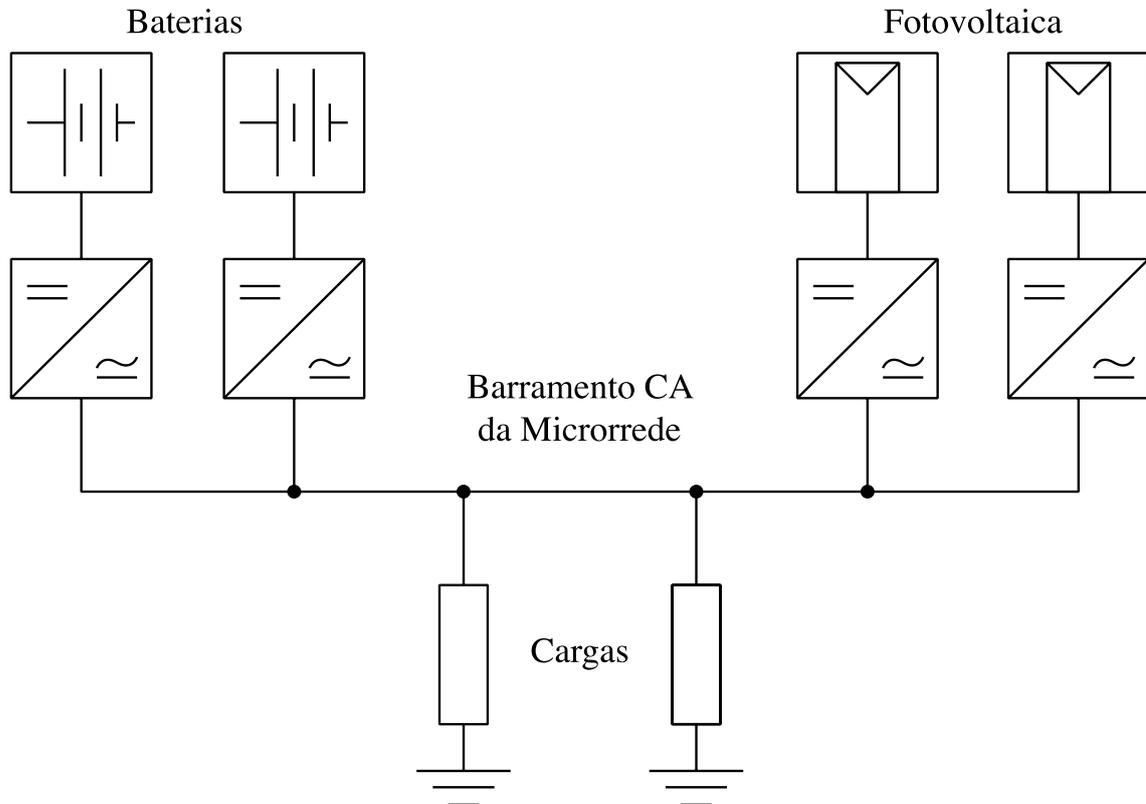
Neste contexto, faz-se necessária a análise de sistemas eletrônicos que provenham energia elétrica com qualidade (MICHELS, 2006), assim sendo técnicas de controle tornam-se essenciais tratando-se de sistemas que atuam em paralelo em uma rede isolada. Na literatura, a utilização do Controle Droop, que reproduz sistemas síncronos com ajustes pequenos na amplitude de tensão em função de potências ativas e reativas fornecidas é bastante usual (HAN et al., 2015; VENTURINI, W.A; JANK. H; BISOGNO,F.E; MARTINS,M.L.S, 2020).

Ressalta-se que a regulação da tensão de saída pode ser prejudicada por que o Controle Droop baseia-se em desvios de amplitude e frequência, além de surgirem problemas relacionados a impedâncias no ponto de acoplamento que afetam o compartilhamento de potências. Para tentar evitar tais problemas e manter suas características robustas, utilizam-se estratégias de controle por hierarquia (GUERRERO et al., 2008; VENTURINI, W.A; JANK, H; BISOGNO,F.E; PINHEIRO, H., 2020).

Uma técnica passível de uso é a de dividir a estrutura de controle por níveis com bandas passantes distintas com o Controle Droop, como controle primário, seguido de malhas de controles secundários, que possibilitam a redução de erros nas amplitudes em regime permanente (HAN et al., 2017; LU et al., 2018; FERREIRA; SEVERO; LOPES, 2015). Neste sentido, a dissertação utiliza como controle secundário uma malha de tensão com Controle Proporcional Derivativo em série com Controle Ressonante e uma malha de corrente com Controle Proporcional Integral, objetivando equilibrar o barramento CA em uma tensão apropriada, com pequenas variações limitadas em 5%.

Observando a Figura 1, propõe-se, um circuito onde os inversores fotovoltaicos representados neste trabalho por fontes de correntes e os bancos de baterias, que utilizem Conversores *Half-Bridge* controlados pelo Controle Droop, cumpram o papel de atender a demanda da carga.

Figura 1 – Sistema de geração de energia ilhado, modelo simplificado.



Fonte: Autor.

Salienta-se que estes sistemas possuem autonomia calculável e na eventual necessidade, essa interação quando bem sucedida, pode tornar mais simples o estudo de acoplamento de novas fontes de correntes, bancos de baterias, conseqüentemente trazendo possibilidades de expansão de cargas, ou seja, anexação de outros sistemas ao barramento.

Neste contexto, quando a corrente produzida pelos inversores suprir a demanda oriunda da carga, representado por uma resistência variável, o banco de baterias atua como um regulador de tensão CA. Se a corrente oriunda dos inversores de corrente for maior que a carga, tem-se o carregamento do banco de baterias, entretanto se o banco de baterias já estiver em plena capacidade de armazenamento a tendência é de um aumento de tensão no barramento, neste caso, se nenhuma carga for ligada, os inversores possuem proteções que

desvinculam o inversor do barramento ilhado. Na hipótese dos inversores em um cenário de baixa produção de energia em condição climática não favorável, a corrente injetada será menor que a consumida pela carga, podendo o restante da demanda ser atendida pelo banco de baterias.

## 1.1 OBJETIVOS GERAIS

O presente trabalho tem por objetivo contribuir para a análise do Controle Droop, no que tange a regulação de tensão em bancos de baterias, atuando em sistemas ilhados. Atualmente alguns desses sistemas são projetados para atender uma demanda de carga CA específica, sendo que, geralmente a interação do banco de baterias ocorre em um barramento CC secundário, entre um conversor CC/CC que controla os painéis solares e um conversor CC/CA responsável por estabilizar o barramento CA (VICTRON, 2020).

A dissertação propõe utilizar a arquitetura da Figura 1, onde os inversores de correntes, cargas e os conversores propostos para representar os bancos de baterias são conectados no barramento CA, mantendo o equilíbrio de tensão através de controles, entre eles o Controle Droop. Essa interação facilita uma expansão futura do sistema ilhado, pois mesmo com um número maior de cargas espera-se uma tensão alternada com variações controladas. Para este fim utilizou-se medições de variáveis como correntes de saída e tensão, não sendo necessário, por exemplo, a interconexão entre os bancos de baterias por um sistema auxiliar de comunicação.

Por fim, com o auxílio dos softwares matemáticos e de simulação de circuitos elétricos, foram realizadas análises dos sistemas discretizados, verificando-se o comportamento das malhas de controle e respostas do circuito elétrico, posteriormente reproduzidos no Software Typhoon HIL®, a fim de comprovar as análises anteriores.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Revisar na literatura os componentes utilizados na arquitetura do projeto, topologias de conversores, filtros passivos, ações de controle e princípio de funcionamento do Controle Droop;
- Verificar a viabilidade da utilização do Controle Droop no caso proposto;
- Ajustar a topologia em simulações com software apropriado;

- Obter circuitos equivalentes do sistema proposto;
- Projetar os filtros passivos de acordo com as necessidades do trabalho proposto;
- Indicar as estruturas de controle conforme a funções de cada estágio da conversão de energia;
- Discretizar o sistema proposto;
- Validar através de simulação no programa Typhoon HIL® o controle e a topologia proposta;

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho foi estruturado em capítulos, sendo o Capítulo 1, uma breve introdução acerca dos objetivos. O Capítulo 2 apresenta revisões sobre os componentes do sistema ilhado com suas particularidades, dando ênfase ao método de controle por inclinação e demais métodos que compõem o controlador. Salientando que nesta etapa também são apresentados os fundamentos teóricos.

O Capítulo 3 trata das análises no sistema proposto, utilizando um Software de simulação (PSIM®), para auxiliar no levantamento das informações pertinentes. Nele foram verificados alguns casos específicos onde os circuitos são simulados em paralelo e essas informações são utilizadas como complemento no Capítulo 4, que por sua vez traz as simulações em tempo real em um software SCADA denominado Thyphoon HIL®.

Já o Capítulo 5 versa sobre as considerações finais do presente trabalho, propondo estudos futuros envolvendo o assunto abordado. Como complemento os ANEXOS, que apresentam figuras, tabelas e revisões literárias que elucidam assuntos relacionados a dissertação.

## 2 REVISÃO DO SISTEMA PARA A TOPOLOGIA PROPOSTA

Os sistemas denominados híbridos podem ser pareados a rede de distribuição ou ilhados (AZEVEDO, NETO; SALAZAR, 2014), podem integrar as edificações em áreas urbanas, rurais, marítimas entre outros, adequando-se a várias aplicações, principalmente em regiões com uma dependência energética alta. Os aspectos ambientais e o aumento do consumo de energia a nível mundial contribuem para o desenvolvimento rápido deste modelo de condicionamento energético. Atualmente, fazendo parte do conceito de energia eficiente, verifica-se o acréscimo do emprego destes sistemas ilhados a redes elétricas que contemplam múltiplas fontes geradoras de energia como geradores à combustão, solar, eólicos e bancos de baterias (SALOMONI; RUTHER; KNOB, 2004). Com a redução nos custos das baterias de Lítio ao longo dos anos, chegando ao valor de US\$ 132/kWh, pode-se vislumbrar um cenário animador em que os sistemas autônomos serão cada vez mais presentes, provendo energia com menor dependência das concessionárias de energia locais (BNEF, 2021).

Infelizmente o Brasil não possui no momento legislação própria sobre o assunto, no entanto em 1999 foi lançada a NBR 14298 que tratava de sistemas fotovoltaicos, banco de baterias e dimensionamento, baseada na IEEE-1997 - Baterias de chumbo-ácido para aplicações estacionárias, sendo a mesma cancelada em 2012. Em razão disto o trabalho utiliza como referencia as seguintes normativas:

- NBR 16149. “Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica de distribuição”. Estabelece as recomendações para a conexão da interface do sistema fotovoltaico com a rede de distribuição local, estabelecendo seus requisitos mínimos.
- NBR 16150. “Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica de distribuição - Procedimento de ensaio de conformidade”. Complementa a NBR 16149 especificando os procedimentos para o ensaio dos equipamentos que fazem parte da interface de conexão.
- NBR 15014. Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta com saída em corrente alternada (nobreak). Trata da regulamentação de termos e definições para alimentação de dupla conversão, utilizando baterias como fonte de energia armazenada. As principais definições são na área de banco e carregador de baterias, modo rede/normal, modo bateria/backup, Bypass. Trata também de inversores, rectificadores, chave de transferência e tempo de autonomia e transferência.

- NBR 16975:2021 - Células de baterias secundárias de lítio para aplicações estacionárias - Especificações elétricas e método de ensaio.

Além das normas nacionais, podem-se citar também as normas da Comissão Eletrotécnica Internacional, do inglês *International Electrotechnical Commission* (IEC). Neste contexto estão as publicações referentes a fontes interruptas de energia ou *Uninterruptible Power Supplies* (UPS),

- IEC 61000 - 3 - 2 – Versa sobre o nível de harmônicos para equipamentos eletroeletrônicos, com corrente até 16 A, 50 ou 60 Hz, e tensão de fase entre 220 V e 240 V.
- IEC 62040 - 3 – Classifica a UPS em relação a vida útil relacionado a perturbações na qualidade de energia, verificando principalmente a qualidade da reprodução da senoidal. Subdivide-se basicamente em três passos, avaliação da dependência da tensão de saída em relação a rede, forma de onda na saída e curvas de tolerância.

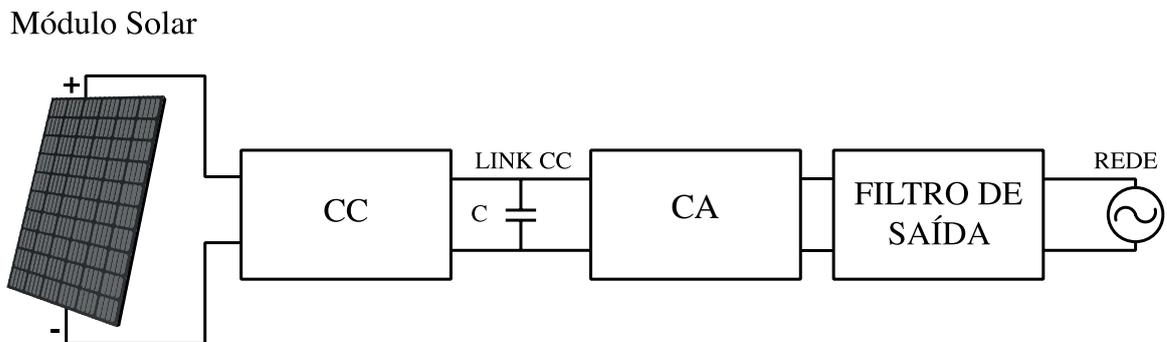
Ainda, pode-se destacar a norma para armazenamento de energia IEC 61427-1:2013 que trata de sistemas fotovoltaicos *off-grid*.

## 2.1 CONVERSORES DE CORRENTE

Os conversores de corrente são classificados como seguidores de rede, possuindo como função principal o despacho de potência, representados como uma fonte de corrente com alta impedância conectada em paralelo à rede. Neste âmbito é importante que a mesma esteja síncrona à tensão, regulando assim o fluxo de potência para atender a demanda das cargas (AZEVEDO, 2011). Com base em suas características, cada unidade pode produzir uma corrente de saída diferente. No presente trabalho, foram utilizadas fontes de corrente representando inversores de energia solar, ressaltando que este aspecto não é o objetivo principal do estudo. Para entender as dinâmicas que envolvem o circuito, foram coletadas em campo informações referentes à produção de energia em um inversor fotovoltaico de 3 kW que está em série com módulos de energia solar, Figura 2 e ANEXO A e B. Estas informações norteiam o dimensionamento dos demais componentes do sistema. Além disso, o inversor possui proteções de sobretensão, subtensão e anti-ilhamento, garantindo o desligamento em uma citação atípica, podendo, por exemplo, caso ocorra uma tensão mais elevada no barramento CA, desligar em efeito cascata. Outro dado importante é que durante o seu

funcionamento o sistema busca manter o FP próximo de 1, atuando como um banco compensador de cargas indutivas, considerou-se também que a frequência de rede será estipulada como 60 Hz, sem variações.

Figura 2 – Sistema de energia solar *on-grid*, representação dos módulos de energia solar e o inversor com suas etapas de operação simplificadas em blocos.



Fonte: Autor.

Tabela 1 - Principais parâmetros considerados para o inversor.

Parâmetros dos Inversores	CSI-3K-MTL
Max. Potência AC	3000 W
Máxima corrente	14,3 A
Tensão Nominal AC	220 VAC
Frequência fixa da rede	60 Hz
FP fixado	1

Fonte: Autor.

## 2.2 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Nesta seção apresentar-se-á uma visão dos componentes de um sistema de armazenamento de energia, baterias, tecnologias empregadas, assim como o conversor utilizado na topologia e as técnicas de controle.

### 2.2.1 Baterias

A bateria é constituída por inúmeras células ligadas eletroquimicamente, estas ligações mistas geralmente em série e paralelo convertem a energia química em elétrica. Ela fornece energia através de seus eletrodos de ânodo (positivo) e cátodo (negativo), sendo separados por eletrólitos. As principais grandezas que garantem o dimensionamento da energia armazenada são a tensão (V) e a corrente medida em Ampère-hora ( $A_h$ ), com uma classificação de carregamento que depende do tipo de célula química:

- Carregamento primário ou não recarregável, geralmente são baterias utilizadas em larga escala, com baixas potências e que no final de sua vida útil são descartadas.
- Carregamento secundário ou recarregável (de armazenamento), sendo utilizadas por uma variação de “ciclo de vida”, ou seja, podem ser recarregadas por várias vezes até o final de sua vida útil. Estas podem ser classificadas conforme o material ativo.

Atualmente as principais tecnologias empregadas são de chumbo-ácido, níquel-cádmio, níquel-hidreto metálico e íons de lítio. A dissertação cita o uso da tecnologia de lítio que começou a ser estudada em 1912 e por possuir maior potencial eletroquímico, fornecendo maior energia por área, tornou-se uma linha promissora para uso em ESS. São utilizadas principalmente em aplicações Emergenciais, Militares, Aeroespaciais, Sistemas de Grande Porte e Transportes, por possuírem tecnologia de baixa manutenção. Atualmente a maior parte destas baterias dispõe do mesmo *design*, com um eletrodo positivo de óxido metálico revestido com um coletor de alumínio, um eletrodo de carbono grafite revestido por um coletor de cobre e separação realizada por sal de lítio (BATTERY UNIVERSITY, 2022).

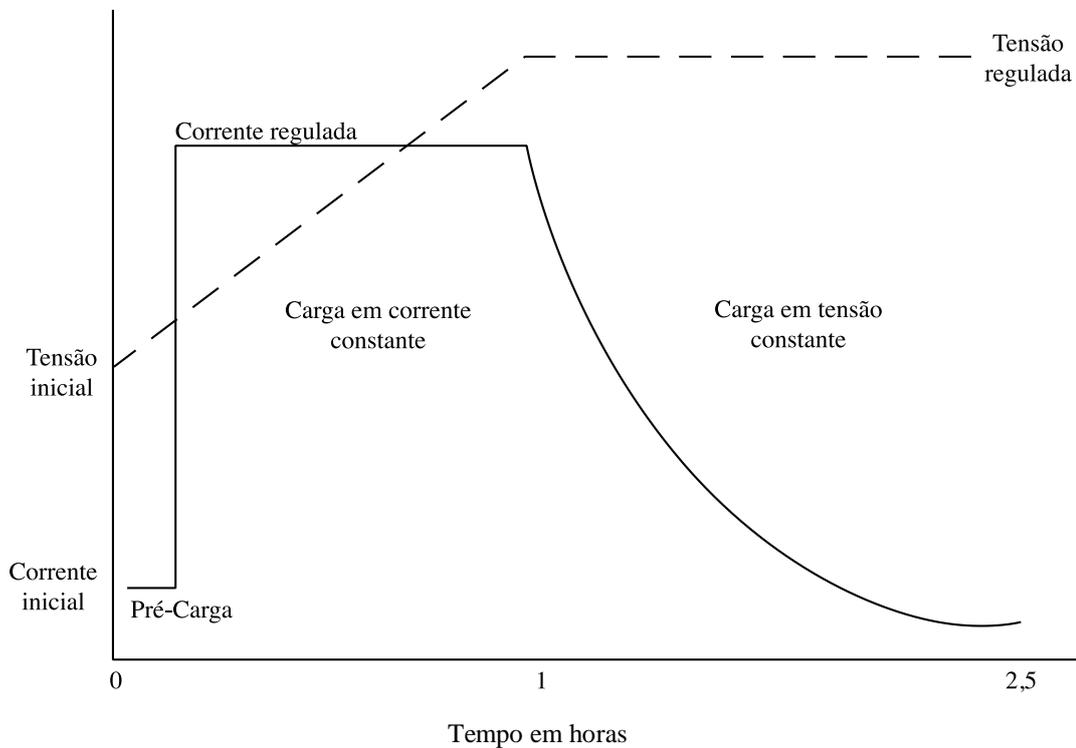
Salienta-se que seu uso ainda possui limitações, como custo mais elevado de produção, baixas temperaturas que impossibilitam carga rápida e necessidade de circuito de proteção para evitar fuga térmica.

#### 2.2.1.1 Métodos de Carregamento

Seu carregamento deve ser bem definido, pois a tensão nas células é maior que as baterias tradicionais de chumbo-ácido, além de ter menor tolerância a sobretensões. Geralmente este processo está subdividido em três estágios, onde inicialmente tem-se uma carga lenta com corrente baixa ou pré-carga, seguido por um ciclo de carga em corrente constante e finalizando com um ciclo de carga em tensão constante (TEXAS INSTRUMENT, 2020). Sua vida útil é prolongada se o último estágio for eliminado, esta técnica é pouco empregada, em razão de que comercialmente os carregadores dão ênfase à

capacidade máxima (BATTERY UNIVERSITY, 2021). Em função da simulação dos circuitos serem em um espaço de tempo menor que o ciclo de carregamento, as análises serão simplificadas.

Figura 3 – Fluxo de funcionamento da bateria de lítio.



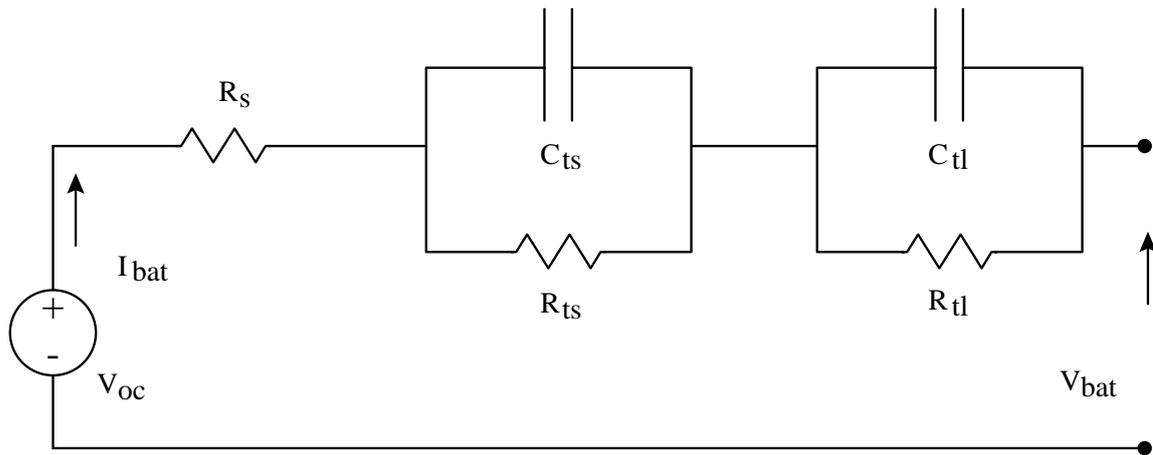
Fonte: TEXAS INSTRUMENT, 2018.

### 2.2.1.2 Modelo Elétrico de Dupla Polarização (MDP)

O Modelo Elétrico de Dupla Polarização é um circuito que possui um resistor ( $R_s$ ) em série e dois circuitos compostos em paralelo por um capacitor e um resistor, ( $R_{ts} \cdot C_{ts}$ ) e ( $R_{tl} \cdot C_{tl}$ ).

Por sua vez a capacidade de armazenamento da bateria pode ser entendida por um capacitor ( $C_{cap}$ ) em paralelo a um resistor de autodescarga ( $R_{dc}$ ), sendo este resistor a soma de  $R_s$ ,  $R_{ts}$ ,  $R_{tl}$ . O capacitor deste conjunto é representado por  $C_{cap} = 3600 \cdot Q_n \cdot f_1 \cdot f_2$ , onde  $Q_n$  equivale à capacidade nominal,  $f_1$ , e  $f_2$  relacionam-se aos “ciclos de vida” e temperatura respectivamente. O valor de  $C_{cap}$  substitui os valores de  $C_{tl}$  e  $C_{ts}$ , podendo ser considerado o carregamento total da bateria (H. HE; R. XIONG; J. FAN; 2011).

Figura 4 – Circuito equivalente do Modelo Elétrico de Dupla Polarização.



Fonte: Adaptado de LIMA, G. F., 2019.

Segundo (M. CHEN; G. RICON; 2006), pode-se identificar as equações utilizando as relações descritas em 1 e 2. Este procedimento não é o mais indicado para longos ciclos tendo em vista as simplificações realizadas, no entanto está em linha com o tema proposto no trabalho. Outra análise importante é da utilização de uma carga com operação sem o último estágio de carga em tensão constante, o que elimina o termo exponencial em algumas variáveis da Equação 3, tornando a análise mais simples.

$$r_v = n_s \quad (1)$$

$$r_c = \frac{1}{\frac{Q}{Q_{cell}} \cdot n_p} \quad (2)$$

Os valores de  $n_s$  identificam as células em série assim como  $n_p$  as células em paralelo, o  $Q_{cell}$  é identificado como a capacidade em  $A_h$  de uma célula, enquanto  $Q$  representa a capacidade total da bateria. Por simplificação  $Q_{cell} \cdot n_p$  é a capacidade total da bateria. Para encontrar o estado de carga ( $S_{oc}$ ), onde  $S_{oc}$  possui valor variável que depende do estado de carga, sendo sua função definida pela Equação 3.

$$V_{soc} = -1,031 \cdot e^{-35 \cdot S_{oc}} + 3,685 + 0,2156 \cdot S_{oc} - 0,1178 \cdot S_{oc}^2 + 0,3201 \cdot S_{oc}^3 \quad (3)$$

Para simplificar  $S_{oc}$ , assumiu-se que  $r_v$  multiplique  $V_{soc}$ ,  $C_{cap}$  multiplique  $r_C$  e  $\frac{Q}{Q_{cell}} \cdot \frac{n_s}{n_p}$  multiplique  $R_s$ ,  $R_{ts}$ ,  $R_{tl}$ . Os valores assumidos para os resistores e capacitores estão identificados na tabela 2, sendo arredondados para valores comerciais:

Tabela 2 – Valores de componentes.

$R_s$	0,22 $\Omega$
$R_{ts}$	0,43 $\Omega$
$R_{tl}$	7,5 $\Omega$
$C_{ts}$	0,047 mF
$C_{tl}$	1,5 mF

Fonte: Adaptado de H. HE; R. XIONG; J. FAN; 2011.

Utilizou-se na tabela 3, para contextualização, dois SEE de 200  $V_{cc}$ +200  $V_{cc}$ , onde cada um deles segue as especificações do modelo 8224S da empresa *Backett Energy System*.

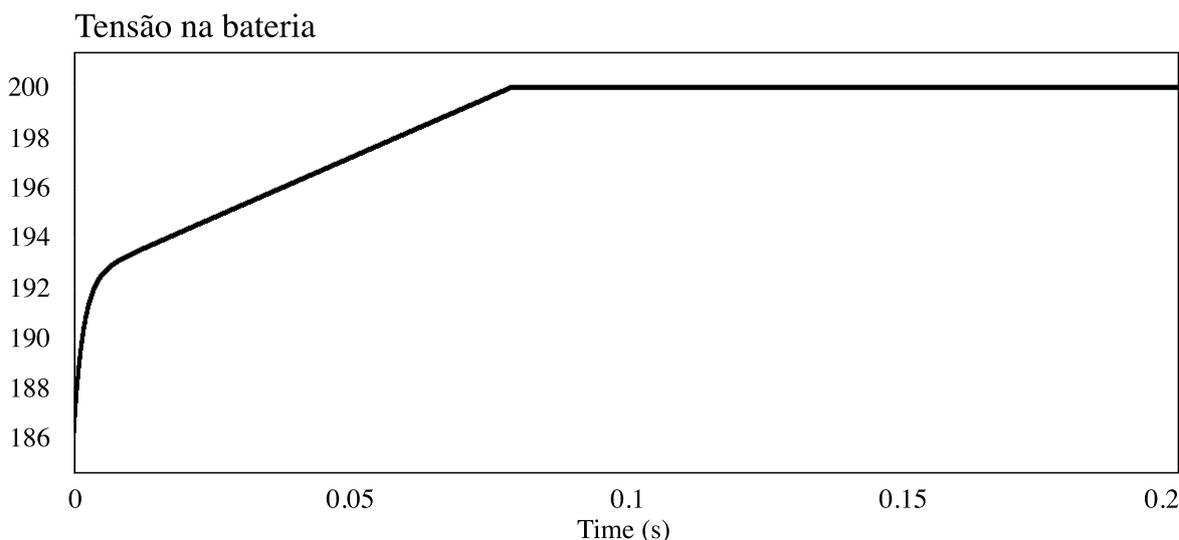
Tabela 3 – Especificações dos acumuladores de energia, modelo 8224S.

