

Nos últimos anos ocorre um crescimento exponencial na capacidade instalada mundial de sistemas de geração fotovoltaica, por ser uma fonte de energia limpa e renovável. A energia gerada é inserida ao sistema elétrico através de inversores fotovoltaicos. No entanto, esses inversores devem atender algumas normas para que possam ser conectados ao sistema com segurança e confiabilidade, dentre elas a norma ABNT NBR IEC 62116, que trata dos testes anti-ilhamento. O teste anti-ilhamento é realizado com cargas passivas (resistores, indutores e capacitores) sendo exigida uma grande gama de valores, além de apresentar dificuldades nas associações dos componentes, a fim de atingir os valores necessários para os testes. A proposta desse trabalho consiste em substituir a carga RLC passiva por uma Carga Eletrônica Ativa (CEA). A CEA consiste de um retificador síncrono monofásico, com topologia T-NPC, um bloco para geração da corrente de referência, de acordo com a tensão e a carga emulada desejada, e um bloco de controle da corrente. O modelo dinâmico da carga a ser emulada e do conversor são apresentados, e verificados por simulação, assim como o projeto do controlador. Resultados de simulação mostram a capacidade de emulação da CEA projetada. Ao final do trabalho são apresentados resultados experimentais em um protótipo de 10 kVA, que comprovam o funcionamento da CEA projetada em testes anti-ilhamento.

Orientador: Joselito Anastácio Heerd

Coorientador: Leandro Michels

Joinville, 2019

ANO  
2019

JOSÉ ADRIANO DAMACENA DIESEL | CARGA ELETRÔNICA ATIVA REGENERATIVA  
APLICADA À ENSAIOS DE ANTI-ILHAMENTO DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA – PPGPEEL

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**CARGA ELETRÔNICA ATIVA  
REGENERATIVA APLICADA À  
ENSAIOS DE ANTI-ILHAMENTO DE  
INVERSORES FOTOVOLTAICOS**

JOSÉ ADRIANO DAMACENA DIESEL

JOINVILLE, 2019



**JOSÉ ADRIANO DAMACENA DIESEL**

**CARGA ELETRÔNICA ATIVA REGENERATIVA  
APLICADA À ENSAIOS DE ANTI-ILHAMENTO DE  
INVERSORES FOTOVOLTAICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração “Automação de Sistemas”.

Orientador: Joselito Anastácio Heerd  
Coorientador: Leandro Michels

**Joinville**

**2019**

DAMACENA DIESEL, JOSÉ ADRIANO  
CARGA ELETRÔNICA ATIVA REGENERATIVA APLICADA À  
ENSAIOS DE ANTI-ILHAMENTO DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS  
/ JOSÉ ADRIANO DAMACENA DIESEL. - Joinville, 2019.  
126 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Joselito Anastácio Heerdt  
Coorientador: Leandro Michels  
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado  
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,  
Programa de Pós-Graduação Profissional em Engenharia  
Elétrica, Joinville, 2019.

1. Ensaio anti-ilhamento. 2. Inversor fotovoltaico.  
3. Carga eletrônica ativa. 4. Conversor T-NPC. I.  
Anastácio Heerdt, Joselito . II. Michels, Leandro .  
III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro  
de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação  
Profissional em Engenharia Elétrica. IV. Título

**Carga Eletrônica Ativa Regenerativa Aplicada a Ensaio de Anti-ilhamento de  
Inversores Fotovoltaicos**

por

**José Adriano Damacena Diesel**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

**MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Área de concentração em "Automação de Sistemas"  
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA  
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.



Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd  
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)



Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho  
UFSC  
Membro da Banca Examinadora

*(por video-conferência)*

Prof. Dr. Leandro Michels  
UFSM (Coorientador)  
Membro da Banca Examinadora



Prof. Dr. Marcello Mezaroba  
CCT/UDESC  
Membro da Banca Examinadora

Joinville, SC, 19 de fevereiro de 2019.



*Este trabalho é dedicado a minha avó,  
uma de minhas inspirações.*



## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, pelo exemplo e todos os ensinamentos, além de proporcionarem a mim e meus irmãos, a melhor educação possível dentro das suas possibilidades.

Ao professor Joselito Anastácio Heerdt pela amizade, ensinamentos, confiança no meu trabalho, além de fazer parte de minha vida acadêmica com orientações de estágio de curso técnico, de graduação e do mestrado.

Aos professores Leandro Michels e Lucas Vizzotto Bellinaso da Universidade Federal de Santa Maria, pelas contribuições de grande valia para o desenvolvimento desse projeto.

Aos professores Valter Vander Oliveira e Maick Viana e demais professores e amigos do Instituto Federal de Santa Catarina, por suas contribuições ao projeto.

Aos amigos da Universidade Federal de Santa Maria, Charles Haab, Ricardo J. F. Bortolini e Henrique Horst Figueira por suas devidas contribuições.

Aos professores do nPEE e demais professores da pós-graduação, que contribuíram no meu desenvolvimento durante as disciplinas ministradas.

Aos colegas do curso de pós-graduação que de algum modo tiveram sua participação no projeto, em especial aos bolsistas Diogo Corrêa e Vitória Michels pelos auxílios na parte experimental.

Aos amigos do nPEE Leandro Silva, Moretti Giacomo, Itallo Augusts, Gustavo Lambert, Rubens Hock, Felipe Joel Zimann, Murilo Brunel Rosa, Carolina Knaesel, Elaine Girardi e Alexandre J. A. Dos Santos pela colaboração, apoio e companheirismo durante todas as etapas.

Aos colegas que sempre estiveram ao meu lado nos bons e maus momentos, Carol Fabiana, Guilherme March, Kathlyn Vieira, Fernanda Paterno e Jayne Garcia.

O autor agradece ao INCTGD, CAPES, CNPq e FAPERGS pelo apoio financeiro recebido para o desenvolvimento desse trabalho. O presente trabalho foi realizado com apoio do INCT e suas agências financiadoras (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo No. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

O autor agradece a UDESC, FAPESC, nPEE, INRI e FITEJ pelo apoio no desenvolvimento desse trabalho.

Grato à todos por suas contribuições.



*“Não perca algo que poderia ser incrível,  
só porque também pode ser difícil.  
(Autor desconhecido)*



## RESUMO

Nos últimos anos ocorre um crescimento exponencial na capacidade instalada mundial de sistemas de geração fotovoltaica, por ser uma fonte de energia limpa e renovável. A energia gerada é inserida ao sistema elétrico através de inversores fotovoltaicos. No entanto, esses inversores devem atender algumas normas para que possam ser conectados ao sistema com segurança e confiabilidade, dentre elas a norma ABNT NBR IEC 62116, que trata dos testes anti-ilhamento. O teste anti-ilhamento é realizado com cargas passivas (resistores, indutores e capacitores) sendo exigida uma grande gama de valores, além de apresentar dificuldades nas associações dos componentes, afim de atingir os valores necessários para os testes. A proposta desse trabalho, consiste em substituir a carga RLC passiva por uma Carga Eletrônica Ativa (CEA). A CEA consiste de um retificador síncrono monofásico, com topologia T-NPC, um bloco para geração da corrente de referência, de acordo com a tensão e a carga emulada desejada, e um bloco de controle da corrente. O modelo dinâmico da carga a ser emulada e do conversor são apresentados, e verificados por simulação, assim como o projeto do controlador. Resultados de simulação mostram a capacidade de emulação da CEA projetada. Ao final do trabalho são apresentados resultados experimentais em um protótipo de 10 kVA, que comprovam o funcionamento da CEA projetada em testes anti-ilhamento.

**Palavras-chave:** ensaio anti-ilhamento, inversor fotovoltaico, carga eletrônica ativa, conversor T-NPC.



## ABSTRACT

In recent years there has been an exponential growth in the global installed capacity of photovoltaic generation systems, since it is a source of clean and renewable energy. The generated energy is delivered to the electrical grid by means of photovoltaic inverters. However, these inverters must meet certain standards so that they can be safely and reliably connected to the grid, such as ABNT NBR IEC 62116, which provides procedures for anti-islanding tests in grid-connected inverters. The anti-islanding test is performed with passive load banks (resistors, inductors and capacitors), requiring a large range of values, besides presenting difficulties in the associations of the components, in order to reach the desired values required for the tests. The purpose of this work is to replace the passive RLC load with an Active Electronic Load (AEL). The AEL consists of a single-phase synchronous rectifier with T-NPC topology, a block for generating the reference current, according to the desired voltage and emulated load, and a current control block. The dynamic model of the load to be emulated and the converter are presented, and verified by simulation, as well as the design of the controller. Simulation results show the emulation capacity of the designed AEL. Finally experimental results of a 10 kVA prototype are presented, which prove the operation of the designed AEL in anti-islanding tests.

**Keywords:** anti-islanding test, photovoltaic inverter, active electronic load, T-NPC converter.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Capacidade global de energia fotovoltaica e adicional anual, 2007-2017	25
Figura 2 – Representação da CEA com regeneração de energia	26
Figura 3 – Diagrama em blocos de um sistema fotovoltaico com sua estrutura de controle	29
Figura 4 – Topologias mais utilizadas em inversores fotovoltaicos	30
Figura 5 – Circuito de ensaio para testes anti-ilhamento	32
Figura 6 – Formação de ilha	35
Figura 7 – Configuração do sistema PLCC com (T) transmissor e (R) receptor	36
Figura 8 – Esquema de um sistema fotovoltaico conectado à rede	37
Figura 9 – Exemplo de NDZ	42
Figura 10 – Exemplo de detecção por PJD	43
Figura 11 – Espectro harmônico da tensão da linha de distribuição	44
Figura 12 – Exemplo de forma de onda de corrente utilizando o método anti-ilhamento AFD	46
Figura 13 – A influência da fração de corte na THD da corrente	46
Figura 14 – Modelo do circuito durante o ilhamento e deslocamento da frequência da corrente	49
Figura 15 – Curva do comportamento do ângulo da corrente para o método SMS	49
Figura 16 – Curva de resposta de fase modificada do método SMS	50
Figura 17 – Comparação da NDZ dos métodos PJD, SMS e OUV/OUF	52
Figura 18 – Fluxograma do método SFS	54
Figura 19 – Resultado de simulação para o método SFS	55
Figura 20 – Método GE anti-ilhamento	57
Figura 21 – Fluxograma do método GE anti-ilhamento	58
Figura 22 – Estrutura da CEA com regeneração de energia para a rede	61
Figura 23 – Exemplos de carga eletrônica	63
Figura 24 – Esquemático do emulador de carga RLC conectado à um inversor	65
Figura 25 – Diagrama em blocos do emulador de carga RLC	65
Figura 26 – Impedância passiva e impedância de referência $Z^*$	66
Figura 27 – Diagrama de blocos da malha de controle	67
Figura 28 – Diagrama de bloco de $Y_X$ utilizado para gerar $i^*$	68
Figura 29 – Carga RLC passiva	70
Figura 30 – Estrutura da CEA com regeneração deste trabalho	71
Figura 31 – CEA como emulador de carga RLC	72
Figura 32 – Geração da corrente de referência	72
Figura 33 – Impedância passiva de saída comparada com a impedância ativa de referência	73

Figura 34 – Impedância passiva de saída comparada com a impedância emulada com influência do controlador de corrente . . . . .	74
Figura 35 – Impedância de saída para variações paramétricas . . . . .	75
Figura 36 – Estrutura de potência da CEA como emulador de carga RLC . . . . .	76
Figura 37 – Circuito equivalente de entrada do retificador . . . . .	77
Figura 38 – Diagrama de blocos do controle da malha de corrente . . . . .	77
Figura 39 – Diagrama de módulo e fase, em malha aberta, da planta de corrente no plano $S$ e $W$ sem o controlador . . . . .	80
Figura 40 – Diagrama de módulo e fase, em malha aberta do controlador proposto, da planta e da planta + controlador . . . . .	80
Figura 41 – Diagrama de módulo e fase, em malha fechada do controlador proposto e a planta . . . . .	81
Figura 42 – Circuito utilizado para validação do modelo de carga . . . . .	82
Figura 43 – Simulação de carga resistiva, indutiva e capacitiva . . . . .	83
Figura 44 – Formas de onda da corrente para carga RL, RC, RLC e tensão $va$ . . . . .	84
Figura 45 – Resposta do modelo à aplicação de degrau de tensão na fonte $V_g$ . . . . .	85
Figura 46 – Circuito de simulação utilizando blocos do DSP . . . . .	86
Figura 47 – Circuito de potência utilizado na simulação . . . . .	87
Figura 48 – Circuito de simulação - Parte de potência da CEA como emulador de carga RLC . . . . .	88
Figura 49 – Imagem do protótipo utilizado para emular carga RLC . . . . .	91
Figura 50 – Esquema de ligação da CEA implementada . . . . .	92
Figura 51 – Montagem do protótipo em laboratório . . . . .	92
Figura 52 – Forma de onda de tensão e corrente para emulação de carga resistiva com valor de $40,33 \Omega$ . . . . .	93
Figura 53 – Formas de onda de tensão e corrente para emulação de carga indutiva de $182,62 \text{ mH}$ com resistência série de $100 \text{ m}\Omega$ . . . . .	94
Figura 54 – Emulação de carga capacitiva com consumo de potência reativa de $716 \text{ VAR}$ com $r_{ce} = 7,72 \Omega$ . . . . .	94
Figura 55 – Emulação de carga resistiva-capacitiva em paralelo com consumo de potência ativa de $680 \text{ W}$ e consumo de potência reativa de $716 \text{ VAR}$ . . . . .	95
Figura 56 – Emulação de carga resistiva-indutiva em paralelo com consumo de potência ativa de $680 \text{ W}$ e consumo de potência reativa de $707 \text{ VAR}$ . . . . .	95
Figura 57 – Emulação de carga RLC em paralelo. . . . .	96
Figura 58 – Circuito utilizado para ensaios anti-ilhamento com carga passiva e CEA . . . . .	97
Figura 59 – Forma de onda de tensão e corrente para carga passiva e ativa (condição A - teste 1) . . . . .	99
Figura 60 – Espectro harmônico das correntes para a condição A (teste 1) . . . . .	100
Figura 61 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição A - teste 1) . . . . .	101
Figura 62 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição A - teste 1) . . . . .	101

Figura 63 – Forma de onda de tensão e corrente para carga passiva e ativa (condição B - teste 2) . . . . .	103
Figura 64 – Espectro harmônico das correntes para a condição B (teste 2) . . . . .	104
Figura 65 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição B - teste 2) . . . . .	104
Figura 66 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição B - teste 2) . . . . .	105
Figura 67 – Forma de onda de tensão e corrente para carga passiva e ativa (condição C - teste 3) . . . . .	106
Figura 68 – Espectro harmônico das correntes para a condição C (teste 3) . . . . .	107
Figura 69 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição C - teste 3) . . . . .	107
Figura 70 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição C - teste 3) . . . . .	108
Figura 71 – Forma de onda de tensão e corrente para carga ativa e passiva (condição A - teste 1) - inversor B . . . . .	109
Figura 72 – Espectro harmônico das correntes para a condição A (teste 1) - inversor B	110
Figura 73 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição A - teste 1) - inversor B . . . . .	110
Figura 74 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição A - teste 1) - inversor B	111
Figura 75 – Forma de onda de tensão e corrente para carga ativa e passiva (condição A - teste 7) - inversor B . . . . .	112
Figura 76 – Espectro harmônico das correntes para a condição A (teste 7) - inversor B	113
Figura 77 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição A - teste 7) - inversor B . . . . .	113



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limite de distorção harmônica de corrente . . . . .	31
Tabela 2 – Resposta às condições anormais de tensão e frequência . . . . .	31
Tabela 3 – Condições de ensaio de anti-ilhamento de inversores fotovoltaicos . . .	33
Tabela 4 – Tempo de desconexão da rede de acordo com os níveis de tensão ou frequência . . . . .	34
Tabela 5 – Especificações nominais de tensão e frequência no PAC . . . . .	41
Tabela 6 – Parâmetros utilizados na simulação . . . . .	67
Tabela 7 – Parâmetros utilizados na simulação da impedância de referência . . . .	74
Tabela 8 – Parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente . . . . .	79
Tabela 9 – Condições do ensaio A (teste 1) . . . . .	98
Tabela 10 – Condições do ensaio B (teste 2) . . . . .	102
Tabela 11 – Condições do ensaio C (teste 3) . . . . .	105
Tabela 12 – Condições do ensaio A (teste 1) - inversor B . . . . .	108
Tabela 13 – Condições do ensaio A (teste 7) - inversor B . . . . .	111
Tabela 14 – Condições de ensaios da norma anti-ilhamento. . . . .	125



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AFD	<i>Active Frequency Drift</i>
AFDPF	<i>Active Frequency Drift With Positive Feedback</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CC	Corrente Constante
CEA	Carga Eletrônica Ativa
ESE	Equipamento Sob Ensaio
FPB	Filtro Passa-Faixas
GD	Geração Distribuída
GEFS	<i>General Electric Frequency Shift</i>
IEC	International Electrotechnical Commission
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NBR	Norma Brasileira
NDZ	<i>Non Detection Zone</i>
OFP	<i>OverFrequency Protection</i>
OVP	<i>OverVoltage Protection</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PC	Potência Constante
PJD	<i>Phase Jump Detection</i>
PLCC	<i>Power Line Carrier Communication</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
RC	Resistência Constante

SFS	<i>Sandia Frequency Shift</i>
SMS	<i>Slide-Mode Frequency Shift</i>
SPD	<i>Signal Produced by Disconnect</i>
SVS	<i>Sandia Voltage Shift</i>
TC	Tensão Constante
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
T-NPC	<i>Type - Neutral Point Clamped</i>
UFP	<i>UnderFrequency Protection</i>
UVP	<i>UnderVoltage Protection</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C$	Capacitor físico
$C_{EM}$	Capacitor emulado
$c_f$	Fator de corte
$C_F$	Capacitor do filtro de entrada
$E$	Tensão total do barramento c.c.
$f$	Frequência da rede
$f_a$	Frequência de amostragem
$f_s$	Frequência de comutação
$f_{res}$	Frequência de ressonância
$I_{pk}$	Valor de pico da corrente
$L$	Indutor físico
$L_{EM}$	Indutor emulado
$P_{ESE}$	Potência ativa fornecida pelo ESE
$P_{LOAD}$	Potência ativa consumida pela carga
$P_{PV}$	Potência ativa fornecida pelo inversor fotovoltaico
$Q_{ESE}$	Potência reativa fornecida pelo ESE
$Q_f$	Fator de qualidade
$Q_L$	Potência reativa indutiva
$Q_{LOAD}$	Potência reativa consumida pela carga
$Q_{PV}$	Potência reativa fornecida pelo inversor fotovoltaico
$R$	Resistor físico
$r_L$	Resistência série do indutor físico
$r_C$	Resistência série do capacitor físico
$r_{le}$	Resistência série emulada do indutor emulado
$r_{ce}$	Resistência série emulada do capacitor emulado

$R_{EM}$	Resistor emulado
$VA$	Valor eficaz da tensão
$T_{REDE}$	Tempo de um ciclo de rede
$T_Z$	Tempo de corrente nula
$\Delta f$	Desvio de frequência

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>25</b>
1.1	OBJETIVOS DO TRABALHO . . . . .	27
<b>2</b>	<b>INVERSORES FOTOVOLTAICOS . . . . .</b>	<b>29</b>
2.1	REQUISITOS PARA A CONEXÃO DE INVERSORES À REDE ELÉTRICA . . . . .	31
<b>2.1.1</b>	<b>ABNT NBR 16149 . . . . .</b>	<b>31</b>
<b>2.1.2</b>	<b>ABNT NBR IEC 62116 . . . . .</b>	<b>32</b>
2.2	ILHAMENTO . . . . .	34
2.3	MÉTODOS ANTI-ILHAMENTO . . . . .	35
<b>2.3.1</b>	<b>Métodos remotos anti-ilhamento . . . . .</b>	<b>35</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Métodos passivos anti-ilhamento . . . . .</b>	<b>36</b>
<i>2.3.2.1</i>	<i>Método de detecção OUV-OUF (Sobre/subtensão – Sobre/subfrequência)</i>	<i>37</i>
<i>2.3.2.2</i>	<i>Phase Jump Detection (PJD)</i> . . . . .	<i>42</i>
<i>2.3.2.3</i>	<i>Detecção de harmônicas (THD)</i> . . . . .	<i>43</i>
<b>2.3.3</b>	<b>Métodos ativos anti-ilhamento . . . . .</b>	<b>44</b>
<i>2.3.3.1</i>	<i>Active Frequency Drift (AFD)</i> . . . . .	<i>45</i>
<i>2.3.3.2</i>	<i>Slide-Mode Frequency Shift (SMS)</i> . . . . .	<i>48</i>
<i>2.3.3.3</i>	<i>Sandia Frequency Shift (SFS)</i> . . . . .	<i>52</i>
<i>2.3.3.4</i>	<i>Sandia Voltage Shift (SVS)</i> . . . . .	<i>56</i>
<i>2.3.3.5</i>	<i>GE Frequency Shift (GEFS)</i> . . . . .	<i>56</i>
2.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	59
<b>3</b>	<b>CARGA ELETRÔNICA ATIVA . . . . .</b>	<b>61</b>
3.1	BREVE REVISÃO SOBRE CEA . . . . .	61
3.2	FATORES DE DESEMPENHO . . . . .	68
3.3	MODELO DA CARGA PASSIVA . . . . .	70
3.4	MODELO DA CARGA EMULADA . . . . .	71
3.5	MODELO DA PLANTA . . . . .	76
3.6	PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE . . . . .	77
3.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .	82
<b>3.7.1</b>	<b>Validação do modelo de carga . . . . .</b>	<b>82</b>
<b>3.7.2</b>	<b>Validação do controlador . . . . .</b>	<b>86</b>
3.8	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	89
<b>4</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>91</b>
4.1	SISTEMA IMPLEMENTADO PARA OS ENSAIOS . . . . .	91
4.2	VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE CARGA . . . . .	91

4.3	CEA APLICADA À ENSAIO ANTI-ILHAMENTO DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS . . . . .	96
4.3.1	Procedimentos para a realização dos ensaios . . . . .	96
4.3.2	Metodologia utilizada para realizar a comparação entre os resultados obtidos com carga passiva e CEA . . . . .	97
4.3.3	Condição A - teste 1 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012	98
4.3.4	Condição B - teste 2 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012	101
4.3.5	Condição C - teste 3 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012	105
4.3.6	Condição A (inversor B) - teste 1 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012 . . . . .	108
4.3.7	Condição A (inversor B) - teste 7 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012 . . . . .	111
4.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	113
5	CONCLUSÕES GERAIS . . . . .	115
	REFERÊNCIAS . . . . .	117
	APÊNDICES	123
	APÊNDICE A – LISTA DE CONDIÇÕES ENSAIADAS . .	125

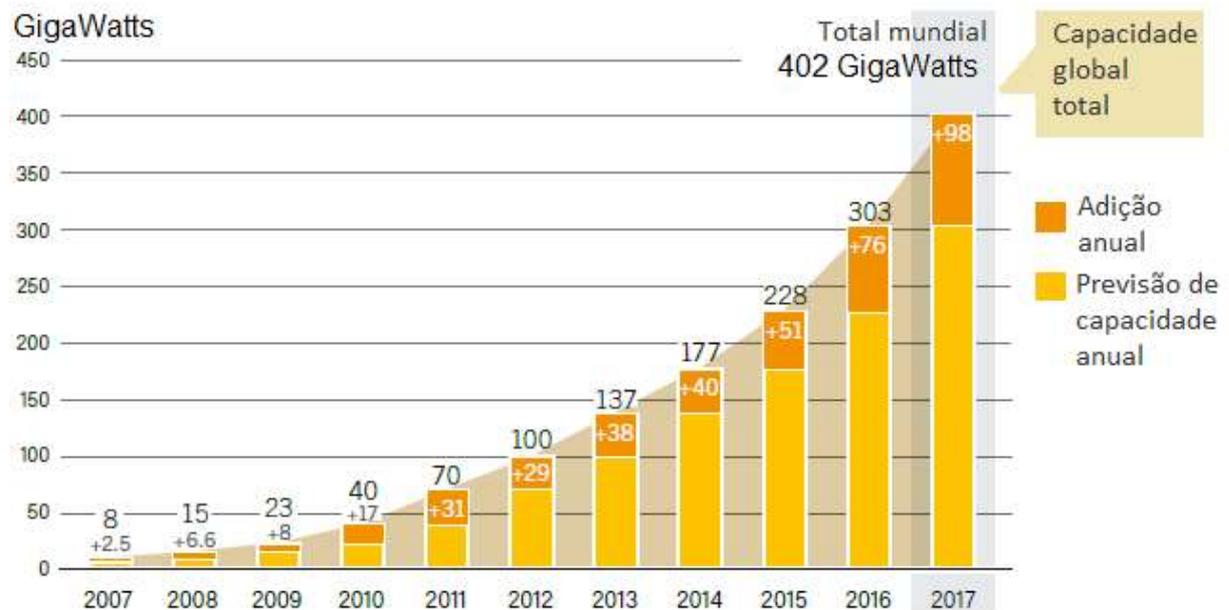
## 1 INTRODUÇÃO

A energia solar vem ao encontro da busca de fontes de energia que possam atender ao acelerado crescimento da demanda, a preocupação com a preservação do meio ambiente, além da busca pela diversificação da matriz energética.

Além disso, outros atrativos como redução do preço dos módulos fotovoltaicos no mercado internacional, incentivos do governo como as Resoluções n° 482/2012 e 687/2015, as quais estabelecem as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, a chamada de Projeto de *P&D* Estratégico n° 013/2011 da ANEEL denominado "Arranjos técnicos e comerciais para inserção da geração solar fotovoltaica na matriz energética brasileira", a produção de normas técnicas nacionais para a conexão à rede e instalações elétrica de sistemas fotovoltaicos (ALMEIDA, 2012), vieram fortalecer ainda mais o mercado de energia fotovoltaica.

Segundo (HALES, 2018) o ano de 2017 foi um marco para a energia fotovoltaica, em que capacidade instalada, foi maior do que qualquer outro tipo de tecnologia de geração de energia, impulsionada principalmente pela China, Índia, Japão e Estados Unidos. A Figura 1 mostra a capacidade global e a capacidade instalada nos últimos 10 anos.

Figura 1 – Capacidade global de energia fotovoltaica e adicional anual, 2007-2017



Fonte: Adaptado de (HALES, 2018).

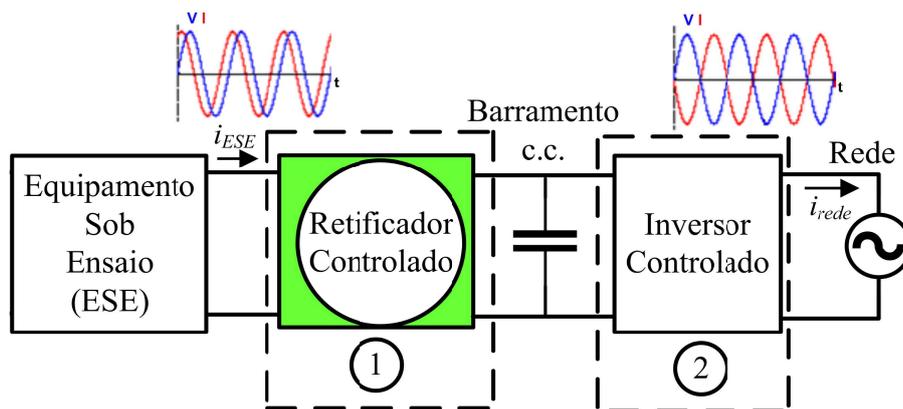
O Brasil apresenta um expressivo potencial para geração de energia elétrica a partir de fonte solar, contando com níveis de irradiação solar superiores aos de países onde a energia fotovoltaica é amplamente disseminada, no entanto, essa fonte energética ainda tem baixa representatividade na matriz energética nacional.

Tipicamente a energia fotovoltaica é adicionada ao sistema de distribuição por

meio de inversores fotovoltaicos. Para que esses inversores possam ser conectados à rede elétrica, eles devem ser certificados por um laboratório acreditado pelo INMETRO. São várias as normas que os inversores fotovoltaicos devem atender, entre elas, está a ABNT NBR IEC 62116, que trata de testes anti-ilhamento, aos quais são realizados 31 ensaios em condições diferentes de carga. Para esses ensaios são utilizadas cargas passivas, que apresentam algumas dificuldades, como a necessidade de uma grande gama de valores de cargas passivas (resistores, indutores e capacitores), tempo dispendido nos ajustes das ligações para atingir os valores desejados, além do espaço físico utilizado pelas carga passiva. Uma solução para esses problemas é a substituição dessas cargas passivas, por uma CEA.

A CEA com regeneração de energia consiste de dois estágios de processamento de energia, conforme pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 – Representação da CEA com regeneração de energia



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O primeiro estágio é um retificador de corrente controlado, sendo responsável por drenar do ESE uma corrente com o formato de acordo com a carga a ser emulada, transferindo a energia da entrada para o barramento c.c. O segundo estágio, consiste de um inversor controlado em corrente que é responsável pela transferência da energia armazenada no barramento c.c. para a rede elétrica, em fase oposta, caracterizando como regeneração de energia.

No Capítulo 2 é apresentado um panorama geral de inversores fotovoltaicos (topologia, normas, e métodos anti-ilhamento aplicados à esses inversores).

No Capítulo 3 é apresentado uma breve revisão sobre carga eletrônica ativa, modelagem, planta e sistema de controle, além de resultados de simulação.

No Capítulo 4 é apresentado a implementação prática e resultados experimentais obtidos.

Por fim, são apresentadas as conclusões do trabalho, uma análise geral e sugestões para a continuidade dos estudos aqui tratados.

## 1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo do estudo é desenvolver uma CEA, para ser utilizada em testes anti-ilhamento de inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica, em substituição as cargas passivas.

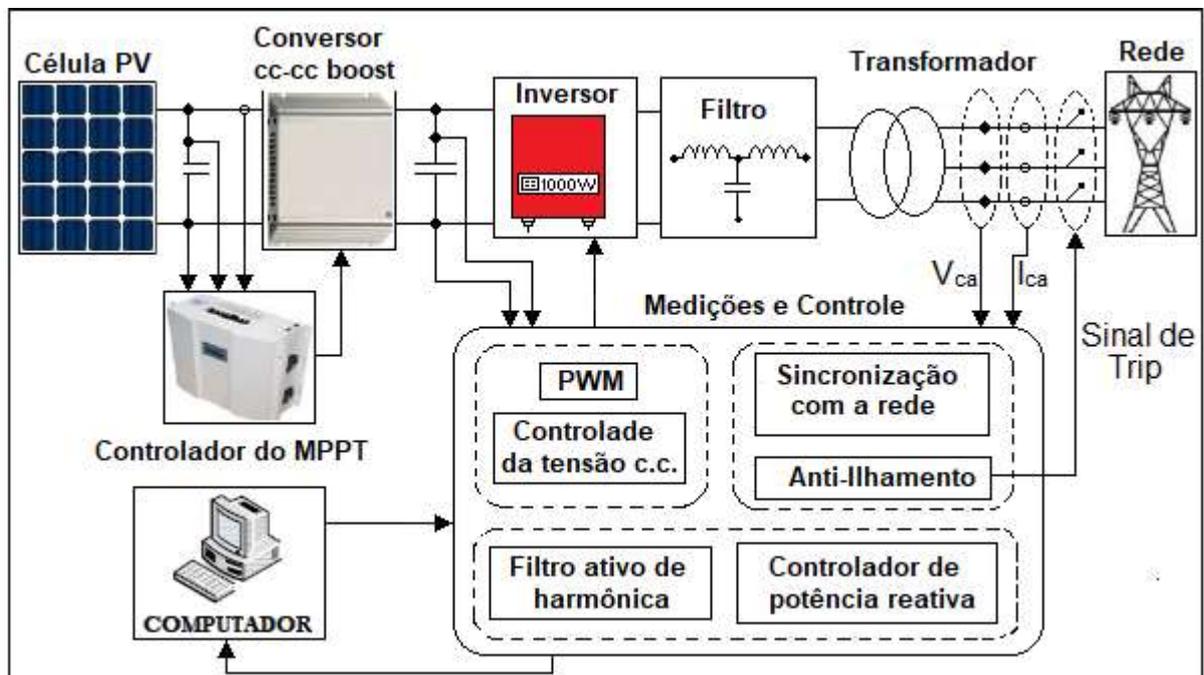
A CEA proposta possui como principal característica, a geração de uma corrente de referência dinâmica, de modo a variar de acordo com a amplitude e frequência da tensão de saída do ESE, apresentando a característica de uma impedância constante, podendo assim, emular uma carga RLC paralela.



## 2 INVERSORES FOTOVOLTAICOS

Os inversores utilizados em sistemas fotovoltaicos, são responsáveis pela conversão da energia c.c., provenientes dos arranjos fotovoltaicos, em energia c.a., que será injetada na rede. Também são responsáveis pela sincronização com a tensão da rede, respeitando os limites de amplitude e frequência de acordo com as normas vigentes. É obrigatório que esses inversores apresentem dispositivos de proteção contra anomalias da rede, devendo cessar o fornecimento de energia para a mesma, caso os níveis de tensão e/ou frequência da rede saiam dos limites normais de operação. Na Figura 3 é apresentado o diagrama em blocos de um sistema fotovoltaico e sua estrutura de controle.