Número de módulos	7
Num. de células por mód.	49
Armazenamento máximo	7,7 kWh
Tensão	147-200 V
Corrente máx. de carga	21,2 A
Corrente de descarga	25A

Fonte: Adaptado de BACKETT ENERGY SYSTEM.

A Figura 5, simulada no Software PSIM®, indica que o circuito estabiliza em 200  $V_{cc}$ , no entanto os resistores, capacitores e corrente de carregamento tiveram que sofrer alterações para reproduzir a curva de tensão no tempo de 0,2 segundos, sendo este comportamento de tensão, similar a Figura 3. No APÊNDICE 1 apresentou-se a simulação do circuito de Dupla Polarização utilizado como referência para a simulação da Figura 5.

Figura 5 – Curva de carga, tensão vs. tempo.



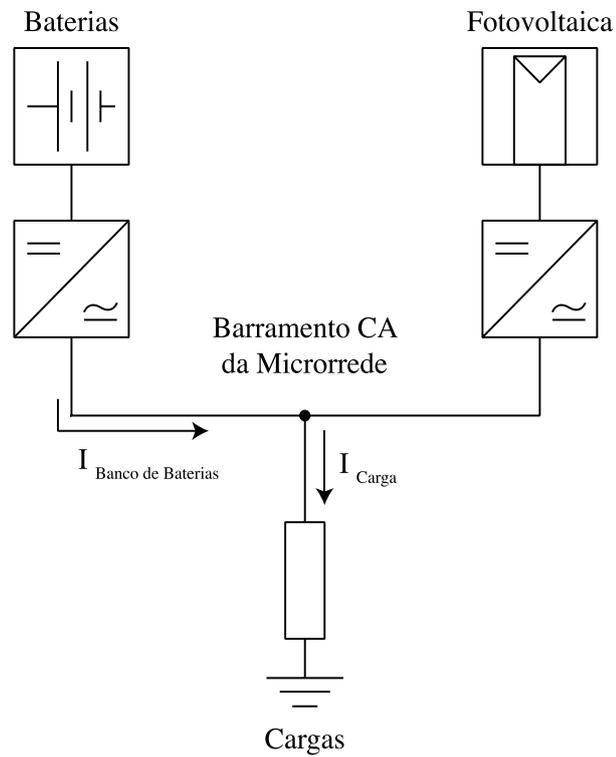
Fonte: Autor.

### 2.2.1.3 Comportamento bidirecional de corrente

O trabalho leva em consideração que a corrente apresenta um comportamento bidirecional, ou seja, as fontes de corrente podem produzir energia suficiente para alimentar as cargas existentes e na falta ou diminuição destas cargas, carregar o banco de baterias. Para simular este comportamento, utilizou-se o circuito da Figura 6. Nele pode-se notar que a corrente designada para suprir a demanda da carga é fornecida exclusivamente pelo banco de baterias. Inicialmente considerou-se uma demanda de energia de 11,3 A no barramento CA.

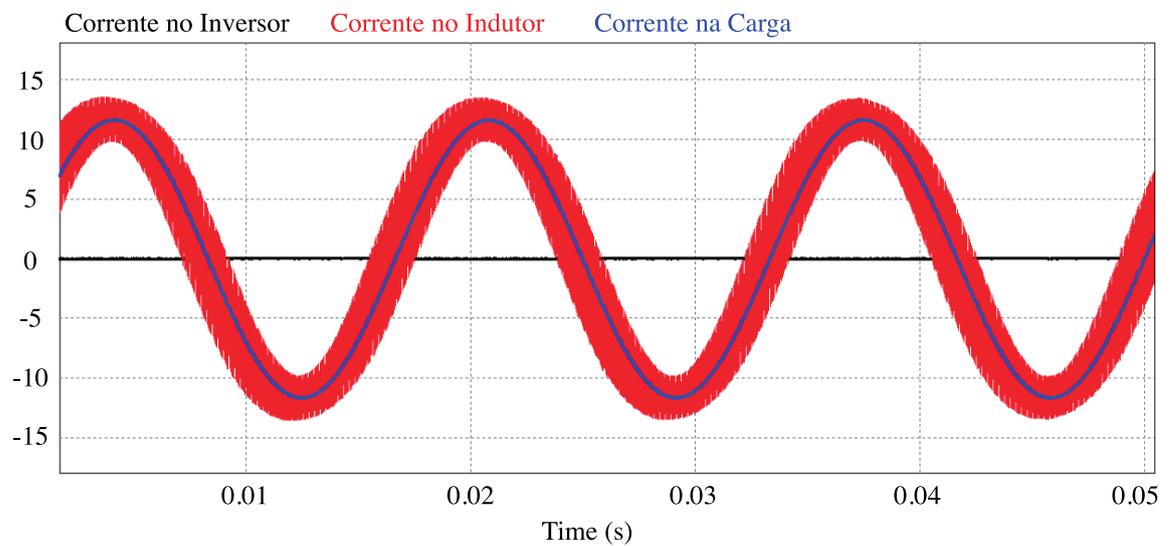
Neste caso, definindo-se os capacitores do barramento CC de 12 mF, que são carregados individualmente com  $400 V_{CC}$ , que pela Lei de Ohm determina que a corrente elétrica seja diretamente proporcional a derivada da potência aplicada. Sendo assim, pode-se identificar o fluxo de corrente analisando seu comportamento no indutor do conjunto LC, no barramento CA da carga e na saída do inversor de corrente (Figura 7). Quando o gerador de energia solar não está ativo, também não há fornecimento de energia no barramento CA e consequentemente a corrente não é injetada, sendo assim, a corrente consumida pela carga é fornecida pelo banco de baterias (Figura 6). Este fornecimento ao longo do tempo causa uma diminuição na tensão de armazenamento no banco de baterias (Figuras 8).

Figura 6 – Corrente injetada pelo banco de bateria.



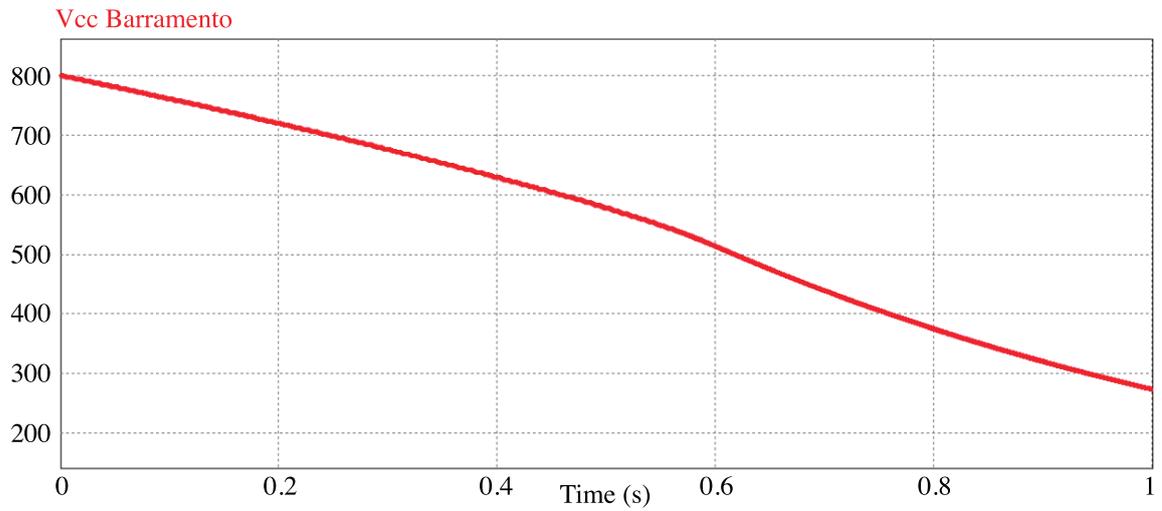
Fonte: Autor.

Figura 7 – Gráficos de tensão em relação ao consumo de uma carga RMS de 11,3 A, no sistema ilhado.



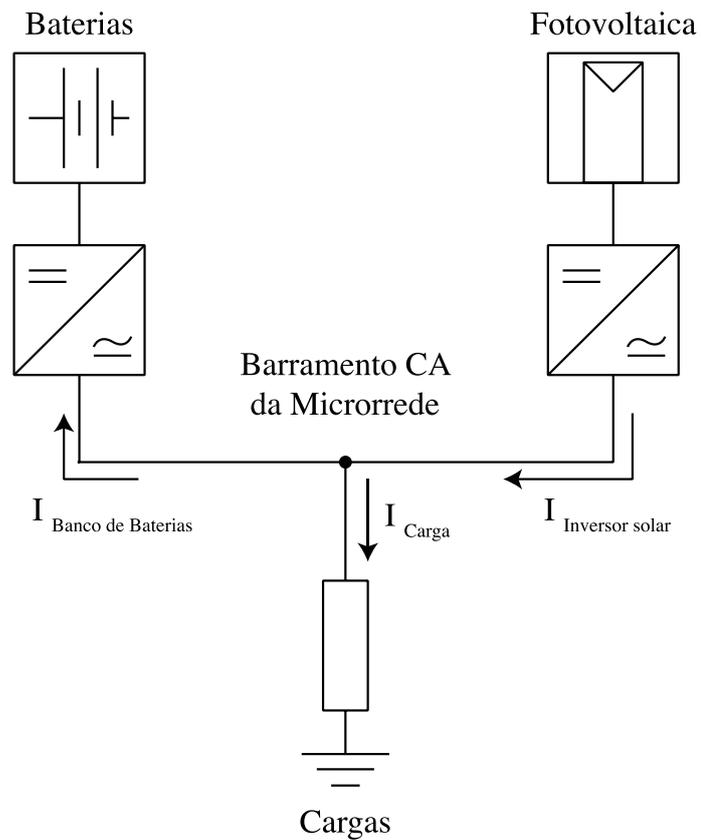
Fonte: Autor.

Figura 8 – Gráficos do comportamento de corrente RMS em relação ao consumo de uma carga de 11,3 A, no sistema ilhado.



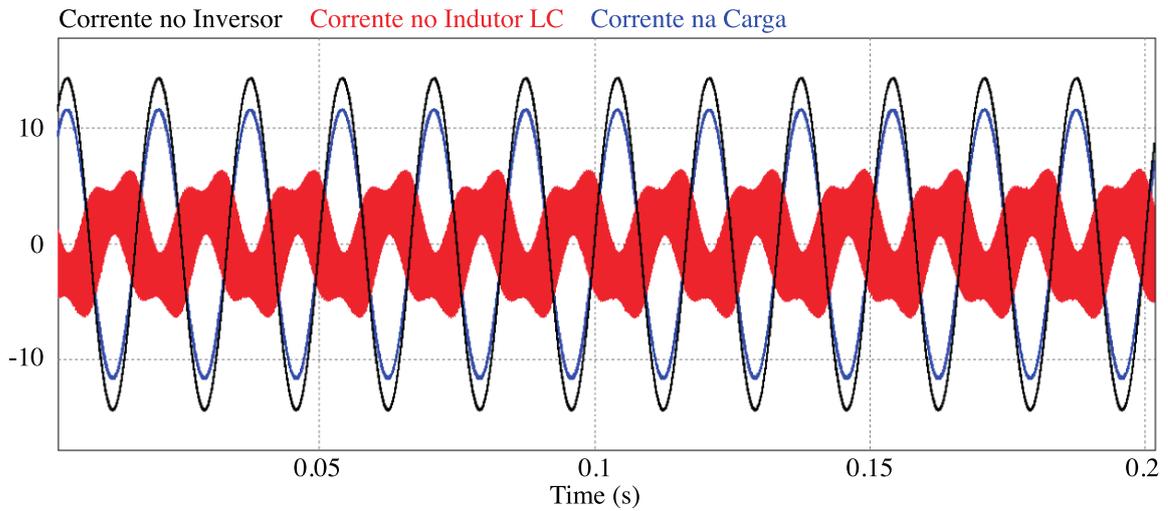
Fonte: Autor.

Figura 9 – Corrente injetada pelo sistema fotovoltaico.



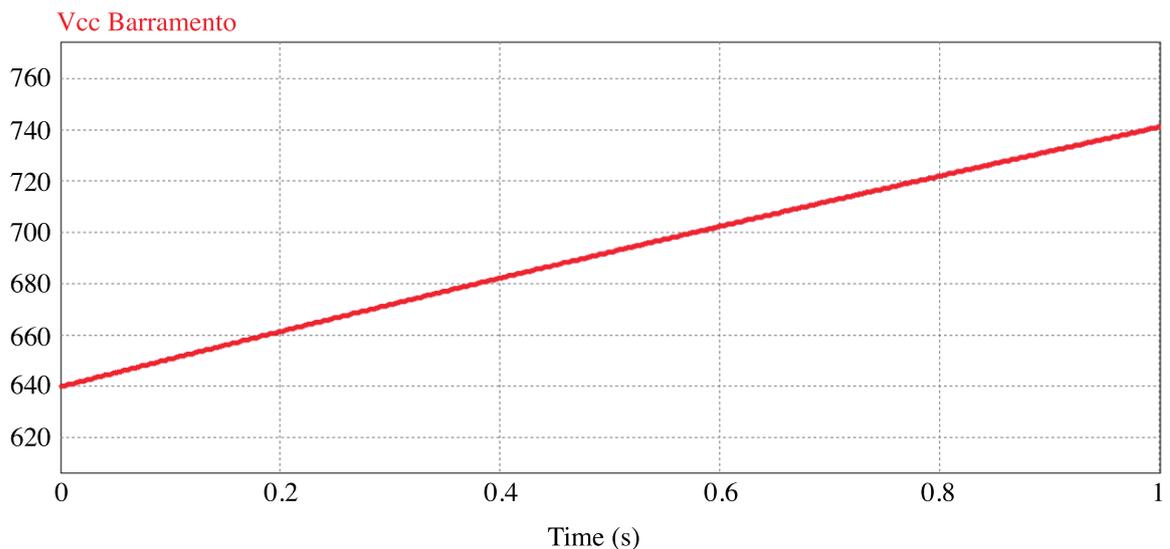
Fonte: Autor.

Figura 10 – Gráficos de tensão em relação ao consumo de uma carga RMS de 11,3 A, no sistema ilhado. Levando em consideração a injeção de 14,3 A, pela fonte de corrente.



Fonte: Autor.

Figura 11 – Gráficos de corrente inversa em relação ao consumo de uma carga RMS de 11,3 A, no sistema ilhado. Levando em consideração a injeção de 14,3 A, pelo inversor de corrente.



Fonte: Autor.

No entanto, quando o inversor solar fotovoltaico injeta sua capacidade máxima de corrente (Figura 9), a corrente no indutor do conjunto LC sofre um atraso de fase (Figura 10). Neste caso, a demanda exigida pela carga é suprida e o excedente de corrente adota um

comportamento inverso ao caso anterior (Figura 8). Sendo assim pode-se analisar este fenômeno observando a Figura 11.

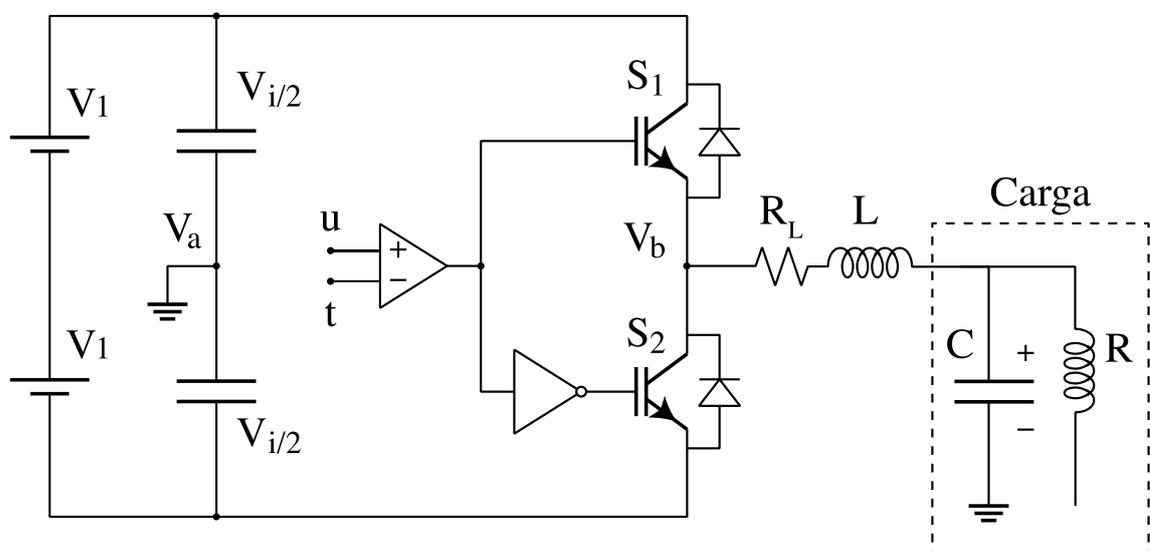
### 2.3 CONVERSOR CC-CA

O conversor CC-CA, é um dos quatro modelos utilizados no processamento energético, sendo requisitado em uma ampla faixa de aplicações, estando integrado a áreas como a GD. Há diversas técnicas e topologias encontradas na literatura, que se distinguem basicamente pela adaptação de nível de tensão, número de fases, comutação dos interruptores, isolamento elétrico e estágios de potência ou processamento. A topologia escolhida possui baixo custo e pode ser reproduzida em grande escala rapidamente. Estes quesitos são muito importantes para produção industrial, onde estágios com topologias simples são muito utilizados (XUE;CHANG; KJAER, BORDONAU; SHIMIZU, 2004).

#### 2.3.1 Conversor *Half-Bridge*

Este inversor meia-ponte opera com um valor de tensão duas vezes menor na saída em relação à entrada.

Figura 12 – Conversor *Half-Bridge*, com filtro LC e controle PWM.



Fonte: Autor.

Levando em consideração a Figura 12, o circuito proposto possui custo inferior, fato este relacionado a um menor número de componentes (RASHID, 1999). O comando, de forma geral, possibilita o controle de tensão da saída dos inversores, além de, promover redução no conteúdo harmônico, realizando o controle por meio do ajuste de intervalo na condução das chaves estáticas. Este fato está relacionado ao período de comutação, onde a ação se dá através da comparação de um sinal de referência senoidal com baixa frequência e uma onda triangular portadora de frequência superior (MARTINS; BARBI, 2008). Como já mencionado anteriormente utilizou-se duas fontes  $V_{cc}$  para simular o conversor *Half-Bridge*, empregando dois capacitores em paralelo a estas fontes. Este modelo de bateria foi adotado pela complexidade de simulação em relação ao Modelo Elétrico de Dupla Polarização da bateria de Lítio em um curto espaço de tempo. Durante a primeira etapa os capacitores funcionam como um divisor de tensão de modo que a chave S1 está ligada e S2 mantendo-se em desativada, neste caso a tensão nos terminais  $V_{ab}$  é dada por  $\frac{V_i}{2}$ , sendo que a fonte CC entrega energia à carga e a corrente que circula pelo filtro cresce linearmente.

$$V_a = \frac{V_i}{2} \quad (4)$$

$$V_b = V_i \quad (5)$$

$$V_{ab} = V_i - \frac{V_i}{2} = \frac{V_i}{2} \quad (6)$$

Na segunda etapa a chave S1 está desligada e S2 é acionada, diante disso a indutância da carga não permite variação brusca na corrente e a polaridade da tensão sofre uma inversão para manter a corrente no mesmo sentido, posto isso, a tensão nos terminais de carga é  $-\frac{V_i}{2}$ , declinando linearmente a corrente de saída (BARBI; MARTINS, 2008).

$$V_a = \frac{V_i}{2} \quad (7)$$

$$V_b = 0 \quad (8)$$

$$V_{ab} = 0 - \frac{V_i}{2} = -\frac{V_i}{2} \quad (9)$$

Definindo-se então, a tensão de saída como uma onda quadrada de amplitudes  $\frac{V_i}{2}$  e  $\frac{-V_i}{2}$  com frequência  $\omega_s$ .

$$V_{ab} = V_b - V_a \quad (10)$$

Ainda segundo (BARBI; MARTINS, 2008), a profundidade de modulação, que representa a razão entre tensão de pico na carga (senoidal), com o valor de tensão do barramento do inversor, pode ser obtido resolvendo-se a Equação 11, cujo resultado é apresentado na Equação 12 já com o intervalo de tempo D, sendo  $V_{ab} = V_o$  e  $V_i = V_{cc}$ .

$$V_{ab} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ab} dt \quad (11)$$

$$\frac{V_{ab}}{V_i} = \frac{2D-1}{2} \quad (12)$$

É possível também verificar a tensão  $V_{O_{RMS}}$ , fornecido pelo inversor e a tensão eficaz, com as seguintes equações:

$$V_{O_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ab}^2 dt} \quad (13)$$

$$V_{O_{RMS}} = \sqrt{\frac{V_i^2}{4}} = \frac{V_i}{2} \quad (14)$$

Para esta aplicação empregou-se um filtro passivo que permite a passagem de um sinal de frequência baixa, reduzindo assim os sinais que apresentam alta frequência, com ganho máximo em 1. O filtro LC, neste contexto, possui como finalidade impedir frequências altas em determinado sinal, classificado como de segunda ordem. A equação característica pode ser identificada abaixo:

$$V_o = \frac{-j\omega C}{R-j\omega C} V_{cc} \quad (15)$$

Neste caso, tratando o capacitor como carga, tem-se a FT no formato da Equação 16 com módulo na Equação 17:

$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R}{j\omega L + R} \quad (16)$$

$$|H(\omega)| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega L^2}} \quad (17)$$

A análise do circuito da primeira etapa, indicado na Equação 18 e na segunda, etapa na Equação 19, demonstra que:

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} - R_L i_L \quad (18)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{cc}}{2} - R_L i_L \quad (19)$$

Sendo assim, obtêm-se as matrizes da primeira e segunda etapa, indicadas nas Equações 20 e 21.

$$A1 = \left[ \frac{-R}{L} \right], B1 = \left[ \frac{1}{2L} \quad \frac{-1}{L} \right], C1 = [1], E1 = [0 \ 0] \quad (20)$$

$$A2 = \left[ \frac{-R}{L} \right], B2 = \left[ \frac{-1}{2L} \quad \frac{-1}{L} \right], C2 = [1], E2 = [0 \ 0] \quad (21)$$

Conseqüentemente as matrizes para o Modelo CA, são  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$  e  $E_p$ , incluindo o estado da profundidade da modulação  $D$ , conforme segue:

$$A_p = \left[ \frac{-R}{L} \right], B_p = \left[ \frac{2D-1}{2L} \quad \frac{-1}{L} \right], C_p = [1], E_p = [0 \ 0] \quad (22)$$

Para a utilização dos componentes do filtro LC verifica-se inicialmente a tensão descrita nas Equações 23 e 24.

$$V_L = \frac{V_{cc}}{2} - V_{LR} \quad (23)$$

$$V_L = -\frac{V_{cc}}{2} - V_{LR} \quad (24)$$

Considerando  $L \frac{di_L}{dt} = v_L$  e  $i_{Lmin} = 0$  obtemos as equações 25 e 26, que são analisadas no indutor, obtem-se então a Equação 27 que identifica o valor do componente L.

$$\Delta_{iL} = \frac{1}{L} \int_0^{DTs} v_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} \text{ se } i_{Lmin} = 0 \quad (25)$$

$$i_{Lmax} = \Delta_{iL} = 2i_L, \text{ então } \Delta_{iL} = \frac{(V_{cc} - 2v_R)DTs}{2L} \quad (26)$$

$$L = \frac{(V_{cc} - 2Ri_L)D}{2fs\Delta_{iL}} = \frac{(V_{cc} - R\Delta_{iL})D}{2fs\Delta_{iL}} = \frac{(V_{cc} - 2Ri_L)D}{4fsi_L} \quad (27)$$

Segundo (RECH, 2001), a frequência de corte deva ser alta o suficiente para garantir um filtro pequeno, neste caso divide-se a frequência de chaveamento por dez. No presente trabalho a corrente dimensionada deve ser 5% da corrente máxima do inversor  $I_c = I_{max} * 0,05$ , onde se calcula também a reatância capacitiva  $X_c = \frac{V_{saída}}{I_c}$ , identificando-se assim a Equação 28, sendo FT utilizada para a Equação 29. Os valores identificados na Tabela 4 são padronizados, sendo que o indutor e capacitor são ajustados para padrões comerciais.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \quad (28)$$

$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R}{j\omega^2 LRC + j\omega L + R} \quad (29)$$

Tabela 4 – Especificações dos componentes.

Dados do circuito	Valores
Corrente de pico	11,3 A
Tensão de pico	311 V
Indutor	1 mH
Capacitor	6,9 $\mu$ F
Resistor	27 $\Omega$

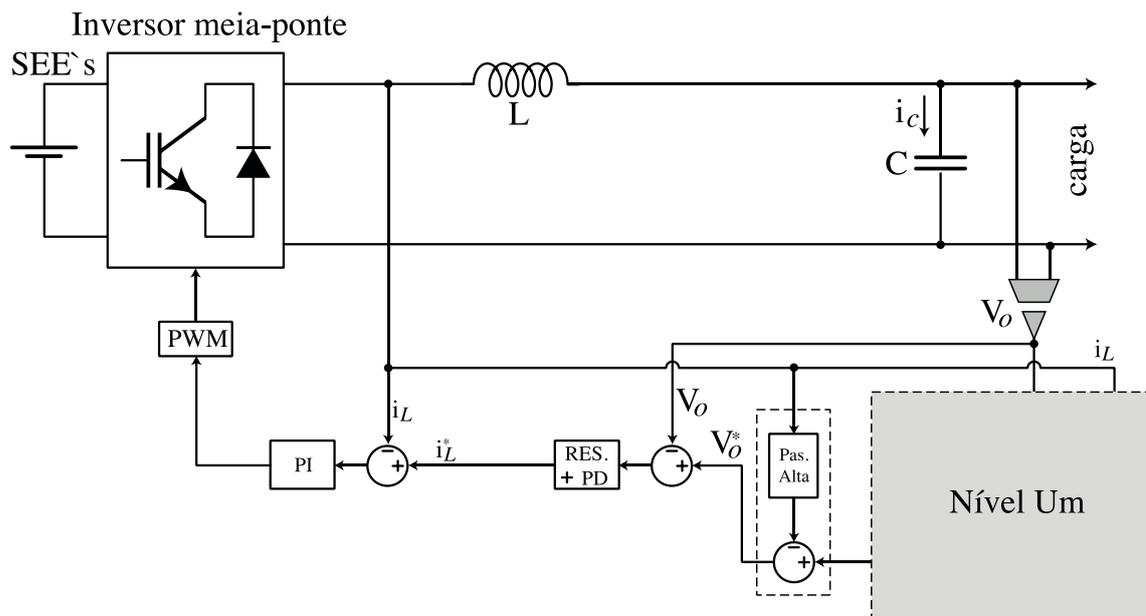
Fonte: Autor.

### 2.3.2 Ações de controle de corrente e tensão

O compensador é um elemento em malha fechada que recebe o sinal de erro e atua como ação corretiva na saída do sistema (BOLTON, 1995).

Para a malha de corrente utilizou-se um compensador do tipo Proporcional Integral, onde o resultado da ação desse arranjo é a soma proporcional mais integral. Ressalta-se que a ação de controle Proporcional pode ser considerada como um amplificador com ganho constante, onde  $Saída = Kp.e$ , reescrevendo a Função de Transferência (FT) como  $G_c = Kp$ . Sua principal desvantagem é não ter ação em erro de regime permanente, ou seja, não possibilita a introdução de erro Integral ou Derivativo. A ação integral por sua vez possui saída proporcional ao ganho da integral do erro no decorrer do tempo, onde a  $Saída = Ki\int e.dt$  e a FT como  $G_c = Ki/s$ , introduz um polo no denominador fazendo com que o sistema se torne do tipo 1, dissipando o erro. Sua desvantagem é maior instabilidade pela não utilização de zeros no sistema.

Figura 13 – Compensadores de tensão e corrente.



Fonte: Adaptado de CARDOSO, 2017.

Na sequência apresenta-se a regulação da tensão que utiliza um Compensador Ressonante + PD, onde a ação derivativa deve ter a saída do Controlador Proporcional à taxa de variação de erro, restringindo-se somente a parte transitória da resposta. Como a saída é proporcional à variação de erro, é possível que o mesmo torne-se grande e não eliminado,

assim sendo, é interessante sua utilização em complemento a outra ação de controle. Posto isto, o controle sofrerá ação também do Controle Ressonante, que é empregado objetivando a obtenção de erro nulo em regime permanente com rejeição de distúrbios para sinais senoidais.

### 2.3.2.1 Controle de corrente

Esta seção descreve o projeto do controlador de corrente para o estudo do inversor. Inicialmente desenvolveu-se o projeto da malha interna de corrente utilizando o controlador PI, sendo que este integra de forma complementar a planta do projeto da malha de tensão externa Ressonante + PD. Através da análise do Software Matlab® foram calculadas as etapas de matrizes médias, valores em regime permanente e modelo CA de pequenos sinais em espaço de estados e discretização do sistema. A malha de corrente, em questão, possui uma característica de ação mais rápida, oriunda da soma proporcional mais integral e a saída deste tipo de compensador é dada de acordo com:

$$\text{Saída} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (30)$$

Com FT descrita como:

$$G_c = \frac{K_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{s} \quad (31)$$

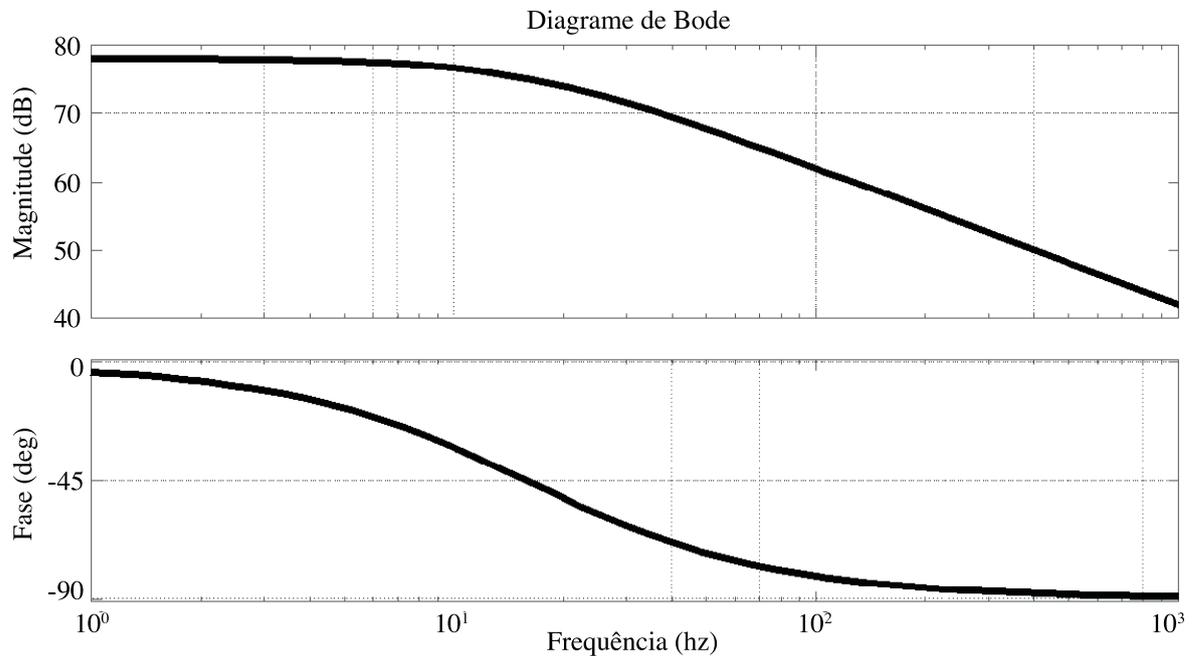
Segundo (BOLTON, 1995) a diferença entre o número de polos de zeros não se altera inserindo mais um zero, assim sendo, os ângulos dos lugares das raízes não sofrerão mudança. No entanto o ponto em que as assíntotas sofrem intersecção com o eixo real é próximo da origem, reduzindo assim a estabilidade. Desta forma obteve-se o resultado da função de transferência em malha aberta não compensada (Equação 32).

$$G(s) = \frac{8 \times 10^4}{s + 100} \quad (32)$$

O modelo em espaço de estados utilizado para o conversor CA é baseado no desenvolvimento de funções matemáticas e Diagrama de Bode, o qual denomina-se por ser uma aproximação assintótica da resposta em frequência, empregada em teoria de controle

para representar a resposta em frequência de um circuito elétrico. Sua forma mais usual é a combinação de um diagrama de magnitude em decibéis que analisa o ganho em módulo. Ocorre no circuito em uma determinada frequência em paralelo a um diagrama fasorial que representa o ganho de fase em função da frequência (VALKENBURG, 1984).

Figura 14 – Diagrama de Bode em malha aberta não compensada.



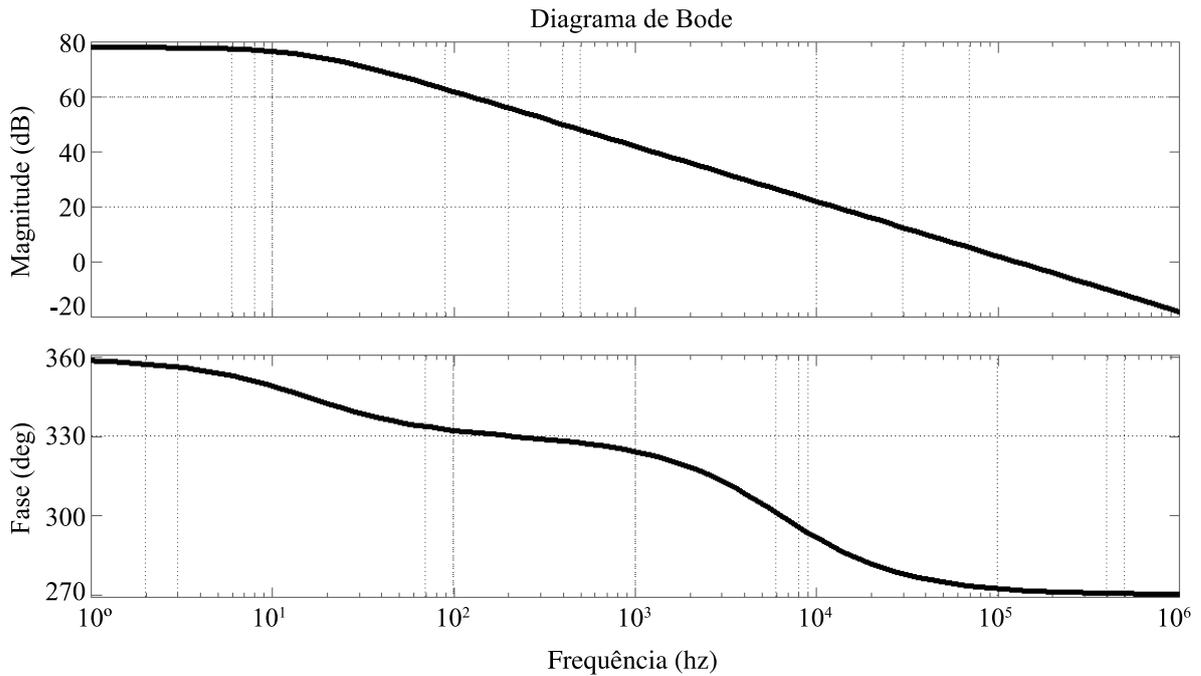
Fonte: Autor.

A planta em questão, Figura 14, apresenta estabilidade com angulação de 90 graus, com frequência em torno de  $1,27 \times 10^5$  Hz. O controlador de corrente está sendo projetado para uma frequência de chaveamento 20 kHz e uma banda passante com uma década abaixo da frequência de chaveamento, em torno de 2 kHz.

Obtendo-se então o valor da equação 33 e conseqüentemente a Figura 15, observa-se que a planta se mantém estável com a utilização do controle PI. A fase está com um ângulo de 50,8 graus e com o acréscimo do polo integrador na frequência de corte, obtem-se o valor de 1,93 kHz.

$$C(z) = \frac{0,01509z - 0,01414}{z - 1} \quad (33)$$

Figura 15 – Diagrama de Bode da planta com controlador discretizado.



Fonte: Autor.

### 2.3.2.2 Controle de tensão

Esta seção descreve o projeto do ganho do controlador de tensão para o estudo do inversor. Analisando-se o bloco que representa o compensador PD, com o acréscimo de um zero real no semiplano esquerdo, há tendência na redução do tempo de acomodação e sobressinal (MAIA, 2011). Como resultado obtém-se a função de transferência abaixo descrita:

$$G_c = K_p + K_d s = K_p \left( s + \frac{K_d}{K_c} \right) \quad (34)$$

Já a análise do Controle Ressonante indica que este é empregado objetivando a obtenção de erro nulo em regime permanente com rejeição de distúrbios para sinais senoidais, aplicado em controles de sistemas sincronizados à rede elétrica principalmente no que tange a linha de GD (C.RECH, 2001).

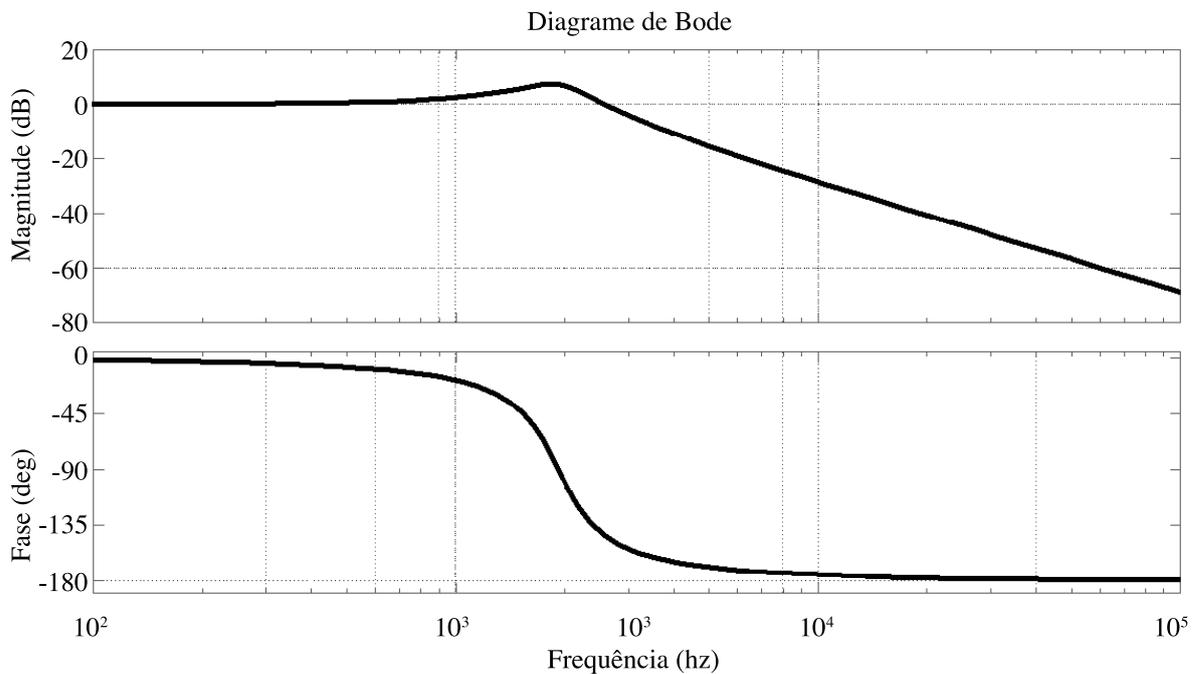
$$K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (35)$$

A junção destes controles faz com que o par de polos complexos conjugados seja adicionado sobre o eixo imaginário na frequência do sinal de entrada. O par de zeros complexos conjugados é adicionado em uma frequência menor que a do cruzamento, usualmente uma década abaixo, com coeficiente de amortecimento em 0,7. Desta forma a margem de fase não sofre alteração e o ganho do compensador deve ser indicado para selecionar a frequência de cruzamento desejada.

O compensador PD, por sua vez, é empregado no aumento da margem de fase, sua frequência de cruzamento realimentada pode ser aumentada com uma margem de fase adequada. Além disso, é necessária a identificação das frequências dos zeros, polos e o ganho do compensador.

Para sua implementação deve-se ainda, adicionar um zero em uma frequência menor que a de cruzamento, tendo um aumento no ganho de +20 db/dec. Se houver um ganho elevado no compensador, os harmônicos das comutações serão aumentados e como consequência disto podem prejudicar a operação. Neste contexto é habitual adicionar polos em frequências menores que a de comutação, que atuarão limitando o ganho do compensador em frequências próximas.

Figura 16 – Diagrama de Bode em malha aberta.

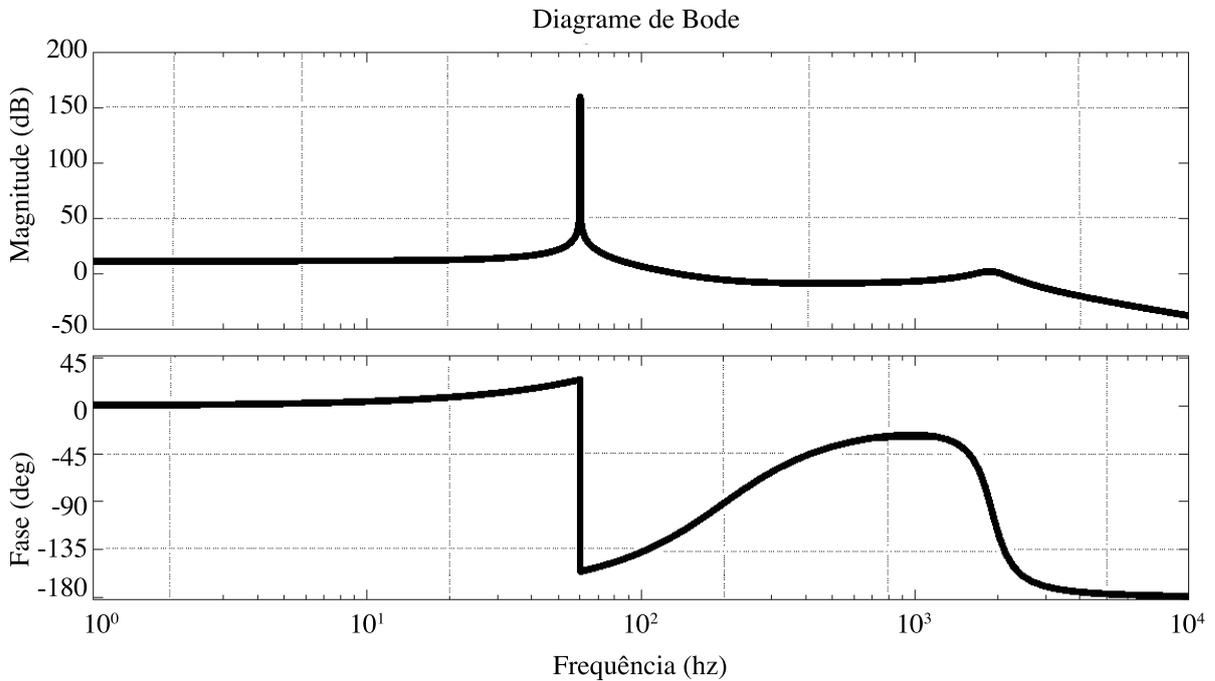


Fonte: Autor.

Sendo assim, obteve-se o resultado da função de transferência em malha aberta da planta não compensada:

$$G(s) = \frac{27}{1,863e^{-7}s^2 + 0,001s + 27} \quad (36)$$

Figura 17 – Diagrama de Bode da planta com controlador discretizado.



Fonte: Autor.

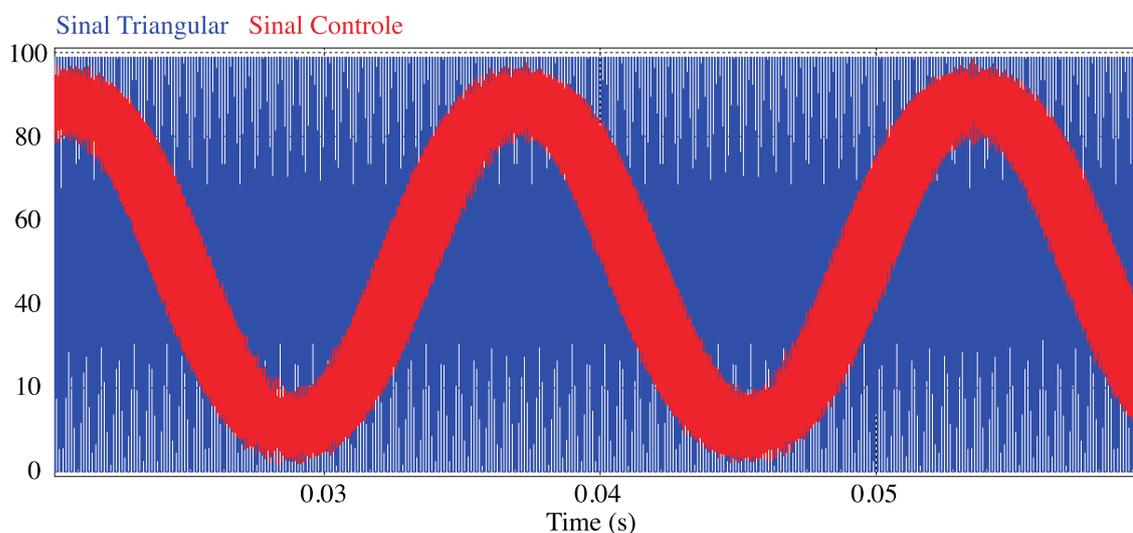
A planta em malha aberta (Figura 16), oriunda da simulação, apresenta estabilidade com angulação de 36,8 graus e com frequência em torno de 2,57 kHz, tendo no controlador de tensão ressonante em seu projeto a frequência de cruzamento em 2 kHz e banda passante com uma década abaixo da frequência de cruzamento, 200 Hz. Através da equação 37, realizou-se a análise da Figura 17, onde a planta mantém a estabilidade com fase em 68,4 graus e frequência de corte em 1,27 kHz.

$$C(z) = \frac{0,48542z^3 - 1,412z^2 + 1,367z - 0,4408}{z^3 - 2,9997z^2 + 2,993z - 0,9965} \quad (37)$$

No contexto inicial, utilizando-se os compensadores de tensão e corrente, obtém-se um sinal que está dentro do limite da portadora triangular conforme Figura 18. Os testes

referentes a robustez do controle foram desenvolvidos nos capítulos subsequentes, em função do sistema sofrer ação de uma malha complexa onde controladores com bandas passantes distintas e com ações diferentes.

Figura 18 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle (entrada).



Fonte: Autor.

## 2.4 CONTROLE DROOP

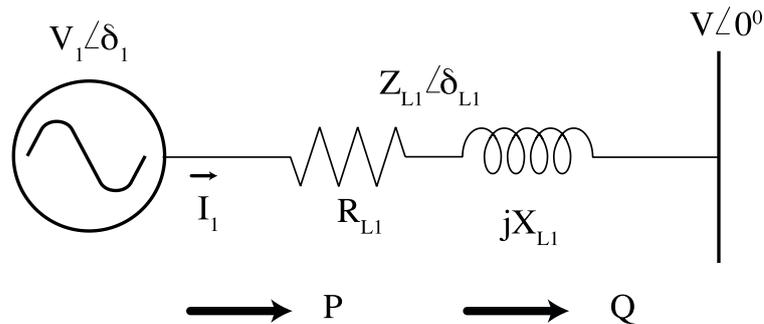
A técnica de compartilhamento de carga entre inversores possui uma estratégia de controle chamada de Controle Droop. Esta técnica é amplamente estudada e possui como diferencial a possibilidade de não utilizar comunicação entre os componentes do ESS. Ela é baseada no princípio de funcionamento das máquinas síncronas, implementada a partir de desvios de amplitude e frequência, ressaltando que, a aplicação de um controle que possua estabilidade e desempenho apropriado, garante um bom paralelismo entre as unidades geradoras (SHAFIEE; GUERRERO; VASQUEZ, 2014; HAN et al., 2017). Neste contexto analisou-se a malha primária, que por ser uma malha externa com controle de potência, é responsável pelo controle de inclinação, potência média e consequente tensão de referência.

### 2.4.1 Fundamentação teórica

Usualmente estes sistemas são controlados por curvas com potência ativa e frequência angular da tensão de saída ( $P - \omega$ ), também por potência reativa e amplitude da tensão de

saída ( $Q - V$ ), para sistemas com características indutivas, ou ( $P - V$ ) e ( $Q - \omega$ ) para sistemas com características resistivas. Com isso, medições de variáveis locais de tensão e corrente na saída do sistema alcançam boa confiabilidade no paralelismo do sistema. A operação do controle pode ser verificada através do fluxo de potência, utilizando um barramento infinito de linha angular  $\delta_{L1}$  e módulo  $Z_{L1}$ , (VENTURINI, W.A, 2020).

Figura 19 – Circuito básico equivalente.



Fonte: Adaptado de (GUERRERO et al., 2011).

O ponto de conexão entre a fonte de tensão e a rede elétrica é representado por um barramento angular  $V_{\text{bar}}$  de fase zero  $V \angle 0$  e uma seta identificando o sentido do fluxo de potência. A potência aparente de saída ( $S_0$ ) é a soma vetorial entre a potência ativa de saída ( $P_0$ ) e a potência reativa de saída ( $Q_0$ ), então  $S_0 = P_0 + jQ_0$ . Na forma retangular, a impedância complexa é representada por uma parte real resistiva e uma parte imaginária reativa  $Z = R + jX$ , como indicado na Figura 19. Outras formas de representação que podem ser relacionadas são exponencial, polar e trigonométrica, onde  $Z = |Z| \angle \delta = |Z|(\cos \delta + j \sin \delta) = |Z|e^{j\delta}$ .

Analisando-se a fonte de tensão com uma potência aparente que pode ser calculada através da multiplicação entre o conjugado da tensão e corrente tem-se:

$$S_1 = V_1 I_1 \quad (38)$$

$$V_1 I_1 = V_1 \angle \delta_1 \left( \frac{V_1 \angle \delta_1 - V \angle 0}{R_{L1} \pm jX_{L1}} \right) \quad (39)$$

Isolando a potência ativa e reativa fornecida pela fonte de tensão e com uma pequena variação no ângulo de fase  $\delta_1$ , obtém-se as simplificações:  $\sin(\delta_1) \approx \delta_1$  e  $\cos(\delta_1) \approx 1$ .

Neste caso, as potências ativas e reativas dependem da relação de linha  $\frac{X_{L1}}{R_{L1}}$  e podem ser descritas conforme as equações 40 e 41 (AVELAR; PERREIRA; VIEIRA; FREITAS; COELHO, 2012).

$$P = \frac{R_{L1}V_1^2 - R_{L1}V_1V_{\text{bar}} + X_{L1}V_1V\delta_1}{R_{L1}^2 + X_{L1}^2} \quad (40)$$

$$Q = \frac{X_{L1}V_1^2 - X_{L1}V_1V_{\text{bar}} - R_{L1}V_1V\delta_1}{R_{L1}^2 + X_{L1}^2} \quad (41)$$

#### 2.4.1.1 Linha indutiva e resistiva

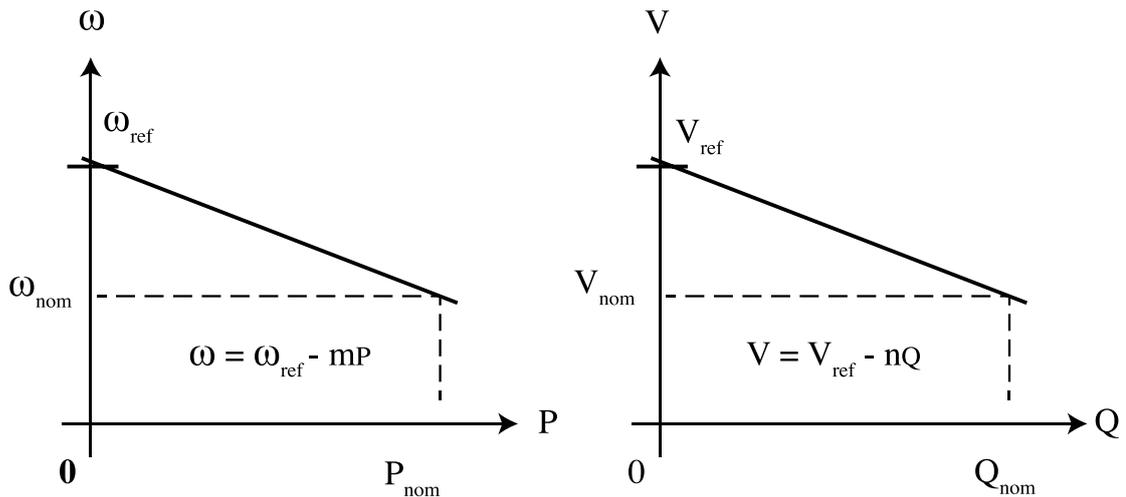
Em redes de baixa tensão, o sistema possui impedância de predominância resistiva, no entanto, em linhas indutivas o sistema possui esta característica devido aos filtros de saída. Seguindo este contexto, há uma desconexão onde a potência ativa está relacionada com a fase das tensões e a potência reativa relacionada com a função das amplitudes das tensões. Ao desprezar a parcela reativa desta impedância obtém-se as Equações 42 e 43 (AZEVEDO, 2011; GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008).

$$P = \frac{(V_1V_{\text{bar}})}{X_{L1}} \delta_1 \quad (42)$$

$$Q = \frac{V_1(V - V_{\text{bar}})}{X_{L1}} \quad (43)$$

Com a utilização da frequência, pode-se emular a relação  $P - \omega$ , identificando o controle por inclinação como  $V = V_{\text{ref}} - nQ$  e  $\omega = \omega_{\text{ref}} - mP$ . Onde  $V$  é considerada a amplitude da tensão,  $m$  e  $n$  são consideradas os coeficientes de controle da frequência e amplitude e o  $V_{\text{ref}}$  é a amplitude de referência.