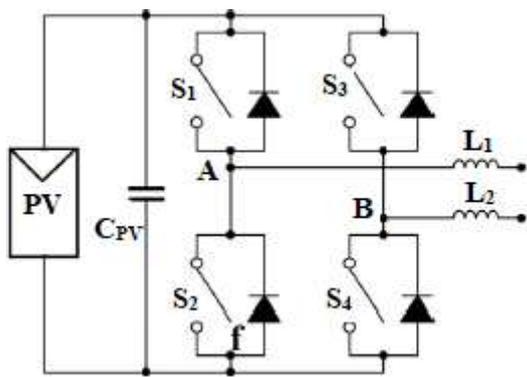
Figura 3 – Diagrama em blocos de um sistema fotovoltaico com sua estrutura de controle



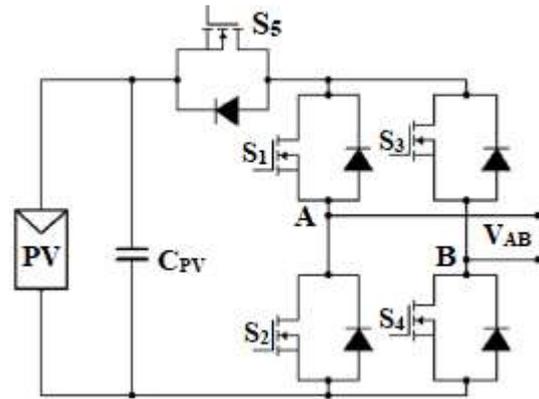
Fonte: Adaptado de (CHATTERJEE; KUMAR; CHATTERJEE, 2018).

A topologia em ponte completa, apresentada na Figura 4 (a), é umas das topologias mais utilizadas em sistemas fotovoltaicos (CHATTERJEE; KUMAR; CHATTERJEE, 2018), outras topologias utilizadas são: Inversor H5, Heric, NPC, capacitor flutuante, entre outras.

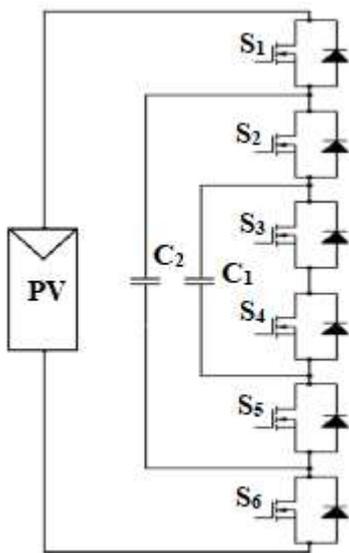
Figura 4 – Topologias mais utilizadas em inversores fotovoltaicos



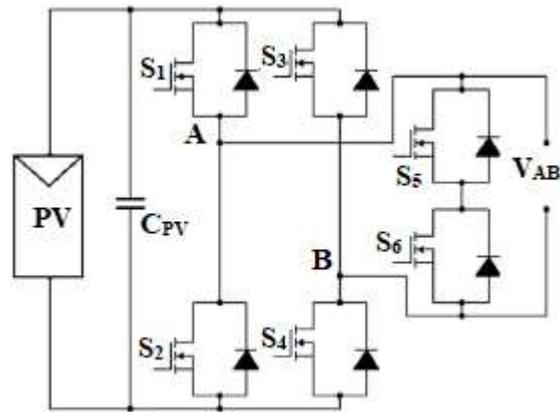
(a) Ponte completa



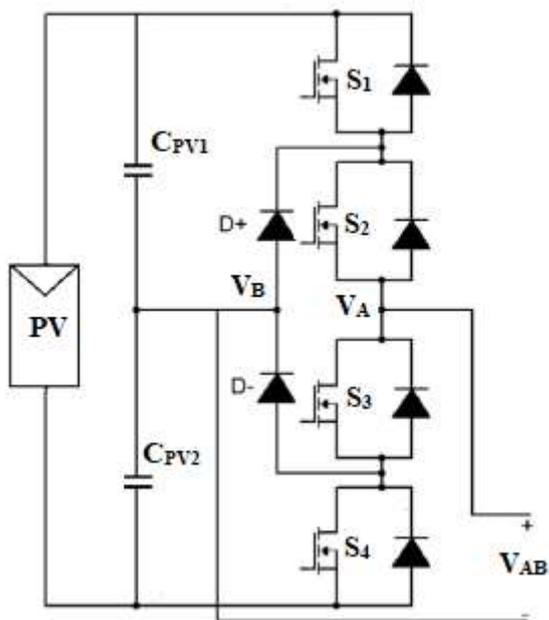
(b) Inversor H5



(c) Inversor capacitor flutuante



(d) Inversor Heric



(e) NPC

Fonte: Retirado de (CHATTERJEE; KUMAR; CHATTERJEE, 2018).

## 2.1 REQUISITOS PARA A CONEXÃO DE INVERSORES À REDE ELÉTRICA

Nessa seção será apresentado as principais normas técnicas que abordam a conexão de inversores à rede elétrica.

### 2.1.1 ABNT NBR 16149

Essa norma trata das recomendações para a interface de conexão de sistemas fotovoltaicos e a rede de distribuição de energia elétrica, estabelecendo os limites de distorção harmônica de corrente, conforme Tabela 1. A distorção harmônica total não deve ultrapassar 5 % da corrente fundamental na potência nominal do inversor. Caso a injeção de componente de corrente contínua na rede ultrapasse os 0,5 % da corrente nominal do inversor, este deve cessar o fornecimento de energia em até 1 segundo.

Tabela 1 – Limite de distorção harmônica de corrente

<b>Harmônicas ímpares</b>	<b>Limite de distorção</b>
3 <sup>a</sup> a 9 <sup>a</sup>	< 4,0 %
11 <sup>a</sup> a 15 <sup>a</sup>	< 2,0 %
17 <sup>a</sup> a 21 <sup>a</sup>	< 1,5 %
23 <sup>a</sup> a 33 <sup>a</sup>	< 0,6 %
<b>Harmônicas pares</b>	<b>Limite de distorção</b>
2 <sup>a</sup> a 8 <sup>a</sup>	< 1,0 %
10 <sup>a</sup> a 32 <sup>a</sup>	< 0,5 %

Fonte: Retirado de (NBR 16149, 2014).

Essa norma também especifica os tempos para o sistema fotovoltaico desconectar-se da rede, de acordo dos níveis de tensão e frequência a qual a rede está operando, conforme é apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Resposta às condições anormais de tensão e frequência

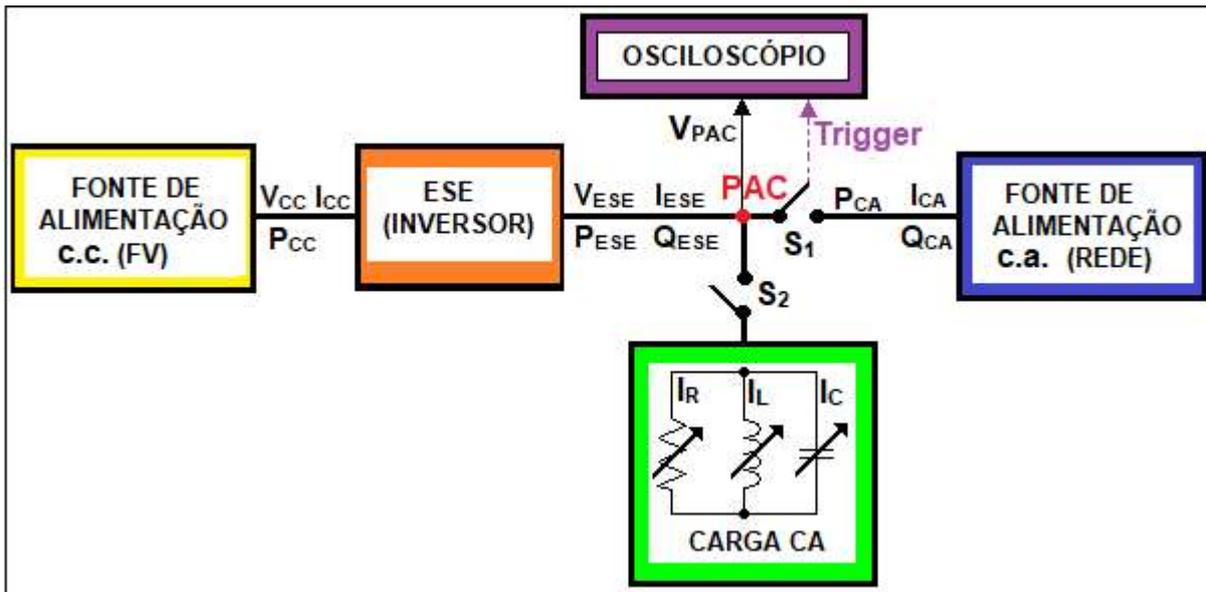
<b>Tensão no ponto comum de</b>	<b>Tempo máximo para desconexão</b>
$V < 80 \%$	0,4 s
$80 \% \leq V \leq 110 \%$	Regime normal de operação
$110 \% < V$	0,2 s
<b>Frequência</b>	<b>Tempo máximo para desconexão</b>
Frequência < 57,5 Hz	0,4 s
Frequência > 62 Hz	0,2 s

Fonte: Retirado de (NBR 16149, 2014).

### 2.1.2 ABNT NBR IEC 62116

Essa norma é uma adoção idêntica, em conteúdo técnico, estrutura e redação, à IEC 62116:2008, e descreve os procedimentos de ensaios de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica (NBR IEC 62116, 2012), o esquemático utilizado para a realização dos ensaios é apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Circuito de ensaio para testes anti-ilhamento



Fonte: Adaptado de (NBR IEC 62116, 2012).

O circuito é formado por um inversor (ESE), uma fonte de alimentação c.c., uma fonte de alimentação c.a., um conjunto de carga RLC e um equipamento para aquisição de dados, o qual pode ser um osciloscópio digital. O ponto onde o inversor, a carga e a rede são interligados em comum, é denominado de Ponto de Acoplamento Comum (PAC). As análises da tensão, corrente e frequência são realizadas com medições feitas no PAC.

O inversor é o equipamento no qual são realizados os testes de anti-ilhamento, sendo alimentado por uma fonte de alimentação c.c. A fonte c.c. emula a saída de um gerador fotovoltaico e deve fornecer a corrente necessária para satisfazer os requisitos de ensaios descritos nessa seção. Um osciloscópio é utilizado para identificar o instante em que o inversor é ilhado, momento no qual a chave  $S_1$  é aberta simulando a perda da rede, que é representada pela fonte de alimentação c.a. O equipamento de aquisição de dados, é utilizado para armazenar os dados de tensão e corrente até o instante que ocorrer a interrupção do fornecimento de energia pelo ESE. A carga é formada por um banco de resistores, capacitores e indutores conectados em paralelo.

Os ensaios descritos na norma, consistem de testes em 31 condições diferentes de carga, cujo procedimento de realização é descrito a seguir:

1. Ajustar a fonte de alimentação c.c. de modo que o ESE opere na potência escolhida.

Em seguida medir o fluxo de potência ativa  $P_{CA}$  e reativa  $Q_{CA}$  do ESE (chave S1 fechada e S2 aberta).

2. Desligar o ESE e abrir a chave S1.
3. Ajustar o circuito RLC para ter o fator de qualidade  $Q_f = 1,0 \pm 0,05$ , seguindo os passos:
  - $Q_L = Q_f P_{ESE}$
  - $Q_C + Q_L = -Q_{ESE}$
4. Fechar as chaves S2 e S1 e ligar o ESE.
5. Abrir a chave S1 para iniciar o ensaio. O tempo de permanência de alimentação ( $t_R$ ), deve ser registrado como o tempo entre a abertura da chave S1, e o instante em que a corrente de saída do ESE decresça e permaneça em 1 % do seu valor nominal.
  - Para a condição de ensaio A mostrado na Tabela 3, ajustar a carga ativa e somente um dos componentes da carga reativa para cada uma das condições de desequilíbrio de carga.
  - Para as condições de ensaio B e C, variar somente um dos componentes da carga reativa em aproximadamente 1,0 % por ensaio, dentro de uma faixa total de 95 % a 105 % do ponto de operação.

Os ensaios são realizados nas faixas de potência mostradas na Tabela 3. As 31 condições do teste anti-ilhamento podem ser vistos na Tabela 14 localizada no Apêndice A.

Tabela 3 – Condições de ensaio de anti-ilhamento de inversores fotovoltaicos

Condição	Potência de saída do ESE, $P_{ESE}$	Tensão de entrada do ESE (Tensão da fonte de alimentação c.c.)
<b>A</b>	Máxima	> 75 % da faixa de tensão nominal
<b>B</b>	50 % - 66 % da máxima	50 % da faixa de tensão nominal, $\pm 10$ %
<b>C</b>	25 % - 33 % da máxima	< 20 % da faixa de tensão nominal

Fonte: Adaptado de (IEC 62116, 2014).

Na Tabela 4 é apresentado o tempo máximo para o inversor se desconectar da rede, de acordo com as condições de tensão e frequência da rede, de modo que, se a frequência for menor do que 58,5 Hz, ou maior do que 61,5 Hz, o inversor deve encerrar o fornecimento de energia em até 1 segundo. Caso o valor da tensão se torne menor do que 0,85 pu, ou maior do que 1,15 pu, o inversor deve cessar o fornecimento de energia em no máximo 2 segundos.

Tabela 4 – Tempo de desconexão da rede de acordo com os níveis de tensão ou frequência

Frequência no PAC			
Frequência mínima	Frequência nominal	Frequência máxima	Tempo (s)
58,5 Hz	60 Hz	61,5 Hz	1
Tensão no PAC			
Tensão mínima (pu)	Tensão nominal (pu)	Tensão máxima (pu)	Tempo (s)
0,85 V	1 V	1,15 V	2

Fonte: Adaptado de (NBR IEC 62116, 2012).

## 2.2 ILHAMENTO

O ilhamento ocorre quando a rede elétrica é desconectada de um sistema formado por cargas e Geração Distribuída (GD), e esse sistema continua sendo alimentado pela GD. Nessa condição ou quando a rede estiver operando fora das condições normais de tensão e frequência especificada por norma, o inversor fotovoltaico deve identificar o problema e cessar o fornecimento de energia (NBR 16149, 2014; SILVA, 2016). Na Figura 6 é mostrado a formação de uma ilha. Nesse caso, ocorreu a queda de uma árvore na fiação, a mesma se rompeu, porém, a torre 2 ainda está energizada, sendo alimentada pelo inversor do consumidor.

O ilhamento é uma problema para a concessionária de energia, sendo ela é responsável pela qualidade da energia elétrica e segurança dos serviços prestados. No entanto, a operação em modo ilhado é controlado pela GD e pode operar fora dos limites de frequência e tensão nominal, tendo em vista que aquela parte da rede não está mais sob o controle da concessionária de energia elétrica.

Alguns dos principais motivos que ocasionam o ilhamento segundo (GONCALVES, 2011):

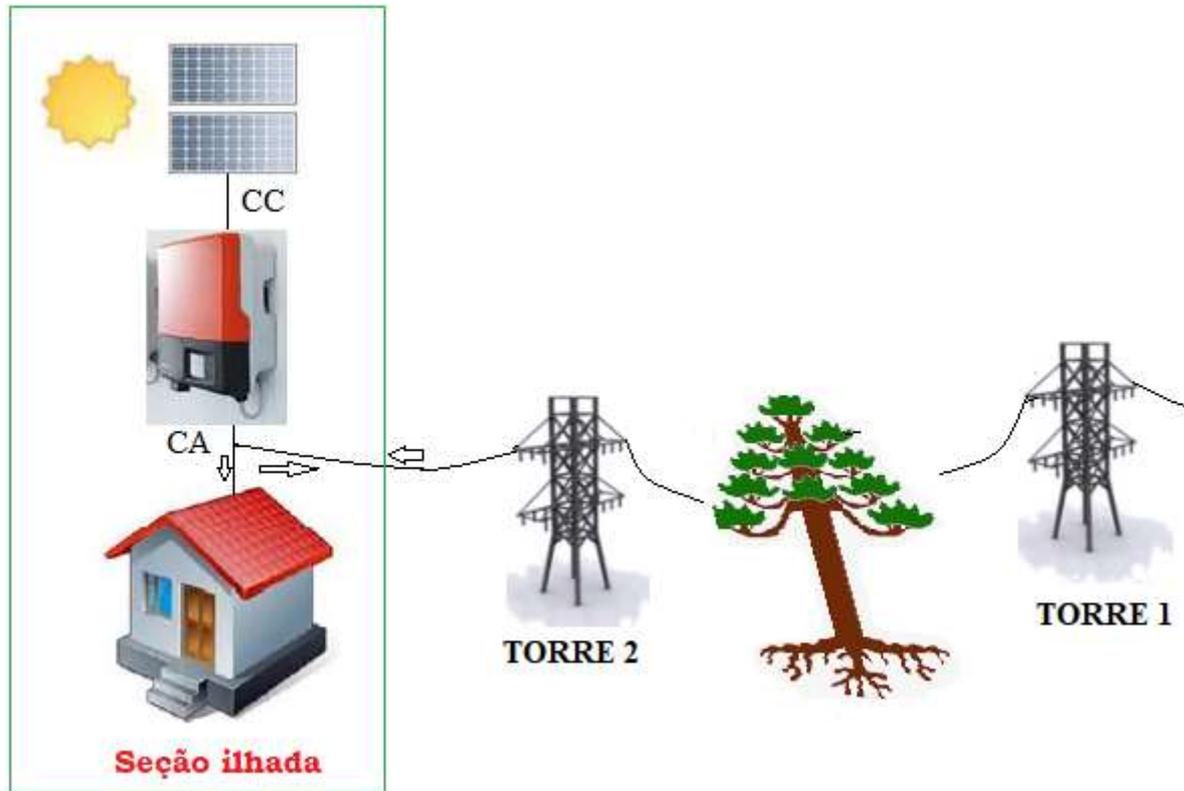
- Desligamento dos disjuntores para manutenção programada;
- Acionamento dos dispositivos de proteção;
- Problemas ambientais (quedas de árvores nas linhas de distribuição);
- Falhas humanas.

Conforme apresentado por (GONCALVES, 2011; LAOUR et al., 2014; NBR 16149, 2014; SILVA, 2016) os principais problemas relacionados a operação em modo ilhado são:

- Os equipamentos dos consumidores e da concessionária podem ser danificados se a rede pública for religada com a ilha fora de sincronismo;
- Qualidade de energia produzida com índices inferiores aos estabelecidos por norma;
- Operação errônea de equipamentos de proteção;

- A rede permanece energizada, resultando em risco de morte para os profissionais de manutenção do sistema.

Figura 6 – Formação de ilha



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Os problemas acima citados expõem a necessidade da detecção rápida e precisa do ilhamento por parte do inversor para aplicação fotovoltaica ou de qualquer outra aplicação de fonte de energia alternativa que seja conectada à rede, cessando o fornecimento de energia, e por consequência garantindo maior confiabilidade do sistema de energia.

Atualmente existem vários métodos para a detecção do fenômeno de ilhamento, aos quais são abordados em mais detalhes na próxima seção.

## 2.3 MÉTODOS ANTI-ILHAMENTO

Nessa seção são apresentados os principais métodos anti-ilhamento.

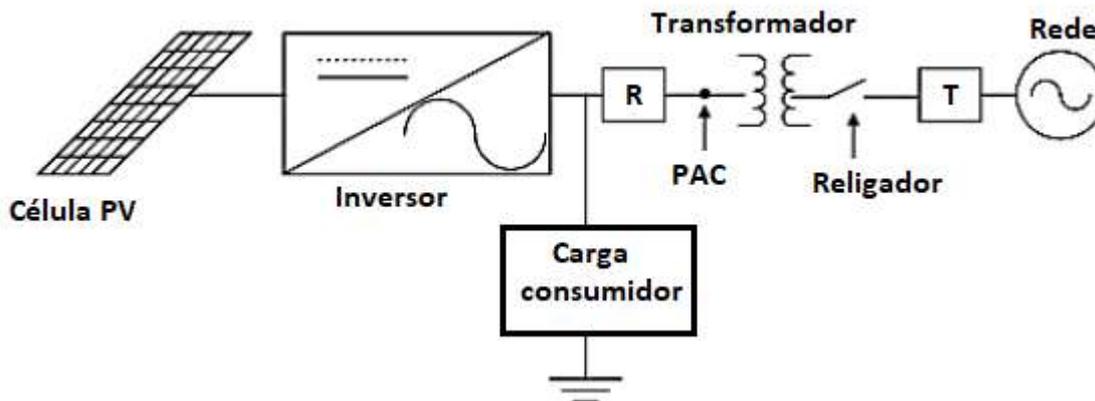
### 2.3.1 Métodos remotos anti-ilhamento

O sistema SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) monitora os estados dos disjuntores da rede elétrica desde a subestação da concessionária até os geradores distribuídos. Caso ocorra algum ilhamento, o sistema identifica a área isolada e um esquema de teleproteção pode ser utilizado para comandar o desligamento dos geradores

distribuídos (VIEIRA Jr., 2011; YIN; CHANG; DIDUCH, 2004). A principal vantagem é a confiabilidade, e caso haja um sistema de instrumentação e comunicação adequado, a rede pode fazer o controle parcial ou total desse inversor. A desvantagem é o elevado custo de implementação.

O sistema PLCC (*Power Line Carrier Communication*) faz a comunicação por um transmissor instalado no secundário do transformador da subestação da concessionária, conforme pode ser observado na Figura 7, e um receptor instalado no lado do consumidor no PAC (Ponto de Acoplamento Comum). Sinais de frequência tipicamente inferiores a 500 Hz trafegam pela própria rede e podem alcançar todos os inversores equipados com receptores para esses sinais. Caso algum gerador não receba o sinal, é identificado a condição de ilhamento e o inversor se desconecta da rede (VIEIRA Jr., 2011).

Figura 7 – Configuração do sistema PLCC com (T) transmissor e (R) receptor



Fonte: Adaptado de (HATATA; ABD-RABOH; SEDHOM, 2016).

No SPD (*Signal Produced by Disconnect*) a GD recebe o sinal de um pequeno transmissor que monitora o religador da rede. Quando o religador abre, um sinal é transmitido para o inversor para cessar o fornecimento de energia. A comunicação é realizada de forma contínua através de sinais de telefone, micro-ondas, rádio, fibra óptica, ou outros, de modo que o inversor é continuamente informado sobre o estado da rede. Esse método tem como principal vantagem a não existência de zona de não detecção (*Nondetection zone-NDZ*). Uma NDZ é uma faixa de tensão ou frequência na qual o método anti-ilhamento não detecta o ilhamento. O método SPD também possui a vantagem de poder ser coordenado pela rede. A desvantagem além do custo elevado, é a complexidade da implementação (HATATA; ABD-RABOH; SEDHOM, 2016).

### 2.3.2 Métodos passivos anti-ilhamento

Os inversores fotovoltaicos são projetados para operar na tensão nominal da rede, tendo uma margem de variação de tensão e frequência para a qual é permitido a sua operação. Sendo os limites dessa faixa de operação utilizados pelos dispositivos de proteção

para detectar anomalias da rede e cessar o fornecimento de energia. Também podem utilizar a monitoração de parâmetros como afundamento da tensão, impedância da rede, THD, entre outros.

### 2.3.2.1 Método de detecção OUV-OUF (Sobre/subtensão – Sobre/subfrequência)

Todos dos geradores distribuídos conectados à rede precisam ter incorporados as seguintes proteções:

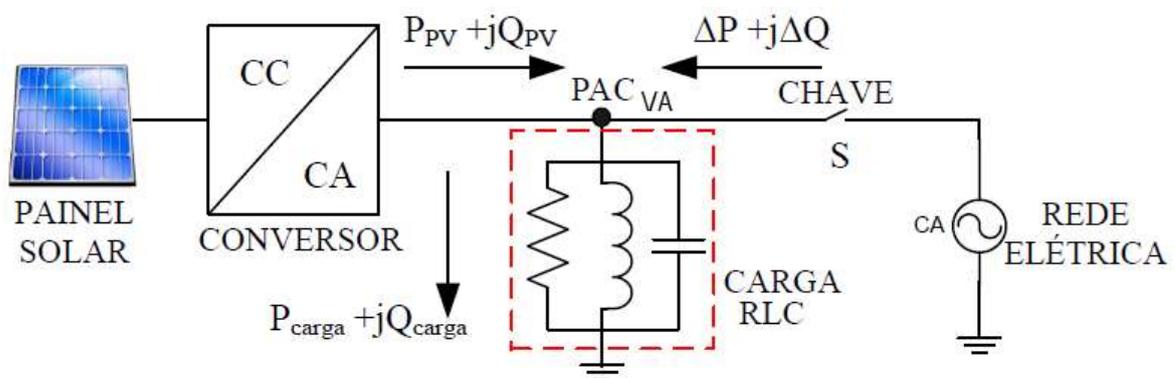
- Proteção por subtensão (*UnderVoltage Protection* - UVP);
- Proteção por sobtensão (*OverVoltage Protection* - OVP);
- Proteção por subfrequência (*UnderFrequency Protection* - UFP);
- Proteção por sobrefrequência (*OverFrequency Protection* - OFP).

Esses dispositivos têm a função de proteção dos equipamentos dos consumidores e atuam na prevenção de ilhamento, e não degradam a qualidade da energia entregue à rede, conforme ocorre em alguns métodos ativos (HATATA; ABD-RABOH; SEDHOM, 2016; SILVA, 2016).

O método de detecção de OUV-OUF é simples de ser implementado, operando apenas no monitoramento das grandezas (tensão e frequência) no ponto de acoplamento comum (PAC) e comparando com os limites de acordo com as normas de cada país (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b). Quando os valores da tensão ou frequência ultrapassam os limites expostos pelas normais, a proteção atua e cessa o fornecimento para à rede.

Para entender melhor, considere o circuito da Figura 8. O sistema é formado pelo inversor fotovoltaico (conversor c.c.-c.a.), uma carga exemplificada por um circuito RLC paralelo e um religador que simula a perda da rede. O balanço energético no PAC é dado por:

Figura 8 – Esquema de um sistema fotovoltaico conectado à rede



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

$$\Delta P = P_{Load} - P_{PV}, \quad (2.1)$$

$$\Delta Q = Q_{Load} - Q_{PV}, \quad (2.2)$$

Onde:

$\Delta P$  - Potência ativa fornecida ou consumida pela rede, em Watts [W];

$P_{PV}$  - Potência ativa gerada pelo sistema fotovoltaico, em Watts [W];

$P_{Load}$  - Potência ativa consumida pela carga, em Watts [W];

$\Delta Q$  - Potência reativa fornecida ou consumida pela rede, em  $VAR_L$ , ou  $VAR_C$ ;

$Q_{PV}$  - Potência reativa gerada pelo sistema fotovoltaico, em  $VAR_L$ , ou  $VAR_C$ ;

$Q_{Load}$  - Potência reativa consumida pela carga, em  $VAR_L$ , ou  $VAR_C$ .

Os sistemas fotovoltaicos são tipicamente projetados para operar com fator de potência unitário (SILVA, 2016), resultando em  $Q_{PV} = 0$  e  $\Delta Q = Q_{Load}$ .

Sendo  $VA$  a tensão no PAC, a potência ativa e reativa consumida pela carga RLC é dada por:

$$P_{Load} = \frac{VA^2}{R}, \quad (2.3)$$

$$Q_{Load} = VA^2 \left[ \frac{1}{2\pi fL} - 2\pi fC \right], \quad (2.4)$$

Onde:

$VA$  - Valor eficaz da tensão no PAC, em volts [V];

$R$  - Resistência da carga, em Ohm [ $\Omega$ ];

$L$  - Indutância da carga, em Henry [H];

$C$  - Capacitância da carga, em Faraday [F];

$f$  - Frequência da rede, em Hertz [Hz].

O fator de qualidade ( $Q_f$ ), é dado por:

$$Q_f = R\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\sqrt{Q_{L_{Load}}Q_{C_{Load}}}}{P_{Load}} \quad (2.5)$$

Onde:

$Q_{L_{Load}}$  - Representa a parcela de potência reativa indutiva, consumida pela carga;

$Q_{C_{Load}}$  - Representa a parcela de potência reativa capacitiva, consumida pela carga;

$P_{Load}$  - Representa a parcela de potência ativa, consumida pela carga.

Quando ocorre o ilhamento (perda da rede representada pela abertura da chave), o comportamento do circuito depende do consumo de potência ativa e reativa no instante anterior ao ilhamento, que será denotado por  $\Delta P^-$  e  $\Delta Q^-$ , respectivamente. Há 5 possíveis casos de consumo de potência de interesse:

1.  $\Delta P^- > 0$  e  $\Delta Q^- = 0$ . Nesse caso, a potência ativa consumida pela carga é maior do que a potência gerada pelo sistema fotovoltaico, e a diferença de potência é drenada da rede. Quando a chave abrir, a tensão no PAC cairá e poderá ser detectada pela proteção de subtensão evitando o ilhamento.
2.  $\Delta P^- < 0$  e  $\Delta Q^- = 0$ . Nesse caso, a potência ativa consumida pela carga é menor do que a potência gerada pelo sistema fotovoltaico, e a diferença de potência é transferida para a rede. Quando a chave abrir, a tensão na PAC irá se elevar e poderá ser detectada pela proteção de sobretensão evitando o ilhamento.
3.  $\Delta Q^- > 0$  e  $\Delta P^- = 0$ . Nesse caso, a parcela de potência reativa indutiva é maior do que a capacitiva, conforme (2.4). Quando a chave abrir,  $\Delta Q = 0$ , e assumindo que  $Q_{PV} = 0$ , a parcela de potência indutiva deve diminuir e a parcela capacitiva deve aumentar, para que isso ocorra, a frequência deve aumentar e poderá ser detectado pela proteção de sobrefrequência, evitando o ilhamento.
4.  $\Delta Q^- < 0$  e  $\Delta P^- = 0$ . Nesse caso, a parcela de potência indutiva é menor do que a capacitiva, conforme (2.4). Quando a chave abrir  $\Delta Q = 0$ , e assumindo que  $Q_{PV} = 0$ , a parcela de potência indutiva deve aumentar e a parcela capacitiva deve diminuir, para que isso ocorra, a frequência deve diminuir e poderá ser detectada pela proteção de subfrequência, evitando o ilhamento.
5.  $\Delta P^- = \Delta Q^- = 0$ . Nesse caso, toda a potência ativa gerada pelo sistema fotovoltaico é consumida pela carga, a qual ainda possui a frequência de ressonância igual a frequência da rede, não consumindo potência reativa. Quando a chave abrir, não haverá mudanças significativas na tensão e frequência, de modo que os sistemas de proteção OUV/OUF não evitarão o ilhamento.

O Caso 5, demonstra que as dificuldades de atuação dos sistemas de proteção surgem quando a geração fotovoltaica é próxima da demanda pela carga. Nestes casos, as mudanças da tensão são insuficientes para habilitar as proteções do sistema. Assim os limites de proteção dever ser escolhidos de forma cuidadosa para minimizar a ocorrência de atuação indevida, que podem ocorrer devido ao chaveamento de cargas ou curto-circuito (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999a; VIEIRA Jr., 2011).

Essa limitação leva a formação de uma região denominada de Zona de Não Detecção (*Non Detection Zone* - NDZ), sendo esse um parâmetro utilizado para determinar a

confiabilidade de um método com base do descasamento de potências ativas e reativas. Também pode ser definido como as condições de carregamento para as quais um método de detecção de ilhamento irá falhar (ZEINELDIN; KENNEDY, 2011). A região NDZ é calculada pelos limites superiores e inferiores para a frequência e a amplitude da tensão de cada país (REIS, 2016).

Os Casos 3 e 4 podem ser expressos em termos da condição de fase. O sistema fotovoltaico altera a frequência até que a seguinte condição seja satisfeita:

$$\arg [R^{-1} + j\omega C - j(\omega L)^{-1}] = 0 \quad (2.6)$$

Quando essa condição ocorre, é encontrado a frequência de ressonância da carga, dada por:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.7)$$

Nessa condição o sistema entra em regime, operando assim com a corrente em fase com a tensão (fator de potência unitário). Caso a frequência de ressonância da carga esteja fora dos limites de proteção de OUF, o ilhamento não será detectado.

Para os Casos 1 e 2, com a rede conectada, a potência consumida pela carga é dada por:

$$P_{Load} = \frac{VA^2}{R} \quad (2.8)$$

Após a formação da ilha, a tensão  $V'$  e a potência ativa da carga assumem valores iguais aos do sistema fotovoltaico, logo:

$$P_{PV} = \frac{V'^2}{R} \quad (2.9)$$

Utilizando (2.8) e (2.9), tem-se a nova tensão após a formação da ilha, dada por:

$$V' = VA \sqrt{\frac{P_{PV}}{P_{Load}}} \quad (2.10)$$

Onde:

$V'$  - Tensão no PAC após a formação da ilha.

A mesma análise da frequência, é válida para a tensão, caso, a nova tensão ( $V'$ ), esteja fora dos limites de proteção de OUV, o ilhamento será evitado.

Segundo (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011) os valores de  $\Delta P$  e  $\Delta Q$  que atingem a proteção de OUF ou OUV podem ser determinados por:

OUF:

$$Q_f \left( 1 - \left( \frac{f}{f_{\min}} \right)^2 \right) \leq \frac{\Delta Q}{P_{PV}} \leq Q_f \left( 1 - \left( \frac{f}{f_{\max}} \right)^2 \right) \quad (2.11)$$

OUV:

$$\left( \frac{VA}{V_{\max}} \right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta P}{P_{PV}} \leq \left( \frac{VA}{V_{\min}} \right)^2 - 1 \quad (2.12)$$

Onde:

$f_{\min}$  - Frequência mínima, em Hz;

$f_{\max}$  - Frequência máxima, em Hz;

$V_{\max}$  - Tensão máxima, em V;

$V_{\min}$  - Tensão mínima, em V.