Figura 20 – Curvas de controle indutivas.



Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

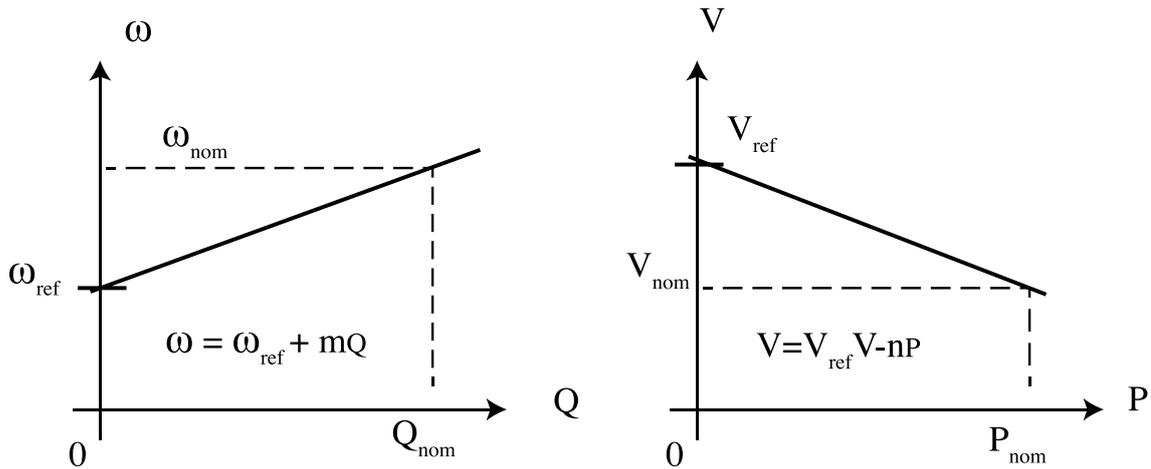
Por sua vez,  $\omega_{ref}$  é a frequência inicial da operação e  $\omega$  é o controle da frequência. A impedância de linha com predominância resistiva com ênfase na análise em rede de baixa tensão, despreza a parte reativa da impedância na saída (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008), podendo ser simplificada por:

$$P = \frac{V_1(V_1 - V_{bar})}{R_L} \quad (44)$$

$$Q = \frac{-(V_1 V_{bar})}{R_L} \delta 1 \quad (45)$$

O Controle Droop para uma rede com características resistivas é definido na Figura 21 por  $V = V_{ref} - nP$  e  $\omega = \omega_{ref} + mQ$ , salientando que a potência reativa é proporcional à diferença de fase  $\delta$  e a potência ativa é proporcional à diferença de amplitude entre o barramento CA e a tensão da fonte. O trabalho não demonstra o estudo do comportamento da impedância virtual, no entanto, através da introdução de um filtro na frequência de 60 Hz, busca um desvio mínimo na estimativa de impedância da rede, a qual pode acarretar em um compartilhamento indevido de potência entre os sistemas projetados.

Figura 21 – Curvas de controle resistivas.



Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

#### 2.4.1.2 Modelagem de pequenos sinais

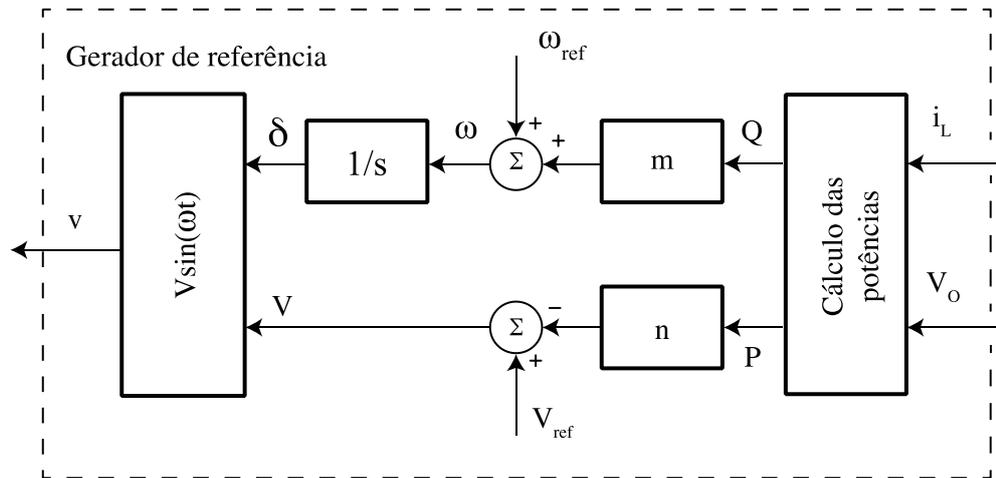
Conforme indicado previamente, foi utilizada uma modelagem de pequenos sinais operando com Controle Droop com conexão a um barramento, estabilidade em condições normais e pequenas oscilações de operação. Ressalta-se que a análise pode ser realizada em  $n$  modelos (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002; KUNDUR, 2017). Sendo assim, a utilização do controle por inclinação consiste na implementação de realimentação das potências reativas e ativas com intuito de ajustar as frequências e amplitudes que envolvem as tensões de referência.

Como o trabalho apresenta ênfase em impedâncias de saída resistivas, foi apresentado na Figura 22 um diagrama de blocos do controle por inclinação. Com as medições de tensão e corrente, pode-se calcular as potências ativas e reativas, as quais tem dependência de sua dinâmica, atreladas principalmente ao filtro passa baixa, onde quanto maior o coeficiente de controle, melhor o compartilhamento entre os inversores (GUERRERO et al., 2011). Geralmente os projetos levam em consideração desvios máximos de amplitude  $d_E$  e frequência  $d_w$ , permitidos para as potências ativas nominais, reativas nominais. Nos casos reativos os valores definidos para desvio de amplitude máxima são de 5 %. (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008). Na sequência são identificados os valores de  $n$  e  $m$ , conforme as Equações 46 e 47.

$$n = \frac{(d_E)}{P_{nom}} \quad (46)$$

$$m = \frac{(d_w)}{Q_{nom}} \quad (47)$$

Figura 22 – Bloco de controle Droop.



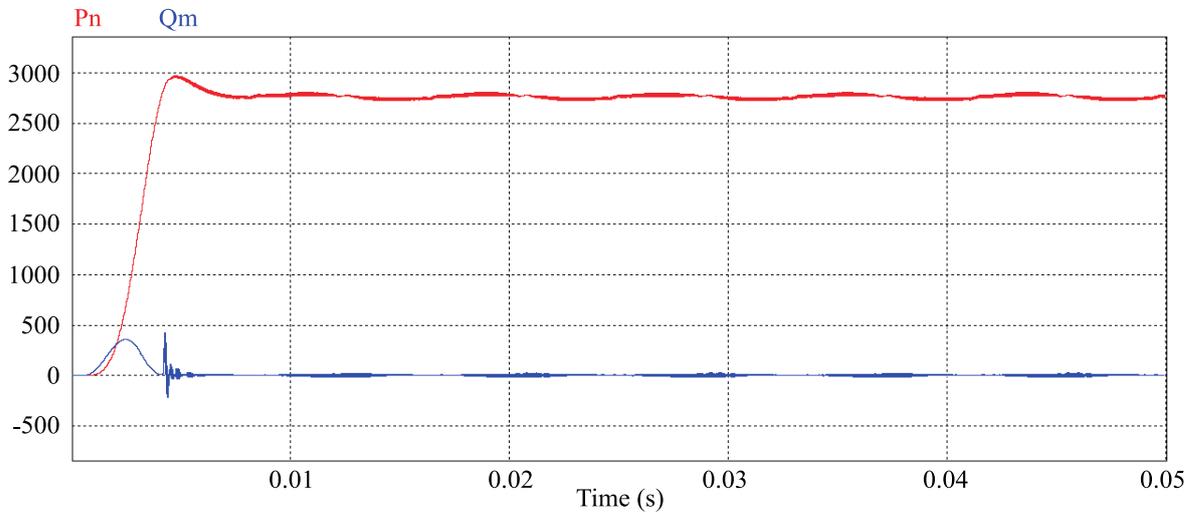
Fonte: Adaptado de (VENTURINI, W.A., 2020).

Na saída para o controle de tensão é entregue um sinal  $V$ , que é definido através de  $V \sin(\omega t)$ , neste ponto tem-se dois valores principais onde, como já definidos no Capítulo 2.4.1.1, são  $V = V_{ref} - Pn$  a parcela de potência ativa e  $\omega = \omega_{ref} + Qm$  reativa. A parcela ativa é acrescida de um filtro passa-baixa 6 Hz, utilizado para obtenção dos valores das potências ativa e reativa a partir da potência instantânea. De modo a atenuar os componentes oscilantes ele deve ser uma década abaixo da fundamental, com isso as oscilações não se propagam na tensão de referência, o que poderia levar a uma instabilidade.

Em seguida pode-se definir  $\omega_{ref} = 2\pi$  multiplicado pela frequência de referência 60 Hz em série com um bloco integrador, que tem por intuito, construir o sinal ao longo do tempo  $\omega t$ , sendo valor definido para  $m$  de 0,006412. No lado inferior do bloco tem-se  $V_{ref} = 311$  V acrescido dos 5 % de amplitude máxima, sendo que o valor definido para  $n$  é 0,00122924901186. O cálculo de potência leva em consideração os valores verificados no barramento principal, onde a corrente e tensão são coletados, dando origem às coordenadas  $P_n$  e  $Q_m$ , Figura 23. Assim sendo, o modelo discretizado deve coletar as informações, processar as mesmas e consequentemente enviar ao chaveamento PWM. A verificação do sinal portador

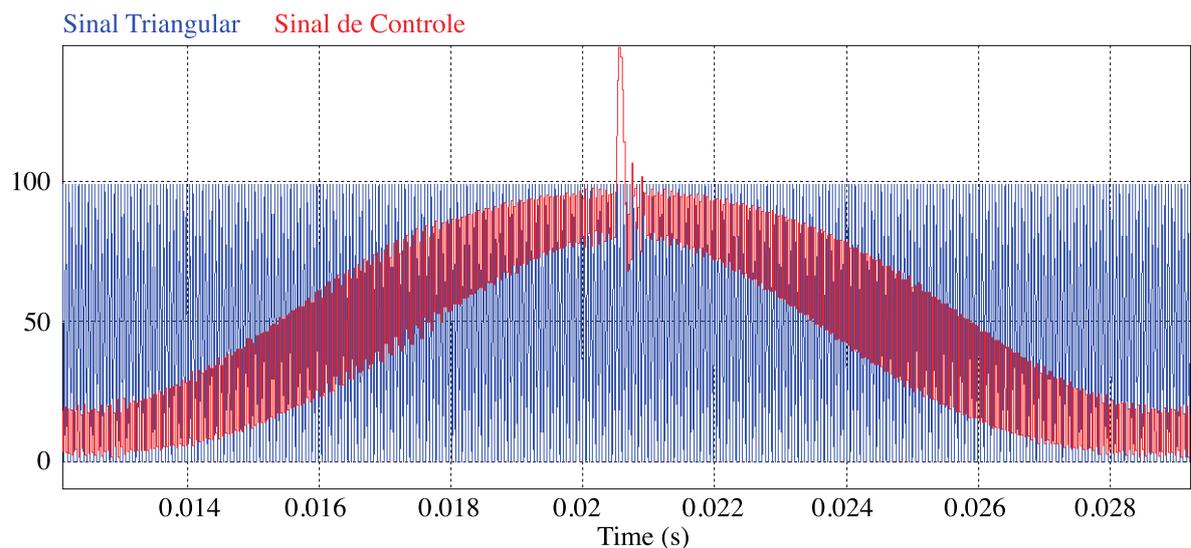
triangular em relação ao sinal de controle e a tensão de saída nominal em relação ao sinal de referência são dois pontos importantes para a confirmação do funcionamento do controle.

Figura 23 – Simulação de  $P_n$  e  $Q_m$ , em sistema puramente resistivo.



Fonte: Autor.

Figura 24 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle, com perturbação.

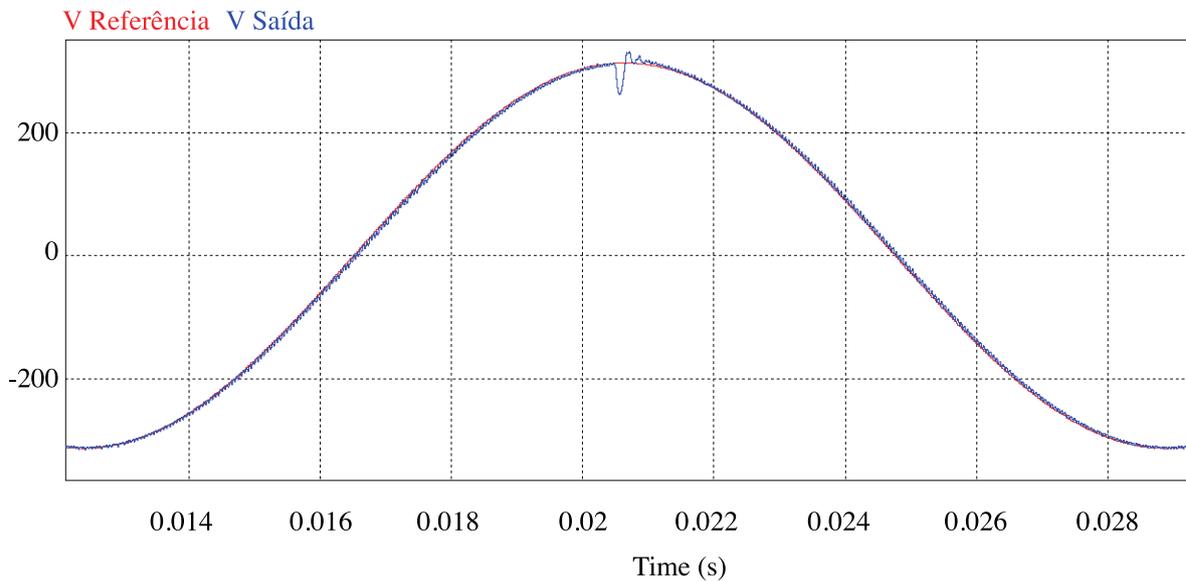


Fonte: Autor.

Nesse sentido, através da Figura 24, observa-se um sinal triangular em relação ao sinal de controle. A análise é feita no bloco PWM da Figura 13, demonstrando bom comportamento, com exceção no momento da perturbação onde em 0,0205 segundos ultrapassa o limite máximo por um pequeno período de tempo. Para reduzir esta oscilação

uma das opções é reduzir a frequência de cruzamento da malha de tensão, medida essa recomendada na implementação física, pois diminuiria o risco de uma instabilidade no sistema. Entretanto esta prática não foi adotada nas simulações que seguem, pois não foram feitos protótipos para testes em laboratório.

Figura 25 – Tensão de saída nominal em relação ao sinal de referência Droop.



Fonte: Autor.

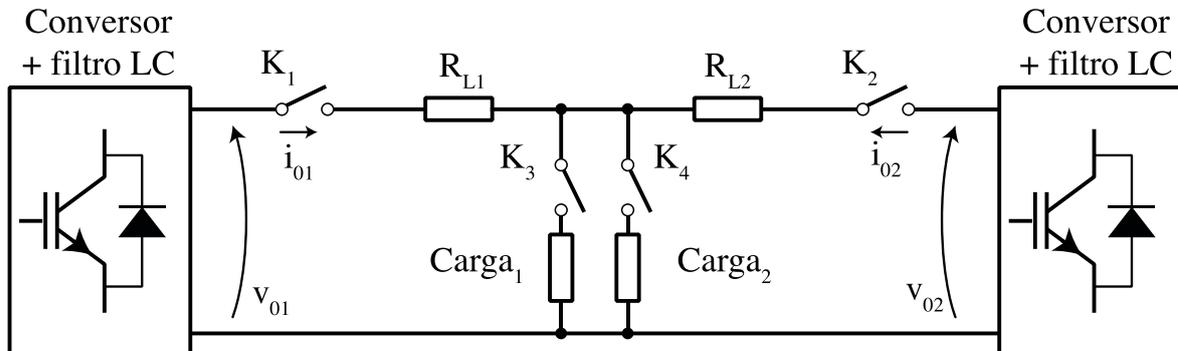
Na Figura 25, a tensão de saída foi comparada com o sinal de referência da saída do bloco Droop (Figura 22), nesse sentido, observou-se que a interação entre todas as malhas de controle estão condizentes, no entanto a verificação do controle Droop se dá em um período maior de tempo.

#### 2.4.1.3 Análises para o Controle Droop

Para a simulação que utiliza o circuito da Figura 26, foram colocados dois resistores  $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$  com valores iguais a  $0,1 \Omega$ , a fim de identificar a perda mínima no sistema, além de quatro chaves denominadas  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  e  $K_4$ , cujo papel é interromper as malhas, conforme necessidade da análise. Foi convencionado que  $K_1$  estará ativada enquanto  $K_2$  fará a interação em um tempo determinado. O modelo do circuito empregado na simulação está descrito no Apêndice 2.

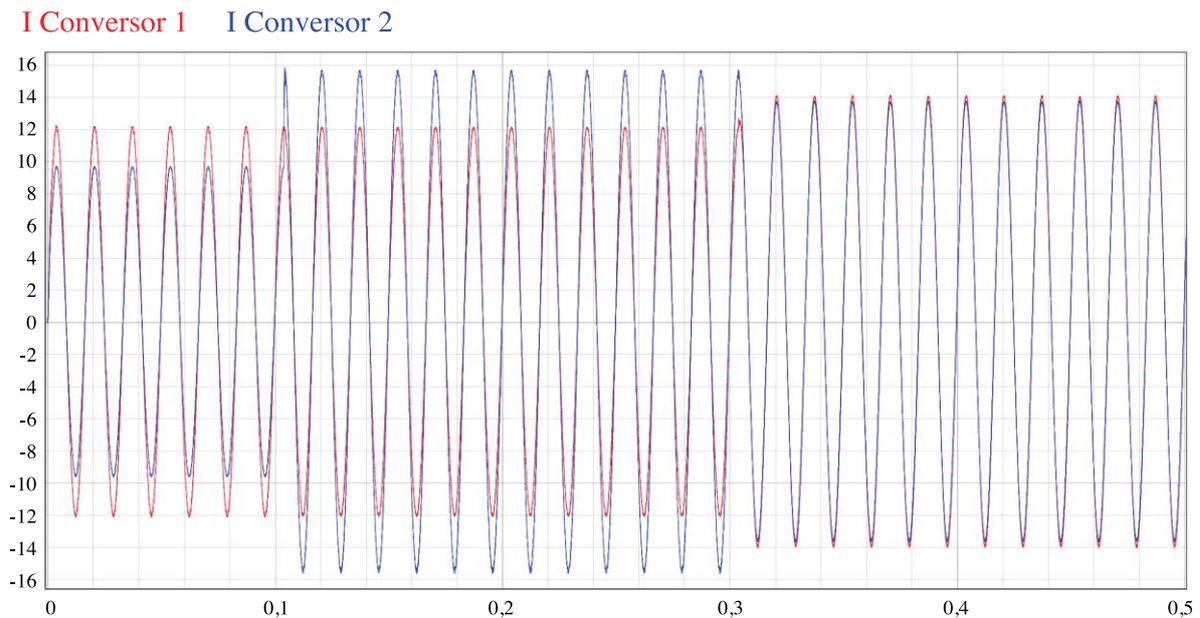
O intuito desta simulação é provar a interação de dois sistemas através do controle Droop em série com as demais malhas compensadoras. Neste caso, no período que vai do início da simulação até 1,04 segundos, onde há pico de uma senoide, os dois conversores trabalham em separado.

Figura 26 – Circuito de inversores dos ESS'S.



Fonte: Autor.

Figura 27 – Comportamento da corrente ente os dois sistemas e interação com carga externa.



Fonte: Autor.

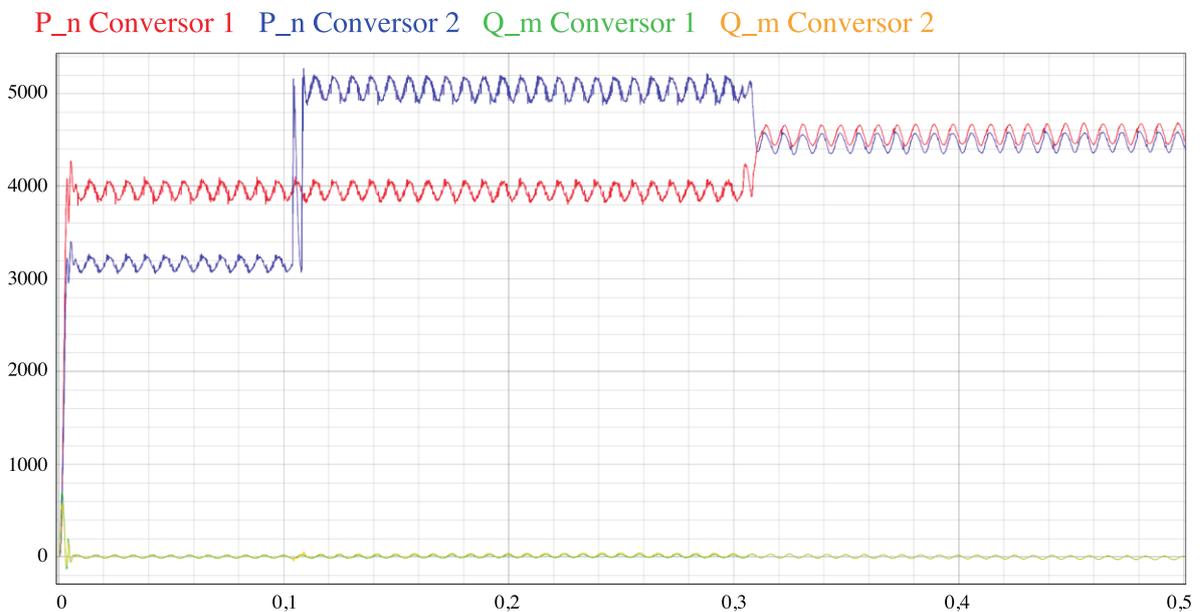
Sendo assim, o conversor um está com valor de resistência projetado para o circuito de  $27 \Omega$ , enquanto o conversor dois interage com 80% deste valor. Após este período é implantada uma carga externa em paralelo ao conversor dois, essa ação eleva a carga total a

ser regulada pelo conversor em 30% a mais que seu valor nominal, ou seja, mais 6 A depois do tempo de 1,04 segundos.

Em seguida, em 3,04 segundos, o sistema une o conversor um à integração já mencionada, neste caso as oscilações de corrente são reduzidas significativamente, ou seja, uma distribuição de corrente entre partes iguais em proporções semelhantes, Figura 27.

Este compartilhamento pode ser verificado na Figura 28 onde verificam-se os valores de  $P_n$  e  $Q_m$ . Como esperado os valores de  $Q_m$  não variam bruscamente, pois não estão sendo empregadas cargas indutivas na simulação. Nota-se também, que  $P_n$  do conversor um se mantém constante até o compartilhamento, enquanto o valor do conversor dois sofre oscilação conforme a carga resistiva é integrada ao circuito.

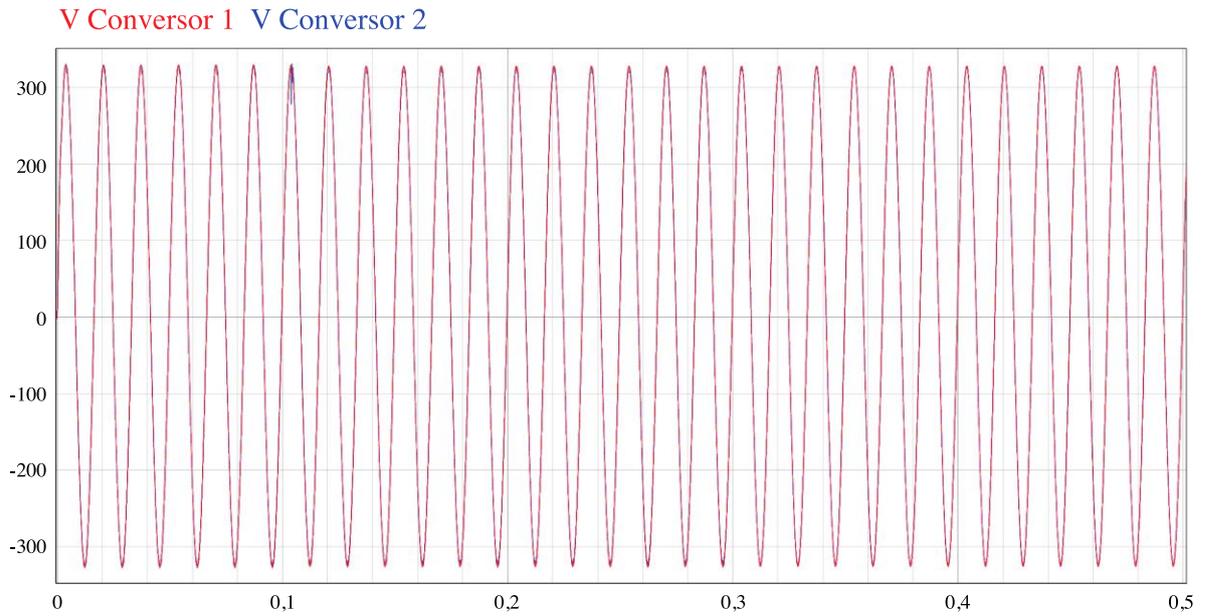
Figura 28 – Valores de  $P_n$  e  $Q_m$  ente os dois sistemas durante a simulação.



Fonte: Autor.

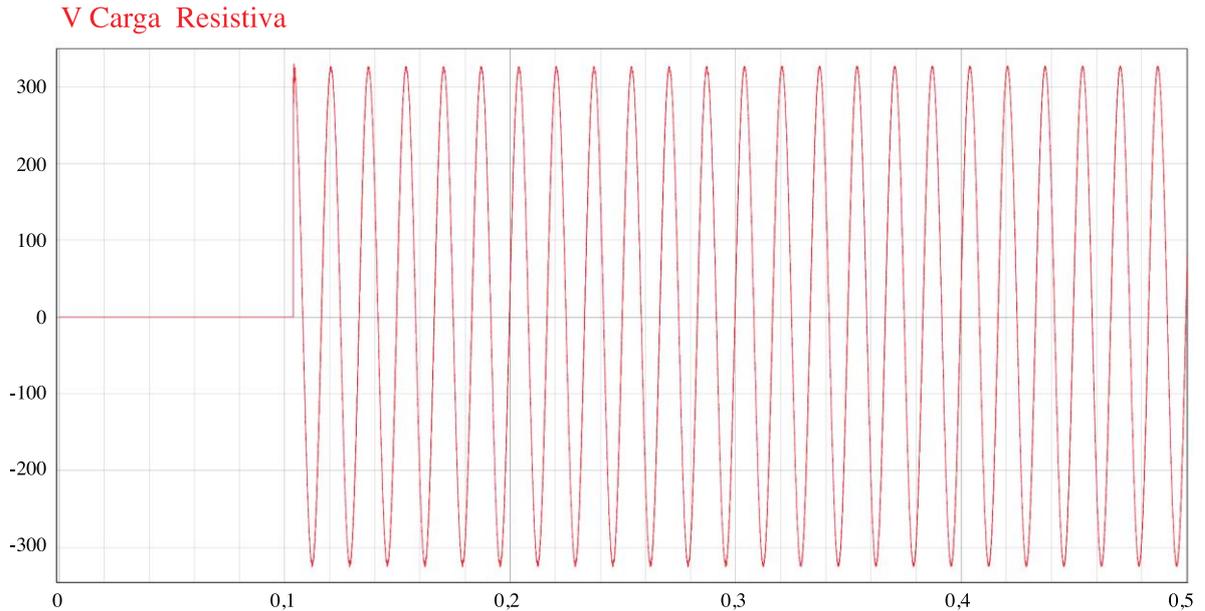
Na Figura 29 observa-se tensão estável durante o tempo de simulação, com uma pequena diferença que pode ser verificada conforme a perturbação no sistema em 1,04 segundos. Sendo assim, a variação de tensão está dentro dos 5% projetados para a simulação. Na Figura 30 pode-se observar que a tensão se mantém estável na carga durante o tempo de simulação, indicando que o sistema em paralelo garante o mínimo de estabilidade na tensão para manter a carga ativa.

Figura 29 – Comportamento da tensão ente os dois sistemas e interação com carga externa.



Fonte: Autor.

Figura 30 – Circuito de inversores dos ESS'S.



Fonte: Autor.

## 2.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO

Neste capítulo foram expostos os conhecimentos básicos sobre o funcionamento dos sistemas propostos, identificando o modelo de conversor de potência, filtro passivo, PWM e

métodos de controle utilizados no trabalho. Ressalta-se que um dos métodos enfatizados trata do controle sem comunicação para o paralelismo de inversores pelo Droop. Este modelo é baseado no princípio de funcionamento das máquinas síncronas, sendo implementado a partir de desvios de amplitude e frequência. O método em questão obtém alta confiabilidade sem interconexões entre os inversores, utilizando apenas medições de variáveis locais, entretanto, em caso de disparidades entre as impedâncias o compartilhamento de potências pode ser afetado. Foram identificados os blocos de controle que comandarão dois inversores conectados em paralelo, operando através do Controle Droop com característica resistiva, com alguns testes que provam a implementação do mesmo.

### 3 PARALELISMO ENTRE SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Após as análises realizadas nas malhas de controle, verificou-se a viabilidade de seu uso, garantido assim o mínimo de estabilidade e desempenho. Então, neste capítulo, foram utilizados os conversores *Half- Bridge* em paralelo entre si e com o sistema ilhado, pois em um caso real os bancos de baterias estarão ligados em paralelo, aguardando a necessidade de auxiliar na demanda das cargas ao mesmo tempo em que estabilizam a tensão do circuito CA.

Estas verificações serão realizadas através de simulações no Software PSIM®, objetivando o teste do conjunto em condições diversas.

Tabela 5 – Tipos de carga.

Carga	Especificações:
Resistiva	Potência ativa dissipada entre 50% e 100%, tolerância de $\pm 1\%$ de Potência Nominal e FP unitário com tolerância de -0,02.
Indutiva	Potência ativa em 100%, tolerância de $\pm 1\%$ de Potência Nominal e FP indutivo de 0,90, tolerância de $\pm 0,02$ .

Fonte: Autor.

Segundo as normas brasileiras, atualmente são permitidas instalações de inversores conectados à rede elétrica por fontes renováveis. No entanto, operações tanto no modo *off-grid*, quanto *on-grid*, não são habituais com bancos de bateria e a perspectiva desta regulação é discutida com intuito de ajustes na Portaria 004/2011 do Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior, o qual deve aprovar um regulamento técnico que condicione o armazenamento de energia em sistemas energéticos variados. Neste contexto, é importante entender a classificação da rede ilhada, tendo como melhor referência, fontes interruptas de energia, sendo elas UPS de dupla conversão, onde em geral há dois estágios de energia. O primário com barramento CC e o estágio secundário, ou principal, em que o inversor faz a conversão em CA.

Sua operação possui as seguintes características:

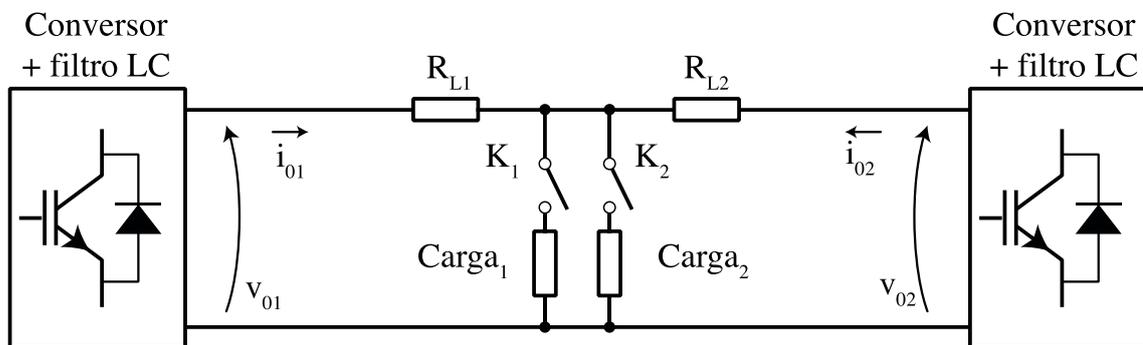
- Tensão regulada;
- Pequena distorção harmônica (THD);
- Tensão em fase com a corrente;
- E um alto FP (PASCUAL, 2008; BRANCO, 2013).

As simulações contarão com os degraus de carga no momento em que a saída de tensão apresentar seu valor máximo, levando em consideração as especificações da IEC 62040 – 3, sendo assim, este capítulo analisa simulações com cargas variadas conforme tabela 5, onde no primeiro momento o degrau de carga inicia em 50% resistivo, e após certo tempo há entrada da segunda carga, sendo ela também resistiva e totalizando os 100%.

Enquanto na segunda simulação inicialmente tem-se a 50% da carga nominal resistiva e no segundo momento o acréscimo de carga resistiva com 100% e 100% da carga indutiva.

O circuito genérico apresentado na Figura 31 foi empregado como base para as simulações propostas, sendo que, foram verificadas apenas adições de cargas, considerando que os conversores estarão sempre conectados ao barramento CA.

Figura 31 – Circuito de inversores dos ESS'S em paralelo com cargas.



Fonte: Autor.

Na interação do circuito acima demonstrado, foram colocados resistores  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  com valores iguais a  $0,1 \Omega$ , a fim de identificar a perda mínima no sistema, além de duas chaves denominadas  $K_1$  e  $K_2$ , cujo papel é interromper as malhas, conforme a análise. O software utilizado para estas simulações, como já mencionado, é o PSIM®, que utiliza comutadores ideais de interfase simplificada.

### 3.1 SIMULAÇÃO COM CARGA RESISTIVA

Para a primeira verificação levou-se em consideração um barramento de fase zero, com impedância de linha predominantemente resistiva, ressaltando que para análises de redes em baixa tensão desprezar-se-á a parte reativa da impedância na saída (GUERRERO; HANG; UCEDA, 2008). As simulações serão validadas, onde o circuito segue as premissas da Figura

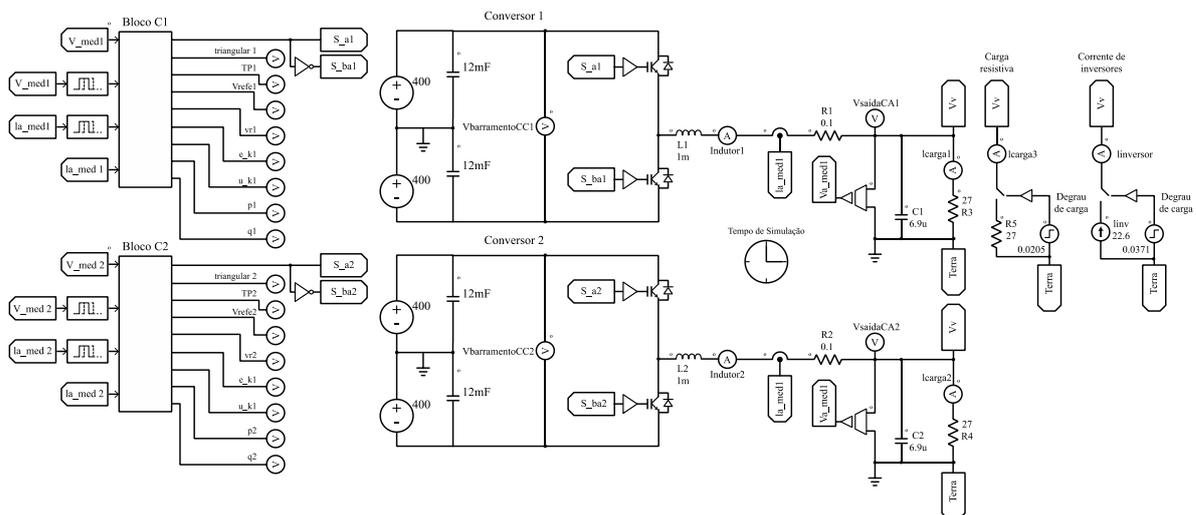
31. Os valores utilizados para as simulações estão descritos na tabela 6 e o modelo do circuito está identificado na Figura 32.

Tabela 6 – Parâmetros dos conversores indicados para a primeira simulação.

Parâmetro	Valores
Passo de simulação	1 $\mu$ s
Amplitude de referência	311 V <sub>ca</sub>
Frequência angular de referência	$2\pi 60$ rad/s
Frequência de corte dos filtros de potência	$2\pi 6$ rad/s
Potência nominal	3577 W
Fator de potência	1
Coefficientes Droop de amplitude	0,01229
Coefficientes Droop de frequência	0,06412

Fonte: Autor.

Figura 32 – Modelo do circuito empregado na simulação.



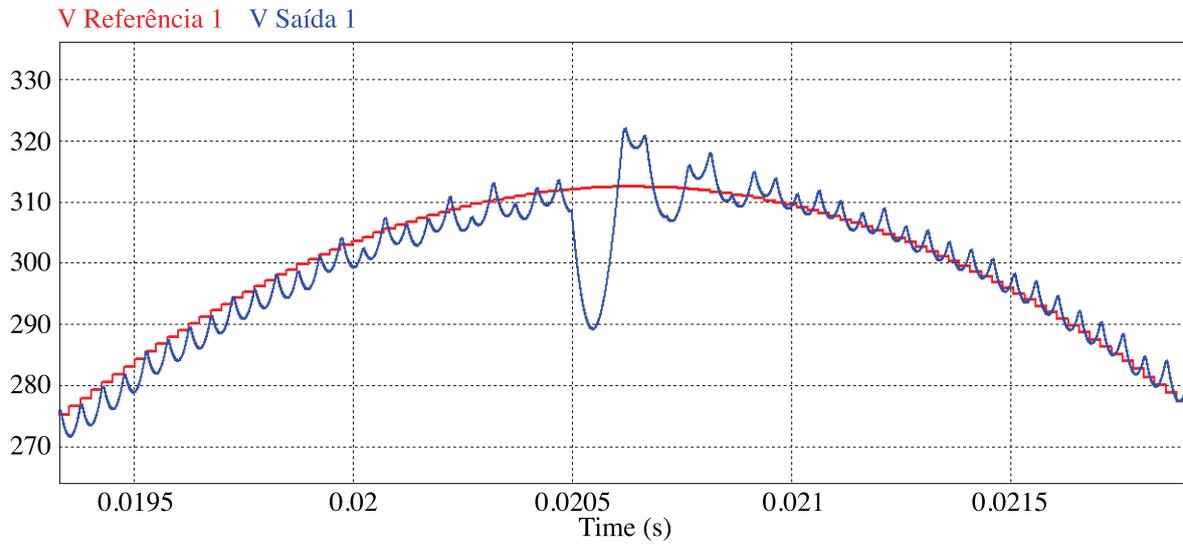
Fonte: Autor.

Alguns pontos que analisados ao obter interação entre os sistemas de armazenamento de energia em sistema ilhado com cargas e fonte de corrente que simula os inversores de energia solar, são:

- Tensão de saída dos inversores em relação ao sinal de saída dos controles Droop;
- Os sinais triangulares em relação aos sinais de controle;

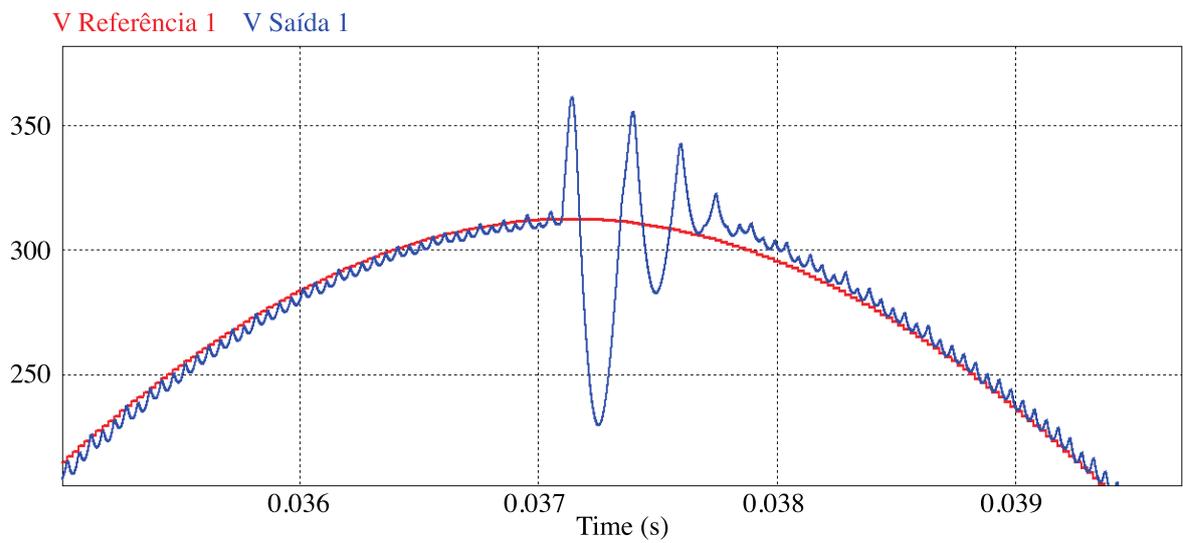
- Análise de tensão em relação a corrente em certo período, onde demonstra a acomodação do sistema;

Figura 33 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 1 no período de 0,0205 s.



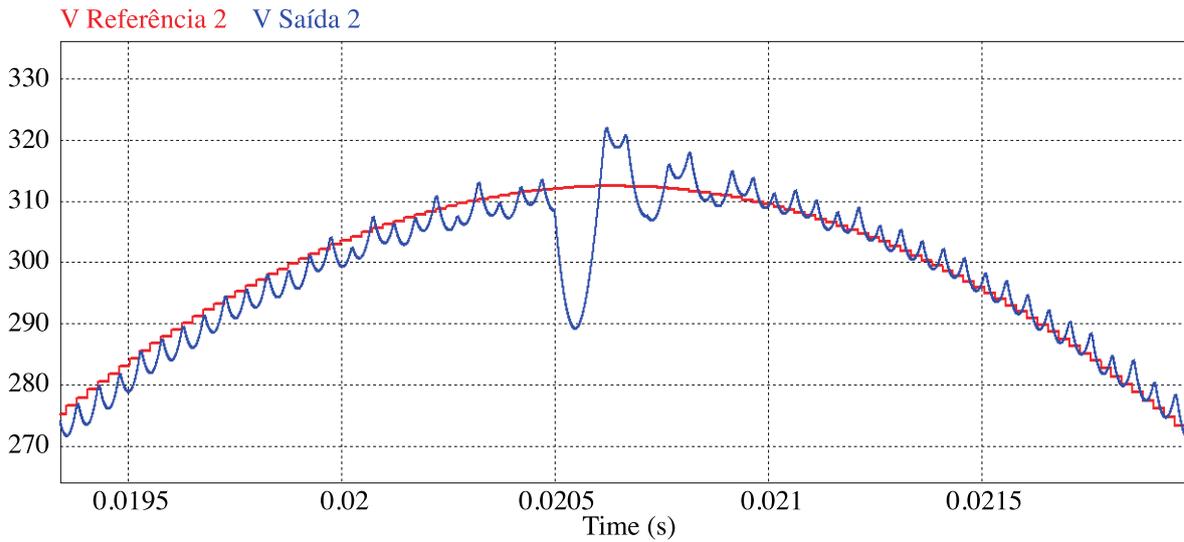
Fonte: Autor.

Figura 34 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 1 no período de 0,0371 s.



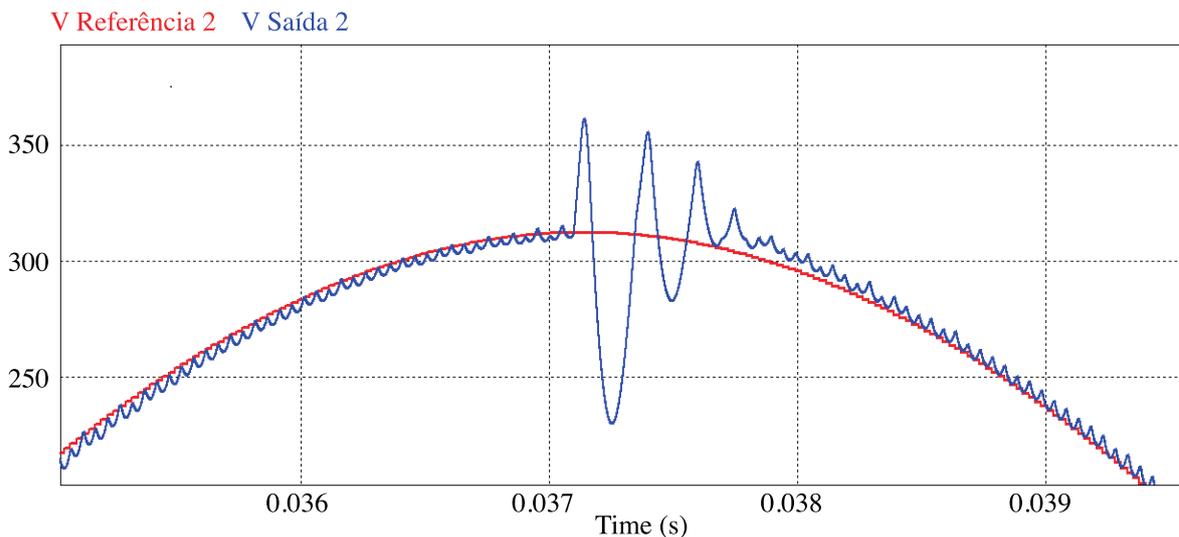
Fonte: Autor.

Figura 35 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 2 no período de 0,0205 s.



Fonte: Autor.

Figura 36 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador 2 no período de 0,0371 s.



Fonte: Autor.

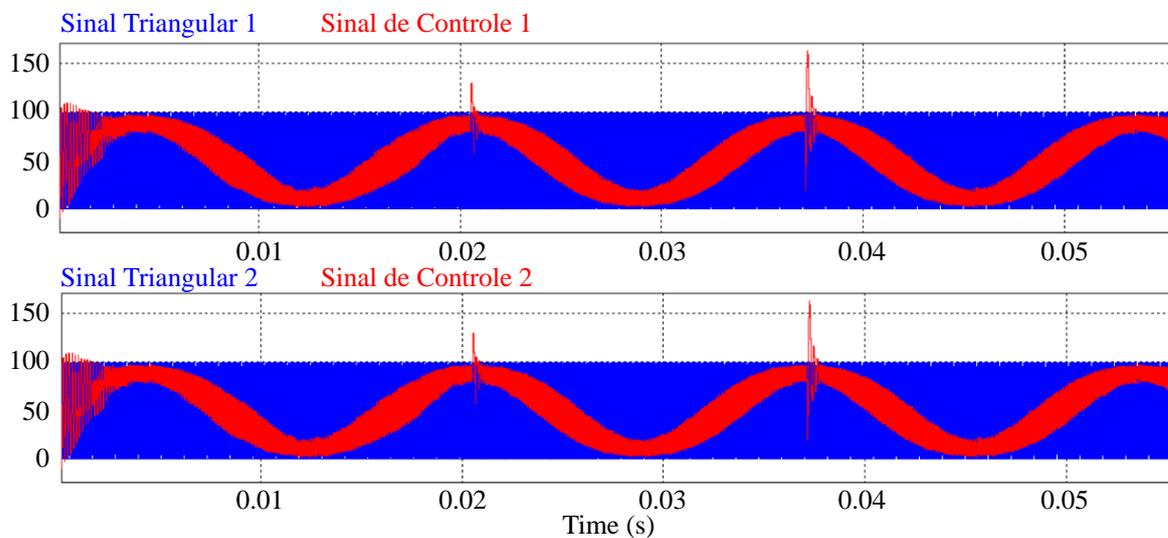
As tensões de saída, durante a simulação estão dentro da variação máxima de 5% estipulada pela NBR 16149. Este valor foi designado por consequência da utilização de inversores de correntes, considerados para este estudo como geradores de energia solar. Para viabilizar este parâmetro o sistema foi projetado para gerar na saída do Droop o sinal condizente à variação no barramento CA. Com está condição inicial o controle deve garantir a regulação entre  $295,5 V_{ca}$  até o máximo de  $326,5 V_{ca}$ , sendo assim:

- Inicialmente o sistema está com 50% da carga, em cada conversor simulado;

- Em 0.0205 segundos o sistema estabiliza em 100%;
- Em 0,0371 segundos o sistema recebe a injeção de 22,6 A, equivalente a corrente total produzida nas duas fontes de corrente.

Nota-se que, nos dois casos apresentados e nas duas perturbações em períodos distintos, o controle segue o sinal de referência fornecido pelo controle Droop. Este comportamento era esperado por tratar-se de uma carga puramente resistiva. Os valores das Figuras 33 e 35, assim como as Figuras 34 e 36, possuem zooms diferentes, mas identificam o mesmo comportamento. Outro detalhe a ser considerado neste contexto é que o controle de tensão foi regulado para que o sinal de saída seguisse o mais rápido possível o sinal de referência. Em uma aplicação real o mesmo poderia tornar-se instável, recomendando-se que a malha de tensão tenha um comportamento mais lento.

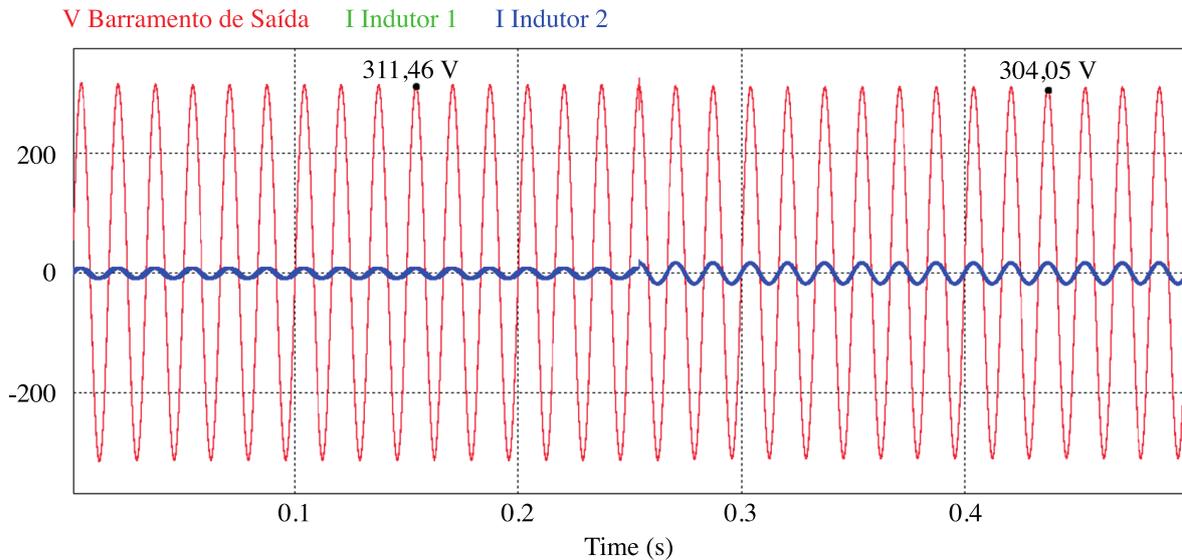
Figura 37 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle nos dois controladores.



Fonte: Autor.

Na Figura 37 observa-se o sinal de controle contínuo dentro da referencial portadora com oscilações nas perturbações em tempos já mencionados anteriormente. Em seguida, as tensões verificadas no barramento CA foram medidas em tempos distintos, sendo que, a segunda verificação foi realizada em 11 ciclos após a entrada da carga resistiva, Figura 38.

Figura 38 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema.



Fonte: Autor.

### 3.2 SIMULAÇÃO COM CARGA RESISTIVA E INDUTIVA

Assim como as simulações do Capítulo 3.1 e com base na Figura 26, apresenta-se o modelo dois, o qual conta com um indutor e um resistor, em paralelo.

Tabela 7 – Parâmetros dos conversores indicados para a segunda simulação.

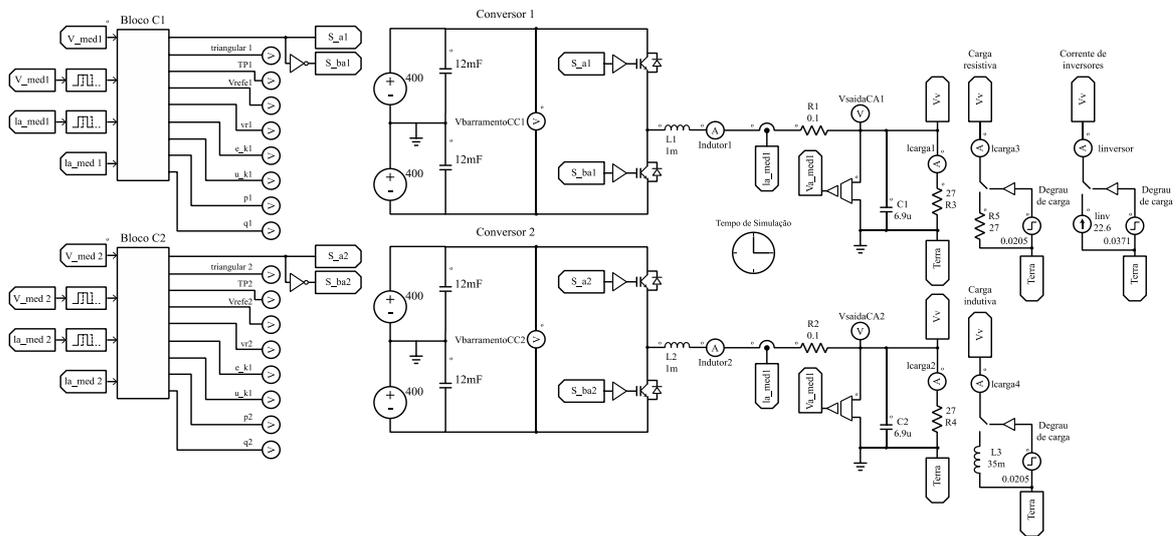
Parâmetro	Valores
Passo de simulação	1 $\mu$ s
Amplitude de referência	311 V <sub>ca</sub>
Frequência angular de referência	$2\pi 60$ rad/s
Frequência de corte dos filtros de potência	$2\pi 6$ rad/s
Potência de saída do sistema	3577+j1733 VA
Impedância total da carga	26.88+j13.4 $\Omega$
Fator de potência	0.9
Coefficientes Droop de amplitude	0,01229
Coefficientes Droop de frequência	0,06412

Fonte: Autor.