Utilizando o fator de qualidade  $Q_f = 1$  e os limites de tensão e frequência estabelecidos pela (NBR IEC 62116, 2012), conforme Tabela 5, é possível determinar a NDZ da proteção de sobre/subtensão e sobre/subfrequência.

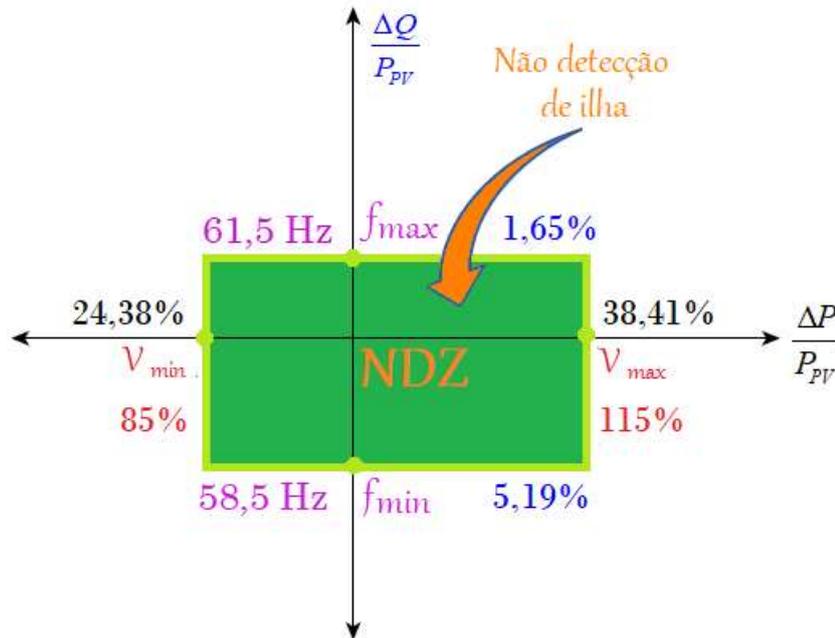
Tabela 5 – Especificações nominais de tensão e frequência no PAC

Frequência no PAC		
Frequência mínima	Frequência nominal	Frequência máxima
58,5 Hz	60 Hz	61,5 Hz
Tensão no PAC		
Tensão mínima (pu)	Tensão nominal (pu)	Tensão máxima (pu)
0,85 V	1 V	1,15 V

Fonte: Retirado de (NBR IEC 62116, 2012).

Os desbalanços entre a faixa de  $-24,38 \% \leq \frac{\Delta P}{P_{PV}} \leq 38,41 \%$  e  $-5,19 \% \leq \frac{\Delta Q}{P_{PV}} \leq 1,65 \%$  correspondentes a região de desvio de tensão e frequência, a qual está dentro da faixa de operação do sistema elétrico, e os relés de proteção que monitoram tensão e frequência não atuarão. Essa é a NDZ para esses dispositivos. A Figura 9 mostra uma NDZ, sendo as variações de potência ativa representadas no eixo x e as variações de potência reativa no eixo y.

Figura 9 – Exemplo de NDZ



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Conforme os resultados de testes conduzidos por (KERN, 1997) os inversores precisariam operar em condições extremas de potência para que seja atingida as condições de sobretensão/subtensão necessárias para atingir os limites de proteção. E não funcionaria bem em muitos geradores distribuídos.

### 2.3.2.2 Phase Jump Detection (PJD)

Esse método monitora a tensão e a corrente de saída do inversor no PAC. Então determina a fase entre os dois e monitora se ocorreu um salto brusco de fase da tensão conforme mostra a Figura 10. Em condição normal de operação, a corrente do inversor (fonte de corrente controlada em tensão) é sincronizada com a rede nos cruzamentos por zero da tensão no PAC e então é possível verificar uma eventual mudança de fase (CARVALHO, 2016; HOBBS, 2009).

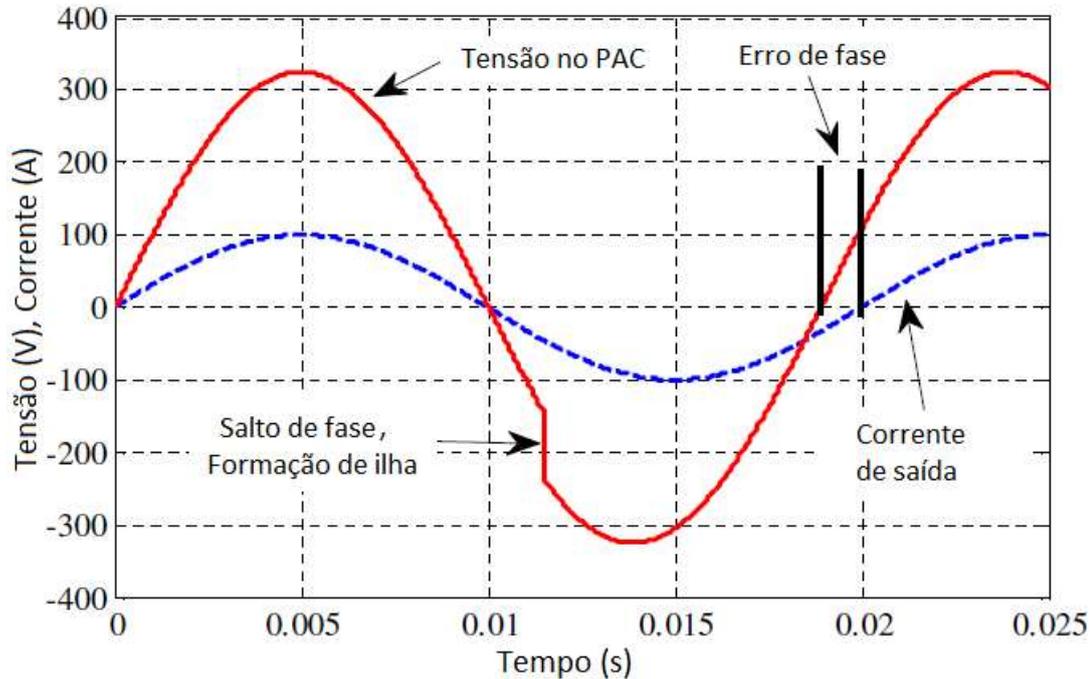
A NDZ do método PJD pode ser aproximada pelo critério de fase, similar para o OUF (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b).

$$\left| \arg\{R^{-1} + j\omega C - j(\omega L)^{-1}\} \right| \geq \phi_{th} \quad (2.13)$$

Onde  $\omega$  é a frequência de  $va$  e  $\phi_{th}$  é o limite de fase na qual é configurado para detectar o ilhamento. O ilhamento será evitado, se a fase da carga na frequência da rede for maior do que o limite de proteção  $\phi_{th}$ .

As vantagens desse método segundo (RICCIARDI, 2010) são:

Figura 10 – Exemplo de detecção por PJD



Fonte: Adaptado de (HOBBS, 2009).

- Facilidade de implementação, tendo em vista que o PLL já é exigido no inversor para sincronização;
- Não afeta a qualidade da energia entregue a rede.

As desvantagens segundo (RICCIARDI, 2010) são:

- Dificuldade de selecionar os limites que fornecem a detecção confiável do ilhamento, sem resultar em desconexões aleatórias;
- No acionamento de motores e chaveamento de banco de capacitores, podem ocorrer salto de fase transitória com amplitude significativa e isso causará a desconexão do inversor de forma indevida, se os limites não forem muito alto;
- Uma carga com ângulo de fase nula na frequência da rede, não produz erro de fase quando a rede é desconectada.

### 2.3.2.3 Detecção de harmônicas (THD)

Esse método é baseado na medição do conteúdo harmônico da tensão ou corrente no PAC, e caso supere um dado limite, o inversor detecta o ilhamento e se desconecta. Em condições normais de operação, a THD é baixa, sendo absorvido o conteúdo harmônico das comutações do conversor pela rede, devido a sua baixa impedância. Quando a rede é desconectada, os harmônicos produzidos pelo inversor são desviados para a carga, que em geral é maior do que a impedância da rede, incrementando assim o conteúdo harmônico do PAC (GUHA; HADDAD; KALAANI, 2015; LÓPEZ, 2009).

Em (KOBAYASHI et al., 1991) é demonstrado que uma alternativa é monitorar apenas a terceira harmônica de tensão, a qual tem um aumento significativo na condição de ilhamento, conforme mostrado na Figura 11 causada pela histerese dos transformadores conectados na parte ilhada da rede de distribuição.

Figura 11 – Espectro harmônico da tensão da linha de distribuição



Fonte: Adaptado de (KOBAYASHI et al., 1991).

O sistema pode ser visto como uma fonte rígida que impõe a tensão e a fase, o ângulo de fase de carga deve ser o mesmo antes da rede ser desconectada, e, portanto, *va* deve saltar para esta nova fase. Na próxima passagem por zero da tensão, o erro de fase resultante da nova tensão e a corrente de saída do inversor pode ser utilizado para prevenir o ilhamento.

Em teoria, o método de monitoramento de harmônica de tensão prometeu ser altamente bem-sucedido na detecção de ilhas sob uma ampla gama de condições (KOBAYASHI et al., 1991).

Assim como as outras técnicas passivas, a dificuldade maior é estabelecer os limites para detecção harmônica evitando desconexão desnecessária, principalmente para cargas com características de filtro passa-baixa ou cargas que são não lineares e com elevada distorção (LÓPEZ, 2009; YIN; CHANG; DIDUCH, 2004). Esse método pode falhar quando a carga conectada possuir elevado fator de qualidade e quando a corrente de saída do inversor possui distorção harmônica muito baixa (GUISSO, 2015; NETO, 2012).

### 2.3.3 Métodos ativos anti-ilhamento

Em geral os métodos passivos observam o valor eficaz da tensão e a frequência de um período no PAC para a condição anormal, podem falhar quando o sistema é casado (embora existam alguns casos para os quais isso não vale), por essa razão muitos métodos ativos foram desenvolvidos (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b).

Assim como os métodos passivos, os métodos ativos também monitoram os valores de tensão e frequência no PAC. No entanto, esses métodos interagem com o sistema por meio da introdução de distúrbios na amplitude, frequência ou fase da corrente de forma intencional, na tentativa de desestabilizar a tensão ou frequência na ausência da rede, como o objetivo de reduzir a NDZ. A ideia é que uma pequena perturbação resulte em mudanças significativas da tensão ou frequência no PAC quando o sistema está ilhado, mas essa mudança é insignificante quando a rede está conectada (MAHAT; CHEN; BAK-JENSEN, 2008).

Os métodos ativos são mais eficientes do que os métodos passivos, no entanto, os métodos ativos podem causar instabilidade e afetar a qualidade da energia entregue à rede (CANO, 2017; VELASCO; TRUJILLO; NARVAEZ, 2015).

A seguir será apresentado os principais métodos de detecção anti-ilhamento ativos.

#### 2.3.3.1 Active Frequency Drift (AFD)

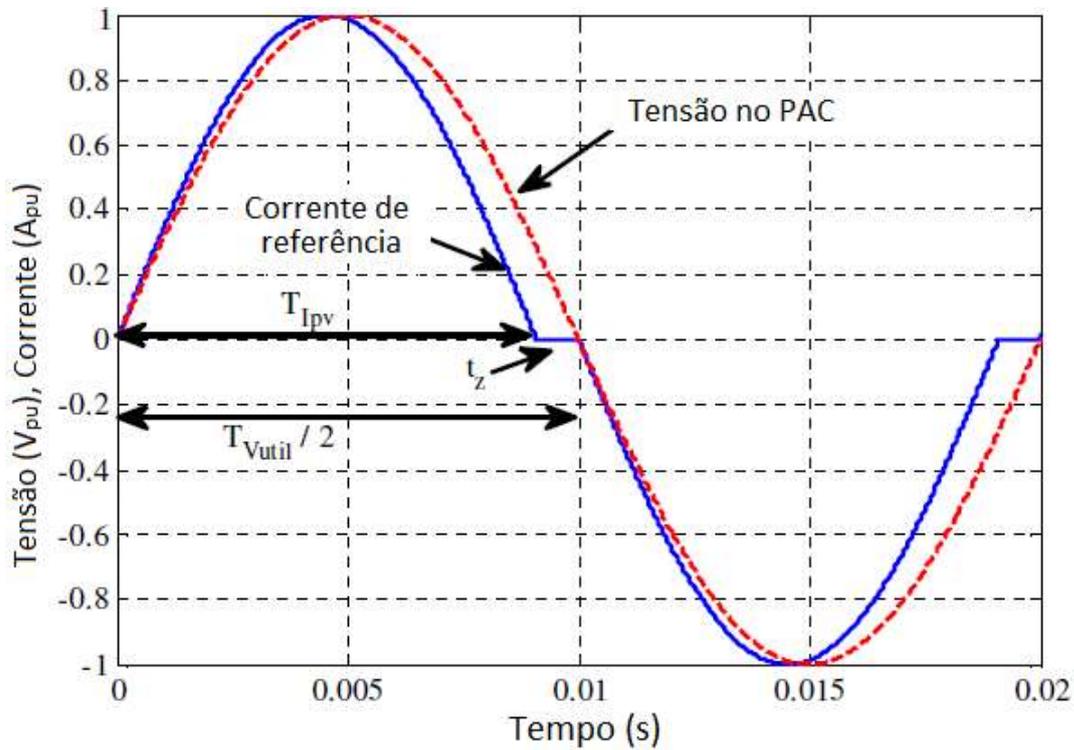
Nesse método a forma de onda de corrente injetada pelo inversor fotovoltaico é levemente distorcida de tal modo que há uma tendência a alterar a frequência. Quando a rede está conectada, ela controla a frequência. Quando a rede está desconectada a tensão no PAC é forçada a alterar a frequência para cima ou para baixo, buscando a frequência de ressonância da carga (ROPP, 1998).

A forma de onda da corrente é mostrada na Figura 12, sendo a frequência levemente maior do que a frequência da tensão no PAC, e quando a corrente cruza o zero, permanece nula até o início do próximo semiciclo da tensão. De forma análoga ocorre para o semiciclo negativo.

A razão entre o tempo de corrente nula  $T_Z$  e meio ciclo de rede ( $\frac{T_{REDE}}{2}$ ), é definida como fração de corte ( $c_f$ ), conforme (2.14) está relacionado a quanto a frequência da corrente do inversor será desviada do valor nominal da tensão da rede, caso ocorra o ilhamento (TRUJILLO et al., 2010). Esse fator é limitado de acordo com a THD permitida pelas normas (IEEE STD 929-2000, 2000; NBR IEC 62116, 2012). Um valor baixo do fator de corte pode levar muito tempo até atingir os limites de proteção de frequência, por outro lado, um valor elevado, eleva o nível de THD.

$$c_f = \frac{T_Z}{\left(\frac{T_{REDE}}{2}\right)} = \frac{2T_Z}{T_{REDE}} \quad (2.14)$$

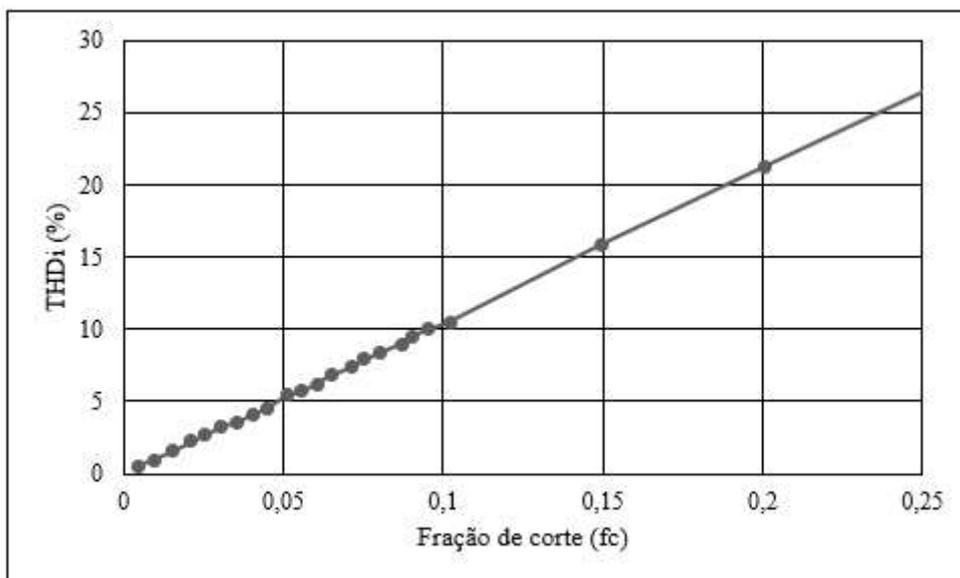
Figura 12 – Exemplo de forma de onda de corrente utilizando o método anti-ilhamento AFD



Fonte: Adaptado de (HOBBS, 2009).

Conforme demonstrado por (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b), a THD é linearmente depende de  $c_f$ , conforme pode ser visto na Figura 13. É necessário manter a THD abaixo de 5 % (NBR 16149, 2014), sendo esse o pior caso e o máximo  $c_f$  que ainda atende a norma é 5 %.

Figura 13 – A influência da fração de corte na THD da corrente



Fonte: Adaptado de (ROPP, 1998)

O desvio de frequência ( $\Delta f$ ) produzido por  $c_f$  é dada por (2.15) e a frequência da forma de onda da corrente do inversor ( $f_i$ ) é dada por (2.16).

$$\Delta f = c_f f \quad (2.15)$$

$$f_i = f + \Delta f \quad (2.16)$$

A forma de onda da corrente de referência é dada por:

$$I_{ref}(t) = \begin{cases} I_{pk} \sin(2\pi f_i t) & ; 0 < t \leq \pi - t_z \\ 0 & ; \pi - t_z < t \leq \pi \\ I_{pk} \sin(2\pi f_i t) & ; t + \pi; \pi < t \leq 2\pi - t_z \\ 0 & ; 2\pi - t_z < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.17)$$

Na condição de ilhamento, quando essa forma de onda é aplicada em uma carga resistiva, a tensão na carga irá seguir essa forma de onda distorcida, e terá o cruzamento por zero em um tempo menor  $T_{REDE} - T_Z$  do que se fosse aplicado uma tensão puramente senoidal, dando origem a um erro de fase entre  $v_a$  e  $i_{PV}$ . O inversor incrementa a frequência para eliminar o erro de fase, e por consequência, a tensão novamente tem seu cruzamento adiantado de onde era esperado, o inversor detecta o erro e incrementa novamente a frequência. Esse processo continuará incrementando a frequência até que o inversor detecte o ilhamento.

Um critério de fase para uma frequência estável (para o limite de um ciclo), pode ser dada por (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b).

$$\arg [R^{-1} + j\omega C - j(\omega L)^{-1}] = -0,5\omega t_Z = -0,5\pi c_f \quad (2.18)$$

Após a estabilização da frequência dada por (2.18) não haverá mais mudanças. A frequência de regime será ligeiramente superior à frequência de ressonância da carga. Caso essa frequência e a mudança de amplitude da tensão esteja dentro dos limites de proteção, a ilha não será evitada. O método AFD desloca a NDZ, porém um valor grande de  $c_f$  pode ser necessário para ter um desempenho satisfatório, que levaria a uma distorção significativa na corrente de saída do inversor (ROPP, 1998).

A principal vantagem desse método consiste na praticidade de implementação e alta efetividade em uma larga gama de condições de ilhamento. As desvantagens são as perturbações que prejudicam a qualidade da energia, além de apresentar uma grande NDZ (ROPP, 1998; TRUJILLO et al., 2010; VIEIRA Jr., 2011). Conforme verificado por (KERN, 1997) esse método previne o ilhamento para cargas resistivas puras, no entanto, quando adicionada uma capacitância à carga, a capacitância interage de forma a diminuir a frequência da ilha, e uma indutância de forma a aumentar a frequência da ilha. Sendo

assim, independente do deslocamento de frequência, sempre é possível adicionar uma capacitância ou indutância para neutralizar o deslocamento de frequência e esse método deve ser utilizado em conjunto com outro método.

### 2.3.3.2 Slide-Mode Frequency Shift (SMS)

Nesse método, apresentado pelos pesquisadores japoneses (YUYAMA et al., 1994), o ângulo de fase entre a tensão e a corrente do inversor, conforme Figura 14 (a), em vez de ser sempre controlada para ser zero, é realizada para ser uma função da frequência de  $v_a$ , utilizando assim, o conceito de realimentação positiva para desestabilizar a frequência da tensão do inversor na ausência da rede.

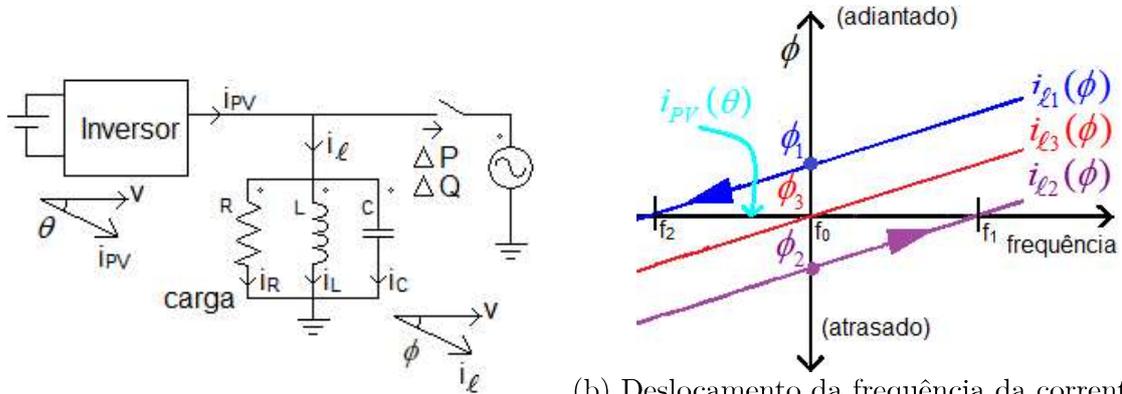
Conforme visto anteriormente, o inversor fotovoltaico é normalmente controlado em corrente e deve operar com a mesma frequência, e em fase com a tensão no PAC. Independente da mudança de frequência, a curva de corrente do inversor  $i_{PV}(\theta)$  é uma reta sobre o eixo da frequência (deve ter  $\phi = 0$  para todas as frequências), conforme mostrada na Figura 14 (b). É assumido fator de potência adiantado, para o ângulo  $\phi$  acima do eixo da frequência e fator de potência atrasado, para o ângulo abaixo do eixo da frequência.

Uma carga com fator de potência adiantado (na frequência nominal da rede  $f_0$ ), representado pela reta  $i_{\ell 1}(\phi)$ , na operação em ilhamento, terá o ponto de equilíbrio na frequência  $f_2$ . Para uma carga com fator de potência atrasado (na frequência nominal da rede  $f_0$ ), representado pela reta  $i_{\ell 2}(\phi)$ , na operação em ilhamento, terá o ponto de equilíbrio na frequência  $f_1$ . Em outras palavras, na ausência da rede, para uma carga com fator de potência adiantado, o erro de frequência gerado no PLL do controle do inversor será negativo e o deslocamento de frequência será para a esquerda (diminuindo a corrente do capacitor e aumentando a corrente do indutor) até o ponto  $f_2$ , onde o ângulo da carga é o mesmo da corrente do inversor, obtendo assim, fator de potência unitário ( $|i_L| = |i_C|$ ).

De forma análoga, na ausência da rede, para uma carga com fator de potência atrasado, o erro de frequência gerado no PLL do controle do inversor será positivo e o deslocamento de frequência será para a direita (aumentando a corrente do capacitor e diminuindo a corrente do indutor) até o ponto ( $f_1$ ), onde o ângulo da carga é o mesmo da corrente do inversor, obtendo-se assim, fator de potência unitário ( $|i_L| = |i_C|$ ).

Para uma carga com fator de potência unitário na frequência da rede, representada pela reta  $i_{\ell 3}(\phi)$ , não haverá mudança de frequência na ausência da rede.

Figura 14 – Modelo do circuito durante o ilhamento e deslocamento da frequência da corrente



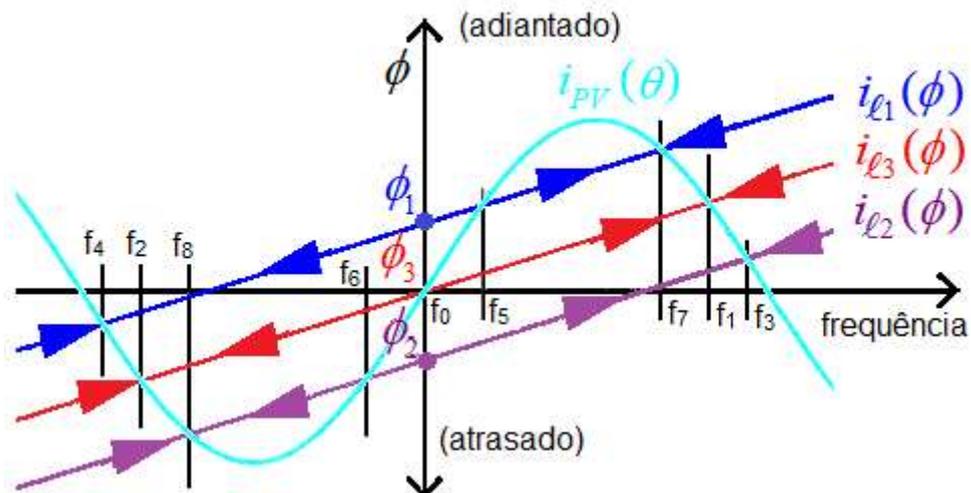
(a) Modelo do circuito durante o ilhamento

(b) Deslocamento da frequência da corrente do inversor e carga

Fonte: Adaptado de (YUYAMA et al., 1994).

Pode-se concluir, que o ponto de equilíbrio na operação em ilhamento, é obtido pela intersecção da reta de corrente de carga  $i_l(\phi)$  com a reta de corrente do inversor  $i_{PV}(\theta)$ , de modo que, se a curva  $i_l(\phi)$  está abaixo da curva de  $i_{PV}(\theta)$  durante a operação normal, na ausência da rede, a frequência aumentará, caso contrário, se  $i_l(\phi)$  está acima da curva de  $i_{PV}(\theta)$ , na ausência da rede, a frequência irá diminuir. Assim, a fase da corrente do inversor é projetada para ter uma curva especial, em formado de  $S$ , como mostrado com  $i_{PV}(\theta)$  na Figura 15, (YUYAMA et al., 1994).

Figura 15 – Curva do comportamento do ângulo da corrente para o método SMS



Fonte: Adaptado de (YUYAMA et al., 1994).

Para a Figura 15, tem-se as seguintes situações.

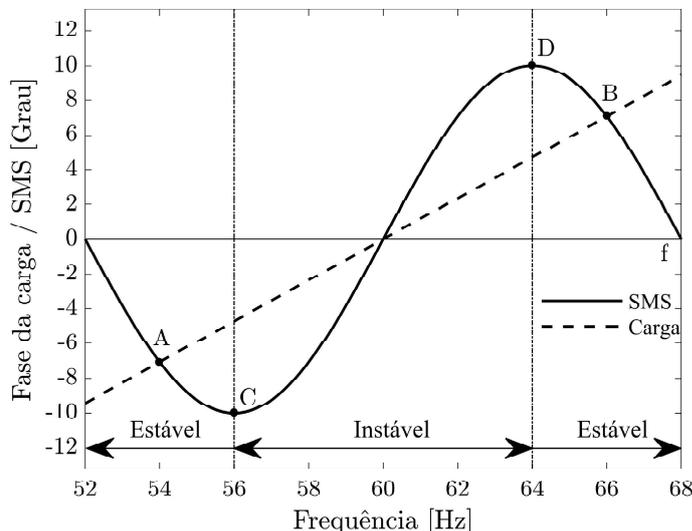
1. Para a carga com corrente  $i_{l1}(\phi)$  com fator de potência adiantado em  $f(FP = \phi_1)$ , na ausência da rede, o ponto de equilíbrio é dado em  $f_4$ . No ponto  $(f, 0)$  a reta

de  $i_{\ell 1}(\phi)$  está acima da curva de  $i_{PV}(\theta)$ , logo a frequência é decrementada até  $f_4$ . Também poderia deslocar até  $f_8$ , caso a carga esteja flutuando.

2. Para a carga com corrente  $i_{\ell 2}(\phi)$  com fator de potência em atrasado em  $f(FP = -\phi_2)$ , na ausência da rede, o ponto de equilíbrio é dado em  $f_3$ . No ponto  $(f, 0)$  a reta de  $i_{\ell 2}(\phi)$  está abaixo da curva de  $i_{PV}(\theta)$ , logo a frequência é incrementada até  $f_3$ . Também poderia ser deslocada até  $f_7$ , caso a carga esteja flutuando.
3. Para a carga com corrente  $i_{\ell 3}(\phi)$  com fator de potência unitário  $f(FP = \phi_3)$ , na ausência da rede, o ponto de equilíbrio é o próprio ponto  $f_0$ , sendo esse um ponto de equilíbrio. Ainda assim, pode ser deslocado para a frequência  $f_1$  ou  $f_2$ , devido a pequenos desvios de leitura de frequência. No entanto, caso a inclinação da reta dada por  $i_{\ell 3}(\phi)$ , seja maior do que a inclinação da curva dada por  $i_{PV}(\theta)$ , não será possível deslocar desse ponto de operação.

A curva de resposta de fase do inversor é projetada, tal que a fase do inversor aumente mais rápido do que a fase da carga com fator de potência unitário na região próximo da frequência da rede. Assim, caso ocorra alguma perturbação na frequência da tensão no PAC, a curva de resposta do inversor aumenta o erro de fase, e portanto provoca a instabilidade na frequência. Essa instabilidade aumenta ainda mais perturbação até a frequência atingir os limites de atuação das proteções de OUF (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Ou seja, qualquer perturbação na frequência, faz com que o inversor reforce essa perturbação, e conduza o sistema para um ponto de operação, seja no ponto A ou B da Figura 16 dependendo da direção da perturbação. Portanto, é importante que os pontos A e B estejam fora na NDZ da proteção de OUF (ROPP, 1998).

Figura 16 – Curva de resposta de fase modificada do método SMS



Fonte: Adaptado de (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b).

$$i_{PV}(t) = I_{pk} \text{sen}(2\pi ft + \theta_{SMS}) \quad (2.19)$$

$$\theta_{SMS} = \theta_{\max} \text{sen} \left[ \frac{\pi}{2} \frac{f_{PLL} - f}{f_{\max} - f} \right] \quad (2.20)$$

Onde  $f_{\max}$  é a frequência na qual ocorre o deslocamento de fase máxima ( $\theta_{\max}$ ),  $f_{PLL}$  é a frequência lida pelo PLL e  $f$  é a frequência da rede.

Segundo o autor (ROPP; BEGOVIC; ROHATGI, 1999b), esse esquema mostrou-se altamente eficiente, tanto teoricamente como experimentalmente, falhando apenas para carga RLC com mudança de fase mais rápida do que a mudança de fase do inversor, o que significa que a NDZ pode ser dado por (2.21), tendo uma única solução no ponto ( $f_{REDE}, 0$ ), fazendo desse um ponto estável, sendo  $G(j\omega)$  a função transferência do filtro de entrada, podendo ser considerado o caso no qual o ângulo de fase igual a zero e a carga está nas proximidades de fator de potência unitário.

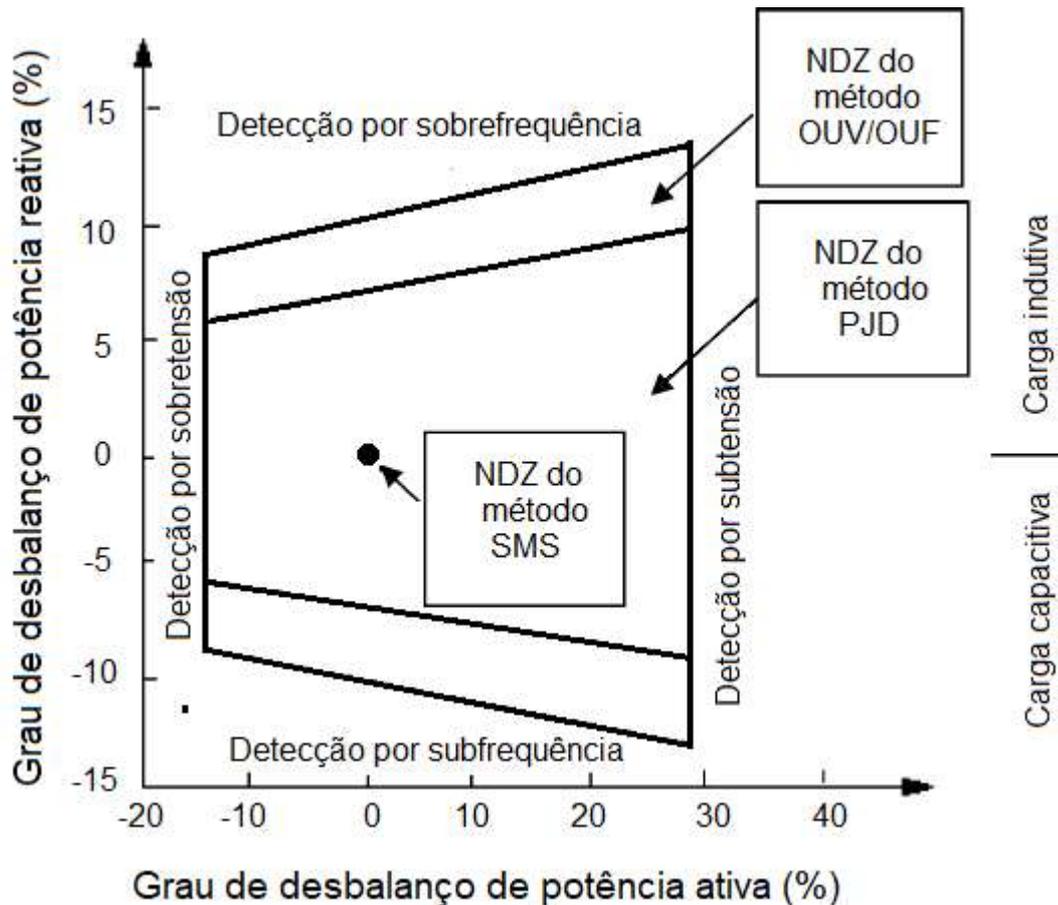
$$\arg [R^{-1} + j\omega C - j(\omega L)^{-1}] = -\arg \{G(j\omega)\} \quad (2.21)$$

Do ponto de vista teórico, a NDZ do método SMS é representada por um único ponto que depende do casamento perfeito entre a potência ativa e reativa do inversor fotovoltaico e da carga, conforme pode ser visto na Figura 17, assim, não há influência da rede e na ausência não há alteração, porém na prática, a potência de saída do inversor varia como resultado de diferentes climas (luz solar, temperatura), assim, como a potência da carga. Nessas condições, uma situação de casamento perfeito torna-se bem reduzida, o que aumenta ainda mais a eficiência do método (XU; MELNIK; BORUP, 2004).

Os autores (XU; MELNIK; BORUP, 2004) apresentaram uma modificação, na qual propõem a simplificação da equação do ângulo por uma reta, obtida pela inclinação dos pontos C e D na Figura 16, dada por (2.22), obtendo assim, maior facilidade de implementação e menor esforço computacional para implementação prática. Essa equação é válida para as condições de inclinação dada pelo ponto C em 49 Hz, ponto D em 51 Hz,  $\theta_{\max} = 10^\circ$ ,  $f = 50$  Hz e  $f_{\max} = 51$  Hz. Os autores obtiveram excelente resultados de simulação e práticos.

$$\theta_{SMS}^*(f) = 15(f - 50) \quad (2.22)$$

Figura 17 – Comparação da NDZ dos métodos PJD, SMS e OUV/OUF



Fonte: Adaptado de (XU; MELNIK; BORUP, 2004).

As principais vantagens do método SMS são (ROPP, 1998; TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011; VELASCO; TRUJILLO; NARVAEZ, 2015; YUYAMA et al., 1994):

- Boa qualidade de energia;
- Facilidade de implementação;
- Elevada eficiência;
- Alta confiabilidade;
- Alta velocidade de detecção de ilhamento.

A desvantagem apresentada pelos autores (YUYAMA et al., 1994; ROPP, 1998; HUNG; CHANG; CHEN, 2003; HATATA; ABD-RABOH; SEDHOM, 2016), é que a ilha pode acontecer se a inclinação da fase da carga for superior ao da curva de fase do inversor, para uma carga que tenha potência ativa e reativa casada perfeitamente com a geração do sistema fotovoltaico.

### 2.3.3.3 Sandia Frequency Shift (SFS)

Esse método é uma versão melhorada do método AFD, também é conhecido por *Active Frequency Dri tf With Positive Feedback* (AFDPF), foi desenvolvido pela Sandia National Laboratório. O método introduz perturbações na corrente de saída do inversor com pequenos intervalos de corrente nula, como no método AFD e utiliza realimentação positiva de frequência ao controle de corrente do inversor, de modo que o funcionamento do sistema seja desestabilizado na condição de ilha (REIS, 2016). A realimentação é utilizada para determinar o fator de corte, calculado por (2.23).

$$c_f = c_{fo} + K(f_{PAC} - f) \quad (2.23)$$

Onde  $c_{fo}$  é a fração de corte quando não há erro de frequência,  $K$  é um ganho de aceleração que não muda a direção do desvio de frequência,  $f_{PAC}$  é a frequência medida da rede e  $f$  é a frequência nominal da rede.

O desvio de frequência  $\Delta f$  produzido por  $c_f$  é dada por (2.24) e a frequência da forma de onda da corrente do inversor ( $f_i$ ) é dada por (2.25):

$$\Delta f = c_f f \quad (2.24)$$

$$f_i = f + \Delta f \quad (2.25)$$

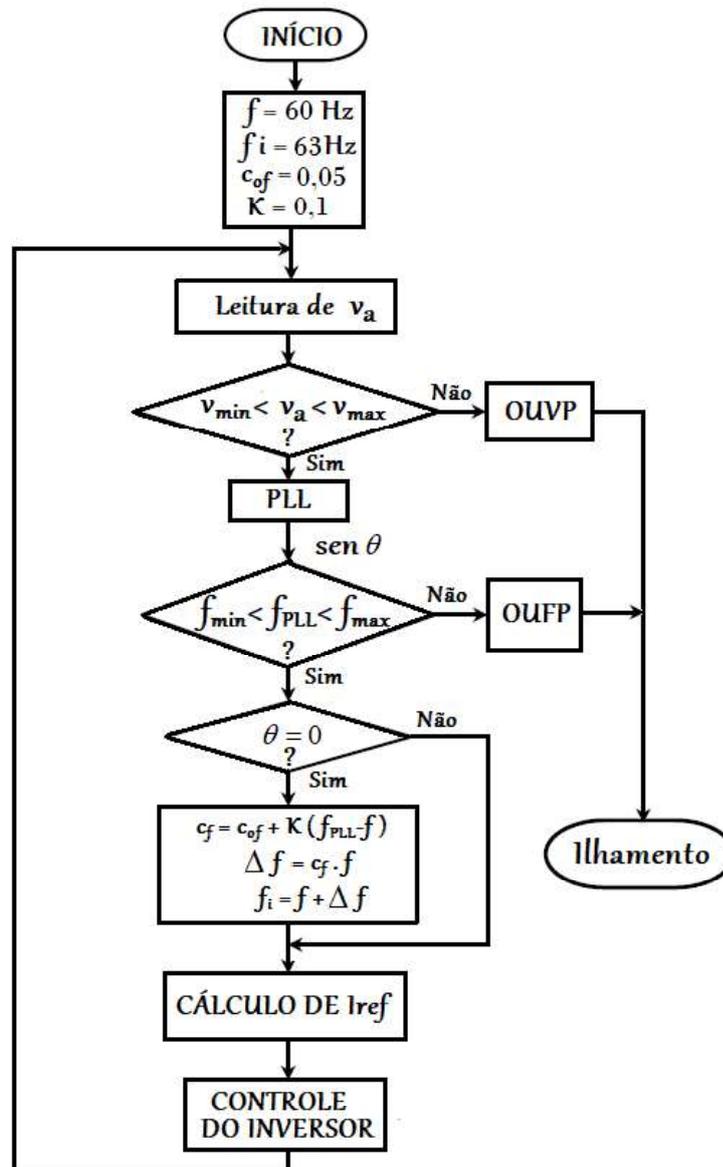
A forma de onda da corrente de referência é dada por:

$$I_{ref}(t) = \begin{cases} I_{pk} \sin(2\pi f_i t) & ; 0 < t \leq \pi - t_z \\ 0 & ; \pi - t_z < t \leq \pi \\ I_{pk} \sin(2\pi f_i t) & ; t + \pi; \pi < t \leq 2\pi - t_z \\ 0 & ; 2\pi - t_z < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.26)$$

Quando a rede está conectada, pequenas mudanças de frequência são detectadas e esse método tenta aumentar esse desvio de frequência, mas a estabilidade da rede evita qualquer alteração. Porém, quando a rede é desconectada, à medida que  $f_{PAC}$  aumenta, o erro de frequência aumenta, a fração de corte também aumenta, logo o inversor também irá aumentar a frequência da corrente de saída. O inversor age para reforçar o desvio de frequência, e esse processo continua até que seja atingido os limites de proteção por sobrefrequência. Um processo similar acontece caso ocorra um decréscimo da frequência (BOWER; ROPP, 2002). Nesse caso, haverá a diminuição da frequência até o limite da atuação da proteção por subfrequência.

Conforme pode ser visto no fluxograma do método anti-ilhamento Sandia Frequency Shift, mostrado na Figura 18, a frequência da corrente do inversor é atualizada no início de cada ciclo, sendo utilizado o mesmo valor de  $c_f$  para o ciclo positivo e negativo.

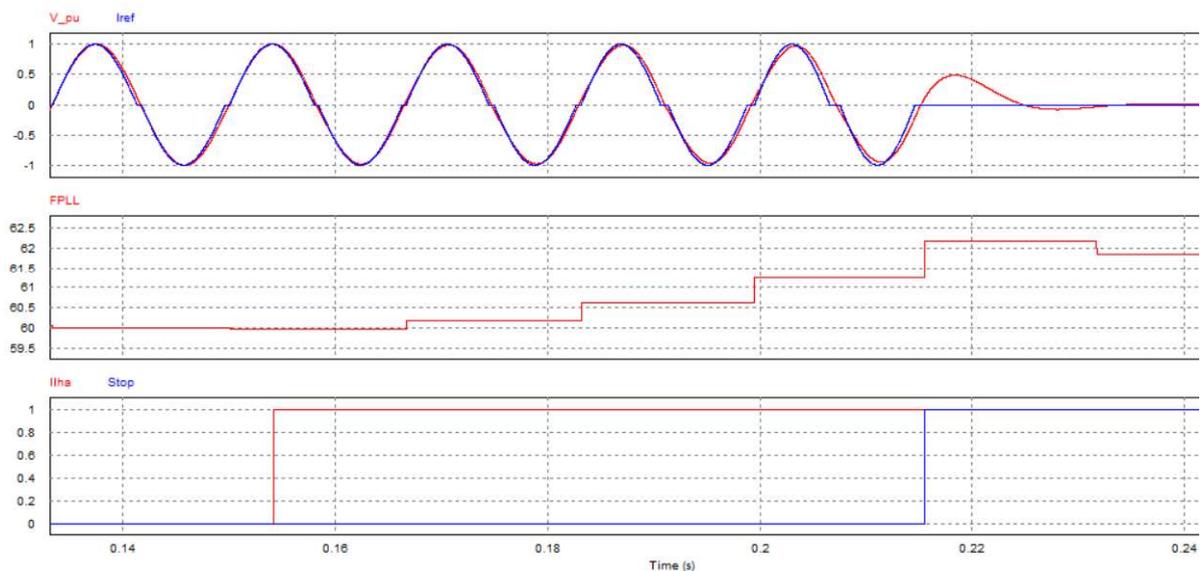
Figura 18 – Fluxograma do método SFS



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 19 mostra o resultado de simulação da implementação do algoritmo anti-ilhamento SFS no programa PSIM<sup>®</sup>, utilizando os parâmetros mostrados na Figura 18. A carga utilizada foi um circuito RLC paralelo com frequência de ressonância igual a frequência da rede e geração de potência do sistema fotovoltaico igual a potência consumida pela carga, sendo esse o pior caso para detecção de ilhamento. Após 3 ciclos e meio, o sistema já detecta o ilhamento, mostrando a eficiência do método.

Figura 19 – Resultado de simulação para o método SFS



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A corrente do SFS pode ser aproximada pelo deslocamento de fase da componente fundamental. Então, o ângulo da componente fundamental do inversor varia a corrente com a frequência do PAC e o fator de corte  $c_f$  (HATATA; ABD-RABOH; SEDHOM, 2016), sendo o ângulo de descolamento da corrente e a corrente de referência dada por:

$$\theta_{SFS} = \frac{\omega t_z}{2} = \pi f t_z = \frac{\pi c_f}{2} \quad (2.27)$$

$$I_{ref}(t) = I_{pk} \sin(2\pi f t + \theta_{SFS}) \quad (2.28)$$

Outra vantagem do método SFS em relação ao AFD, é o fato de poder ser bidirecional, sendo assim, eficaz tanto para cargas indutivas quanto capacitivas (MARCHESAN, 2016).

O desempenho do método depende dos parâmetros  $c_{of}$  e  $K$ , porém eles dependem basicamente das restrições do conteúdo harmônico gerado na corrente de saída do inversor, do menor tempo de detecção do ilhamento, e da redução da NDZ. Ganhos elevados permitem NDZ pequenas, mas resultam na deterioração da qualidade de energia. Também é importante não fazer uma realimentação muito forte ao ponto de desestabilizar a rede. Isso pode acontecer em uma rede fraca (STEVENS et al., 2000). Portanto faz-se necessário encontrar um meio termo para a escolha dos parâmetros.

#### 2.3.3.4 Sandia Voltage Shift (SVS)

O conceito do método SVS consiste na utilização de realimentação positiva, aplicada à tensão para acelerar a desestabilização da tensão no PAC. É utilizada a amplitude da

tensão do PAC a qual será comparada com um valor de referência. O erro resultante gera um distúrbio de potência ativa que será acrescentado a corrente de referência.

Quando a rede está conectada, ela controla a tensão no PAC a qual mantém estável, de tal forma que o erro de tensão gerado é nulo (ou próximo disso). Desta forma, o distúrbio gerado é pequeno e não afeta a tensão  $v_a$ . No entanto, quando a rede é desconectada, qualquer variação de tensão por menor que seja, por exemplo uma leve queda de tensão, gera um erro negativo, ao qual é utilizado para gerar uma variação de potência negativa, reduzindo assim, a corrente injetada pelo inversor no PAC. Com essa redução da corrente injetada, a tensão no PAC irá diminuir ainda mais, gerando um novo erro negativo e assim, cada vez é injetado menos potência ativa no PAC, até o instante que a proteção por subtensão é ativada. A amplitude da corrente de referência definida por:

$$I_{ref\_pk} = \frac{P_{PV} + \Delta P}{VA} \quad (2.29)$$

Onde  $I_{ref\_pk}$  é o valor de pico da amplitude da corrente,  $P_{PV}$  é a potência do inversor fotovoltaico,  $\Delta P$  a variação de potência injetada e  $VA$  é a tensão no PAC.

O inversor age para reforçar o desvio de tensão, seja para atingir o limite de sobretensão ou subtensão. No entanto, é preferível responder com uma redução de potência, atingindo o limite de subtensão, isso é menos provável que danifique a carga.

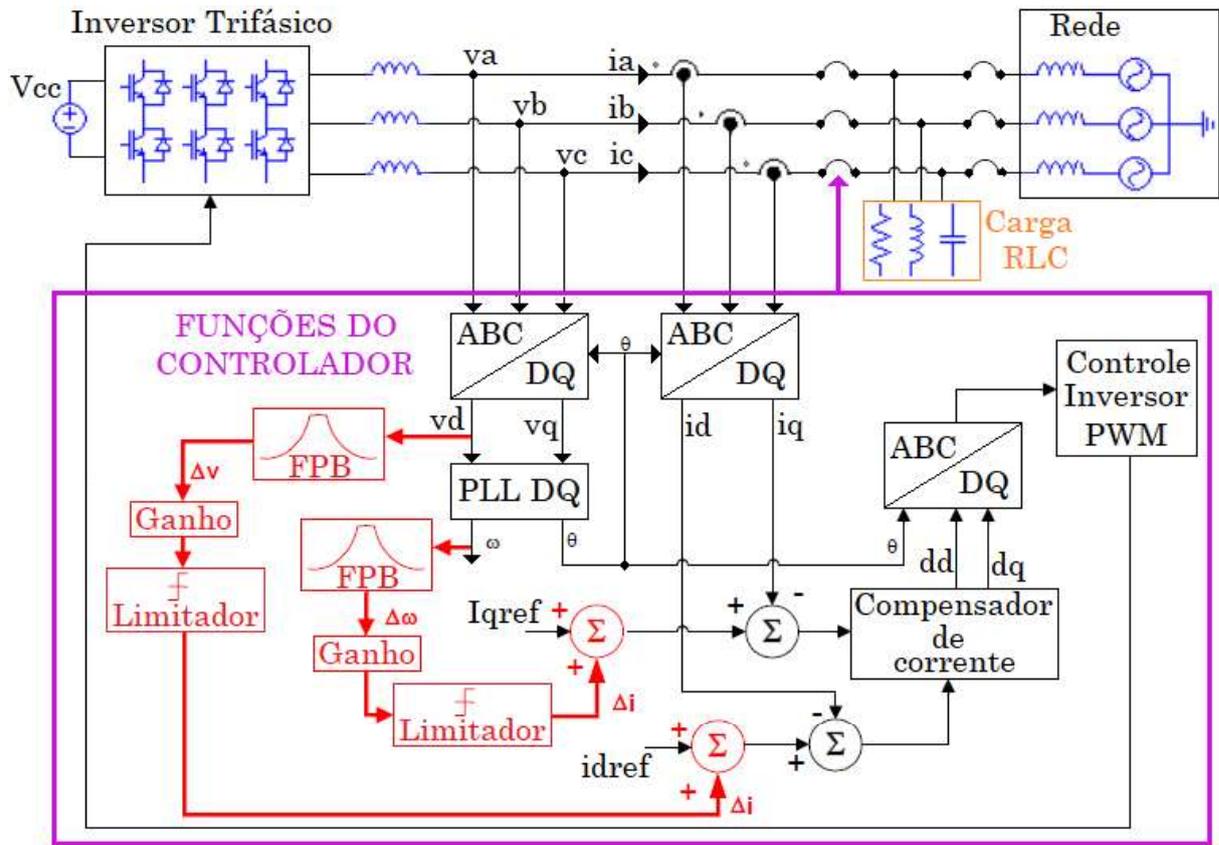
Como vantagens, esse método é de fácil implementação em inversores controlados por microcontrolador, sendo normalmente utilizado em conjunto com o método SFS, tornando-se um dos métodos mais eficientes na prevenção de ilhamento. Além disso, o fator de qualidade  $Q_f$  torna-se insignificante nesse método.

Segundo ao autor (STEVENS et al., 2000), o método possui uma NDZ teórica tão pequena que é difícil de localiza-la experimentalmente.

### 2.3.3.5 GE Frequency Shift (GEFS)

Esse método foi desenvolvido pelos pesquisadores da General Electric e apresentado em 2004. O esquema de GE AI é baseado em dois conceitos: realimentação positiva e implementação em coordenadas DQ. Esses conceitos não são novos sozinhos, porém, a combinação entre eles introduziu uma nova abordagem de métodos anti-ilhamento. Foi inicialmente projetado para inversores trifásicos, porém, com possibilidade de aplicação em inversores monofásicos. O esquema elétrico pode ser visto na Figura 20.

Figura 20 – Método GE anti-ilhamento



Fonte: Adaptado de (YE et al., 2004).

Segundo o autor (YE et al., 2004), o método foi proposto com os objetivos de:

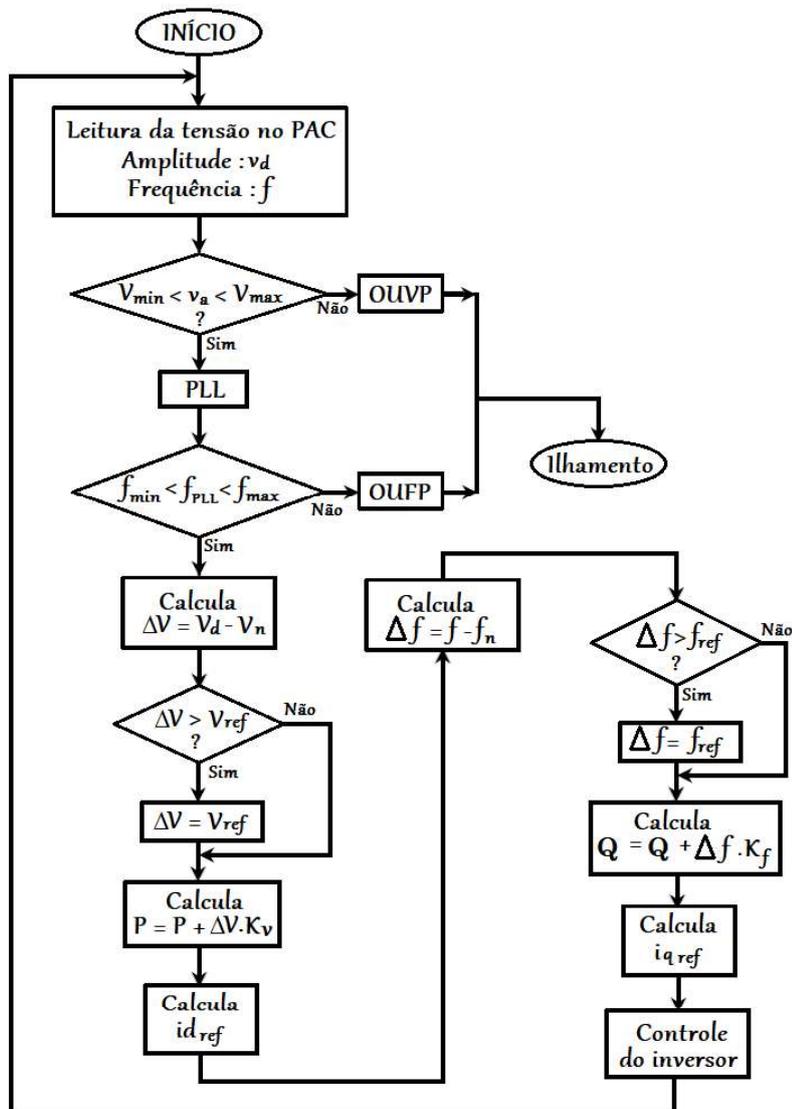
- Eliminar a zona de não-deteção;
- Ter o mínimo impacto na qualidade da energia;
- Ser uma implementação de baixo custo;
- Ser robusto à distúrbios da rede;
- Operar com múltiplos geradores distribuídos.

A potência ativa é proporcional à componente de tensão/corrente do eixo Direto ( $vd$  e  $id$ ), e a potência reativa é proporcional a componente de tensão/corrente do eixo em quadratura ( $vq$  e  $iq$ ). Quando ocorre um incremento na tensão de saída do inversor, o comando do inversor incrementa a potência ativa de saída, mediante à soma de um  $\Delta i$  na corrente de referência  $I_{dref}$ . Como resultado, a tensão no PAC irá aumentar até atingir o equilíbrio de potência com o inversor. Com uma nova leitura de tensão no PAC, um novo erro será gerado entre a tensão de referência e a tensão medida e com isso, ocorre um no aumento de potência injetada pelo inversor. Esse processo ocorre até atingir os limites de proteção de tensão. De forma similar, porém de forma oposta ocorre quando a tensão no barramento é inicialmente decrementada. O mesmo princípio é utilizado para a realimentação em frequência, sendo medida a frequência no PAC, e caso esse valor seja

maior do que o valor de referência, o comando do inversor incrementa a potência reativa na saída do inversor, através de um  $\Delta i$  na corrente de referência  $I_{qref}$ . Como resultado, a frequência do PAC irá aumentar sucessivamente após cada nova leitura de frequência, até atingir os limites de atuação da proteção de sobre/sub frequência. É utilizado filtro após as medições, para evitar que ruídos afetem a qualidade da energia, um limitador, para evitar a injeção de corrente acima do suportado pelo inversor, além de controlar o fator de potência (pela injeção de corrente em  $I_{qref}$ ). O Ganho deve ser baixo de modo que não desestabilize o sistema quando a rede está conectada, porém deve ser alto o suficiente para desestabilizar o sistema com a perda da rede. Mais detalhes do projeto do ganho e filtro podem ser vistos em (YE et al., 2004).

A Figura 21 mostra o fluxograma do método GE-AI.

Figura 21 – Fluxograma do método GE anti-ilhamento



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

## 2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre inversores fotovoltaicos, as principais características necessárias para a conexão desses inversores à rede elétrica, os procedimentos de ensaios de anti-ilhamento, além dos principais métodos anti-ilhamento aplicados à inversores fotovoltaicos.

Os assuntos abordados demonstram as características da forma de onda de corrente dos inversores fotovoltaicos aplicados as cargas passivas.

Os métodos passivos de detecção de ilhamento podem falhar em certas condições de operação, por isso, métodos ativos foram desenvolvidos para resolver este problema.

Os métodos ativos são os métodos mais eficientes na detecção de ilhamento, porém, os métodos de deslocamentos de frequências (AFD, SMS, SFS) inserem distorções na forma de onda de corrente de saída do inversor fotovoltaico, podendo apresentar THD de até 5 %.

No capítulo seguinte são apresentados uma revisão bibliográfica e o projeto da CEA, a qual deve atender às características apresentadas nesse capítulo.



### 3 CARGA ELETRÔNICA ATIVA

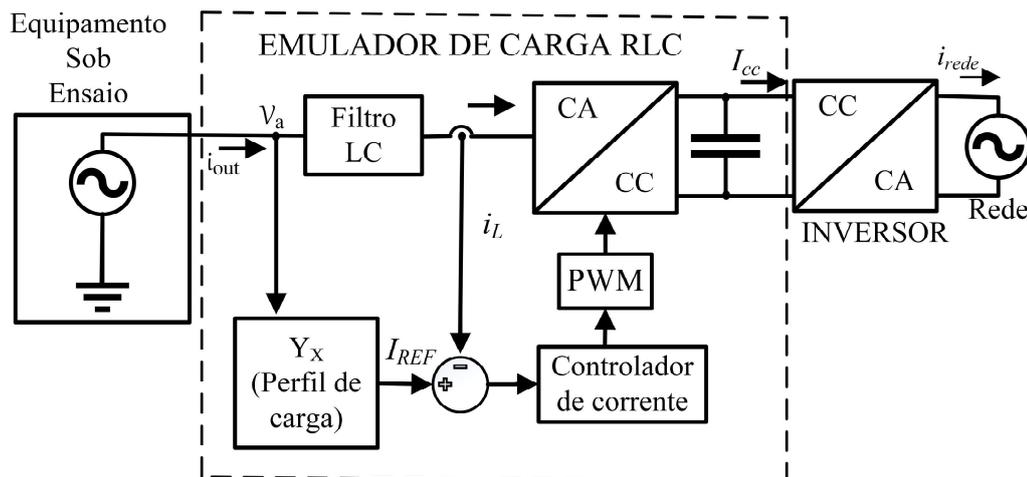
#### 3.1 BREVE REVISÃO SOBRE CEA

A carga eletrônica ativa é um equipamento de testes apresentado por (HSIEH; LI, 1993) e surgiu da necessidade de cargas para utilização em testes de fontes c.a., com as quais, pudessem variar o fator de potência de zero a um. Também, foi motivada pelo problema do consumo elevado de energia das cargas passivas, gerando elevadas perdas e conseqüentemente aquecimento, principalmente para aplicações na ordem de 10 a 100 kW, onde as perdas são inaceitáveis, apresentando também desafios na dissipação de calor (BAEK et al., 2007).

Além dos testes durante a etapa de desenvolvimento, os equipamentos eletrônicos são submetidos a *burn-in tests* com duração de 24 a 72 horas com carga nominal após a sua fabricação, para avaliar possíveis defeitos de fabricação (KLEIN, 2012).

O princípio de funcionamento é baseado em um retificador controlado em corrente, o qual drena de uma corrente de carga de um inversor (ESE), que pode ser configurada com um perfil de carga desejada (foco principal deste trabalho). A CEA deve drenar as correntes desejadas do ESE e transferir essa energia ao barramento de saída em corrente contínua. Em seguida um inversor é conectado ao barramento c.c., sendo responsável por regular a tensão c.c. do mesmo, além de regenerar a energia para a rede, conforme apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Estrutura da CEA com regeneração de energia para a rede



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Segundo (BAEK et al., 2007; KLEIN, 2012), as CEA apresentam as seguintes vantagens:

- Sistema com eficiência elevada, em (HEERDT, 2013) é apresentado uma CEA de 3,5 kW com eficiência superior a 98 %;

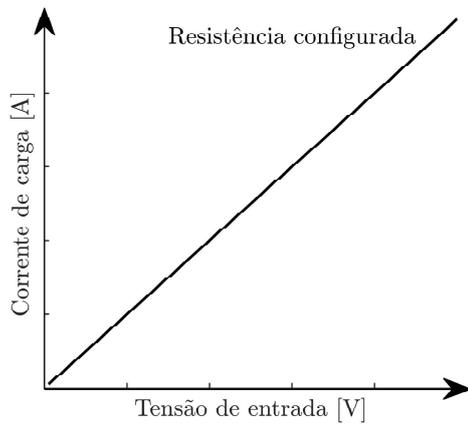
- A energia pode ser devolvida para a rede com fator de potência unitário (gerando grande economia de energia nos *burn-in tests* para equipamentos com potência elevada;
- O tamanho físico também é um atrativo, o sistema é compacto com redução dos componentes passivos de potência e do sistema de refrigeração;
- Alta confiabilidade;
- As cargas passivas apresentam poucas possibilidades de realização de testes variáveis;
- Redução dos custos de instalação;
- Redução do espaço ocupado pelos ESE com carga;
- Redução dos picos de demanda de potência;
- Flexibilidade para variar o valor da carga a ser emulada;
- Ganhos ecológicos e econômicos em consequência do uso racional da energia.

As cargas eletrônicas são aplicadas em diversas áreas, como:

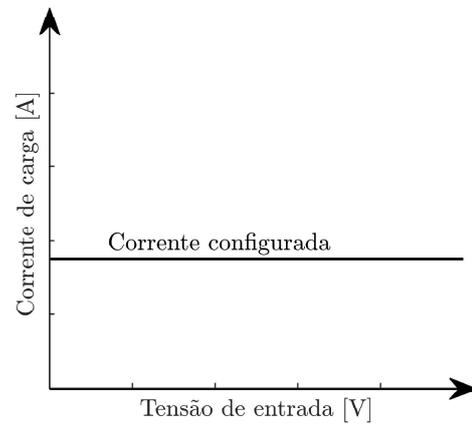
- Emulação de resistor;
- Degrau de carga;
- Retificador trifásico;
- Testes de sistemas desbalanceados;
- Testes de UPS;
- Teste de inversores;
- Testes de transformadores;
- Testes de linhas de transmissão;
- Testes de medidores de energia;
- Testes com cargas não-lineares;
- Testes de chaves eletrônicas ou eletromecânicas;
- Ensaio de relé de proteção;
- Simulação da dinâmica física de sistemas de potência;
- Testes de anti-ilhamento.

Existem diversas variações de CEA nas quais podem ser controladas a amplitude, ordem da harmônica, ângulo de fase, desequilíbrio entre as fases (sistemas polifásicos), podendo-se emular diferentes cargas de acordo com o algoritmo de controle. A Figura 23 mostra alguns tipos de cargas eletrônicas.

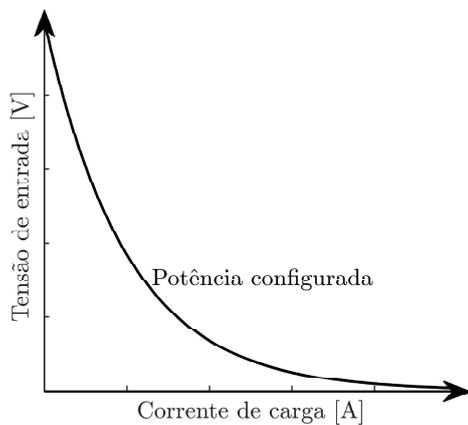
Figura 23 – Exemplos de carga eletrônica



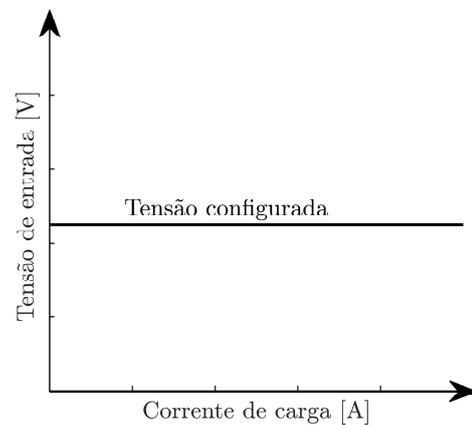
(a) Resistência constante



(b) Corrente constante



(c) Potência constante



(d) Tensão constante

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

- Figura 23 (a) - carga eletrônica com Resistência Constante (RC), ou seja, obedece a lei de Ohm. Dentre as aplicações, visa substituir as cargas passivas.
- Figura 23 (b) - carga eletrônica com Corrente Constante (CC). Nesse tipo de carga eletrônica, a corrente drenada do ESE é mantida constante, independente de variações da tensão ou da carga do ESE. Dentre as aplicações, visa efetuar ensaios sob corrente nominal.
- Figura 23 (c) - carga eletrônica com Potência Constante (PC). Nesse tipo de carga eletrônica, a potência absorvida é mantida constante.
- Figura 23 (d) - carga eletrônica com Tensão Constante (TC). Nesse tipo de carga eletrônica, a tensão é mantida constante, independente da variação de corrente drenada pela carga.

Uma das primeiras publicações sobre CEA foi apresentado por (TAKAHASHI, 1997), utilizando a topologia retificador em ponte completa (VSI) monofásico, e um computador pessoal NEC98001BA operando em 40 MHz para gerar a corrente de referência. Utilizava um controlador analógico do tipo PI, sendo a frequência de comutação dos interruptores de 16 kHz e potência do conversor de 1 KW. A CEA era capaz de emular cargas R-L, R-C, circuitos retificadores com filtro capacitivo, com capacidade de emulação para frequências de até 1 kHz, com possibilidade de alteração dos valores por programa em tempo real. Também possuía a capacidade de regeneração de energia para a rede.