As verificações aqui propostas utilizaram tempos distintos que inicialmente equivalem a 50% da carga nominal resistiva no ciclo inicial, acrescidos de carga resistiva com 100% e 100% da carga indutiva em 0,0205 s.

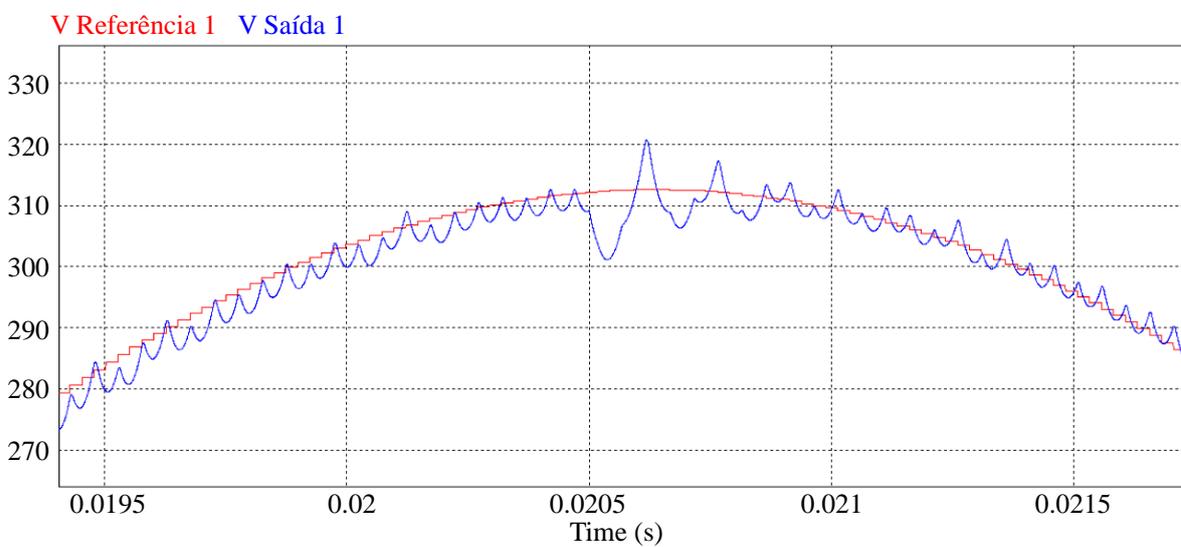
A simulação será finalizada no tempo de 0,0371 s onde o circuito recebe o complemento de uma corrente que equivale à produção máxima das fontes de corrente interligadas ao sistema ilhado. As verificações a serem feitas serão as mesmas que da seção anterior e os parâmetros indicados estão descritos na tabela 7.

Figura 39 – Modelo do circuito empregado na simulação.



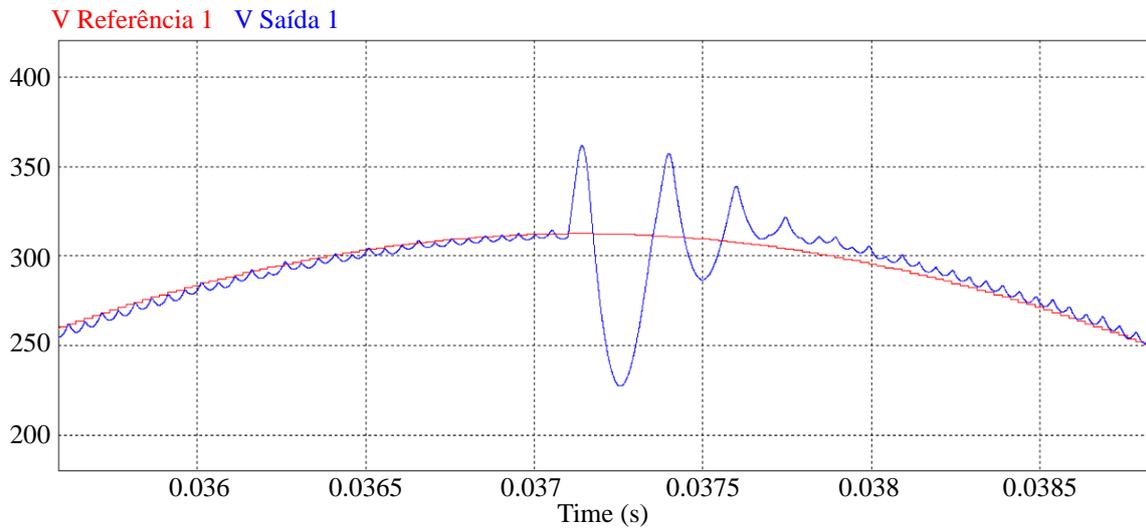
Fonte: Autor.

Figura 40 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência, controlador um em 0,0205 s, com carga resistiva – indutiva.



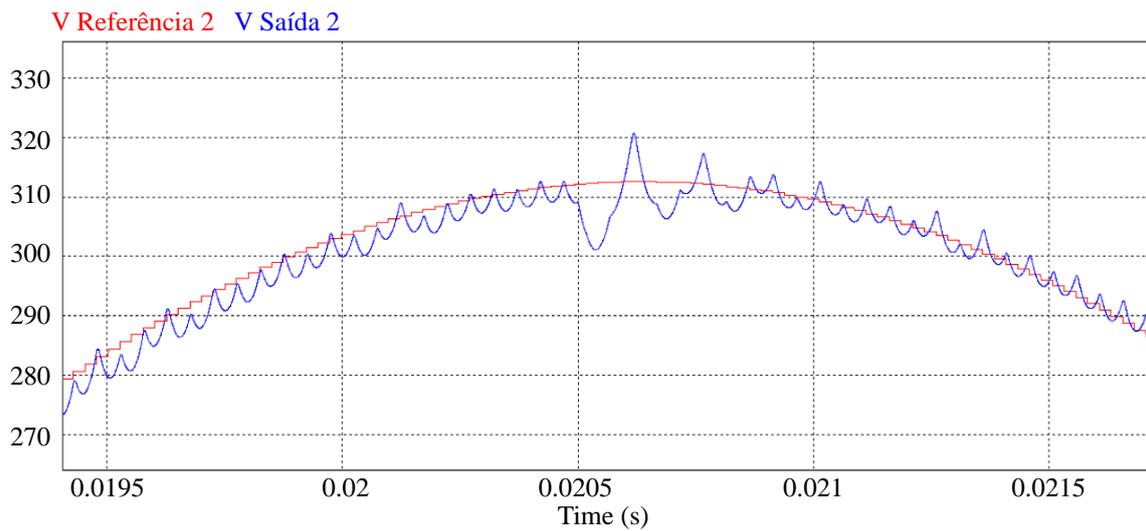
Fonte: Autor.

Figura 41 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência, controlador um em 0,0371 s, com carga resistiva – indutiva.



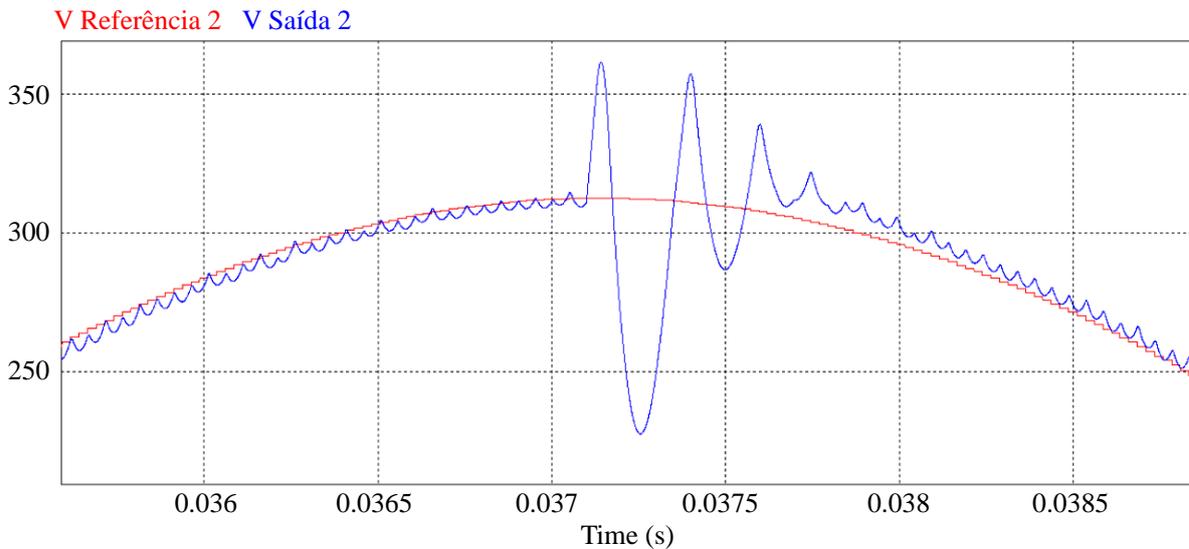
Fonte: Autor.

Figura 42 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador dois, período de 0,0205 s, com carga resistiva – indutiva.



Fonte: Autor.

Figura 43 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência do controlador dois, período de 0,0371 s, com carga resistiva – indutiva.



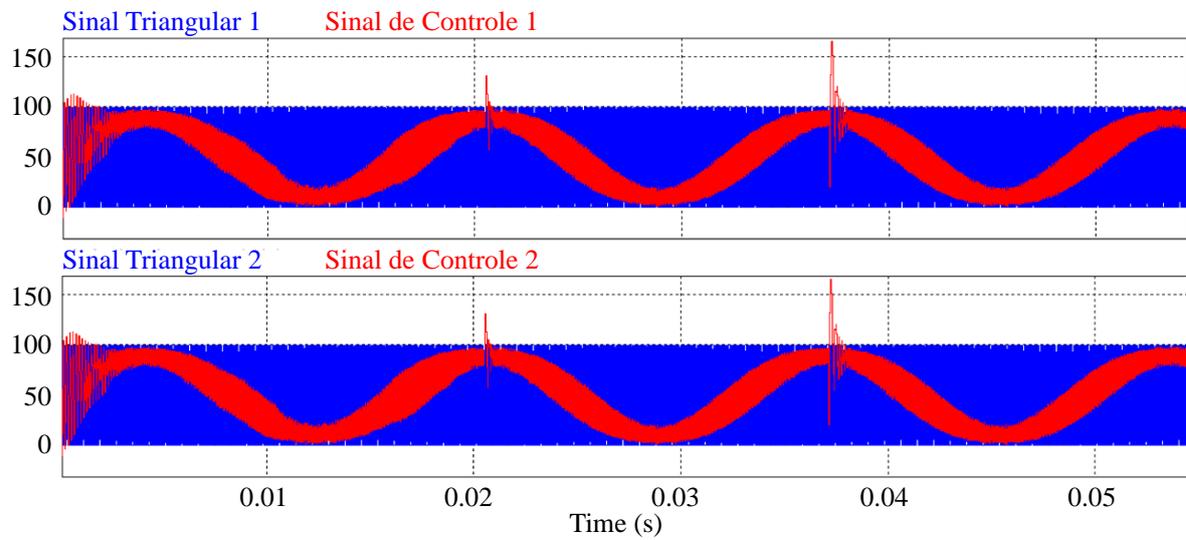
Fonte: Autor.

Nas perturbações em períodos distintos, assim como no Capítulo 3.1, o controle segue o sinal de referência fornecido pelo Controle Droop, conforme Figuras 40 e 42, além das Figuras 41 e 43. Vale ressaltar que o controle de tensão foi regulado para que o sinal de saída siga o mais rápido possível o sinal de referência. O modelo do circuito empregado na simulação está localizado na Figura 39.

Na Figura 44, assim como na Figura 37, o sinal de controle contínuo está dentro dos parâmetros necessários e a verificação da Figura 45 indica que a THD do barramento CA está dentro dos parâmetros aceitáveis, onde a senoidal deve possuir distorção harmônica total menor que 8%.

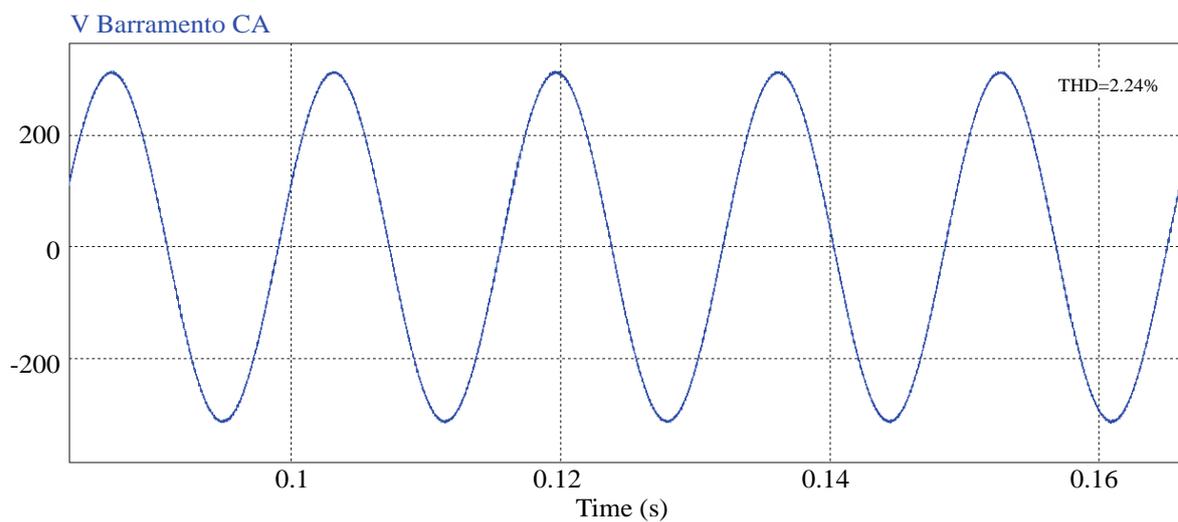
Para o melhor entendimento, do inglês *Total Harmonic Distirtion*, o THD é uma medida definida como razão entre a frequência fundamental e a somas de potências de componentes harmônicos. Geralmente busca-se uma baixa porcentagem deste parâmetro, pois seu elevado índice está ligado a uma qualidade inferior em quesitos como aquecimento e maiores correntes de pico (MOREAU; BLAGOUCHINE, 2011).

Figura 44 – Sinal triangular em relação ao sinal de controle nos dois controladores, com carga indutiva.



Fonte: Autor.

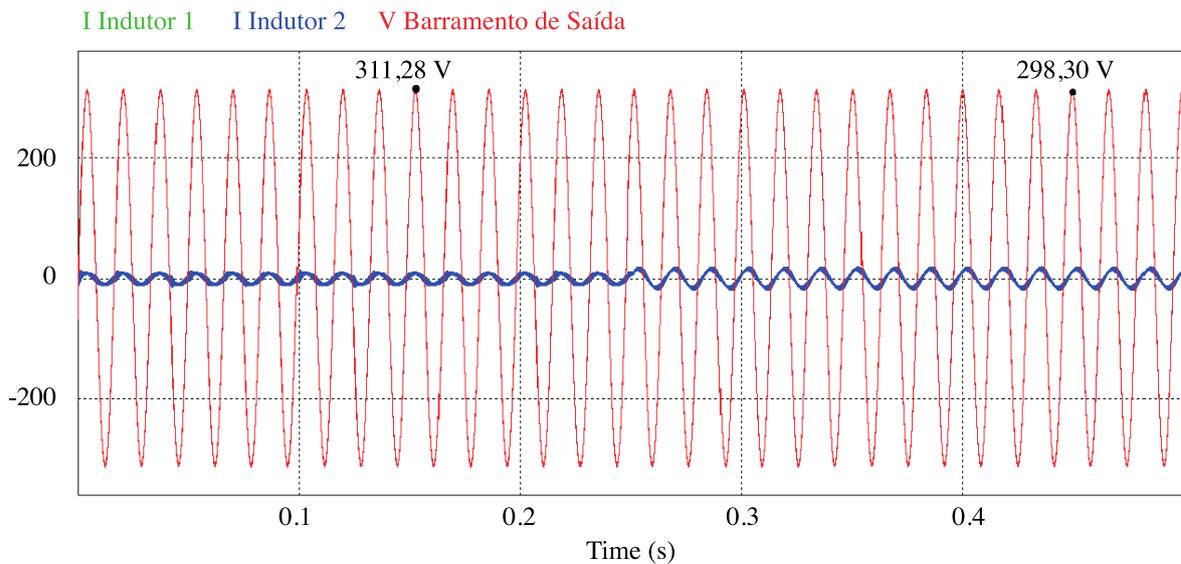
Figura 45 – Análise de THD da tensão, verificação na fundamental.



Fonte: Autor.

Levando em consideração a malha de tensão com simulação no período de 0.5 segundos, o resultado obtido será uma acomodação similar a Figura 38, que pode ser verificada em 12 ciclos após a entrada da carga resistiva – indutiva, Figura 46.

Figura 46 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema em uma simulação resistiva – indutiva.



Fonte: Autor.

### 3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO

Este capítulo identifica os resultados obtidos na análise do controle Droop. Em primeiro momento tem-se um sistema com cargas puramente resistivas, em uma simulação em paralelo, onde foi analisado o comportamento da tensão na saída dos conversores em relação a perturbações, verificando-se que o sistema mantém a tensão nos parâmetros necessários. Em seguida foram realizadas análises em uma carga resistiva - indutiva, ressaltando que o trabalho não traz simulações de cargas não lineares, assim sendo, as mesmas abordagens de simulação trouxeram resultados similares ao comportamento de tensão com oscilação muito maior de corrente, Figura 46. Cabe salientar que o sinal de controle obteve um bom desempenho em relação a triangular, com níveis de THD baixos. Por fim, a variação de tensão empregada na simulação indicou que o controlador obteve bom desempenho, com tensão dentro do esperado para os padrões de testes desejados e com a elevação de corrente condizente com a aplicação.

## 4 PARALELISMO ENTRE SISTEMAS DE ENERGIA SIMULADOS EM TYPHOON HIL

O trabalho não propõe a verificação de resultados experimentais, porém em razão da necessidade de comparações com maior fidelidade dos circuitos até agora propostos, utilizou-se o Software Typhoon HIL<sup>®</sup>, que tem a capacidade de comunicar-se com simuladores Hardware-in-the-Loop desde os mais complexos que possuem micro redes integradas chamados de Microgrid Testbed, a sistemas menores como o simulador Série 402. Neste contexto, realizou-se a comprovação das simulações do Capítulo 3 com o Schematic Editor, sendo esta, a simulação discretizada reproduzida em sua interface interna. Posteriormente fez-se a reprodução dos resultados virtualmente, os quais foram analisados no HIL SCADA, simulador virtual em tempo real.

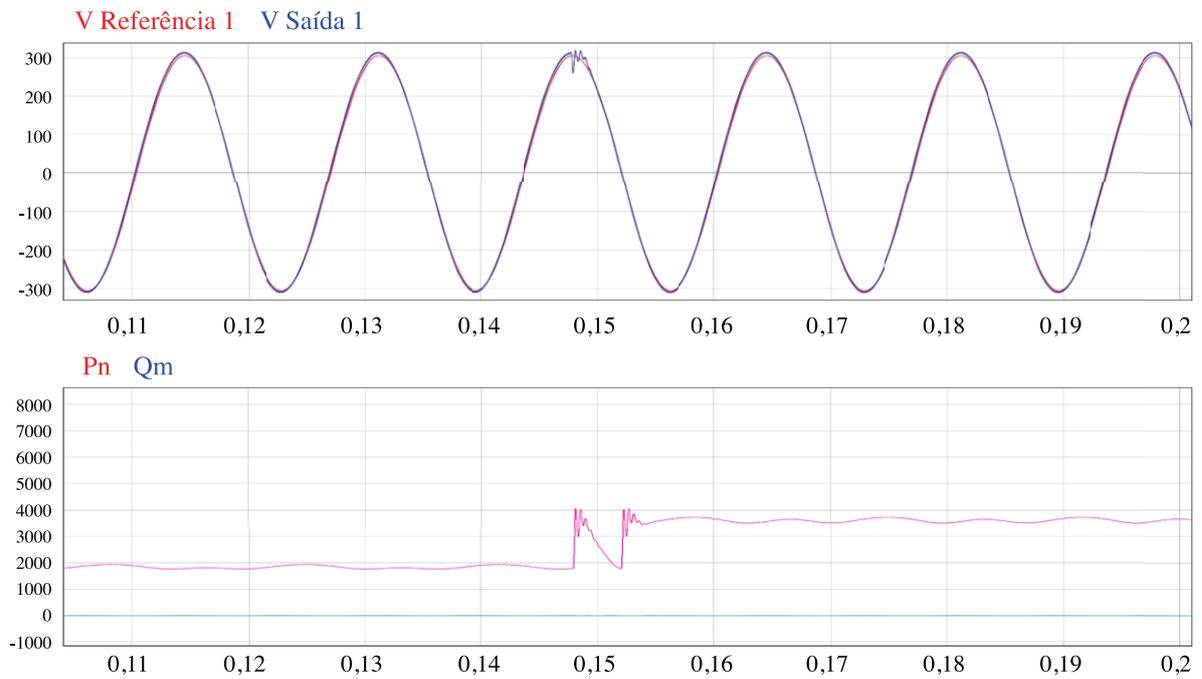
### 4.1 SIMULAÇÕES COM CARGA RESISTIVA

Para a simulação com carga resistiva empregou-se o circuito da Figura 32 com os parâmetros simulados no Capítulo 3.1, neste caso, além do já proposto, foram verificados também os valores de  $P_n$  e  $Q_m$ . Observou-se então um desacoplamento onde a potência ativa é relacionada com a fase das tensões, possuindo tendência oscilatória, sofrendo maiores alterações conforme as perturbações são aplicadas na simulação. Como o FP é unitário, a potência que está relacionada à parte reativa possui ângulo igual à zero o que praticamente a mantém estável durante toda a simulação. Este comportamento pode ser visualizado conforme Figuras 47 e 48.

Na Figura 49, as correntes ao serem perturbadas apresentam elevação de 6,15 A para 11,5 A. O mesmo comportamento pode ser verificado com o conversor dois (Figura 50), este atribuído a maior demanda de energia a ser fornecida para a carga.

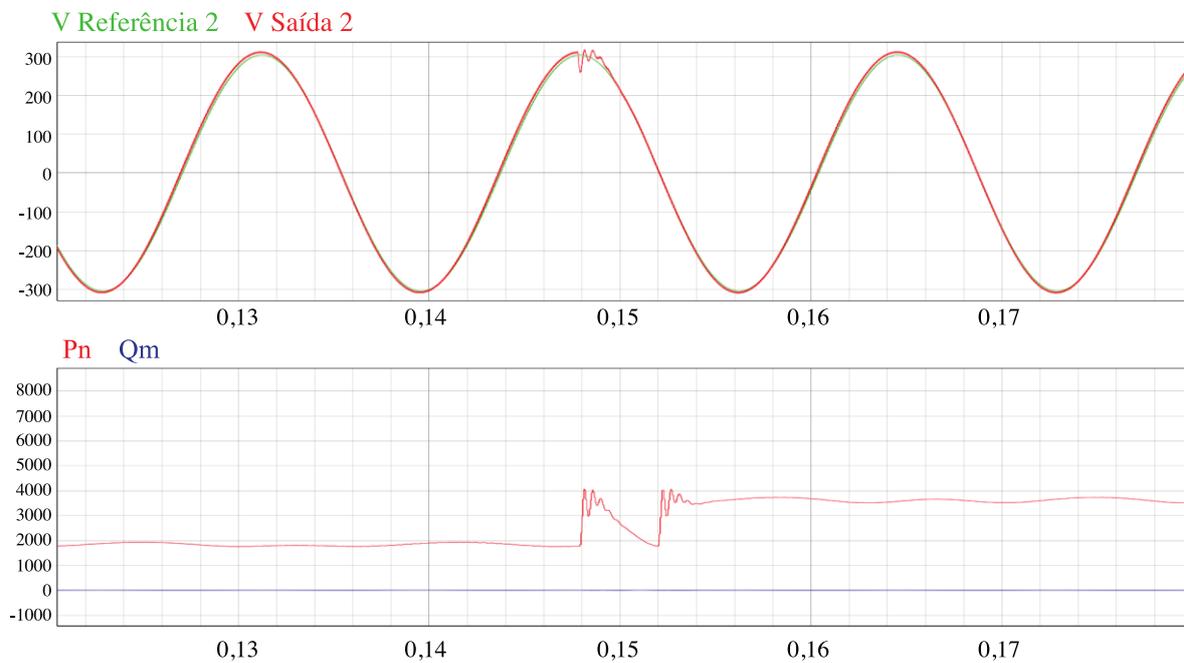
Assim como no Capítulo 3, levando em consideração uma malha de tensão com transição já verificado na Figura 38, obtém-se um resultado com características de redução na tensão do barramento CA, da Figura 51.

Figura 47 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento de  $P_n$  e  $Q_m$ , conversor um.



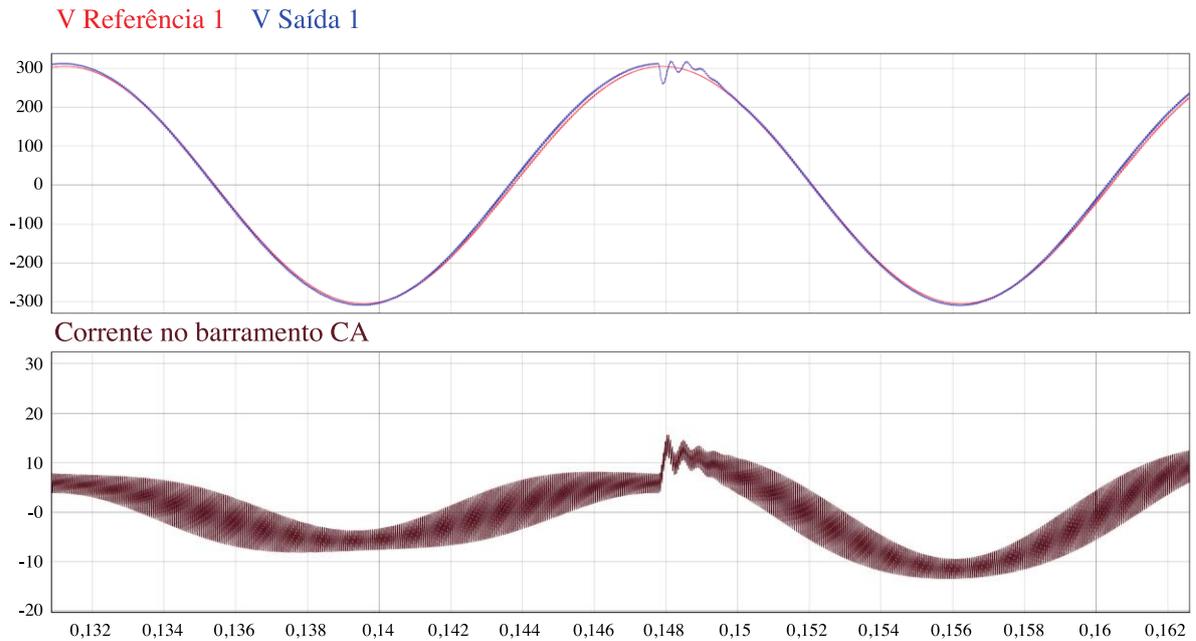
Fonte: Autor.