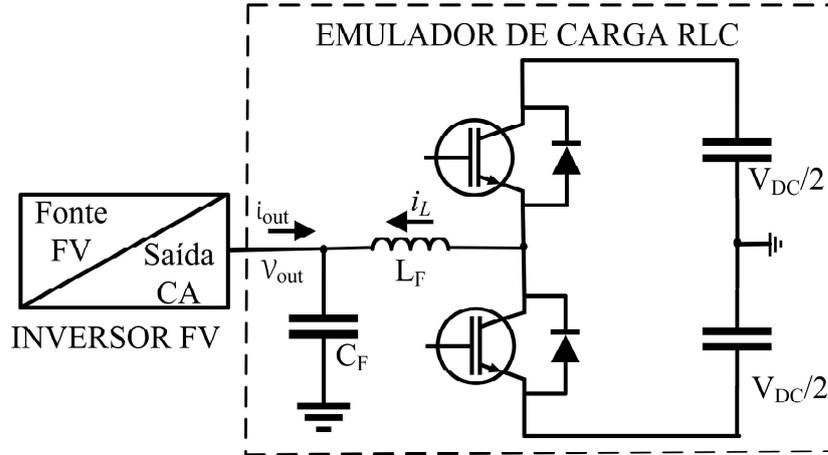
Na última década, muitos trabalhos sobre CEA foram apresentados (ZHAO; PAN; WANG, 2007; GUIMARÃES et al., 2013; SOUSA et al., 2016; LI; SHEN, 2006), como o proposto por (BAEK et al., 2007), o qual é um retificador trifásico em ponte completa, utilizando um filtro do tipo L, com potência de 50 kVA, e capacidade de emulação de cargas R, RL, L, cargas não lineares, degrau de carga, sistema desbalanceado, além de realizar a regeneração de energia para a rede. Utiliza um sistema de controle digital com controlador do tipo PI, e possui frequência de comutação de 25 kHz.

O autor (KLEIN, 2012) apresentou uma CEA com regeneração de energia com potência de 4,5 kVA, para testes de equipamentos como fontes de alimentação, transformadores, geradores. Utilizou uma topologia retificador em ponte completa, com filtro LCL e amortecimento ativo, com frequência de comutação de 50 kHz e controlador de corrente do tipo PI com banda de 3 kHz. A CEA é capaz de emular carga resistiva, indutiva, capacitiva, retificador com filtro capacitivo, cargas não-lineares, além de sistemas desequilibrados.

Já os autores (HEERDT et al., 2014) apresentaram uma proposta de carga eletrônica para ensaios de perdas em transformadores de distribuição, com potência de 10,5 kVA, capaz de sintetizar harmônicas de ordem elevada, emulando retificador monofásico com filtro L e C, retificador trifásico com filtro L, sinais com elevado conteúdo harmônico (sinal com forma de onda triangular), realização de degrau de carga, com boa rejeição às perturbações causadas pelas alterações da tensão ou da indutância do ESE. Utilizando uma topologia multinível T-NPC, com semicondutores Sic JFET, com frequência de comutação de 66 kHz, a qual permitiu a utilização de uma indutância de baixo valor ( $420 \mu\text{H}$ ), os autores apresentaram uma estratégia de controle mais complexa, baseada em realimentação de estados e observador robusto, atingindo uma banda de controle de 1 kHz.

No entanto, os trabalhos abordados utilizam um perfil de corrente fixo, com uma referência fixa independente de variações da tensão. Os autores (CALDOGNETTO et al., 2016) publicaram um trabalho que utiliza uma referência dinâmica, emulando assim uma carga com impedância constante, drenando do ESE um perfil de corrente em função do formato da tensão de entrada. O esquema elétrico é apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Esquemático do emulador de carga RLC conectado à um inversor



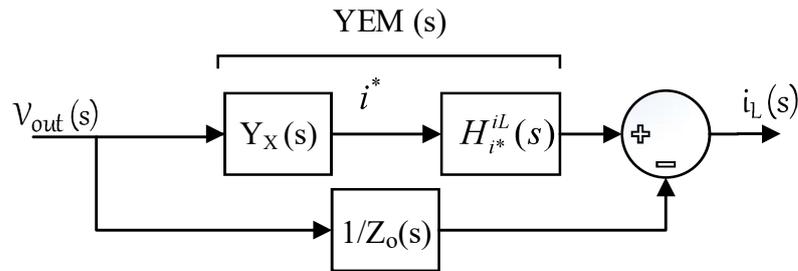
Fonte: Adaptado de (CALDOGNETTO et al., 2016).

A admitância para uma carga passiva é dada por (3.1), na qual  $R^*, L^*, C^*$ , representam a resistência, indutância e capacitância a ser visto pelo inversor.

$$Y^*(s) = \frac{1}{Z^*(s)} = \frac{i_{out}(s)}{v_{out}(s)} = \frac{1}{R^*} + \frac{1}{sL^*} + sC^* \quad (3.1)$$

O diagrama em blocos do emulador de carga é apresentado na Figura 25, no qual, em um primeiro instante é desprezado a influência de  $Z_0(s)$ .

Figura 25 – Diagrama em blocos do emulador de carga RLC



Fonte: Adaptado de (CALDOGNETTO et al., 2016).

De modo que:

$$YEM(s) = Y_X(s)H_{i^*}^{iL}(s) \quad (3.2)$$

Onde:

$YEM(s)$  - É a admitância a ser emulada;

$Y_X(s)$  - Função transferência da corrente de referência a ser determinada;

$H_{i^*}^{iL}(s)$  - Função transferência de malha fechada do sistema de controle de  $i^*$  e  $i_L(s)$ ;

$Z_0(s)$  - É a impedância intrínseca do conversor para  $i^*$  nulo.

Para determinar a função transferência da admitância a ser emulada, foi primeiramente desconsiderado a presença do controlador para simplificar essa análise, além de inserir um filtro passa-baixas com constante de tempo  $\tau_1$  em série com o capacitor, para limitar os efeitos em alta frequência (derivadas sobre o capacitor) e adicionou o segundo filtro passa-baixas de primeira ordem com constante de tempo  $\tau_2$  na corrente de saída, sendo utilizado para limitar a atuação do compensador em alta frequência e deixar a função causal. Desta forma,  $Y_{EM}^{imp}(s)$ , pode ser reescrito por:

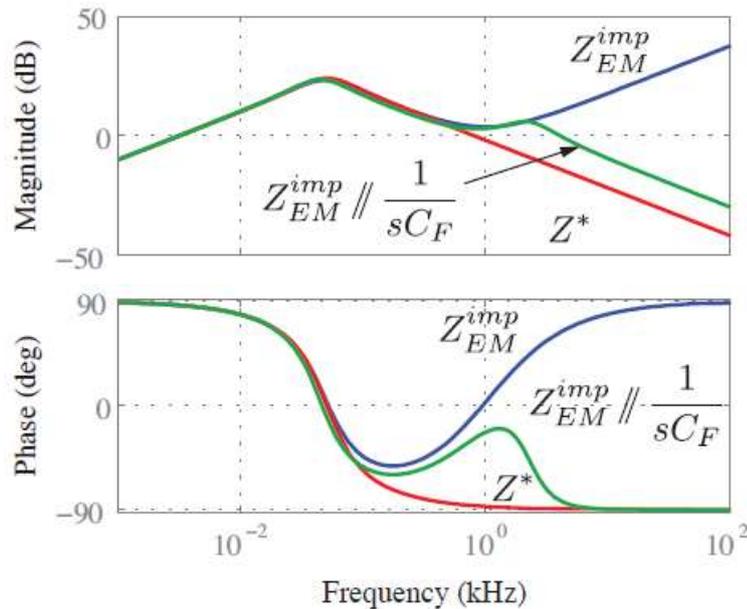
$$Y_{EM}^{imp}(s) = \left( \frac{1}{R_{EM}} + \frac{1}{sL_{EM}} + \frac{sC_{EM}}{1 + s\tau_1} \right) \frac{1}{(1 + s\tau_2)} \quad (3.3)$$

Expandindo e dividindo tudo por  $R_{EM}$ , tem-se que:

$$Y_{EM}^{imp}(s) = \frac{s^2 \left( L_{EM}C_{EM} + \frac{L_{EM}}{R_{EM}}\tau_1 \right) + s \left( \frac{L_{EM}}{R_{EM}} + \tau_1 \right) + 1}{sL_{EM}(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)} \quad (3.4)$$

A Figura 26 mostra a impedância de referência  $Z^*$ , comparada com a impedância emulada  $Z_{EM}^{imp}$  sem o capacitor de filtro  $C_F$ , e a impedância emulada com um capacitor de filtro  $C_F$  na entrada do conversor  $Z_{EM}^{imp} // \frac{1}{sC_F}$ .

Figura 26 – Impedância passiva e impedância de referência  $Z^*$



Fonte: Adaptado de (CALDOGNETTO et al., 2016).

Os parâmetros utilizados pelo autor são apresentados na Tabela 6.

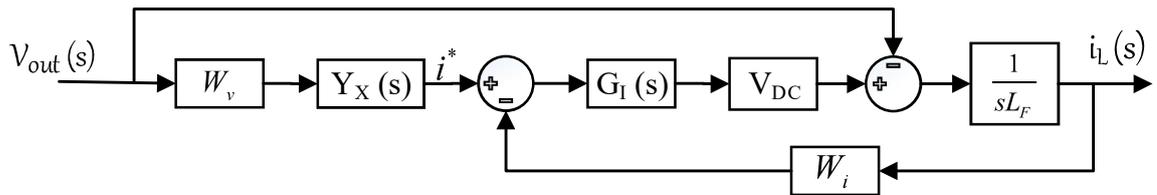
Tabela 6 – Parâmetros utilizados na simulação

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão do barramento	$V_{DC}$	600 V
Indutor de filtro	$L_F$	1,6 mH
Capacitância do filtro de entrada	$C_F$	50 $\mu$ F
Resistência emulada	$R_{EM}$	16 $\Omega$
Indutância emulada	$L_{EM}$	50 mH
Capacitância emulada	$C_{EM}$	150 $\mu$ F
Frequência de corte FPB 1	$F_{C1}$	800 Hz
Frequência de corte FPB 2	$F_{C2}$	1500 Hz
Frequência de comutação	$F_s$	12,5 kHz

Fonte: Adaptado de (CALDOGNETTO et al., 2016).

A Figura 27 mostra o diagrama em blocos do sistema de controle proposto pelos autores (CALDOGNETTO et al., 2016), ao qual consiste em um controlador de corrente que faz a corrente de saída seguir uma referência dada por  $i^*$ . Essa corrente de referência é gerada pelo bloco  $Y_X$  baseado na medição da tensão de saída. Os blocos  $W_v$  e  $W_i$  representam os sensores de tensão e corrente, respectivamente,  $G_I$  representa o controlador de corrente,  $V_{DC}$  a tensão do barramento c.c. e  $L_F$ , a indutância do filtro de entrada. O controlador deve ser escolhido de modo que minimize o atraso de fase introduzido pela malha de controle, e  $Y_X$  deve ser moldada para imitar com a maior precisão possível a referência  $Y^*$ .

Figura 27 – Diagrama de blocos da malha de controle



Fonte: Adaptado de (CALDOGNETTO et al., 2016).

O bloco  $Y_X(s)$ , que representa uma admitância qualquer a ser emulada, é apresentada em (3.5), a qual pode ser discretizada para uso de controlador digital.

$$Y_X(s) = [1 - YEM(s)Z_1(s)] Y_1(s) \quad (3.5)$$

onde:

$$Z_1(s) = sL_F + G_I(s)V_{DC}W_i(s) \quad (3.6)$$

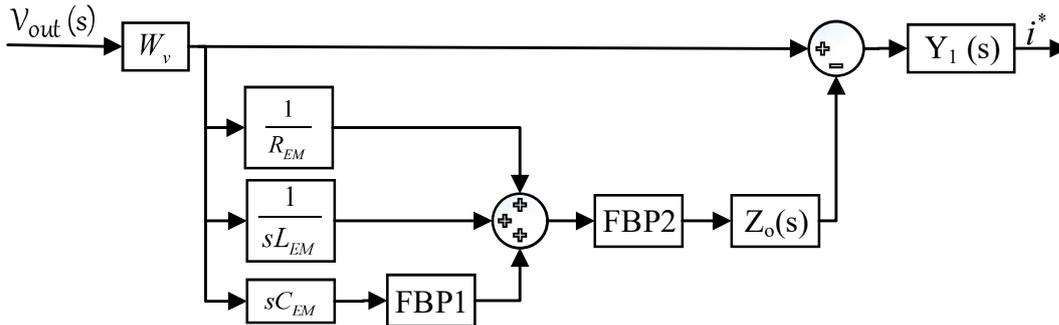
$$Y_1(s) = \frac{1}{W_v G_I(s) V_{DC}} \quad (3.7)$$

A impedância intrínseca do conversor é dada por:

$$Z_O(s) = sL_F + G_I(s)V_{DC}W_i \quad (3.8)$$

O diagrama de bloco de  $Y_X$  com a presença do controlador de corrente é apresentado na Figura 28.

Figura 28 – Diagrama de bloco de  $Y_X$  utilizado para gerar  $i^*$



Fonte: Adaptado de (CALDOGNETTO et al., 2016).

Os parâmetros  $R_{EM}$ ,  $L_{EM}$ ,  $C_{EM}$  devem ser ajustados para atender a norma, em relação a Potência ativa, reativa e fator de qualidade (CALDOGNETTO et al., 2017).

Os autores (CALDOGNETTO et al., 2016), no entanto, não apresentam muitos resultados práticos, apenas resultados de simulações. A proposta desse trabalho é apresentar um modelo de carga completo com os elementos parasitas (resistência série do indutor e capacitor), de modo que as seguintes cargas possam ser emuladas:

- Carga puramente resistiva;
- Carga puramente capacitiva;
- Carga puramente indutiva;
- Carga capacitiva com resistência série;
- Carga indutiva com resistência série;
- Combinações de carga RC, RL e RLC em paralelo.

A resistência série adicionada ao capacitor tem a função de limitar a derivada de corrente. No indutor, tem a função de limitar a corrente c.c., tendo em vista que essa cresce linearmente com o tempo, caso possua um nível c.c. na saída do inversor, que mesmo sendo na ordem de milivolts, já é suficiente para que o valor da corrente cresça, tendendo à níveis elevados.

### 3.2 FATORES DE DESEMPENHO

A seguir são apresentados os principais fatores que influenciam no desempenho da carga eletrônica.

- **Tipo de filtro (L)** - é utilizada para atenuar os harmônicos provenientes da comutação evitando assim que se propague pela rede. Deve ser selecionada para rastrear a corrente com mínimo de erro, podendo ser altas derivadas de corrente (RAO; CHANDORKAR, 2008). Segundo (HEERDT, 2013) a utilização de um filtro de primeira ordem do tipo L facilita no projeto do controlador, porém a ondulação de corrente circula pelo ESE, podendo gerar problemas de EMI e aumentar as perdas. O aumento da indutância reduz as harmônicas, porém interfere na dinâmica do conversor deixando-o mais lento (Villa Manrique, 2011). Uma alternativa é a utilização do filtro LC, o qual reduz a indutância do filtro, devido a atenuação de 40 dB/dec, propiciando um caminho de baixa impedância para as harmônicas de ordem elevada, que não seja pelo filtro L. Por outro lado, pode gerar ressonância entre os filtros e causar instabilidade no controlador (KLEIN, 2012). Outra vantagem do filtro LC, está relacionada à tensão sobre o capacitor, a qual é a própria tensão de entrada, desta forma, o sistema pode ser modelado como um circuito RL (SOUSA et al., 2016), onde R está associado as perdas no indutor.

O filtro LCL tem melhor capacidade de atenuação de harmônicas de ordem elevada e melhores características dinâmicas, no entanto, pode causar problemas de estabilidade devido a ressonância indesejada (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014). Um resistor  $R_d$  pode ser utilizado para reduzir o ganho na frequência de ressonância do filtro, contribuindo para a estabilidade do sistema de controle. O valor desse resistor deve ser otimizado, levando em consideração a resposta dinâmica do filtro, a frequência de ressonância e as perdas em baixa frequência (MATOS et al., 2010). Essa solução é bem simples e altamente confiável, no entanto esse resistor causa perdas de potência e enfraquece a capacidade de atenuação do filtro. A desvantagem pode ser superada com a utilização de amortecimento ativo (KAHLANE; HASSAINE; KHERCHI, 2014) ou ramo RC em paralelo ao capacitor.

- **Estratégia de controle** - Segundo os autores (SHAOKUN; ZHENYI; CHUAN-BIAO, 2009) e (RAO; CHANDORKAR, 2008), a estratégia de controle e o algoritmo de geração da corrente desejada são as chaves para o desempenho da simulação característica de carga. A corrente de referência deve ser uma réplica de uma carga passiva, e o controlador deve garantir que o conversor drene a corrente tão próxima quanto possível da referência desejada. A resposta transitória da malha de controle determina o rastreamento preciso entre a corrente desejada e a corrente drenada do ESE.
- **Frequência de comutação ( $f_s$ )** - A frequência de comutação deve ser elevada, para poder ter uma banda de controle elevada (RAO; CHANDORKAR, 2008), além de exigir menor valor de indutância do filtro de entrada.

- **Topologia** - Topologia multinível é uma opção interessante, apresenta vantagens como a necessidade de menor valor de indutância de entrada, comuta níveis de tensão menores, redução do conteúdo harmônico, pode utilizar semicondutores com tensão de bloqueio menor, redução de perdas, além de redução do sistema de refrigeração.
- **Tensão do barramento** - Em (HEERDT, 2013), o autor demonstra que para impor somente correntes harmônicas, sem a presença da fundamental, em um conversor que utiliza como elemento de filtragem somente uma indutância  $L_a$ , a mínima tensão de barramento c.c. é dada por:

$$E_{\min} = 2 \left( V_{pk} + 2\pi f_o h L_a I_{pk(h)} \right) \quad (3.9)$$

Onde:

$E_{\min}$  - Mínima tensão c.c. do barramento;

$V_{pk}$  - Tensão de pico da fonte CA (ESE);

$f_o$  - Frequência fundamental;

$h$  - Ordem da harmônica;

$L_a$  - Indutância utilizada como elemento de filtragem;

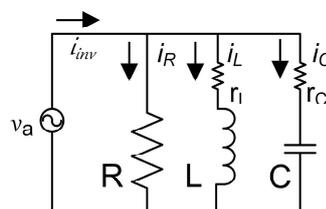
$I_{pk(h)}$  - Valor de pico da referência de corrente à ser imposta.

Em relação a complexidade do emulador, segundo os autores (RAO; CHANDOR-KAR, 2008), essa é limitada somente pela capacidade do conversor, impedância de interface e pelo controlador digital.

### 3.3 MODELO DA CARGA PASSIVA

O circuito utilizado para modelar a carga passiva real com seus elementos parasitas de maior influência em baixa frequência é apresentado na Figura 29, sendo a carga resistiva modelada por uma resistência  $R$ , a carga indutiva modelada por uma indutância em série com uma resistência ( $L + r_L$ ) e a carga capacitiva modelada por uma capacitância em série com uma resistência ( $C + r_C$ ).

Figura 29 – Carga RLC passiva



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Em 3.10 é apresentada a função transferência  $Y_{pas}(s)$ , que relaciona a corrente do inversor  $i_{inv}(s)$  em função da tensão  $v_a(s)$ .

$$\frac{i_{inv}(s)}{v_a(s)} = \frac{1}{R} + \frac{1}{sL + r_L} + \frac{sC}{sr_C C + 1} \quad (3.10)$$

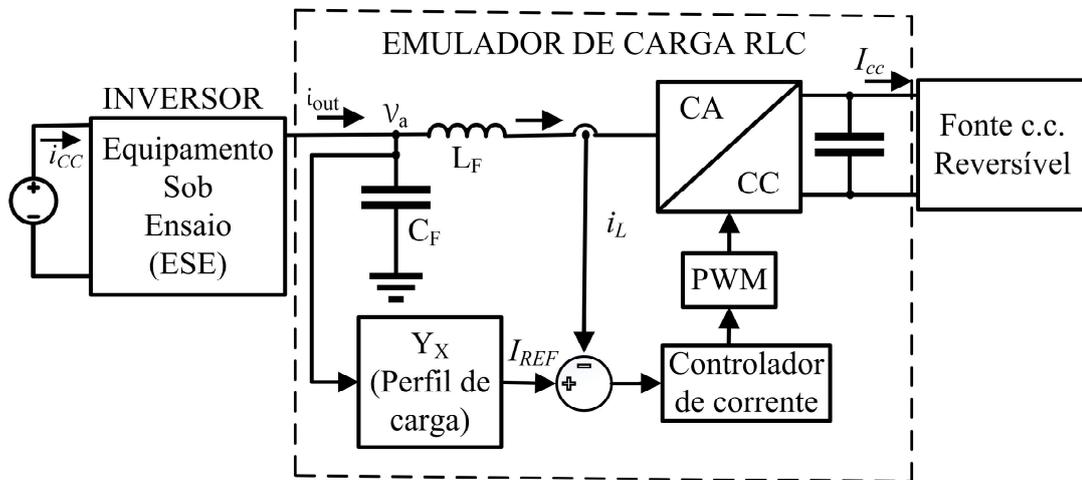
Expandindo (3.10), obtém-se (3.11) que representa a função transferência da admittance para o circuito da Figura 29.

$$Y_{pas}(s) = \frac{(RLC + LCr_C)s^2 + (L + RCr_C + RCr_L + Cr_Cr_L)s + R + r_L}{RLCr_Cs^2 + (RL + RCr_Cr_L)s + Rr_L} \quad (3.11)$$

### 3.4 MODELO DA CARGA EMULADA

Na Figura 30 é apresentado o diagrama de blocos da estrutura utilizado para emular a carga ativa, onde  $Y_X$  representa a função transferência da carga a ser emulada, tendo como entrada do bloco a tensão de saída do inversor  $v_a$  e como saída a corrente de referência  $i_{REF}(s)$  de acordo com o perfil de carga a ser emulada.

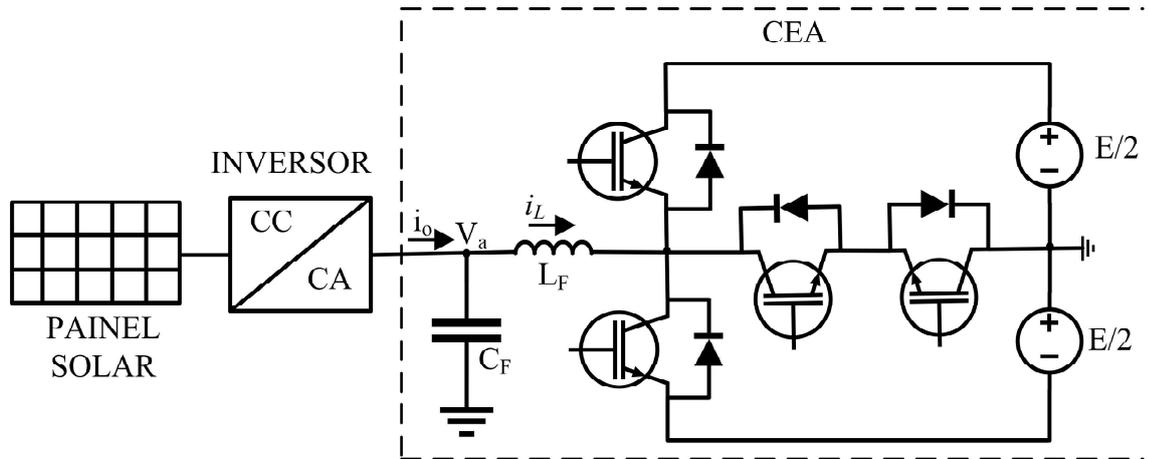
Figura 30 – Estrutura da CEA com regeneração deste trabalho



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 31 mostra o esquema elétrica proposto da carga RLC emulada conectada ao inversor.

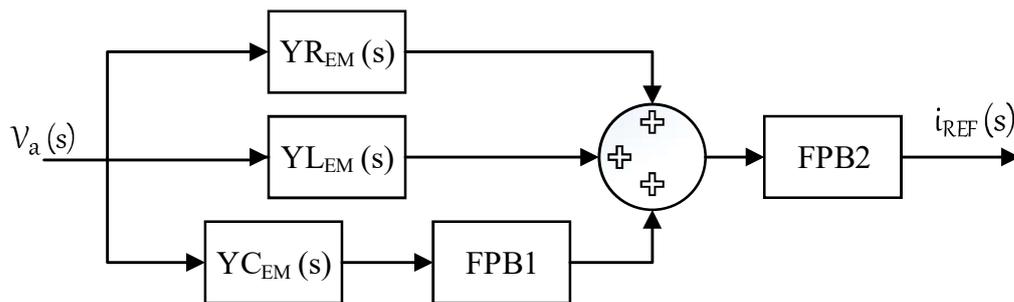
Figura 31 – CEA como emulador de carga RLC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

No modelo apresentado, foi inserido um filtro passa-baixas de primeira ordem (FPB1) com frequência de corte ( $f_c$ ) em série com o capacitor, afim de limitar os efeitos em alta frequência. Esse modelo tenta ser fiel ao modelo dos componentes reais para a frequências de operação da CEA, sendo inserido a resistência série do capacitor e do indutor, conforme apresentado na Figura 32. Foi inserido outro filtro passa-baixas de segunda ordem (FPB2), em série com a corrente de referência, para atenuar oscilações indesejadas em alta frequência. Esses filtros foram projetados para frequência de corte de 1,8 kHz.

Figura 32 – Geração da corrente de referência



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A função transferência do filtro de primeira ordem é dado por:

$$H_1(s) = \frac{1}{1 + sT_1} \quad (3.12)$$

De modo que:

$$T_1 = \frac{1}{2\pi f_{c1}} \quad (3.13)$$

Onde  $f_{c1}$  representa a frequência de corte do filtro.

A função transferência do filtro de segunda ordem é dada por:

$$H_2(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \quad (3.14)$$

De modo que:

$$\omega_o = \frac{1}{2\pi f_{c2}} \quad (3.15)$$

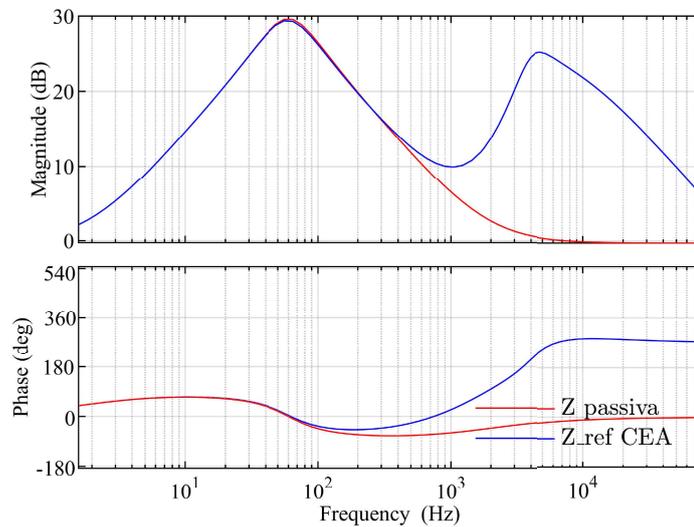
Onde  $f_{c2}$  representa a frequência de corte do filtro, e  $Q$  representa o fator de qualidade do filtro.

Com a inserção dos filtros,  $Y_X(s)$  pode ser expresso por:

$$Y_X(s) = \left( \frac{1}{R_{EM}} + \frac{1}{sL_{EM} + r_{l_{EM}}} + \frac{sC_{EM}}{sr_{c_{EM}}C_{EM} + 1} H_1(s) \right) H_2(s) \quad (3.16)$$

Na Figura 33 é apresentado o diagrama de Bode da impedância de uma carga RLC passiva e a impedância de referência da carga ativa. Conforme pode ser visto, o módulo entre as duas é igual até aproximadamente 400 Hz, já a fase, são semelhantes até cerca de 100 Hz.

Figura 33 – Impedância passiva de saída comparada com a impedância ativa de referência

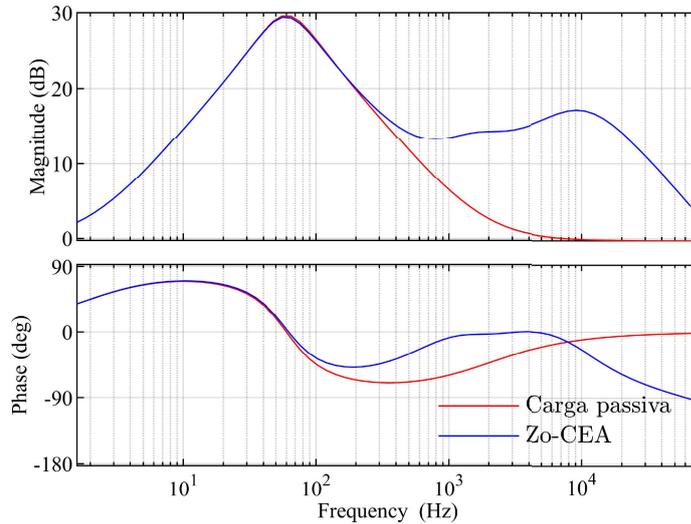


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 34 é apresentado o diagrama de Bode da impedância de saída de uma carga passiva e a impedância de saída da CEA levando em consideração os efeitos de um controlador do tipo proporcional modificado, com banda de controle de 2,5 kHz. Conforme pode ser visto, o módulo entre as duas cargas é igual até aproximadamente 250 Hz, e a diferença de módulo cresce aproximadamente de forma linear até a frequência de 1 kHz, onde o erro é 7,05 dB. As fases são iguais até aproximadamente a frequência de 60 Hz, com um erro crescendo aproximadamente linear, sendo a diferença de 51° em 1 kHz. Uma

faixa de operação com fidelidade entre as cargas passivas e ativas (para os parâmetros utilizados nos filtros e controlador) é operar até 250 Hz, pois até essa frequência o módulo é igual e a diferença de fase é de apenas 21,8°.

Figura 34 – Impedância passiva de saída comparada com a impedância emulada com influência do controlador de corrente



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Os parâmetros utilizados para gerar a impedância de referência são apresentados na Tabela 7.

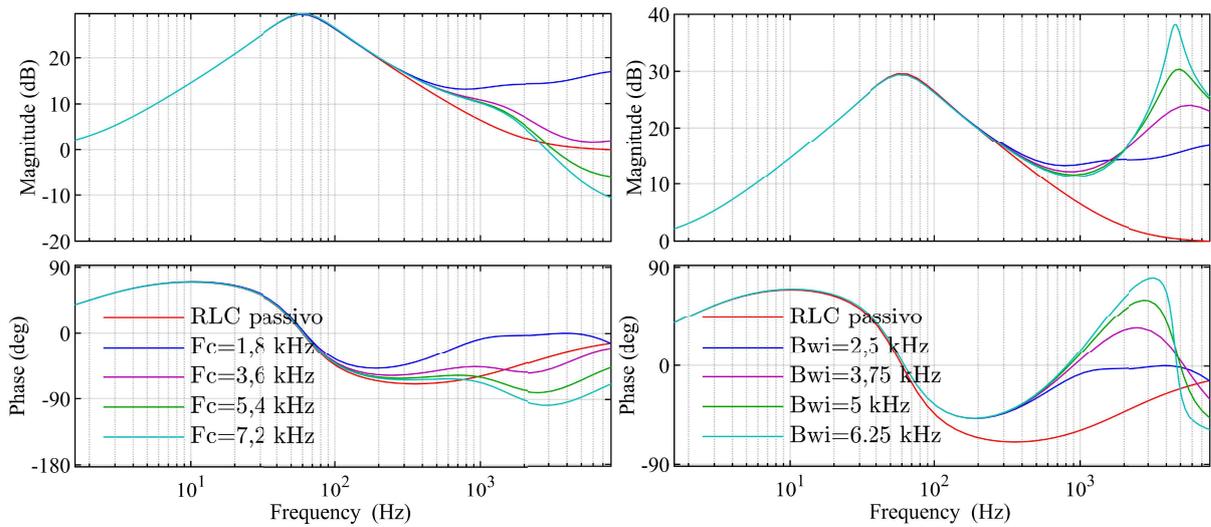
Tabela 7 – Parâmetros utilizados na simulação da impedância de referência

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão do barramento	$V_{DC}$	800 V
Indutor do filtro de entrada	$L_F$	420 $\mu$ H
Capacitância do filtro de entrada	$C_F$	2 $\mu$ F
Resistência emulada	$R_{EM}$	32,27 $\Omega$
Indutância emulada	$L_{EM}$	85,59 mH
Resistência série do indutor emulada	$r_{LE}$	1,0 $\Omega$
Capacitância emulada	$C_{EM}$	80,25 $\mu$ F
Resistência série do capacitor emulada	$r_{LE}$	1,0 $\Omega$
Frequência de corte FPB 1	$F_{C1}$	1,8 kHz
Frequência de corte FPB 2	$F_{C2}$	1,8 kHz
Frequência de comutação	$F_s$	50 kHz
Frequência de amostragem	$F_a$	100 kHz
Banda da controlador	$B_{Wi}$	2,5 kHz

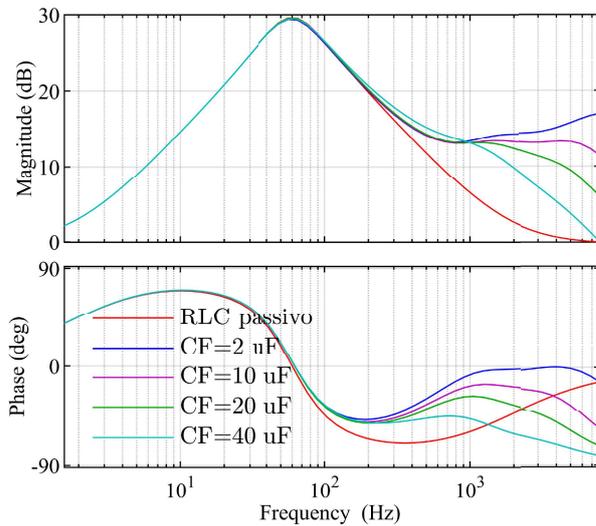
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Para avaliar a influência do capacitor  $c_F$ , controlador e filtros na impedância emulada pela CEA, é apresentado na Figura 35 a resposta em frequência para diferentes casos.

Figura 35 – Impedância de saída para variações paramétricas



(a) Variações da frequência de corte dos filtros (b) Variações da banda do controlador



(c) Variações do valor da capacitância CF

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Analisando a Figura 35 pode ser observado que:

- Os filtros com frequências de corte mais elevadas têm maior efetividade na redução do erro entre a fase da carga passiva e CEA até a frequência de 1 kHz, conforme pode ser observado na Figura 35 (a). Também são responsáveis pela redução do erro entre os módulos na faixa de frequências de 300 Hz até 2,5 kHz.
- O aumento da banda do controlador, diminui o erro de módulo na faixa de 200 Hz até 1,8 kHz, conforme pode ser observado na Figura 35 (b). Porém aumenta o erro de módulo para frequências superiores a 1,8 kHz e entre as fases, na faixa de frequência de 300 Hz até 4,8 kHz.

- O aumento do valor da capacitância  $C_F$ , reduz o erro de fase para as faixa de frequência entre 160 Hz e 1,5 kHz, além de diminuir o erro de módulo na faixa de 950 Hz até 8 kHz, porém, aumenta o erro dos módulos entre a faixa de frequência de 160 Hz até 950 Hz, conforme pode ser visto na Figura 35 (c).

Deste modo, pode-se perceber que o aumento da frequência de corte dos filtros, apresenta maior efetividade na redução do erro de módulo e fase entre a carga passiva e CEA. Por outro lado, há uma necessidade da redução da frequência de corte desses filtros, para atenuar ressonância em alta frequência, ou a utilização de outra técnica para atenuar essas oscilações. Além disso, a banda do controlador tem grande influência na dinâmica do conversor, que com uma banda reduzida, não é possível reproduzir harmônicas de ordem elevada com baixo erro.

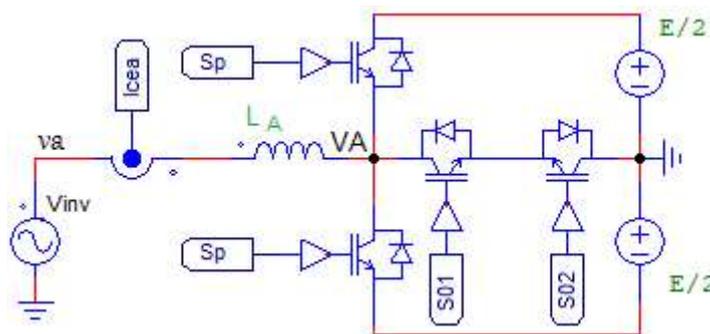
### 3.5 MODELO DA PLANTA

A Figura 36 mostra o circuito equivalente da topologia do conversor T-NPC. Para esse circuito é assumido que o inversor é uma fonte de tensão ideal. Utilizando a abordagem de controle por valores médios, é necessário determinar uma função transferência que relaciona a corrente no indutor  $L_F$  e a razão cíclica. Conforme mostrado em (HEERDT, 2013), essa função é determinada em duas etapas, e utiliza o modelo simplificado com filtro de entrada de primeira ordem do tipo L.

A primeira etapa consiste em determinar o ganho estático de tensão do conversor, o qual relaciona a tensão média quase-instantânea  $\langle V_A \rangle$  e o barramento de tensão contínua total  $E$ , conforme (HEERDT, 2013), essa relação é dada por:

$$\frac{E}{2} \frac{1}{\langle V_A \rangle} = \frac{1}{1-D} \quad (3.17)$$

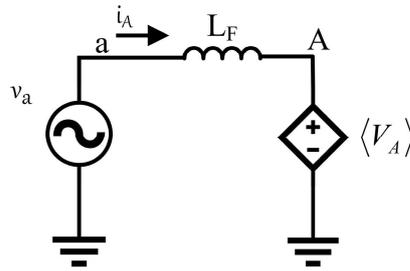
Figura 36 – Estrutura de potência da CEA como emulador de carga RLC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 37 apresenta o circuito equivalente de entrada do retificador.

Figura 37 – Circuito equivalente de entrada do retificador



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A segunda etapa consiste em determinar a relação de  $E$  e a razão cíclica  $D$ . Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões ao circuito na Figura 37, considerando que a tensão da fonte de entrada  $v_a$  se mantém constante durante todo o período de comutação, deste modo, o equacionamento do circuito resulta na equação 3.18 (HEERDT, 2013):

$$\frac{di_A(t)}{dt} = \frac{1}{L_F} \left[ v_a - (1 - D(t)) \frac{E}{2} \right] \quad (3.18)$$

Aplicando uma pequena perturbação na razão cíclica e na corrente do indutor, e aplicando Laplace com condições iniciais nulas, obtém-se a função transferência que relaciona a corrente no indutor  $L_F$  e a razão cíclica  $D$ . Essa relação é dada por:

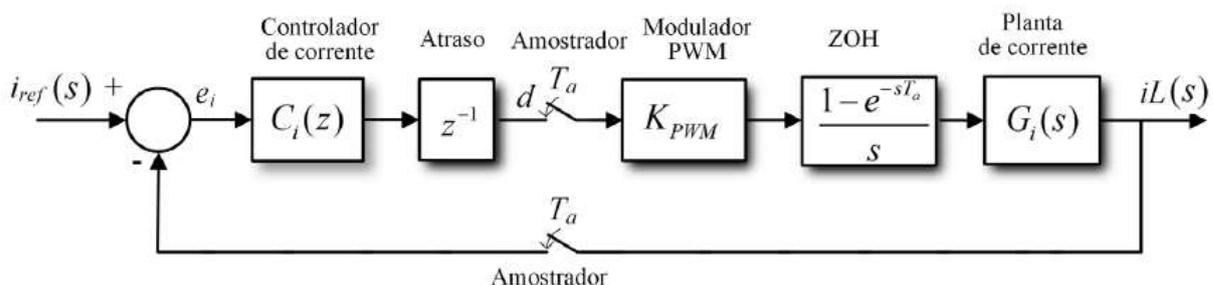
$$G_I(s) = \frac{\Delta I(s)}{\Delta D(s)} = \frac{\frac{E}{2}}{sL_F} \quad (3.19)$$

As etapas de operação do conversor podem ser vistas em (HEERDT, 2013).

### 3.6 PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

O diagrama de blocos do controle da malha de corrente é apresentado na Figura 38. Um atraso de um ciclo de amostragem ( $z^{-1}$ ) foi inserido após o controlador de corrente, para modelar o atraso de atualização da razão cíclica, que após calculada é atualizada somente no início do próximo ciclo de comutação (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Figura 38 – Diagrama de blocos do controle da malha de corrente



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Para o projeto de controle digital, foi utilizado a seguinte metodologia:

1. Obtenção do modelo dos elementos em  $S$ ;
2. Conversão para o domínio discreto ( $Z$ ), utilizando a transformada  $Z$ , onde:

$$Z = e^{sT_a} \quad (3.20)$$

Sendo  $T_a$  o período amostragem.

3. Conversão do plano  $Z$  para o plano  $W$ . Utilizando a transformada de Tustin, na qual:

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2}w}{1 - \frac{T_a}{2}w} \quad (3.21)$$

O Plano  $W$  é um plano contínuo fictício no qual valem as regras e técnicas de alocação de pólos e zeros, lugar geométrico das raízes (LGR) e Diagrama de Bode, como no plano  $S$ .

4. O plano  $W$  é utilizado para realizar o projeto do controlador  $C_i(w)$ . No plano  $W$  se lê:
  - Margem de fase;
  - Margem de ganho;
  - Frequência de ganho unitário (cruzamento por zero dB).

5. Após o projeto do controlador, realizar a transformada inversa para o plano  $Z$ , na qual:

$$w = \frac{2}{T_a} \left( \frac{z - 1}{z + 1} \right) \quad (3.22)$$

6. Converter  $C_i(z)$  para equação a diferenças que será implementada através de algoritmo computacional.

O controle da malha de corrente deve ter resposta rápida, de modo a acompanhar a corrente de referência. Essa malha consiste na amostragem da corrente do indutor através do sensor de corrente que introduz um ganho ( $K_{si}$ ) ao sistema. Em seguida essa amostra é comparada com a corrente de referência, resultando em um erro ( $e_i$ ). Esse erro será aplicado ao controlador de corrente, ao qual é responsável por gerar um sinal de controle que será aplicado no modulador que, por sua vez coloca na sua saída a razão cíclica a ser aplicada nos interruptores.

O projeto do controlador de corrente deve atender os seguintes requisitos:

- Margem de fase entre 45° a 90°;

- Banda do controlador de 2,5 kHz;
- Frequência de cruzamento da curva de ganho com o eixo de zero dB no mínimo 4 vezes menor do que  $f_s$ , ou seja.

$$f_c < \frac{f_s}{4} \quad (3.23)$$

Na Tabela 8 são apresentados os parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente.

Tabela 8 – Parâmetros utilizados no projeto do controlador de corrente

Parâmetros de controle	Referência
$f_a = 100$ kHz	Frequência de amostragem
$f_s = 50$ kHz	Frequência de comutação
$E = 800$ V	Tensão total do barramento c.c.
$V_{out} = 311$ V	Tensão de saída do inversor fotovoltaico
$K_{si} = 0,0641$ V/A	Ganho do sensor de corrente
$V_t = 10$ V	Amplitude da portadora da triangular
$K_{AD} = 15,60$	Ganho do conversor A/D

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Aplicando a transformadora  $Z$  nos blocos da Figura 38, tem-se a função transferência de malha aberta de corrente sem o controlador, a qual é dada por:

$$Gi(z) = K_{PWM}K_{AD}Gi(s)K_{si} = \frac{9,512}{z^2 - 0,9976z} \quad (3.24)$$

A transformada no plano  $W$  da função transferência de Malha Aberta de Corrente é dada por:

$$Gi(w) = \frac{4,7619(w - 2 \cdot 10^5)^2}{(w + 2 \cdot 10^5)(w + 571 \cdot 10^5)} \quad (3.25)$$

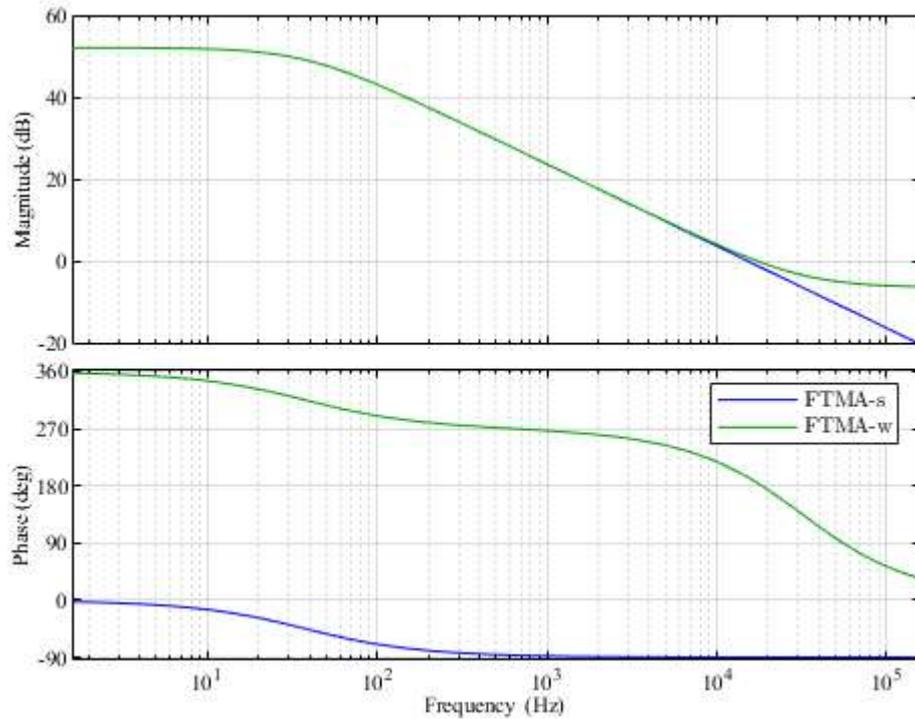
Na Figura 39 é apresentado o diagrama de Bode da FTMA no plano  $S$  e  $W$ .

O controlador utilizado foi do tipo proporcional-integral mais pólo. Esse controlador é utilizado para aumentar o ganho em baixas frequências, de modo que a saída é melhor regulada em c.c. e frequências abaixo da frequência de cruzamento. O pólo na origem fornece ganho elevado em baixa frequência, o zero ( $\omega_z$ ) adiciona o avanço de fase, melhorando a margem de fase do sistema, o polo em alta frequência ( $\omega_{p2}$ ) atenua os ruídos de comutação dos interruptores.

Utilizando uma banda  $B_{wi} = 2,5$  kHz, alocando o zero em 960 Hz e o pólo adicional em 25 kHz, tem-se o controlador dado por:

$$Ci(w) = 4,7619 \frac{(w + 6032)}{w(w + 1,571 \cdot 10^5)} \quad (3.26)$$

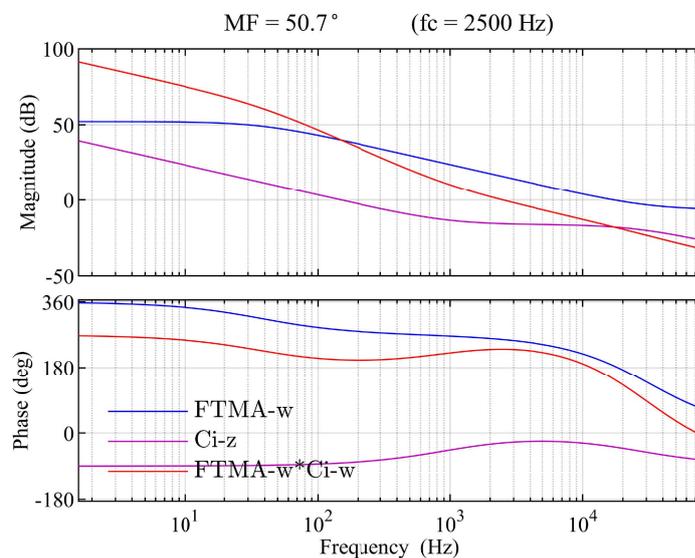
Figura 39 – Diagrama de módulo e fase, em malha aberta, da planta de corrente no plano  $S$  e  $W$  sem o controlador



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 40 apresenta o diagrama de Bode da Função Transferência de Laço Aberto (FTLA), do controlador e FTLA + controlador em malha aberta. Analisando esse diagrama de Bode pode-se perceber que a curva de ganho cruza a linha de zero dB em 2,5 kHz, conforme projetado. O sistema é estável e possui uma margem de fase de  $50,7^\circ$ .

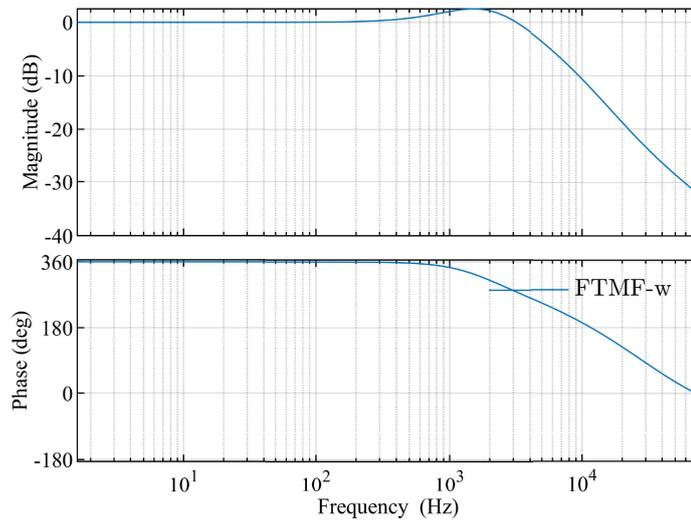
Figura 40 – Diagrama de módulo e fase, em malha aberta do controlador proposto, da planta e da planta + controlador



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 41 apresenta o diagrama de Bode de Malha Fechada de Corrente, na qual pode-se ver que o sistema apresenta ganho unitário para frequências de até 3 kHz e atraso nulo de fase até mais ou menos 400 Hz.

Figura 41 – Diagrama de módulo e fase, em malha fechada do controlador proposto e a planta



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O passo seguinte é fazer a transformada inversa da função transferência do controlador do plano  $W$  para o plano  $Z$ . De modo que:

$$C_i(z) = \frac{0,0699z^2 + 0,0041z - 0,0658}{z^2 - 1,12z + 0,1202} \quad (3.27)$$

A entrada do controlador é o erro e a saída é a ação de controle, desta forma, pode-se reescrever ( 3.27) em equações a diferença, dada por:

$$d(k) = 0,0699e_i(k) + 0,0041e_i(k-1) - 0,0658e_i(k-2) + 1,1202d(k-1) - 0,1202d(k-2) \quad (3.28)$$

Para a implementação digital foi utilizado o programa PSIM<sup>®</sup>, que possui ferramentas que otimizam o tempo para a implementação do código, além de possuir ferramentas que permitem fazer o projeto do controlador digital com o mínimo de alteração em relação ao projeto do controlador analógico. A portadora pode ter a mesma amplitude que a utilizada para o controlador analógico e o ganho do conversor AD pode ser configurado para ser unitário, além de facilitar a configuração do tempo morto e frequência de amostragem (SIMÕES; FARRET, 2016).

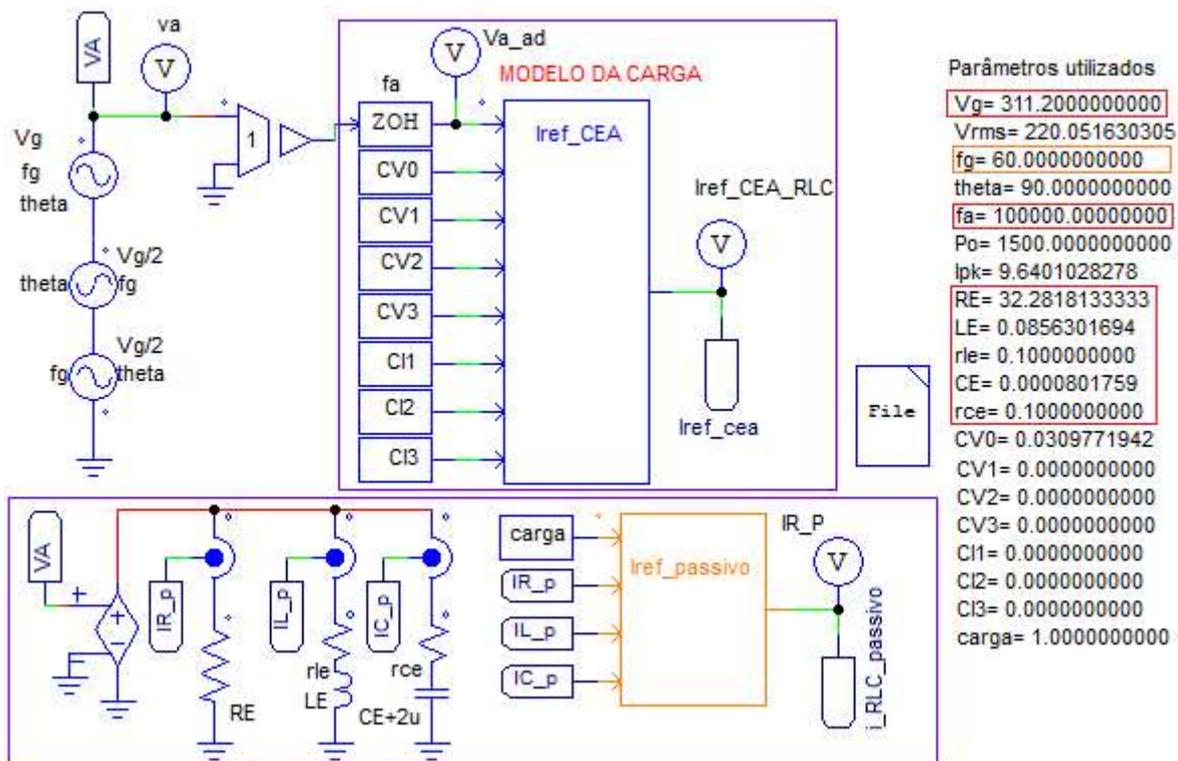
### 3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção destina-se a validação dos modelos de carga, da planta e controlador desenvolvidos para a CEA. O objetivo é avaliar através de simulações numéricas, o modelo da carga comparando-o com o modelo de carga do simulador PSIM<sup>®</sup>, e o comportamento do controlador proposto.

#### 3.7.1 Validação do modelo de carga

Na Figura 42 é apresentado o circuito utilizado para validar o modelo de carga proposto, além dos valores de carga utilizados na simulação. As entradas do bloco modelo de carga são a tensão amostrada e os coeficientes da função transferência discretizada do modelo da carga que é emulado, como saída desse bloco, tem-se a corrente de referência da CEA.

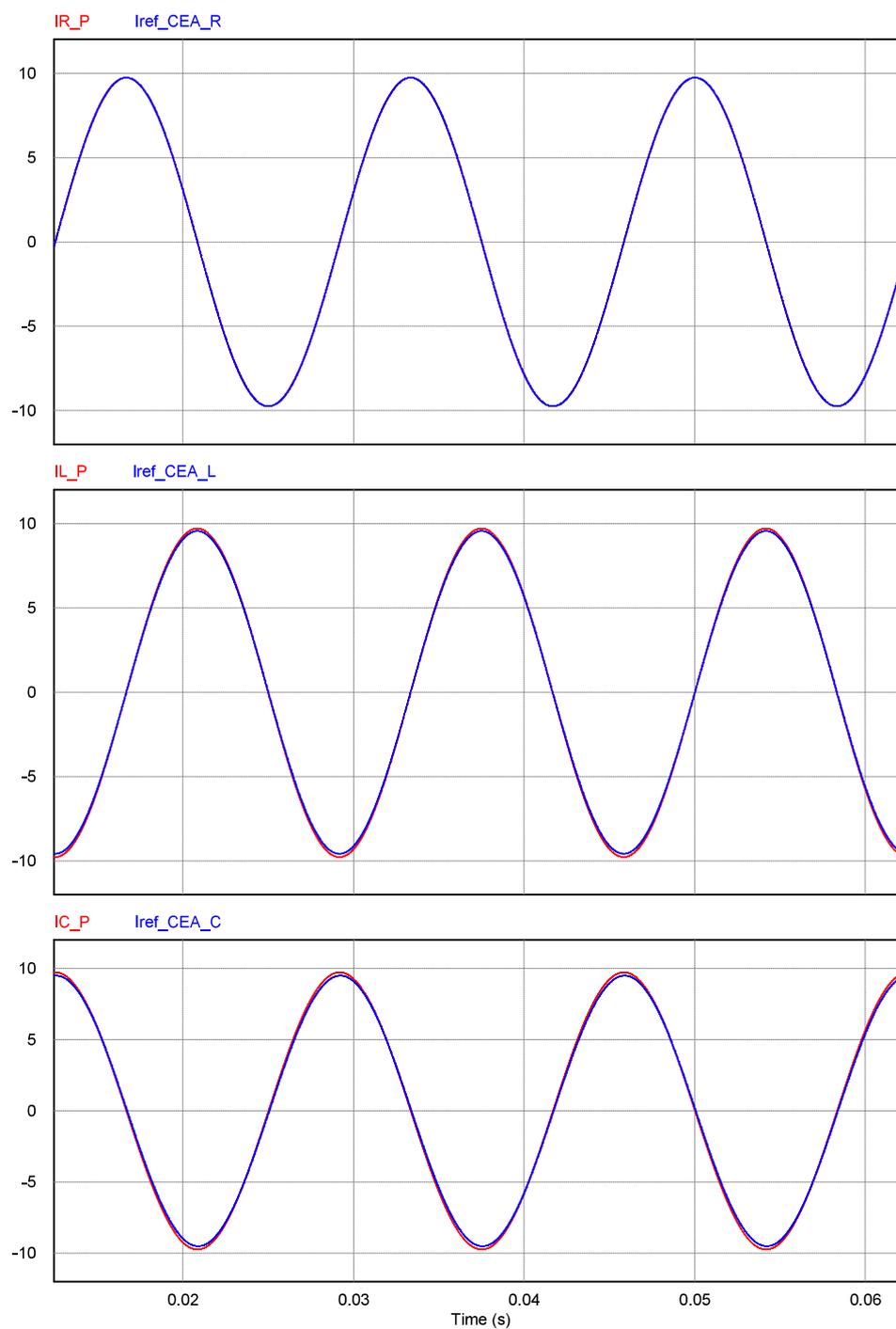
Figura 42 – Circuito utilizado para validação do modelo de carga



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 43 são apresentados os resultados de simulação para os modelos de carga do tipo R, L e C, respectivamente. Conforme Figura 43, pode-se perceber que a corrente gerada pelo modelo de carga coincide com a corrente gerada pelo modelo do elemento passivo do PSIM<sup>®</sup>.

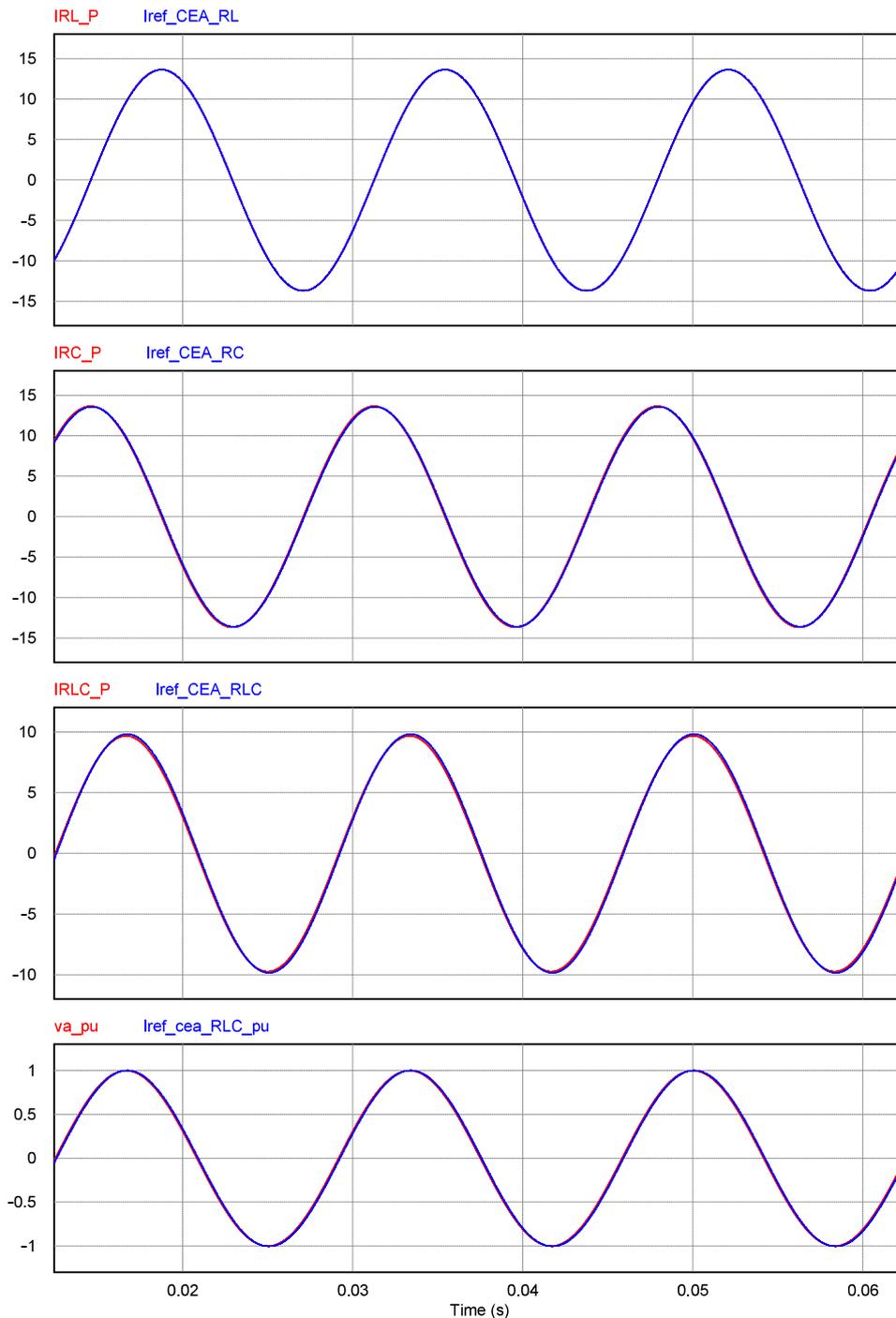
Figura 43 – Simulação de carga resistiva, indutiva e capacitiva



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 44 são apresentados os resultados para combinação dos elementos em paralelo, sendo o primeiro composto por uma carga RL, na sequência RC e RLC. O circuito RLC está projetado para a frequência de ressonância na frequência da rede, sendo também apresentado o valor da corrente em pu, comparado com a tensão da rede em pu. Conforme pode ser visto, ambos estão em fase e apresentam o mesmo comportamento.

Figura 44 – Formas de onda da corrente para carga RL, RC, RLC e tensão  $va$



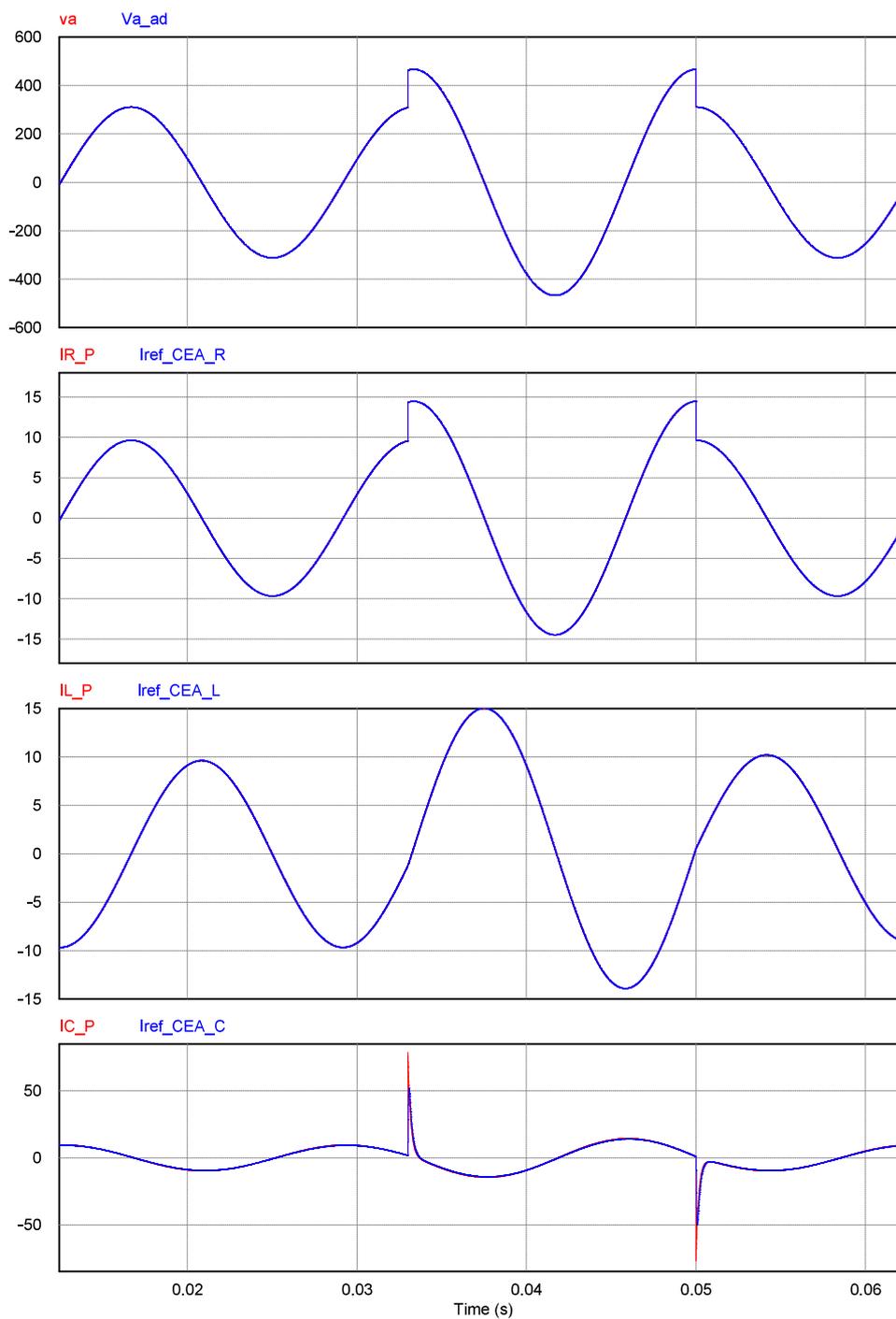
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Para avaliar o comportamento transitório do modelo proposto, foi aplicado um

degrau de 50 % na fonte de tensão  $v_g$ . Os valores dos componentes utilizados nas simulações são os mesmos utilizados na Figura 42, porém, o valor da resistência série do capacitor foi aumentado para  $r_{ce} = 2 \Omega$ , para limitar a amplitude da corrente no degrau de carga.