Figura 48 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento de  $P_n$  e  $Q_m$ , conversor dois.



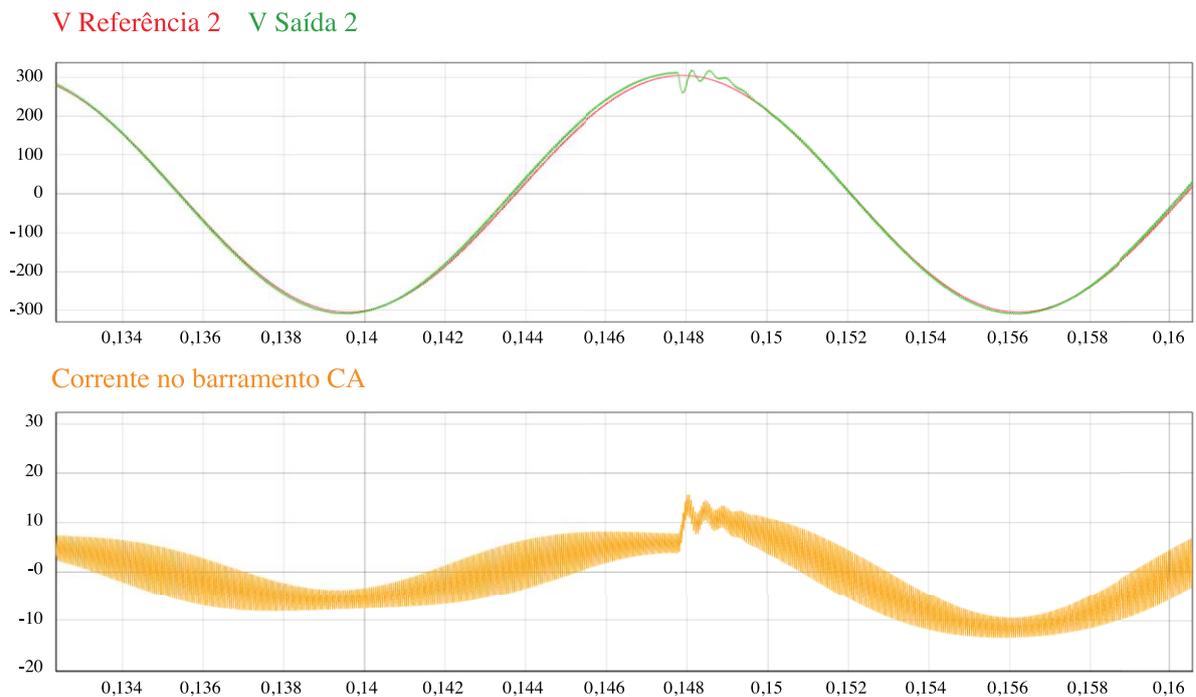
Fonte: Autor.

Figura 49 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento da corrente, conversor um.



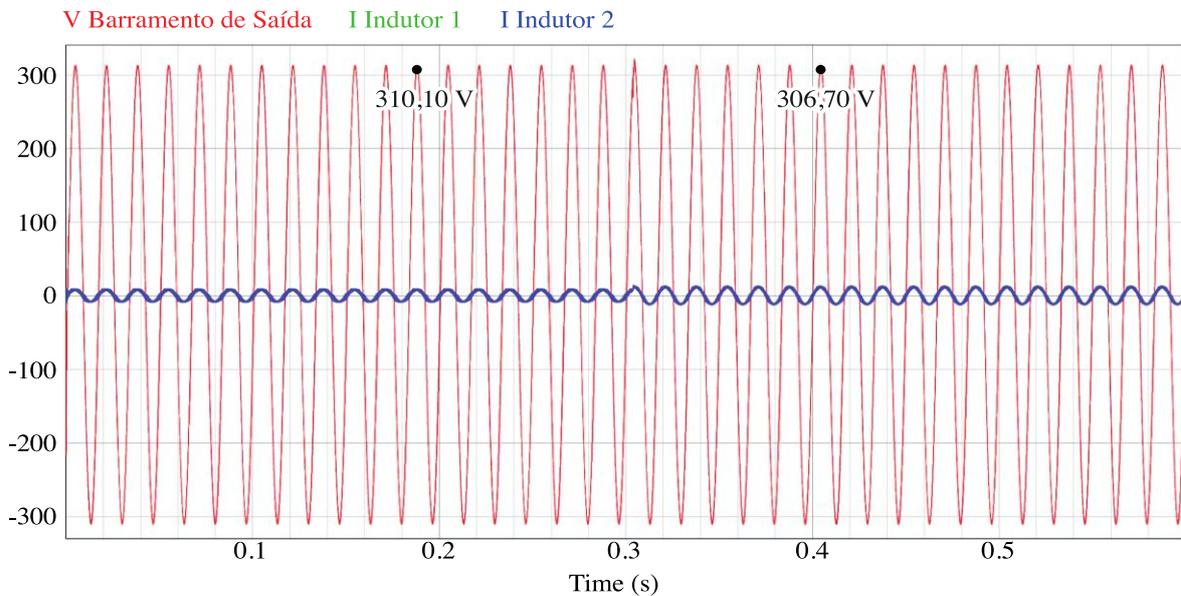
Fonte: Autor.

Figura 50 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,148 s, em linha com o comportamento da corrente, conversor dois.



Fonte: Autor.

Figura 51 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema em uma simulação resistiva – indutiva.



Fonte: Autor.

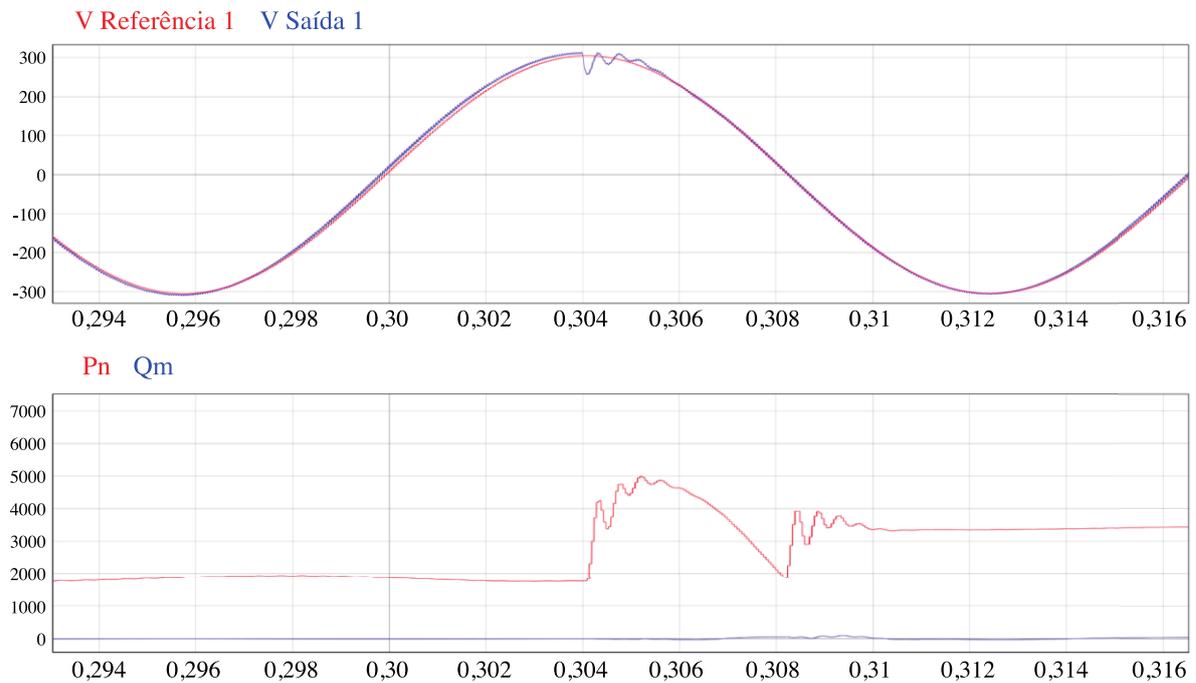
#### 4.2 SIMULAÇÃO COM CARGA RESISTIVA - INDUTIVA

Para as simulações com cargas resistivas – indutivas, assim como no caso anterior, empregou-se o circuito da Figura 49 com os parâmetros simulados no Capítulo 3.2. As verificações equivalem a 50% da carga resistiva no ciclo inicial e em um segundo momento houve o acréscimo de carga resistiva em 100%, assim como 100% da carga indutiva com um degrau em 0,304 s.

Os valores de  $P_n$  e  $Q_m$  apresentadas neste capítulo, Figuras 52 e 53, possuem similaridade aos das Figuras 47 e 48, no entanto nota-se uma pequena perturbação em  $Q_m$ , que não assume maiores proporções devido ao degrau de carga conter componentes resistivos e indutivos, o que leva a uma atenuação.

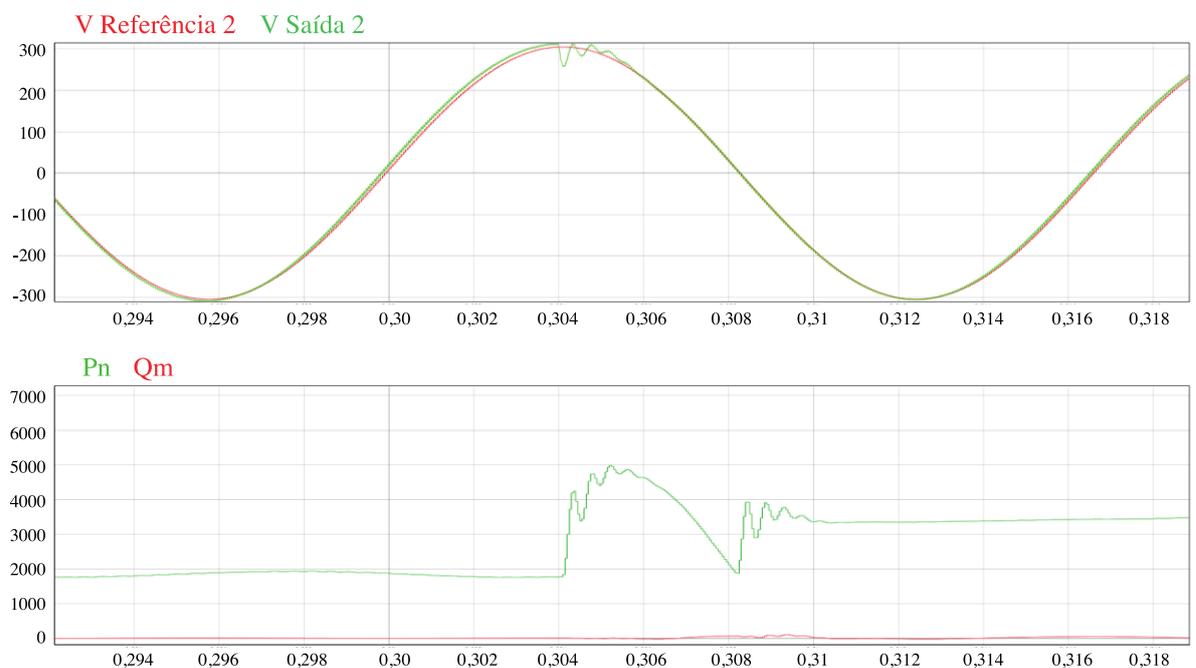
Por sua vez, as Figuras 54 e 55 demonstram uma variação condizente com os gráficos das Figuras 49 e 50, entretanto a perturbação de corrente é maior que no caso resistivo.

Figura 52 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento de  $P_n$  e  $Q_m$ , conversor um.



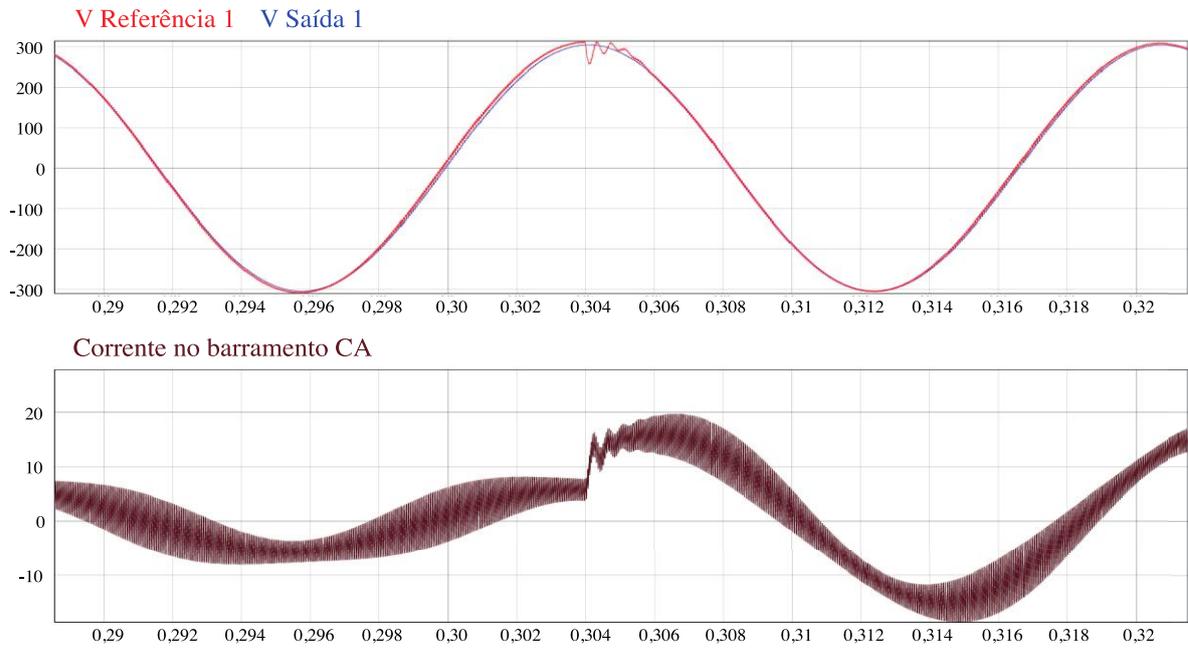
Fonte: Autor.

Figura 53 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento de  $P_n$  e  $Q_m$ , conversor dois.



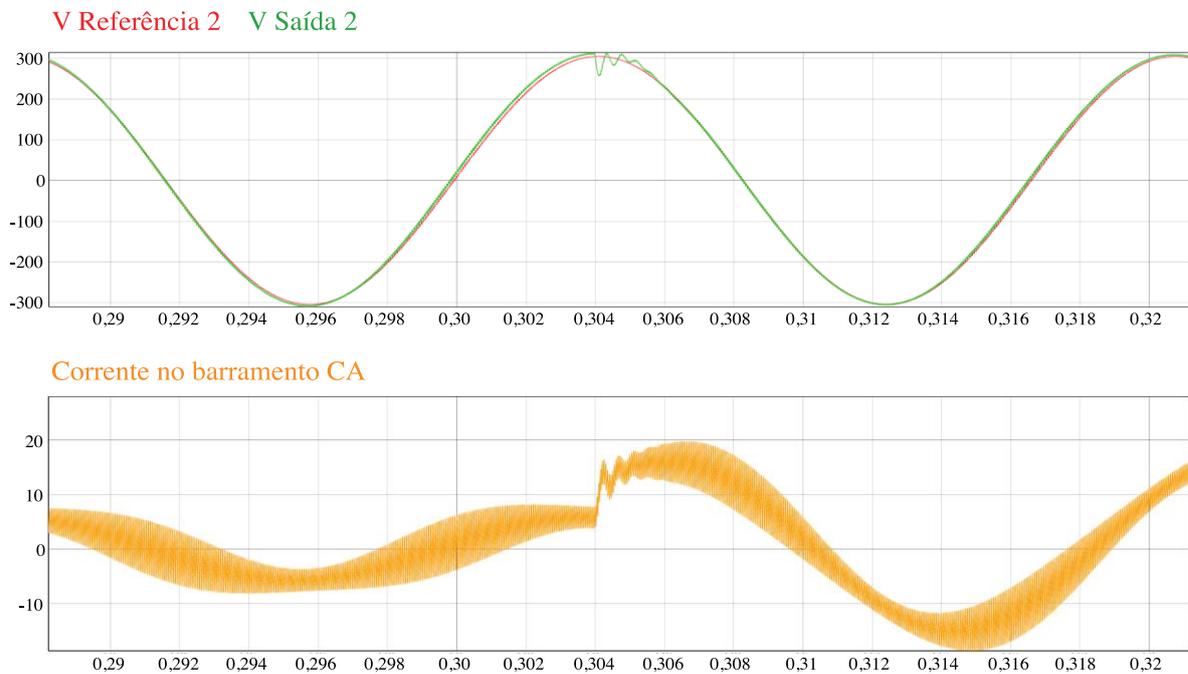
Fonte: Autor.

Figura 54 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento da corrente do conversor um.



Fonte: Autor.

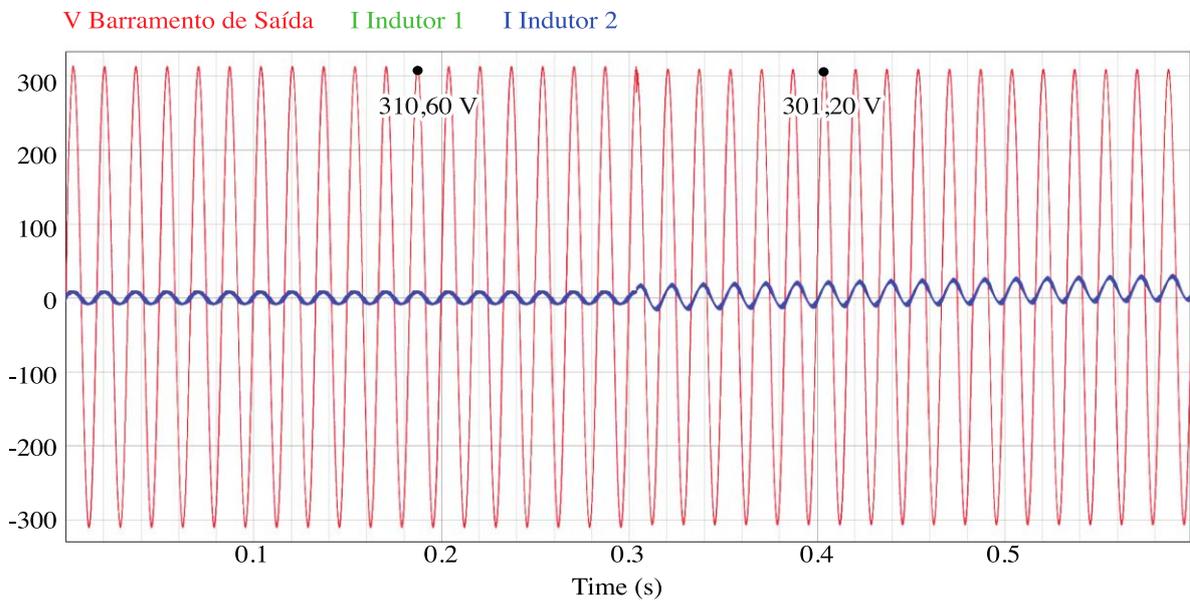
Figura 55 – Sinal de Saída VS Sinal de Referência no período de 0,304 s, em linha com o comportamento da corrente do conversor dois.



Fonte: Autor.

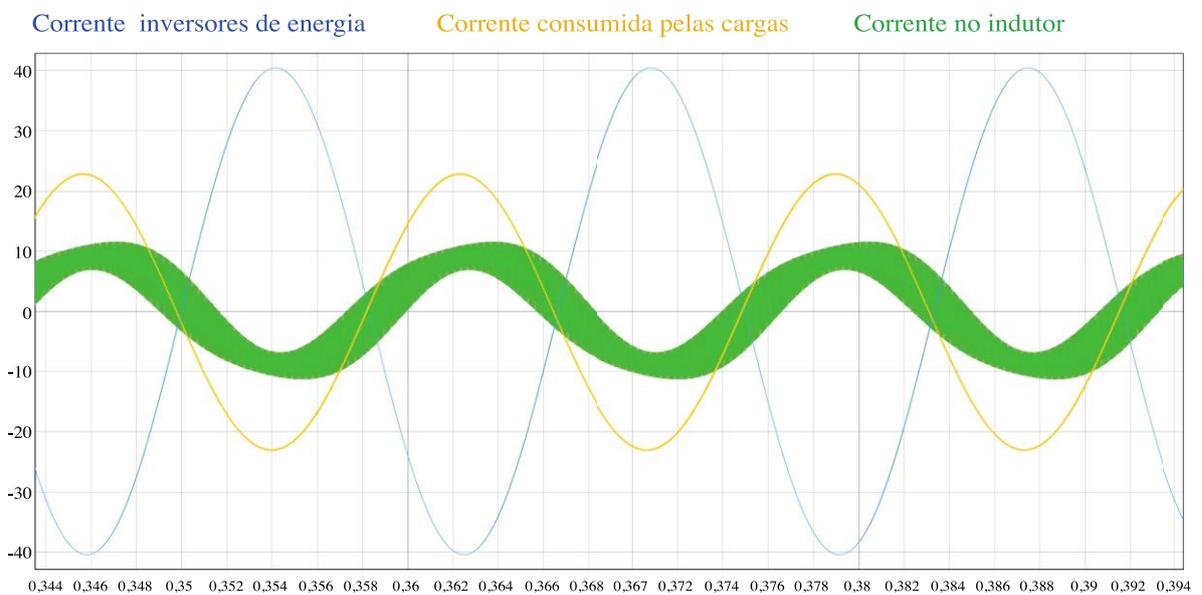
Assim como no Capítulo 3, obteve-se um resultado similar a Figura 46, sua conforme descrito na figura abaixo:

Figura 56 – Análise de tensão em relação a corrente em um período de 0.5 segundos, demonstrando a acomodação do sistema em uma simulação resistiva – indutiva.



Fonte: Autor.

Figura 57 – Senoidal de corrente simulando inversores de energia solar em azul, senoidal relacionado às cargas em amarelo e senoidal referente a corrente no indutor em verde.



Fonte: Autor.

Finalizando, a Figura 57 descreve uma simulação referente ao fornecimento de energia da fonte de corrente, realizada seguindo os padrões da Figura 9. Onde, em um caso hipotético, injetando 42 amperes no barramento CA, tem-se uma carga com demanda atendida, obtendo-se um excedente maior que o convencional. Este excedente seria oriundo da produção de energia dos sistemas fotovoltaicos, considerando que a fonte de corrente fosse de inversores de energia solar.

Neste caso, a corrente no indutor do circuito LC sofre um deslocamento de fase em relação à fornecida pelos inversores de energia solar, o que indica a possibilidade do carregamento do banco de baterias através de um circuito que adota um padrão inverso de fluxo de corrente.

#### 4.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CAPÍTULO

Este capítulo aborda os resultados obtidos na análise do controle Droop, objetivando complementar os resultados indicados no Capítulo 3. No intuito de analisar o circuito em tempo real, utilizou-se o programa Typhoon HIL<sup>©</sup> e os dados revelam que a variação de tensão empregada na simulação apresenta um desempenho dentro do esperado. Entretanto, o sinal de referência da saída do Controle Droop forneceu à malha de tensão um sinal maior após a perturbação que a verificada no Capítulo 3 onde foi empregado o Software PSIM<sup>®</sup>. No entanto, os compensadores da malha de tensão e corrente mantiveram a ação de controle condizente, fixando a tensão de saída no barramento CA dentro dos parâmetros estipulados.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAS

O presente trabalho apresentou uma análise sobre o setor de energia elétrica no que tange a utilização de redes ilhadas, sendo notório que um país de dimensões continentais possui grandes desafios nos quesitos de transmissão e distribuição de energia elétrica. Em razão de uma parte da população não ter acesso a GD, com intuito de contribuir para esta linha de pesquisa, foi proposta a utilização de sistemas de armazenamento de energia em um formato híbrido paralelo aos geradores de energia, neste caso solar. Eles são conectados a um barramento de energia alternada, no modo isolado, atuando como fontes de corrente CA. O banco de bateria faz o equilíbrio de tensão deste mesmo barramento, definindo a amplitude e frequência da rede isolada.

Neste sentido, se o excedente de energia presente no barramento CA for maior que a demanda da carga e os bancos de baterias estiverem com sua capacidade máxima, o inversor de energia solar, representado por uma fonte de tensão, entra em modo de segurança, evitando o aumento de tensão na rede ilhada. Este ciclo se normaliza ao passo que as cargas sejam ligadas. Como o sistema é calculável, extensões de bancos de baterias podem ser anexadas ao conjunto, tornando-se viável por estarem atuando com uma topologia que envolve o Controle Droop.

Em seguida denominaram-se a topologia do conversor e as malhas anteriores ao Controle Droop, através de estudos envolvendo malha de corrente interna e malha de tensão com filtros passivo LC. Para contextualização todas as simulações utilizaram gráficos de Bode e análises feitas em software matemático Matlab®. Ressalta-se que, o filtro passivo LC juntamente com os controles PI para corrente e Ressonante+PD para tensão foram escolhidos para a análise no Capítulo 2, pois mesmo com perturbações elevadas o conjunto mantém o sinal de controle em uma faixa menor do que a portadora triangular. Em seguida versou-se sobre o Droop que é baseado no princípio de funcionamento das máquinas síncronas, não utilizando comunicação direta, apenas medições de variáveis locais. Ainda, foram realizadas verificações em torno da adição de conversor em um tempo distinto com objetivo de comprovar a convergência do sistema.

No Capítulo 3 verificaram-se as simulações do sistema proposto, onde em paralelo observou-se um sistema com cargas puramente resistivas, com perturbações que vão de 50% a 100%, ressaltando que os parâmetros de THD para esta simulação estão dentro do previsto pela norma IEC 62040-3. As simulações utilizam também cargas resistivas – indutivas, onde iniciadas com 50% da carga nominal resistiva com acréscimo de carga resistiva totalizando

100% e mais 100% da carga indutiva. Os resultados foram similares no comportamento de tensão, apresentando oscilação maior na corrente que no caso anterior.

O Capítulo 4 reproduz as análises no HIL SCADA, estas que demonstram comportamento similar ao Capítulo 3. Ressalta-se que em todos os casos as tensões mantiveram-se dentro dos padrões projetados, assim sendo, o controle Droop apresentou comportamento satisfatório em relação à regulação principal que é manter o barramento CA dentro de 311 V com a oscilação de 5% para mais ou para menos.

## 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Visando o aperfeiçoamento e continuidade dos estudos do presente trabalho sugere-se os seguintes temas:

- Implementação dos circuitos, para verificações de parâmetros simulados;
- Controladores para as harmônicas ímpares e demais especificações definidas pela IEC 62040 – 3;
- Simulação do circuito com impedância virtual;
- Análise da eficiência do circuito proposta em um caso real;
- Análise do mercado para verificar a porcentagem de problemas referentes à ao trabalho proposto prevendo futuras tendências;
- Análise das consequências para a rede de GD tendo em vista a uma grande quantidade de sistemas acoplados em um modelo híbrido, usando como base o trabalho aqui descrito.

## REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. "**Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional -PRODIST**", Brasília: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2018.

\_\_\_\_\_NBR 15014. **Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia**. [S.l.], 2003.