Na Figura 45 é apresentado as formas de onda de corrente do modelo, sendo comparado com as formas de onda dos elementos passivos do PSIM<sup>®</sup>.

Figura 45 – Resposta do modelo à aplicação de degrau de tensão na fonte  $V_g$

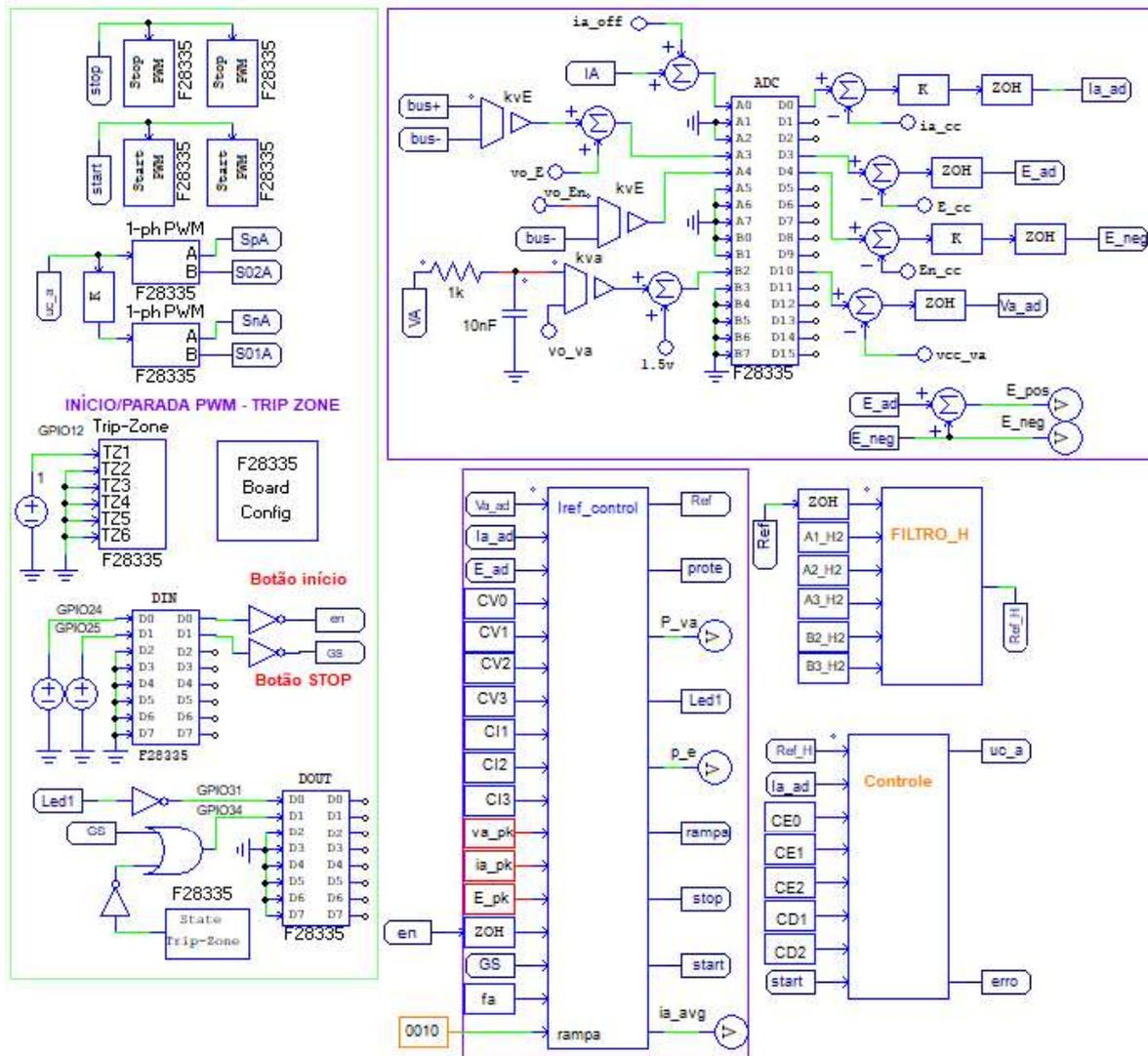


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

### 3.7.2 Validação do controlador

Na Figura 46 é apresentado o circuito utilizado para validação do controlador proposto, formado pelo bloco de geração da corrente de referência, bloco do controlador e funções do DSP disponíveis no programa PSIM<sup>®</sup>.

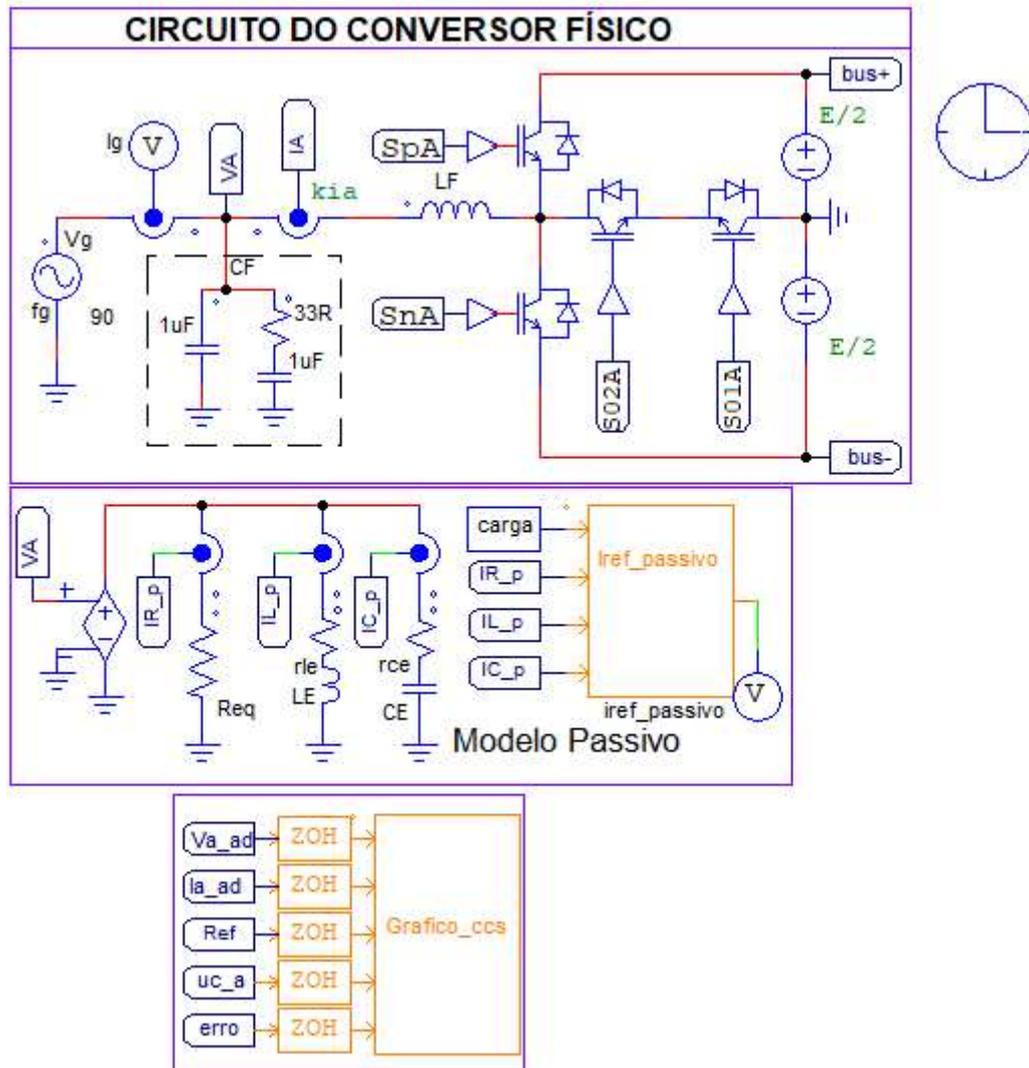
Figura 46 – Circuito de simulação utilizando blocos do DSP



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 47 é apresentado o circuito de potência do conversor, o qual possui um filtro LC de entrada, além de um ramo RC passivo para amortecimento ( $R = 33 \Omega$  e  $C = 1 \mu F$ ), e o circuito passivo utilizado para fazer a comparação dos modelos de carga do PSIM<sup>®</sup> e os modelos propostos.

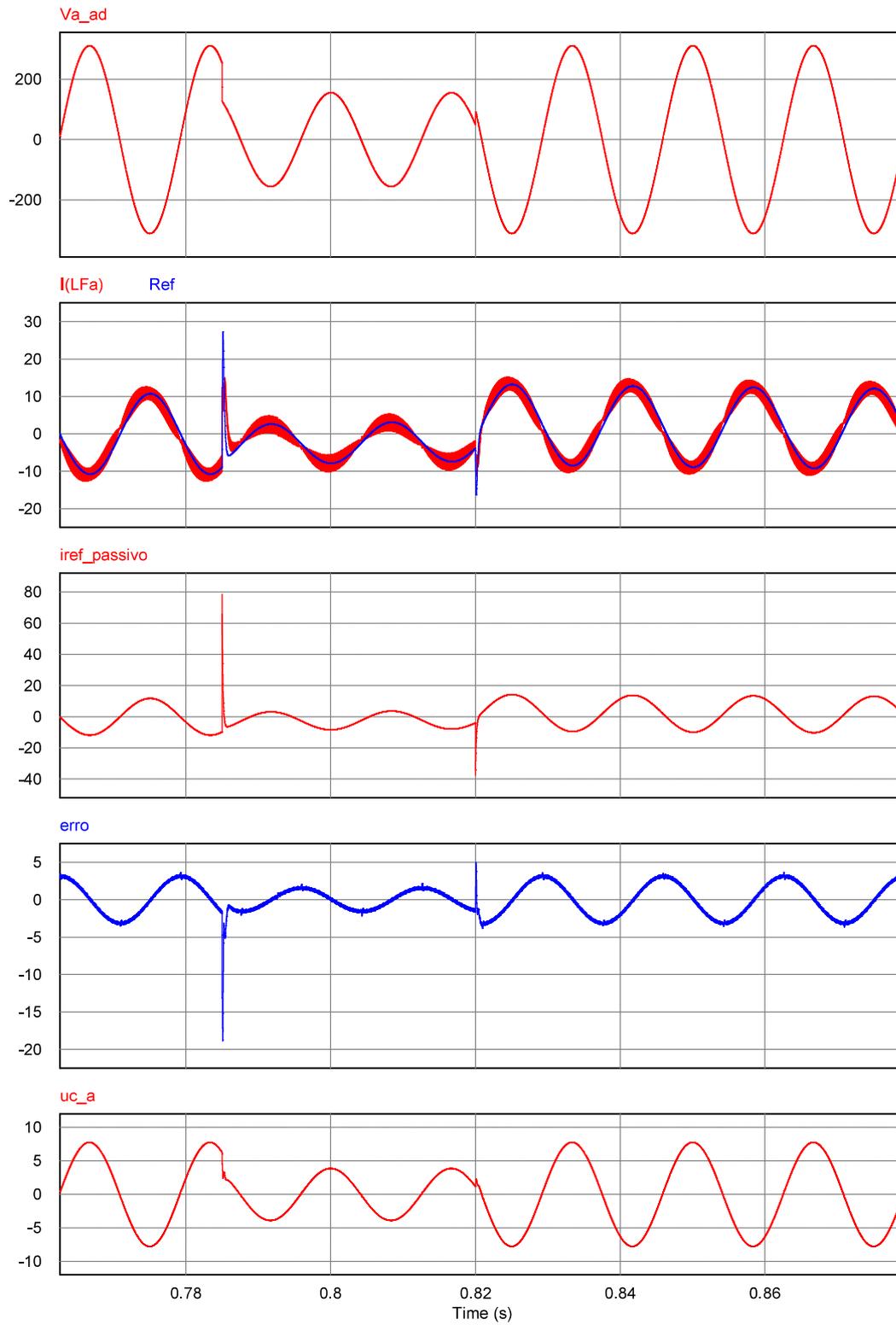
Figura 47 – Circuito de potência utilizado na simulação



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 48 são apresentadas as formas de onda para a simulação de uma carga RLC em paralelo. Sendo mostrado a forma de onda da corrente de referência da CEA, a corrente no indutor controlada pela CEA e a corrente de uma carga passiva equivalente ( $Iref\_passivo$ ), além das formas de onda da ação de controle e do erro. Conforme pode ser visto, a corrente no indutor é controlada, seguindo a referência, por sua vez, a corrente de referência possui o mesmo comportamento que a carga passiva, apresentando um erro de 43 mA, para a corrente nominal de 7,13 A rms.

Figura 48 – Circuito de simulação - Parte de potência da CEA como emulador de carga RLC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

### 3.8 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo destinou-se a apresentação de uma breve revisão bibliográfica sobre CEA, os principais fatores de desempenho, o modelo de carga passiva e carga emulada, o modelo da planta, projeto do controlador, além de resultados de simulação.

O filtro de entrada do conversor utilizado para emular a carga RLC, é do tipo LC. O capacitor desse filtro é utilizado para absorver os ruídos de frequência elevadas, além de converter a saída do inversor de fonte de corrente, em fonte de tensão, a qual é utilizada para gerar a corrente de referência de acordo com a carga a ser emulada.



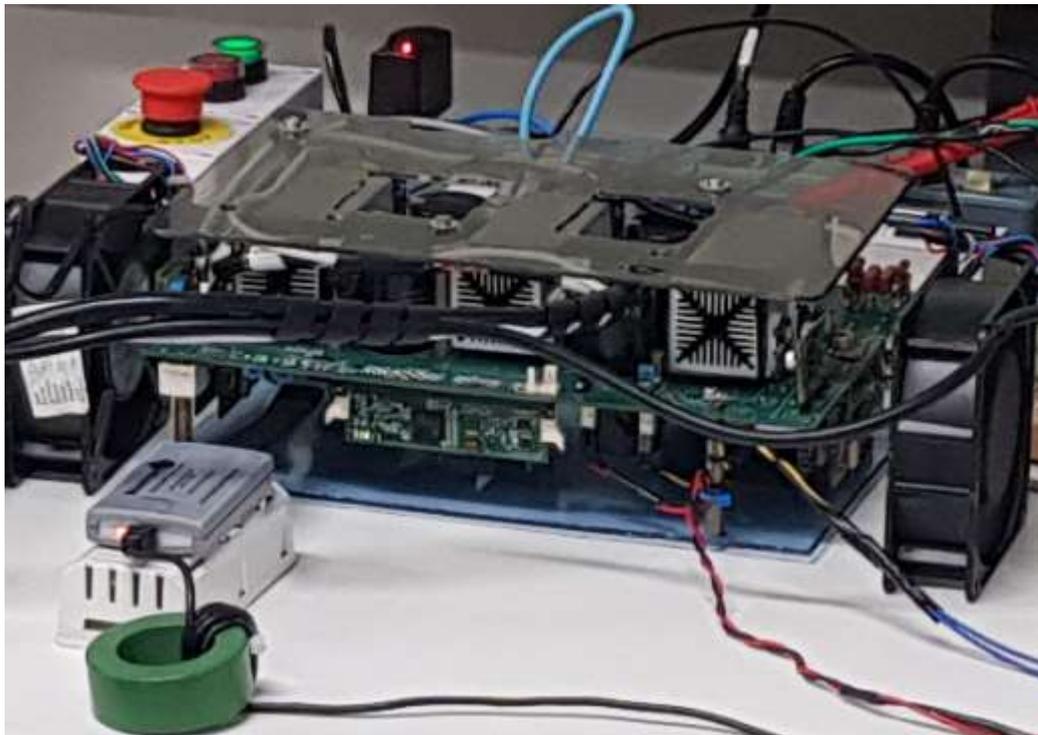
## 4 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais da implementação da carga eletrônica ativa, validando os estudos e a proposta apresentada. Primeiramente será apresentada a validação de alguns modelos de cargas do tipo R, L, C e combinações. Na sequência será apresentado os resultados dos testes anti-ilhamento.

### 4.1 SISTEMA IMPLEMENTADO PARA OS ENSAIOS

A CEA foi implementada utilizando um conversor T-NPC trifásico com filtro LC de entrada, cujos detalhes do projeto podem ser vistos em (HEERDT, 2013). O conversor pode operar com potência de até 3,5 kVA por fase, sendo utilizado nos ensaios na configuração monofásica. A CEA foi projetada para operar com inversores na faixa entre 1 kVA e 5 kVA, para testes com potência maiores do que 3,5 kVA, pode-se utilizar outra fase do conversor operando em paralelo, ou intercaladas. Na Figura 49 é apresentado o conversor utilizado como emular de carga RLC.

Figura 49 – Imagem do protótipo utilizado para emular carga RLC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

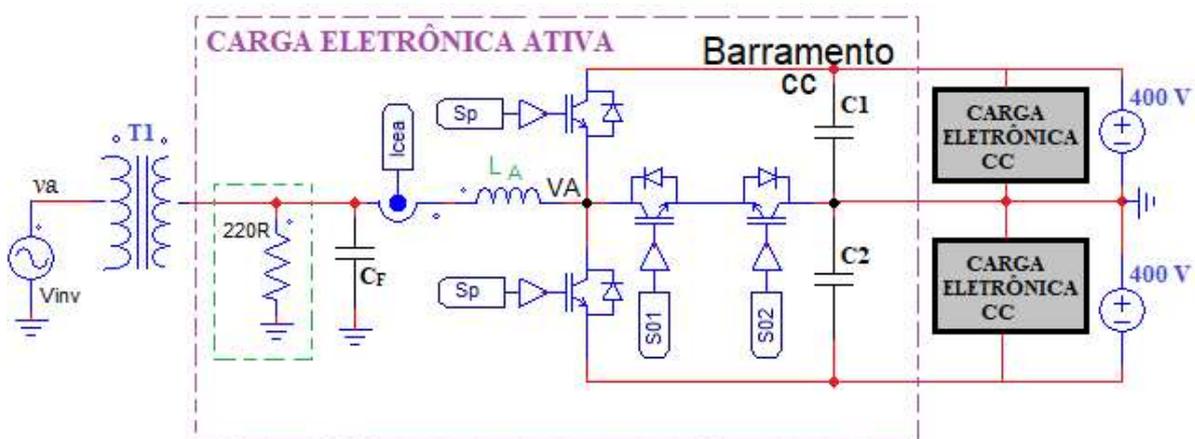
### 4.2 VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE CARGA

Na Figura 50 é apresentado o esquema elétrico da CEA implementada nos testes, formado por um transformador de 5 kVA, utilizado para isolar a fonte CA que emulará a

rede de distribuição. Para alimentar o barramento de  $\pm 400$  V foram utilizadas duas fontes c.c. reversíveis (regenerativas), através do uso de fontes c.c. associadas à cargas eletrônicas c.c.

Nos testes com carga RLC, foi inserido na entrada da CEA um resistor de  $220 \Omega$ , que consome  $220$  W para tensão da rede de  $220$  V. O resistor foi inserido para deixar o sistema mais passivo. Esse valor é descontado do valor total que será emulado, e foi projetado para ter um consumo abaixo do menor nível de potência, que ocorre no teste C com  $333$  W, para um inversor de  $1$  kVA.

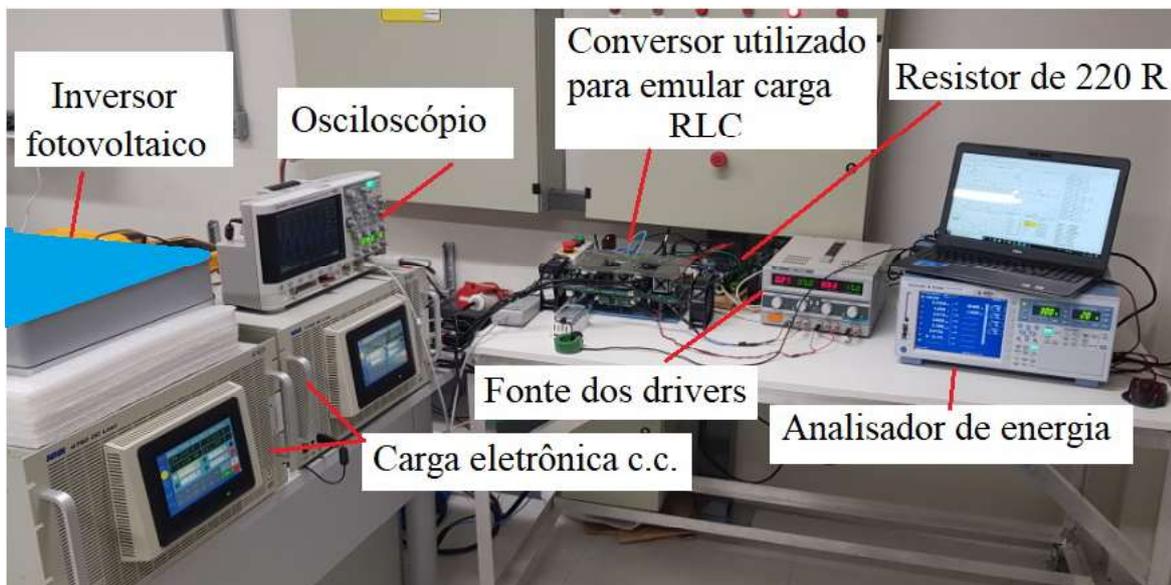
Figura 50 – Esquema de ligação da CEA implementada



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 50 é apresentado a montagem do protótipo em laboratório, na qual podem ser vistos os equipamentos utilizados para a realização dos ensaios.

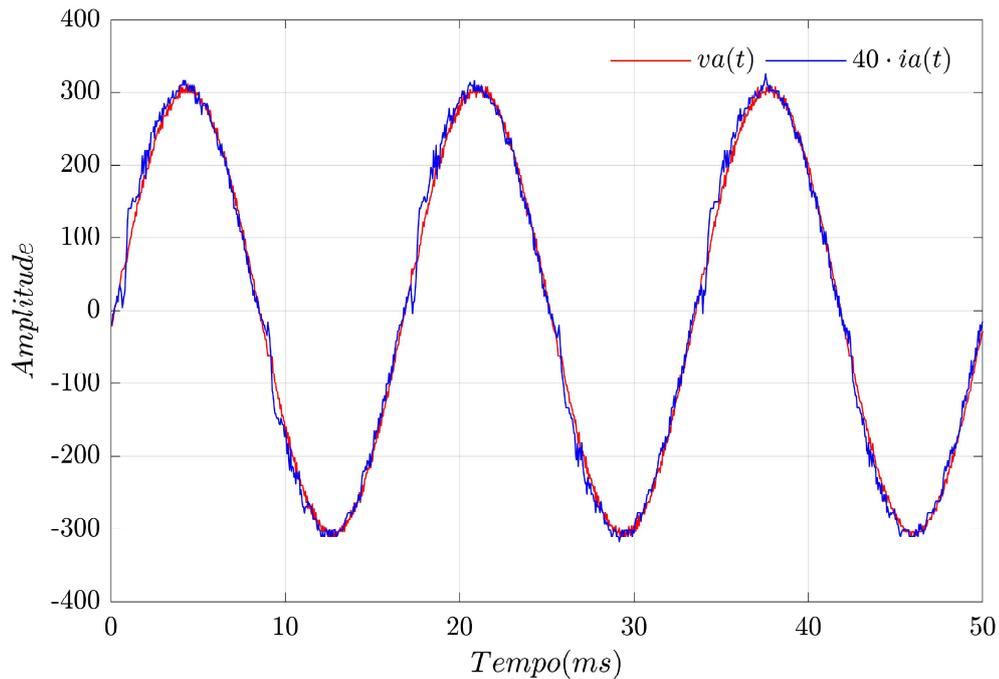
Figura 51 – Montagem do protótipo em laboratório



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 52 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para a emulação de uma carga resistiva de 1200 W de potência, ou seja, possui uma resistência com o valor de  $40,33 \Omega$ . A CEA drena uma corrente senoidal com valor eficaz de 5,54 A em fase com a tensão eficaz de 220 V. O valor eficaz da corrente esperado é de 5,455 A, em fase com a tensão.

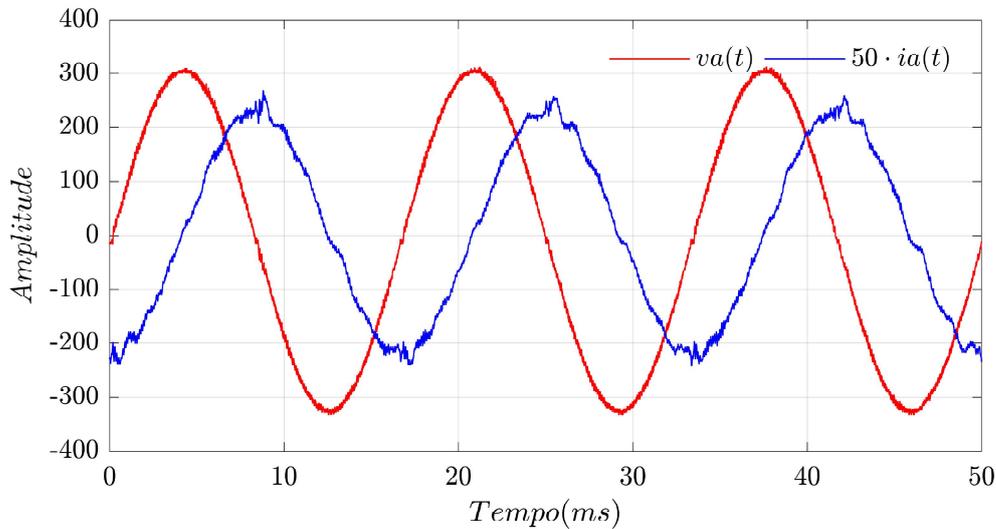
Figura 52 – Forma de onda de tensão e corrente para emulação de carga resistiva com valor de  $40,33 \Omega$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 53 são apresentadas as formas de onda para a emulação de uma carga indutiva de 182,62 mH com resistência série de  $100 \text{ m}\Omega$ . O valor eficaz da corrente esperado é de 3,195 A com ângulo de defasagem de  $89,92^\circ$  atrasado em relação a tensão. O valor eficaz da corrente medido com o analisador de energia foi de 3,151 A com ângulo de defasagem de  $89,97^\circ$  atrasado em relação a tensão, que possui valor eficaz de 220 V.

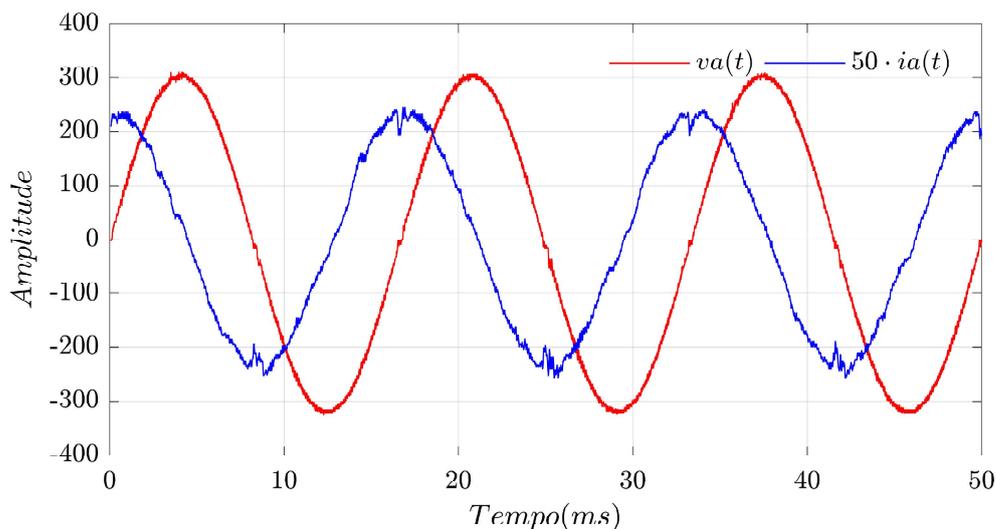
Figura 53 – Formas de onda de tensão e corrente para emulação de carga indutiva de 182,62 mH com resistência série de 100 m $\Omega$



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 54 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para a validação de uma carga capacitiva com consumo de potência reativa de 716 VAR em 220 V e resistência série  $r_{ce}=7,72 \Omega$ . O valor eficaz da corrente esperado é de 3,259 A com defasagem de  $83,467^\circ$ . O valor eficaz da corrente obtido com o analisador de energia foi de 3,261 A e ângulo de defasagem de  $83,466^\circ$ .

Figura 54 – Emulação de carga capacitiva com consumo de potência reativa de 716 VAR com  $r_{ce} = 7,72 \Omega$

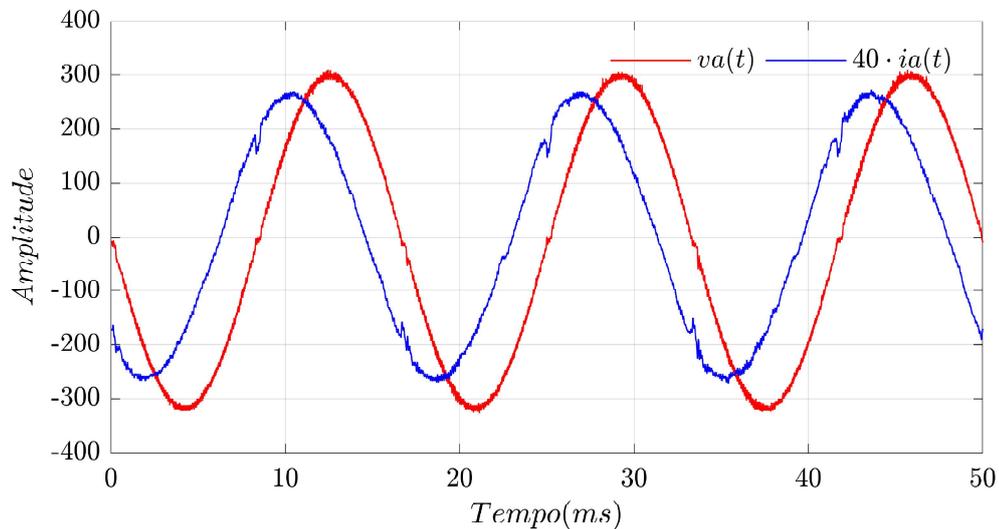


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 55 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para a validação de uma carga RC em paralelo. A carga escolhida tem consumo de potência ativa de 680 W e consumo de potência reativa de 716 VAR, para a tensão de alimentação de 220 V. O valor eficaz da corrente esperado é de 4,49 A com defasagem de  $46,48^\circ$ . O valor

eficaz da corrente obtido com o analisador de energia foi de 4,53 A e ângulo de defasagem de  $46,22^\circ$ .

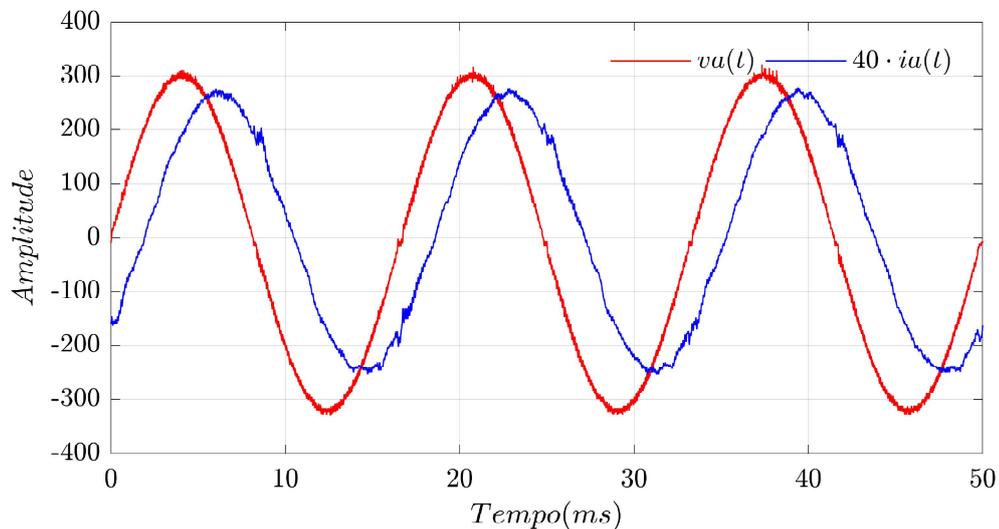
Figura 55 – Emulação de carga resistiva-capacitiva em paralelo com consumo de potência ativa de 680 W e consumo de potência reativa de 716 VAR



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 56 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para a validação de uma carga RL em paralelo. A carga escolhida tem consumo de potência ativa de 680 W e consumo de potência reativa de 707 VAR, para a tensão de alimentação de 220 V. O valor eficaz da corrente esperado é de 4,46 A com defasagem de  $-46,11^\circ$ . O valor eficaz da corrente obtido com o analisador de energia foi de 4,49 A e ângulo de defasagem de  $-45,76^\circ$ .