\_\_\_\_\_NBR 16149. "**Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica de distribuição**". Rio de Janeiro, RJ, 2013

\_\_\_\_\_NBR 16150. "**Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica de distribuição - Procedimento de ensaio de conformidade**". Rio de Janeiro, RJ, 2013

\_\_\_\_\_NBR 16690:2019 - **Instalações elétricas de arranjos fotovoltaicos – Requisitos de projeto**. A publicação oficial do texto ocorreu no dia 3 de outubro de 2019.

\_\_\_\_\_NBR 16975 – "**Células de baterias secundárias de lítio para aplicações estacionárias - Especificações elétricas e método de ensaio**". Rio de Janeiro, 2021.

AVELAR, H. J. et al. **A state equation model of a single-phase grid-connected inverter using a droop control scheme with extra phase shift control action**. IEEE Transactions on industrial electronics, v. 59, n. 3, p. 1527-1537, 2012.

AZEVEDO, G. M. S. **Controle e Operação de Conversores em Microrredes**. Tese de Doutorado, 2011.

BATTERY UNIVERSITY. **Bu-204: How do lithium batteries work**, disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-204-how-do-lithium-batteries-work>, 22 de fevereiro de 2022. Acessado em 15 de março 2022.

BATTERY UNIVERSITY. **Bu-409: Charging lithium-ion**, disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-409-charging-lithium-ion>, 25 de outubro de 2021. Acessado em 15 de março 2022.

BISOGNO, F. E.; BASTOS, E. do P.; MIRANDA, M. de. **Análise de Utilização do Controle por Inclinação para Inversores Fotovoltaicos em Paralelo com a Rede Elétrica Monofásica**. SEPOC 2021, 2021.

BLOOMBERGNEF. **New Energy Outlook 2021 – Executive Summary**, July 2021

BOLTON, W. **Engenharia de Controle**. São Paulo: Makron Books, 1995.

BRANCO, C. G. C. et al. **Proposal of three-phase high frequency transformer isolation ups topologies for distributed generation applications.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 4, p. 1520–1531, 2013.

CACERES, R. O.; BARBI, I. **A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation.** IEEE transactions on power electronics, v. 14, n. 1, p. 134-141, 1999.

CARDOSO, T. C. **Avaliação do Paralelismo de Conversores com Controle por Inclinação em Microredes Monofásicas.** Universidade Federal de Pernambuco - UFP, 2017. p. 37.

CHANDORKAR, M. C.; DIVAN, D. M.; ADAPA, R. **Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems.** IEEE Transactions on Industry Applications, 136–143, 1993.

CHEN, Y. H.; CHENG, P. T. **An inrush current mitigation technique for the lineinteractive uninterruptible power supply systems.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 46, n. 4, p. 1498–1508, 2010.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. “**Fundamentals of Power Electronics**” , 2nd edition. Chapter 7: AC equivalent circuit modeling, 2016.

FERREIRA, W.; SEVERO-MENDES, M. A.; LOPES, L. A. **Power sharing control strategies for a three-phase microgrid in different operating condition with droop control and damping factor investigation.** IET Renewable Power Generation, 2015.

GUERRERO, J. M.; HANG, L.; UCEDA, J. **Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 55, 2008.

GUO, S.; LIU, D. **Analysis and design of output LC filter system for dynamic voltage restorer.** In: 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2011. p. 1599-1605.

HAN et al. **An improved droop control strategy for reactive power sharing in islanded microgrid.** IEEE Transactions on Power Electronics, 2015.

HAN, Y. et al. **Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids.** IEEE Transactions on Power Electronics, p. 2427- 2451, 2017.

H. HE; R.XIONG; J. FAN, **Evaluation of lithium battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach,** 2011. p. 583-597.

LIMA, G. F. **A modified flyback converter applied in capacitive power transfer for electric vehicle battery charger,** Florianopolis, Cap. 2, 2019.

LU, J. et al. **Dc-link protection and control in modular uninterruptible power supply.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 65, 2018.

MAYA, P.A.; LEONARDI, F. **Controle Essencial.** São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2011.

CHEN, M.; G. RICON, G. **Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance.** IEEE Transaction on Energy Conversion, 2006.

MICHELS. **Metodologia de projetos de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída.** Dissertação - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, cap.1, 2006.

M. CHAGAS. **Novas Tecnologias para Avaliação de Baterias. Disc. de Mestrado,** 2007.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. **A general unified approach to modelling switching-converter power stages.** In: 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 1976. p. 18-34.

MOREAU, E.; BLAGOUCHINE, I. **Analytic Method for the Computation of the Total Harmonic Distortion by the Cauchy Method of Residual.** In: 2011 IEEE Transactions on Communications, vol.59, p.2479.

PASCUAL, M. et al. **Robust model-following control of parallel ups single-phase inverters.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 55, n. 8, p. 2870–2883, 2008.

RECH, C. **Análise e implementação de técnicas de controle digital aplicadas a fontes ininterruptas de energia.** Santa Maria/RS: Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE/UFSM, 2001.

ROCABERT, J. et al. **Intelligent connection agent for three-phase grid-connected microgrids.** IEEE Transactions on Power Electronics, 2011.

SALAMONI, I. et al. **O Potencial dos sistemas fotovoltaicos integrados à rede edificação e interligados à rede elétrica em centros urbanos do Brasil: dois estudos de caso.** Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

SHAFIEE, Q.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. **Distributed secondary control for islanded microgrids-a novel approach.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 2, 2014.

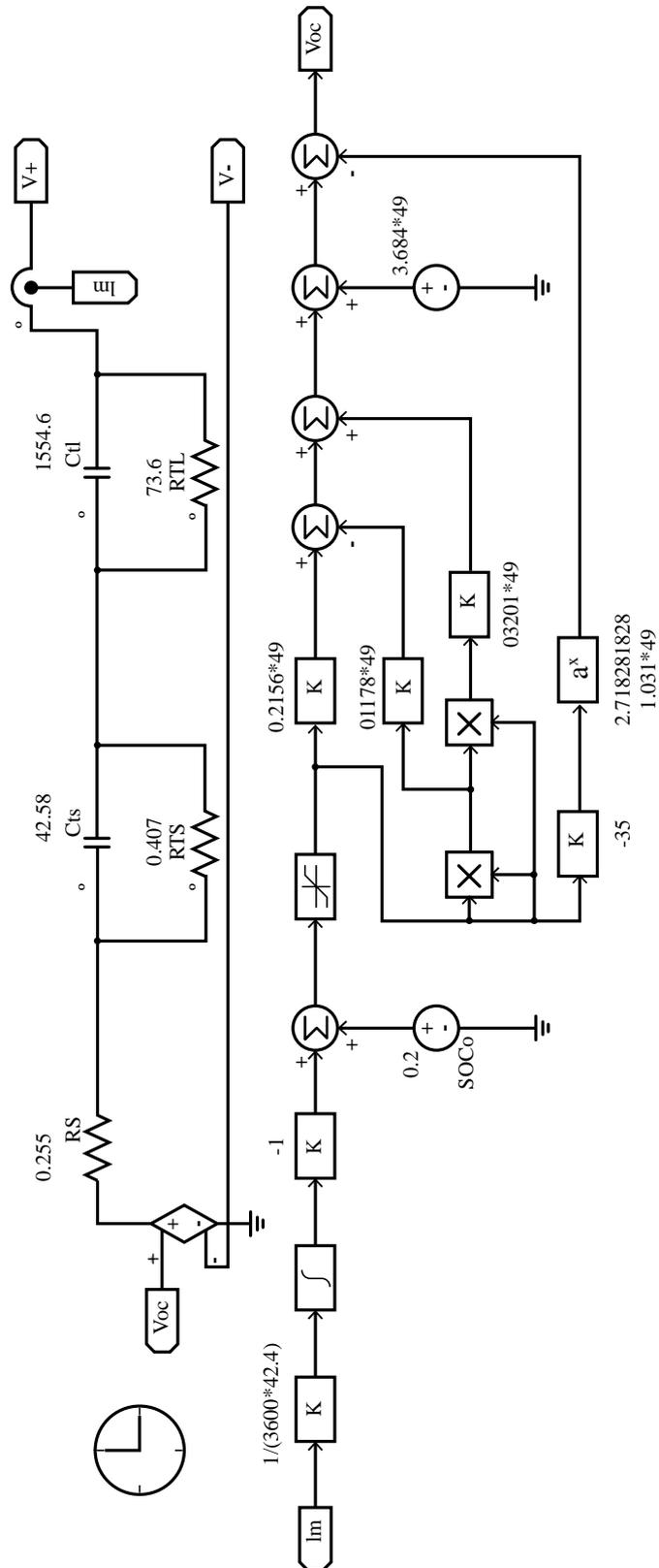
TEXAS INSTRUMENT. **Li-ion battery charger solution using the MSP430.** Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slaa287a/slaa287a.pdf>, acessado em 13/03/2022.

VENTURINI, W. A; JANK, H.; BISOGNO, F. E.; MARTINS, M. L. S. **Modelagem de Pequenos Sinais para o Paralelismo de Inversores Utilizando Controle Hierárquico,** Eletrônica de Potência – SOBRAEP, vol. 23, n. 4, p. 525-537, 2020.

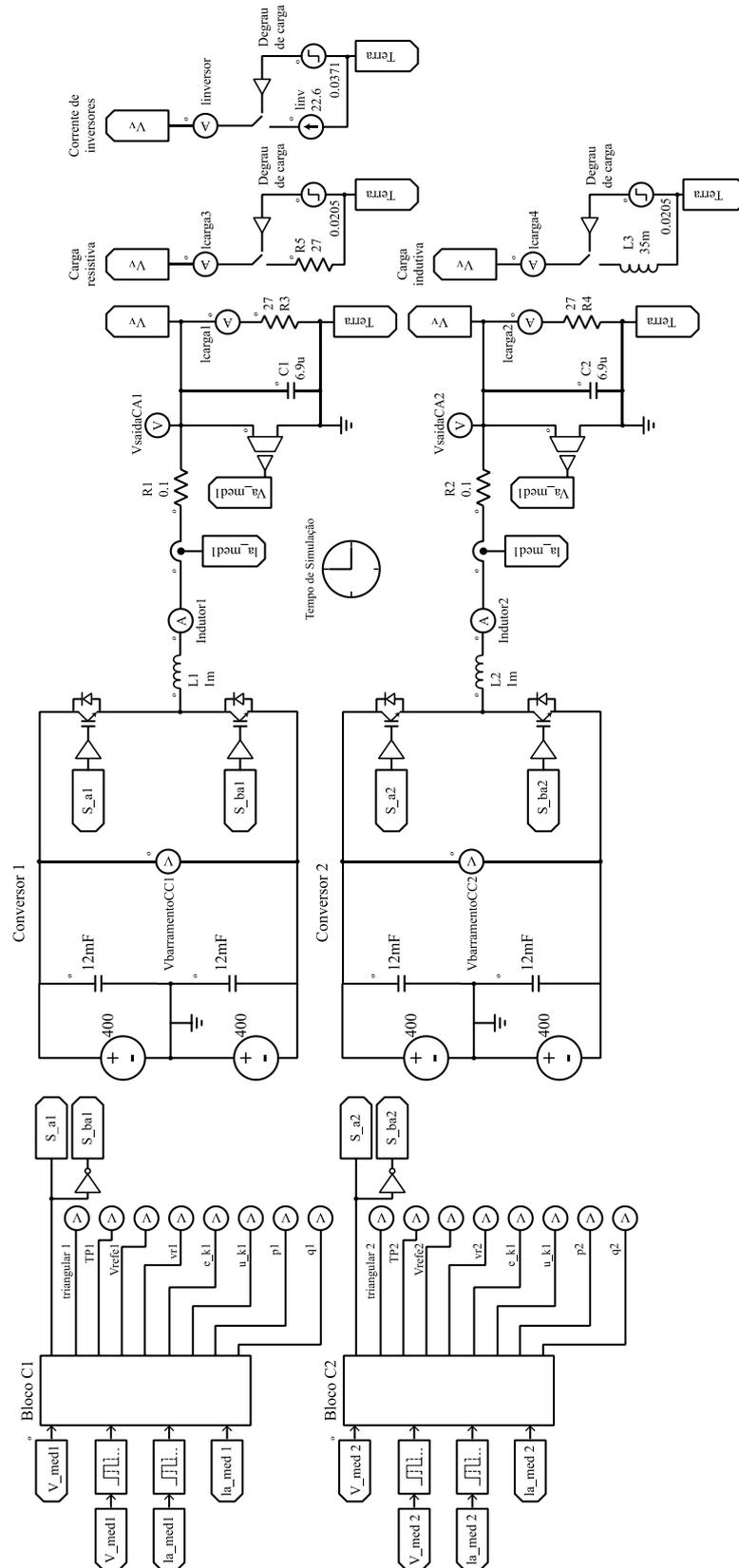
WESTER, G. W.; MIDDLEBROOK, R. D. **Low-frequency characterization of switched dc-dc converters.** IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems, n. 3, p. 376-385, 1973.

XUE, Y. et al. **Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview.** IEEE transactions on Power Electronics, v. 19, n. 5, p. 1305-1314, 2004.

# APÊNDICE 1 – CIRCUITO DE DUPLA POLARIZAÇÃO EM BATERIA DE LÍCIO NO SOFTWARE PSIM®



## APÊNDICE 2 – CIRCUITO PRINCIPAL NO SOFTWARE PSIM®-REFAZER O INDUTOR



## ANEXO A – FOLHA DE DADOS DO INVERSOR CSI – 3K – TL

### TECHNICAL DATA

MODEL NAME	CSI-1.5K-TL	CSI-3K-TL
<b>DC INPUT</b>		
Max. Recommended PV Power (STC)	1900W	3400W
Max. DC Input Voltage	450V	550V
Start Voltage	80V	
DC Voltage Range	70-450V	70-550V
MPP Work Voltage Range/ Nominal Voltage	70-450/250V	70-550/360V
Full Load DC Voltage Range	175-400V	250-500V
Max. Input Current	10A	13A
Max. Input Current per String	10A	13A
Number of MPP Trackers / Strings per MPPT	1/1	1/2
<b>AC OUTPUT</b>		
Rated AC Output Power	1600W	3000W
Max. AC Output Power	1650W	3000W
Max. Output Current	7.8A	14.3A
AC. Nominal Voltage; Range	220, 230, 240 Vac; 180 - 280 Vac	
AC. Grid Frequency; Range	50, 60hz; ±5hz	
Power Factor	1	
THDI	< 3%	
AC Connection	Single Phase	
<b>EFFICIENCY</b>		
Max. Efficiency	97%	
CEC. Efficiency	96,5%	
MPPT. Efficiency	99,5%	
<b>PROTECTION</b>		
DC Reverse Polarity Protection	Yes	
DC Switch Rating for Each MPPT	Yes	
Output Over Current Protection	Yes	
Output Over Voltage Protection-Varistor	Yes	
Ground Fault Monitoring	Yes	
Grid Monitoring	Yes	
Integrated All-Pole Sensitive Leakage Current Monitoring Unit	Yes	
<b>GENERAL DATA</b>		
Dimensions (W/H/D)	271x267x142mm	271x320x142mm
Weight	6.1kg	8.8kg
Operating Temperature Range	-25°C ~ +60° with derating above 45°C	
Noise Emission (Typical)	125 db (A)	
Altitude	2000m without derating	
Self-Consumption Night	<0,5W	
Topology	Transformerless	
Cooling Concept	Natural	
Environmental Protection Rating	IP65	
Relative Humidity	100%	
<b>FEATURES</b>		
DC Connection	H4	
AC Connection	Conector	
Display	LCD	
Interfaces: RS232 / RF / Wi-Fi / Ethernet	Yes / Optional / Optional / Optional	
Waranty: 5 years / 10 years	Yes / Optional	
<b>CERTIFICATE AND APPROVALS</b>		

CE; VDE 0126-1-1; IEC 62109; G83; AS4777; AS/NZS 3100; INMETRO

## ANEXO B – DADOS COLETADOS EM LOCO INVERSORES CSI – 3K – TL

Time 3K-TL	Vpv1(V)	Ipv1(A)	Ppv(W)	Vac(R)(V)	Iac(R)(A)	Fac(Hz)	Pac(W)	Power Factor
2020-10-14 10:07:17	347	6.3	2202.5	252.6	8.2	60	2092.4	1.00
2020-10-14 10:12:17	338.2	8	2720.5	262.2	10.1	60	2611.7	1.00
2020-10-14 10:17:17	331.6	8	2688.6	261.3	9.9	60	2581.1	1.00
2020-10-14 10:22:16	337.6	8.1	2731.6	262.2	10.2	60	2622.4	1.00
2020-10-14 10:27:16	331.6	8.2	2725.2	260.3	10.1	60	2616.2	1.00
2020-10-14 10:32:16	334.6	8.1	2719.7	255.5	10.4	60	2638.2	1.00
2020-10-14 10:37:16	329.3	8.2	2724.9	262.2	10.1	60	2643.2	1.00
2020-10-14 10:42:16	332.2	8.2	2743.7	263.2	10.2	60	2661.4	1.00
2020-10-14 10:47:16	332.2	8.2	2755.3	251.7	10.5	60	2672.7	1.00
2020-10-14 10:52:16	328.7	8.4	2767.4	261.3	10.3	60	2684.4	1.00
2020-10-14 10:57:16	329.3	8.3	2755.6	262.2	10.2	60	2673	1.00
2020-10-14 11:02:16	329.3	8.4	2772.7	262.2	10.4	60	2689.6	1.00
2020-10-14 11:07:16	331.6	8.3	2748.4	263.2	10.2	60	2666	1.00
2020-10-14 11:12:16	329.3	8.5	2795.1	262.2	10.4	60	2711.3	1.00
2020-10-14 11:17:16	331.6	8.5	2825.3	262.2	10.5	60	2740.6	1.00
2020-10-14 11:22:16	333.4	8.4	2810.7	261.3	10.5	60	2726.4	1.00
2020-10-14 11:27:16	332.8	8.4	2820.8	262.2	10.7	60	2736.2	1.00
2020-10-14 11:32:16	328.7	8.4	2781.8	261.3	10.3	60	2698.4	1.00
2020-10-14 11:37:16	328.7	8	2623.2	251.7	10	60	2518.3	1.00
2020-10-14 11:42:16	324.5	7.6	2475.5	260.3	9.2	60	2376.5	1.00
2020-10-14 11:47:16	323.3	7.8	2551.6	260.3	9.5	60	2449.6	1.00
2020-10-14 11:52:16	329.3	8	2639.6	261.3	9.8	60	2534.1	1.00
2020-10-14 11:57:16	329.9	8.4	2776.9	261.3	10.4	60	2693.6	1.00
2020-10-14 12:02:16	325.7	9	2949.2	258.4	11.2	60	2860.8	1.00
2020-10-14 12:07:16	327.5	9	2960.5	260.3	11.2	60	2871.7	1.00
2020-10-14 12:12:16	326.3	8.9	2904.2	260.3	10.9	60	2817.1	1.00
2020-10-14 12:17:16	337.6	6.9	2354.2	258.4	8.7	60	2236.5	1.00
2020-10-14 12:22:16	338.7	8.1	2766.9	261.3	10.3	60	2683.9	1.00
2020-10-14 12:27:16	328.7	8.8	2886	263.2	10.9	60	2799.5	1.00
2020-10-14 12:32:16	325.7	8	2623.8	260.3	9.7	60	2518.9	1.00
2020-10-14 12:37:16	326.3	8	2620.7	259.4	9.7	60	2515.9	1.00
2020-10-14 12:42:16	318	8.1	2597.8	259.4	9.6	60	2493.9	1.00
2020-10-14 12:47:16	326.9	7.6	2511.1	257.4	9.3	60	2410.7	1.00
2020-10-14 12:52:16	334.6	6.6	2200.7	239.2	8.7	60	2090.7	1.00
2020-10-14 12:57:16	334	6.9	2306.4	258.4	8.5	60	2191.1	1.00
2020-10-14 13:02:16	336.4	5.3	1809.8	251.7	6.9	60	1701.3	1.00
2020-10-14 13:07:16	332.2	5.8	1953.9	253.6	7.3	60	1836.7	1.00
2020-10-14 13:12:16	331	7.3	2404	256.5	9	59.9	2307.9	1.00
2020-10-14 13:17:16	326.9	7.3	2431	254.6	9.2	59.9	2333.8	1.00
2020-10-14 13:22:16	327.5	3.9	1299.7	248.8	4.9	59.9	1208.8	1.00
2020-10-14 13:27:16	323.9	5.8	1888.4	252.6	7.2	60	1775.1	1.00
2020-10-14 13:32:16	340.5	4.4	1519.6	253.6	5.6	60	1413.3	1.00
2020-10-14 13:37:16	329.3	7.7	2573.4	260.3	9.5	60	2470.5	1.00
2020-10-14 13:42:16	321.6	6.8	2192.1	258.4	7.9	60	2082.5	1.00
2020-10-14 13:47:16	329.9	6.1	2042.4	256.5	7.6	60	1940.3	1.00
2020-10-14 13:52:16	337	5.4	1840.7	253.6	6.8	60	1730.3	1.00
2020-10-14 13:57:16	335.2	6.8	2272.5	257.4	8.4	60	2158.9	1.00

## ANEXO C – VARIÁVEIS DE DISCRETIZAÇÃO

//////// Declaração de variáveis //////////////////////////////////////

```
int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;
int g_nStepCount=0;
int TPER, count=0, inc=1, INTR=0, UP=1, S;
int counts, countss;
float id1, iq1, vd1, vq1;
float L=1e-3, C=6.9e-6;
float fs=20000, vo, erro, Fs=60;
float vref, theta=0, theta1=0, ma, vm, vm1, vn;
float vr, sen, coss, sina, cosa, t1, Tr, u_kaa;
float p, q, vi, ii, ir, iv, iv_1, vrefe, vrefe1, vfv, id, iq, vd, vq;
float Ts, Tsa, w, w1, pi=3.1415926535897932384626433832795;
float m=0.00537832308967, tr=0.016666, n=0.00945047338148;
float u_k=0, u_k1=0, u_k2=0, u_k3=0;
float u_ka=0, u_k1a=0;
float e_k=0, e_k1=0, e_k2=0, e_k3;
float e_ka=0, e_k1a=0;
float a1, a2, a3,a4, b1, b2,b3;
float a1a, a2a, b1a;
float a1b, a2b, a3b, b1b, b2b ;
float u_kb=0, u_k1b=0, u_k2b=0;
float e_kb=0, e_k1b=0, e_k2b=0;
float a1c, a2c, a3c, b1c, b2c ;
float u_kc=0, u_k1c=0, u_k2c=0;
float e_kc=0, e_k1c=0, e_k2c=0;
float a1d, a1d, a2d, b1d, u_kd, u_k1d, e_k1d, e_kd;
```

```
//////// Inicio de rotinas //////////////////////////////////////
```

```
g_nStepCount++;
```

```
TPER=floor(1/fs/0.00000025/2);
```

```
Ts=1/fs/2;
```

```
Tr=1/Fs;
```

```
w=2.*pi*60.;
```

```
w1=2.*pi*6.;
```

```
vr=in1;
```

```
vi=in2;
```

```
ii=in3;
```

```
ir=in4;
```

```
irr=in5;
```

```
//////// Atualiza a portadora //////////////////////////////////////
```

```
INTR=0;
```

```
//////// Triangular //////////////////////////////////////
```

```
count=count+inc;
```

```
if ((count>=TPER)|| ( count<=0) )
```

```
{ inc=-1*inc;
```

```
    INTR=1;
```

```
    if ( count==TPER) UP=1;
```

```
    if ( count==0 ) UP=0;
```

```
    }
```

```
if(INTR==1){
```

////////// Atualização de 'theta' //////////////////////////////////////

```
theta=theta+w*Ts;
if (theta>2.*pi)
theta=theta-2.*pi;
theta1=theta1+w1*Ts;
if (theta1>2.*pi)
theta1=theta1-2.*pi;
```

//////// Controle Droop //////////////////////////////////////

```
ma = 1;
sina = sin(theta);
cosa = cos(theta);
```

//////// Transformada PQ //////////////////////////////////////

```
id = ir*sina-ii*cosa;
iq = ir*cosa+ii*sina;
vd = vr*sina-vi*cosa;
vq = vr*cosa+vi*sina;
vd1=vd+vq*w*C;
vq1=vq-vd*w*C;
id1=id+iq*w*L;
iq1=iq-id*w*L;
p = vd1*id1;
q = vq1*iq1;
```

//////// Filtro 6hz //////////////////////////////////////

```
a1b = 0;
a2b = -0.055954;
a3b = 2238.0794;
b1b = -59.4248;
```

b2b = 2238.079;

u\_kb = a1b\*e\_kb+a2b\*e\_k1b+a3b\*e\_k2b+b1b\*u\_k1b+b2b\*u\_k2b;

e\_k1b=e\_kb;

e\_k2b=e\_k1b;

u\_k1b=u\_kb;

u\_k2b=u\_k1b;

//////// Funções Droop m e n //////////////////////////////////////

vn = 311\*1.005-p\*n\*u\_kb;

vm = 376.991111831+q\*m\*u\_kb;

//////// Bloco Integrador //////////////////////////////////////

if(t1>=Tr)+t1 = t1+Tr;

else t1 = t1-Ts;

vm1 = -(vm\*t1);

//////// Bloco Gerador de Referência////////////////////////////////////

vrefe = vn\*sin(vm1);

//////// Impedância Virtual Resistiva////////////////////////////////////

iv\_1 = iv;

iv = ir\*0.5;

vrefe1=vrefe-iv;

//////// Controles //////////////////////////////////////

e\_k = vrefe1-vr;

////////// Ressonante////////

$a1 = 0.5;$   
 $a2 = -0.854;$   
 $a3 = 0.4176;$   
 $b1 = 2;$   
 $b2 = -1;$   
 $u_k = a1*e_k+a2*e_{k1}+a3*e_{k2}+b1*u_{k1}+b2*u_{k2};$   
 $e_{k1}=e_k;$   
 $e_{k2}=e_{k1};$   
 $u_{k1}=u_k;$   
 $u_{k2}=u_{k1};$

////////// PD////////

$a1d = 1;$   
 $a2d = -0.9521;$   
 $b1d = 0.9504;$   
 $u_{kd} = a1d*u_k+a2d*u_{k1}+b1d*u_{k1d};$   
 $e_{k1d}=e_{kd};$   
 $u_{k1d}=u_{kd};$

////////// Controle PI //////////////////////////////////////

$e_{ka} = u_{kd}-irr;$   
 $a1a = 0.01509;$   
 $a2a = -0.01414;$   
 $b1a = 1.0;$   
 $u_{ka} = a1a*e_{ka}+a2a*e_{k1a}+b1a*u_{k1a};$   
 $e_{k1a}=e_{ka};$   
 $u_{k1a}=u_{ka};$

```
////////// Comparação do Sinal com a Triangular, gerar PWM //////////////////////////////////////
```

```

}
if(u_ka*TPER> count)
{
S=1;
}
else
{
S=0;
}

```

```
////////// Contadores////////////////////////////////////
```

```

if(t>=0){counts=1;}
else{counts=0;}

```

```

if(t>=0){countss=1;}
else{countss=0;}

```

```
////////// Saídas //////////////////////////////////////
```

```

out = u_ka;
out2 = count;
out3 =u_ka*TPER;
out4 = p;
out5 = q;
out6 = vd;
out7 = vq;
out8 = vrefe1;
out9 = u_kb;
out10 = counts;
out11 = countss;

```