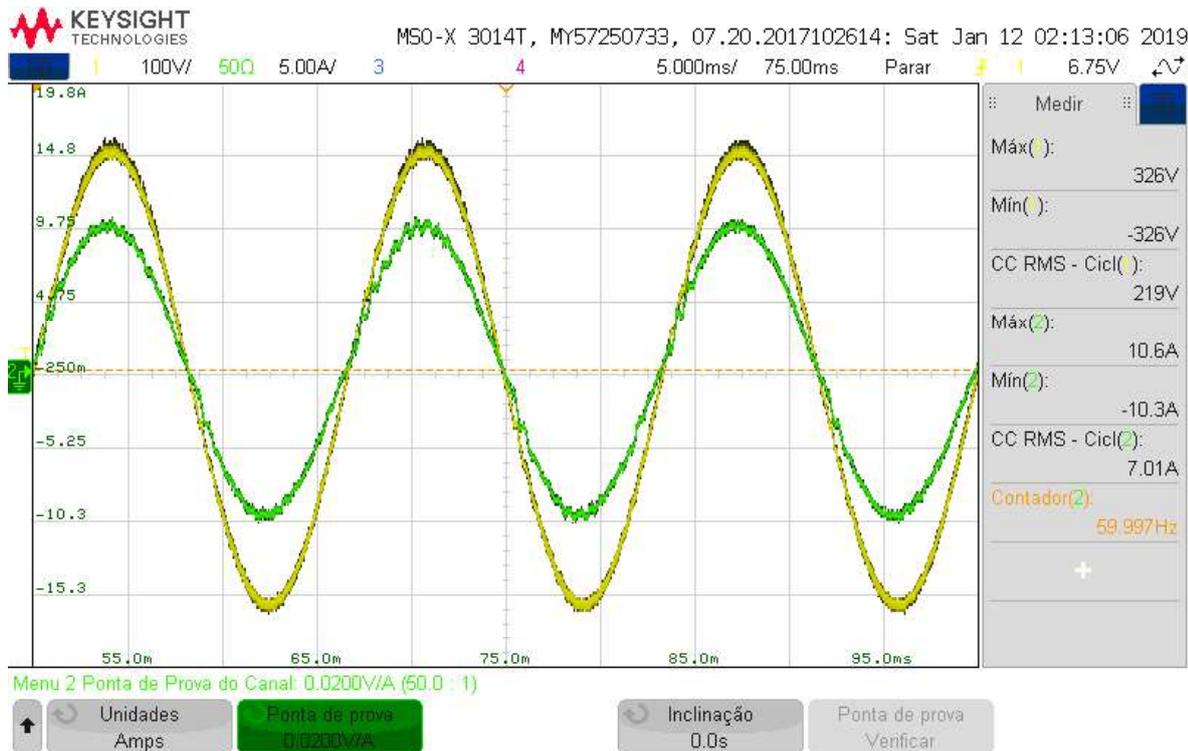
Figura 56 – Emulação de carga resistiva-indutiva em paralelo com consumo de potência ativa de 680 W e consumo de potência reativa de 707 VAR



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Por fim, na Figura 57 é apresentado as formas de onda para uma carga RLC em paralelo, com ressonância em 60 Hz, com potência ativa de 1450 W, e 1540 VAR de potência reativa consumida pela carga indutiva e capacitiva, de modo que o ângulo entre a tensão e a corrente é aproximadamente nulo.

Figura 57 – Emulação de carga RLC em paralelo.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

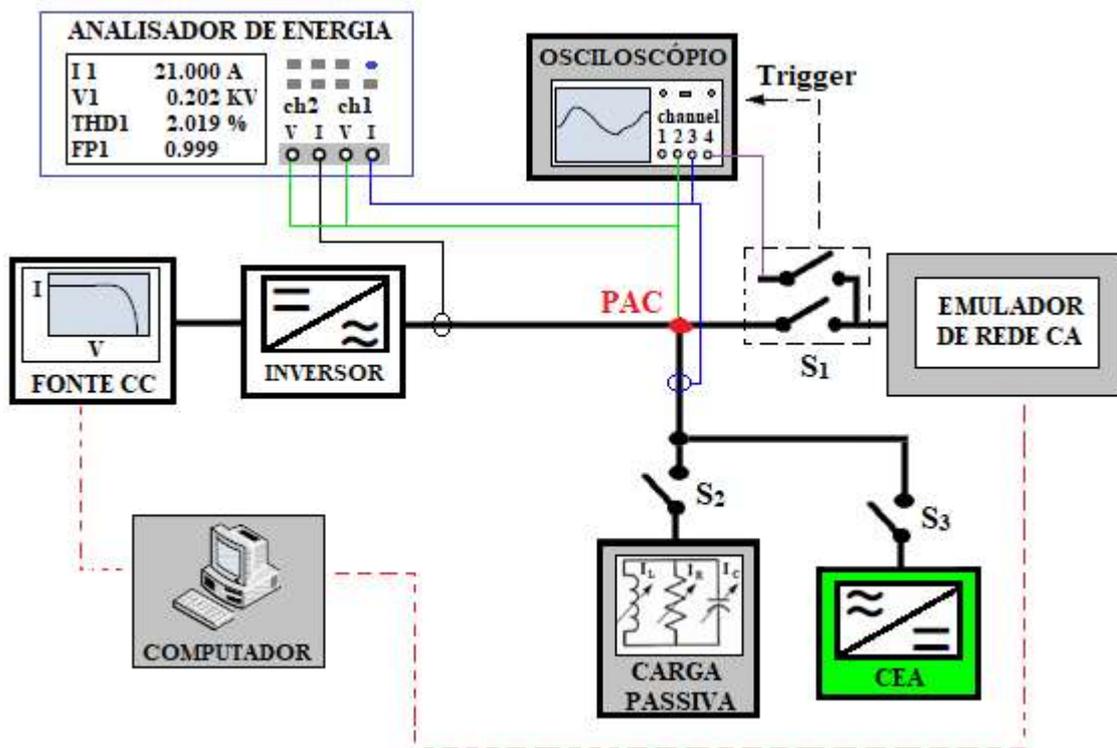
### 4.3 CEA APLICADA À ENSAIO ANTI-ILHAMENTO DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS

Nessa seção serão apresentados os resultados experimentais dos ensaios anti-ilhamento com carga passiva e ativa, comparando os resultados.

#### 4.3.1 Procedimentos para a realização dos ensaios

Na Figura 58 é apresentado o circuito utilizado nos testes anti-ilhamento. A chave S1 é um contator e quando é aberto, a fonte emuladora da rede é desconectada do circuito, provocando o ilhamento. O contator também fornece o sinal de *Trigger* para indicar o instante de início do ilhamento. As chaves S<sub>2</sub> e S<sub>3</sub> são utilizadas para selecionar a carga que será utilizada no teste, passiva ou CEA, respectivamente. O tempo de desconexão do inversor é contado do instante de abertura da chave S1, até o instante que a corrente de saída do inversor estabiliza com amplitude menor ou igual a 1 % da corrente nominal do inversor, segundo a norma (NBR IEC 62116, 2012).

Figura 58 – Circuito utilizado para ensaios anti-ilhamento com carga passiva e CEA



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Para os ensaios o ESE deve operar com potência de:

- Ensaio A - 100 % da potência nominal;
- Ensaio B - 50 – 66 % da potência nominal;
- Ensaio B - 25 – 33 % da potência nominal.

A chave S1 é aberta após a carga RLC ser ajustada de modo que a corrente que flui por ela seja nula (com variação de até 1 % da corrente nominal). Nos testes, a carga foi ajustada para operar na condição de 1 % de corrente fluindo pela chave S1.

#### 4.3.2 Metodologia utilizada para realizar a comparação entre os resultados obtidos com carga passiva e CEA

Para fazer a comparação entre os resultados obtidos com a carga passiva e CEA, utilizou-se a seguinte metodologia.

- Realização de cada ensaio 20 vezes, sendo 10 repetições com a carga passiva e 10 com a CEA, sempre nas mesmas condições;
- De posse desses resultados, elaborou-se uma planilha com os tempos de desconexão de cada ensaio;
- Procurou-se encontrar um padrão de comportamento da resposta para cada teste, sendo utilizado como referência o número de vezes que ocorria a desconexão em

um mesmo tempo, a unidade de tempo escolhida foi o número de ciclos de rede (trabalhando sempre com números inteiros);

- Os dados comparados são dos ensaios que estão dentro do padrão encontrado em cada teste.

Os parâmetros utilizados para comparar o comportamento da carga ativa e passiva, foram.

- Comportamento da forma de onda da tensão no PAC;
- Comportamento da forma de onda da corrente drenada pela carga;
- Amplitude das harmônicas de corrente;
- THD da corrente;
- Fator de potência;
- Repetibilidade dos testes.

A seguir são apresentados os resultados obtidos.

#### 4.3.3 Condição A - teste 1 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012

No primeiro teste foi escolhida a condição A e o teste 1 da norma. Nesse teste o inversor e a carga devem operar com a potência ativa nominal do inversor, e a carga com reativo  $Q_{carga} = -Q_{ESE}$ . A chave S1 é aberta após a carga RLC ser ajustada de modo que a corrente que flui por ela seja 1 % da corrente nominal.

Na Tabela 9 são apresentadas as condições do ensaio A (teste 1), onde a carga é configurada para consumir 99 % da potência do ESE, o restante flui para o emulador de rede.

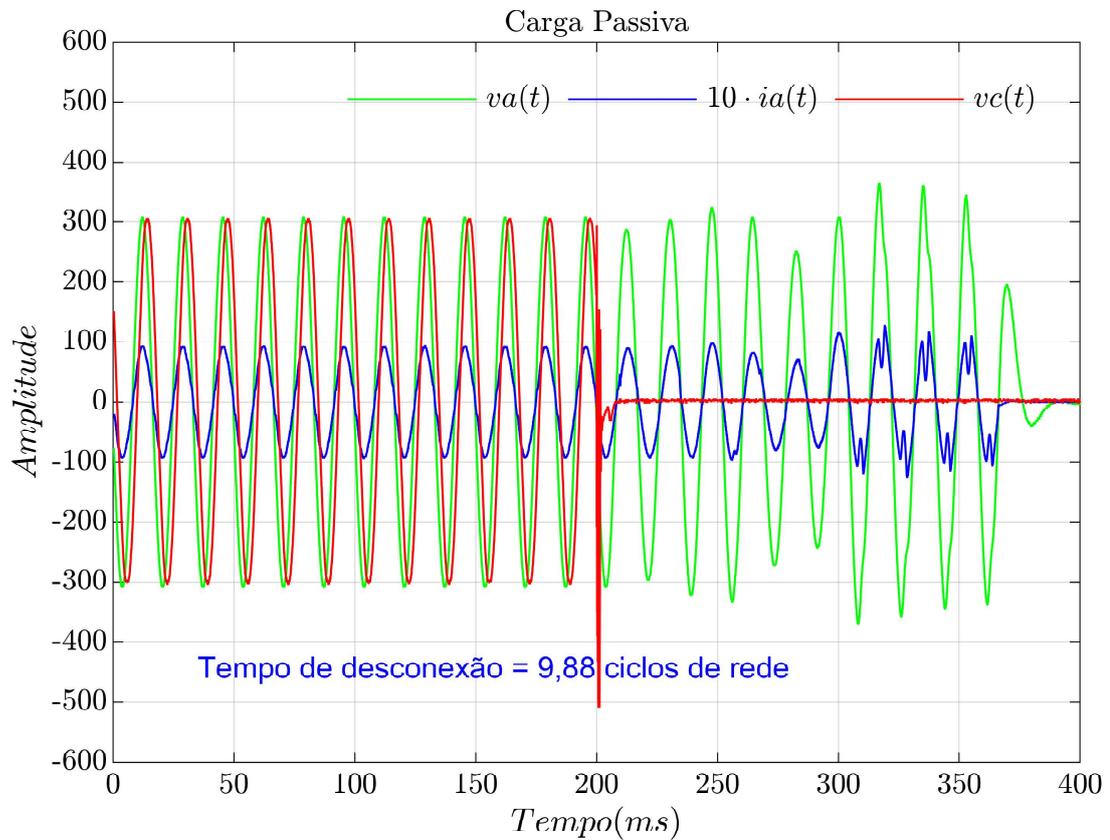
Tabela 9 – Condições do ensaio A (teste 1)

Ensaio	$P_{ESE}$	$Q_{ESE}$	$P_{cargaRLC}$	$Q_{cargaRLC}$
A - 100 %	1400 W	189 VAr	1386 W	-189 VAr

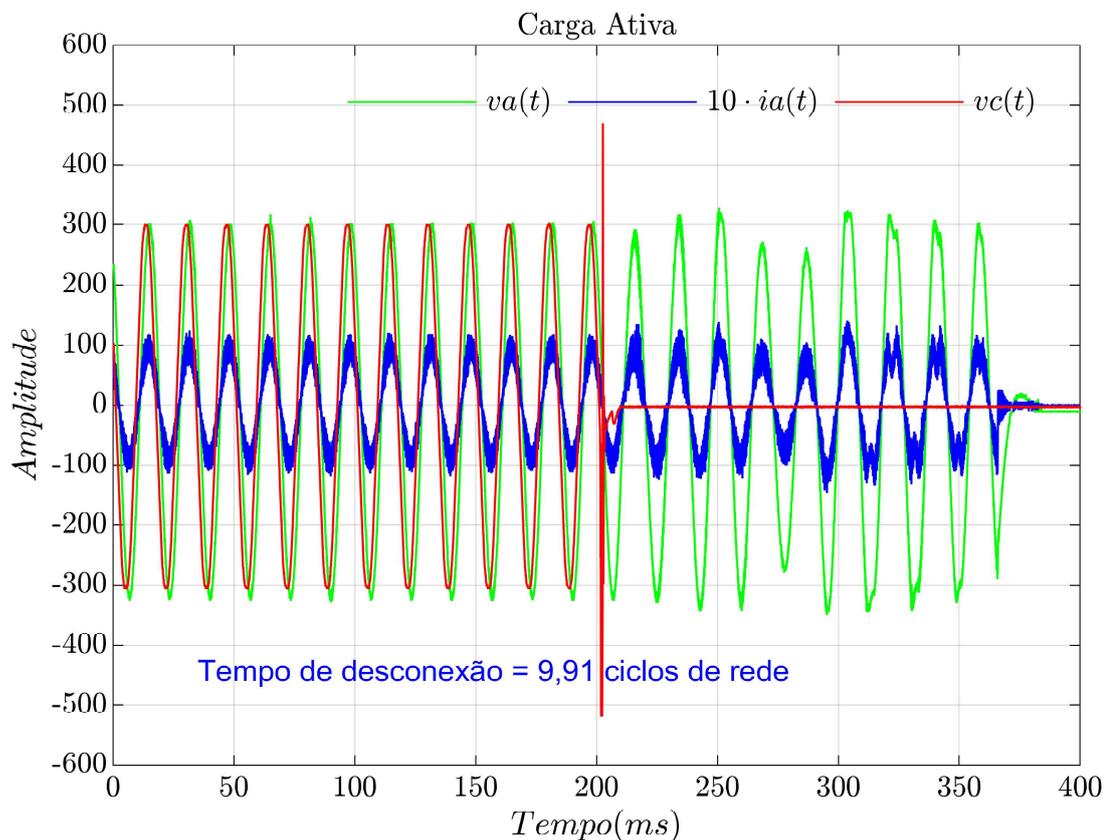
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 59 são apresentadas as formas de onda de tensão no PAC,  $va(t)$ , a forma de onda de corrente drenada pela carga,  $ia(t)$ , a qual possui um multiplicador de 10x e a tensão no contator,  $vc(t)$ , para a carga passiva e ativa, respectivamente. O instante de abertura do contator nos dois casos foi bem próximo da passagem por zero da tensão e da corrente, no gráfico tempo  $\simeq$  200 ms. Conforme pode ser visto, o comportamento no tempo da tensão e corrente da carga eletrônica ativa, é bem semelhante ao comportamento da carga passiva. Os tempos de desconexão do inversor para os dois casos, também ficaram bem próximos.

Figura 59 – Forma de onda de tensão e corrente para carga passiva e ativa (condição A - teste 1)



(a) Forma de onda de tensão e corrente para a carga passiva.



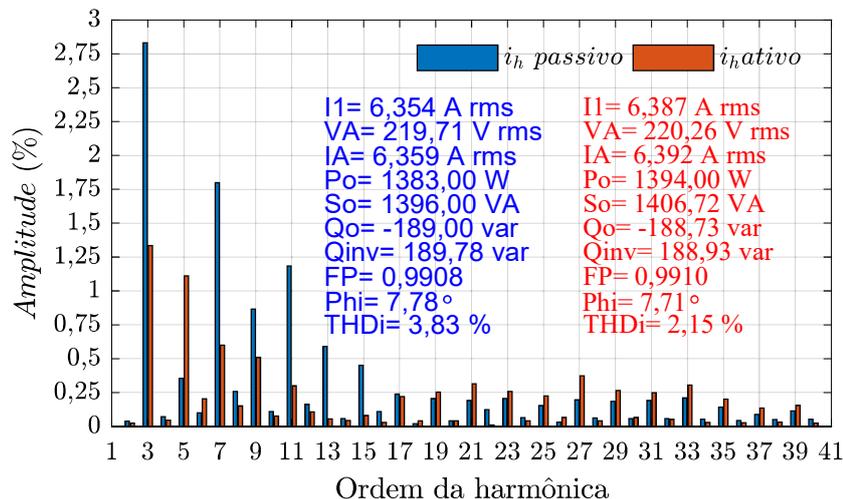
(b) Forma de onda de tensão e corrente para a CEA.

Na Figura 60 é apresentado o espectro harmônico das correntes, para os dois casos. Apesar de serem configurados para as mesmas condições de potência de saída e tensão da rede, ainda assim, ocorrem pequenas variações nos parâmetros de tensão, corrente e potência entre a carga ativa e passiva, e até para o mesmo teste, provocados pelo algoritmo do Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), que gera pequenas variações de potência na saída do inversor.

Conforme pode ser visto na Figura 60, a THD da corrente para a carga passiva é de 3,83 % e para a carga eletrônica ativa de 2,15 %. O fator de potência para ambos os casos é de 0,99.

As harmônicas que apresentam maior diferença entre as amplitudes, são: 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 11<sup>a</sup>.

Figura 60 – Espectro harmônico das correntes para a condição A (teste 1)

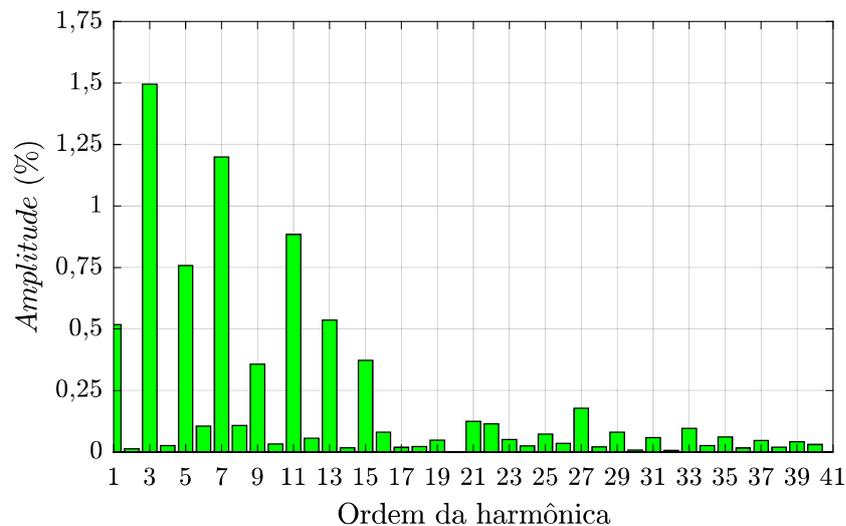


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 60 foram apresentados os espectros harmônicos das correntes das cargas passiva e ativa, cuja as amplitudes estão na casa de mA, de modo que, qualquer pequena oscilação causa um erro absoluto elevado entre os valores das amplitudes das harmônicas, mesmo tendo pouca contribuição ao valor total da corrente do sistema. Sendo assim, utilizou-se como ferramenta de comparação, o erro percentual relativo a fundamental, o qual, reflete o impacto do erro na corrente total do sistema.

Na Figura 61 é apresentado o erro percentual relativo a fundamental entre as amplitudes das harmônicas da carga passiva e ativa. Apenas duas harmônicas apresentaram erro superior a 1 %, e nenhuma apresentou erro superior a 1,5 %.

Figura 61 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição A - teste 1)

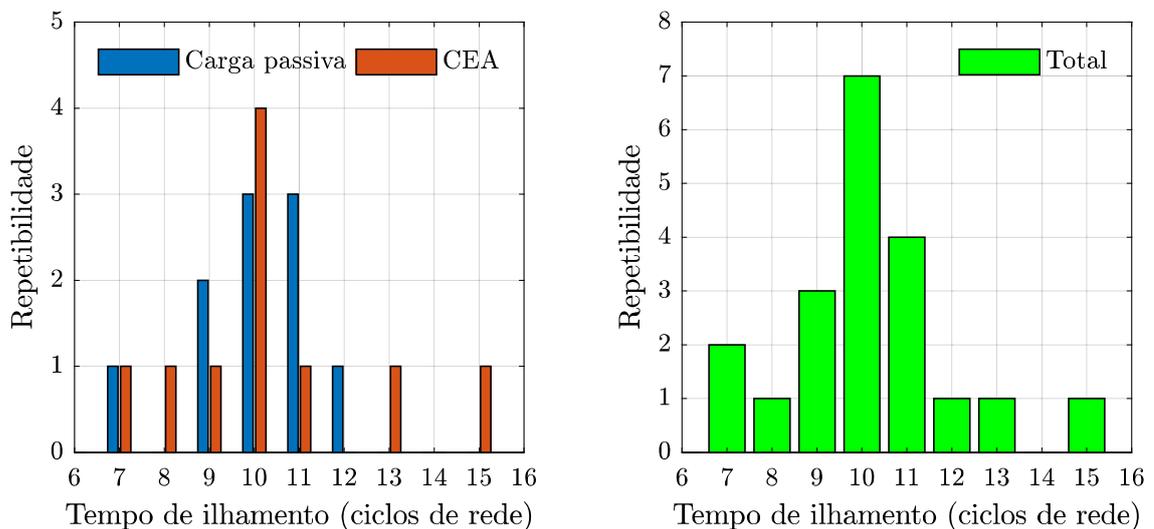


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 62 (a) é apresentado o gráfico de repetibilidade do tempo de desconexão para o teste 1 com cargas ativa e passiva, na Figura 62 (b) a repetibilidade total.

A maior repetibilidade do tempo de desconexão ficou entre 9 e 11 ciclos de rede. O tempo de desconexão que mais se repetiu, foi 10 ciclos de rede, conforme pode ser visto na Figura 62 (b).

Figura 62 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição A - teste 1)



(a) Tempo das cargas individuais.

(b) Tempo das duas cargas.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

#### 4.3.4 Condição B - teste 2 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012

Nesse teste o inversor e a carga devem operar com 66 % da potência ativa nominal do inversor e a carga com reativo  $Q_{carga} = -Q_{ESE}$ . A chave S1 é aberta após a carga RLC

ser ajustada de modo que a corrente que flui por ela seja 1 % da corrente nominal.

Na Tabela 10 são apresentadas as condições do ensaio B (teste 2).

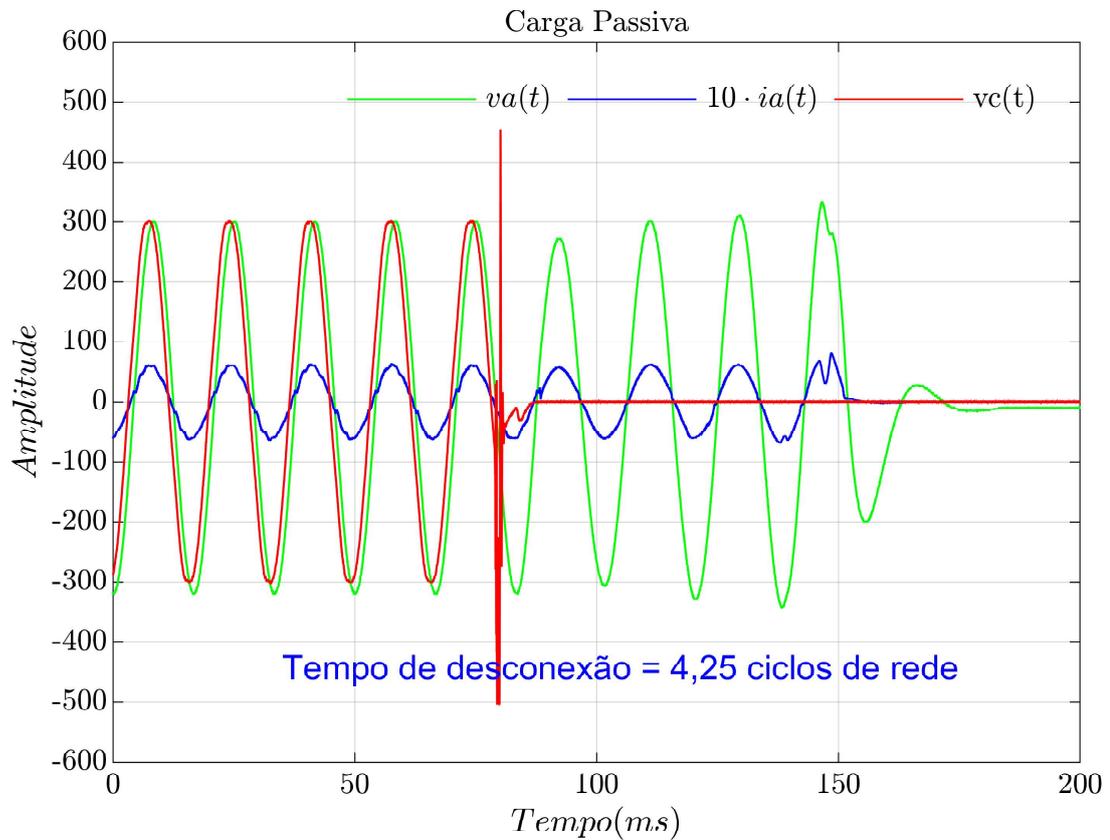
Tabela 10 – Condições do ensaio B (teste 2)

Ensaio	$P_{ESE}$	$Q_{ESE}$	$P_{cargaRLC}$	$Q_{cargaRLC}$
B - 66 %	911 W	189 VAr	901 W	-189 VAr

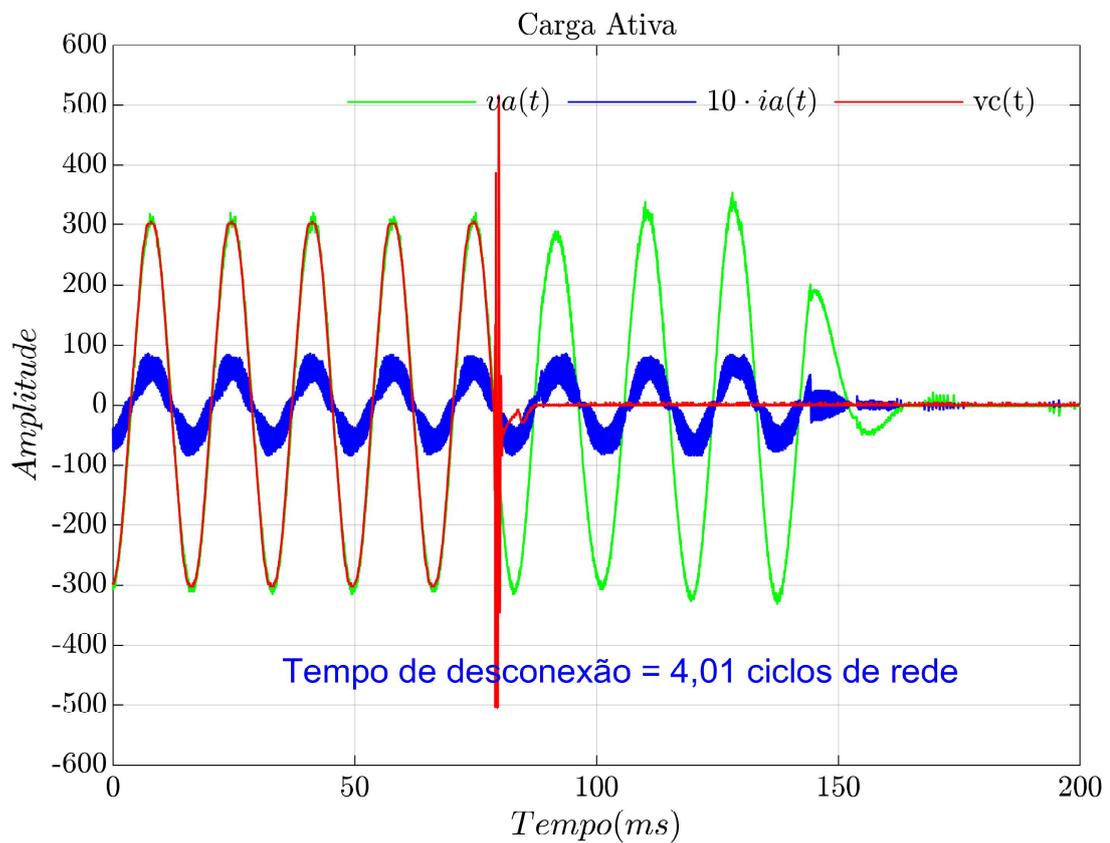
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 63 são apresentadas as formas de onda de tensão no PAC e corrente drenada pela carga. O instante de abertura do contator, nos dois casos, foram bem próximos um do outro: o ângulo da tensão no PAC é bem semelhante. As formas de onda de tensão e corrente apresentam comportamento semelhante, e em ambos os casos, a desconexão por detecção de ilhamento são realizadas em aproximadamente 4 ciclos de rede.

Figura 63 – Forma de onda de tensão e corrente para carga passiva e ativa (condição B - teste 2)



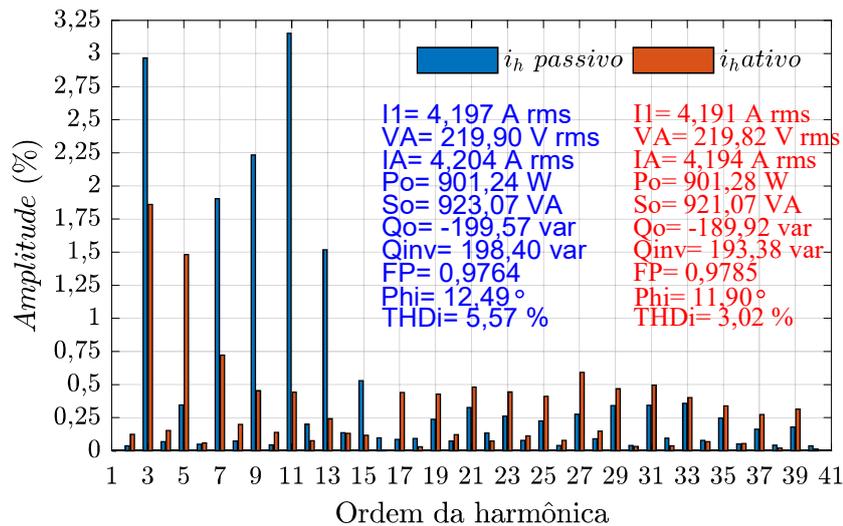
(a) Forma de onda de tensão e corrente para a carga passiva.



(b) Forma de onda de tensão e corrente para a CEA.

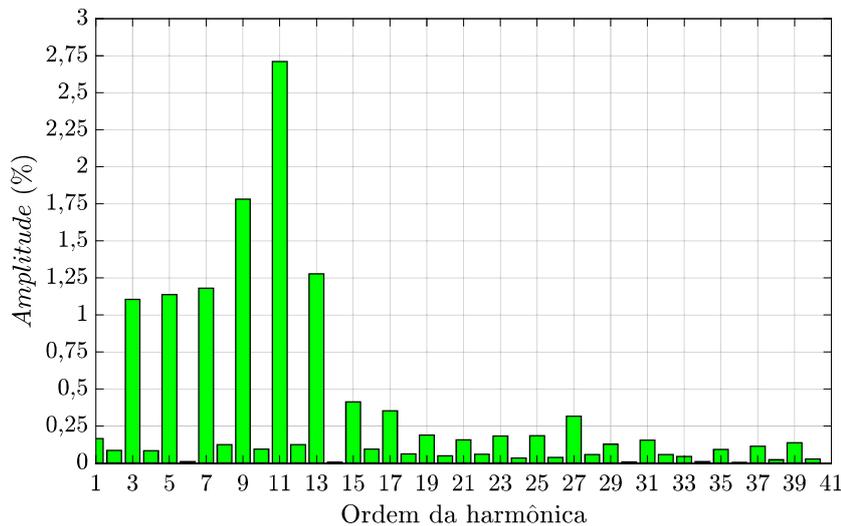
A THD da carga passiva é maior do que da carga ativa, sendo que as harmônicas que apresentam maior diferença são: 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup>, conforme pode ser visto na Figura 64. São 6 harmônicas que apresentam erro maior do que 1 %, e o maior erro entre as amplitudes, está presente na 11<sup>a</sup>, chegando a quase 2,75 %, conforme pode ser visto na Figura 65.

Figura 64 – Espectro harmônico das correntes para a condição B (teste 2)



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

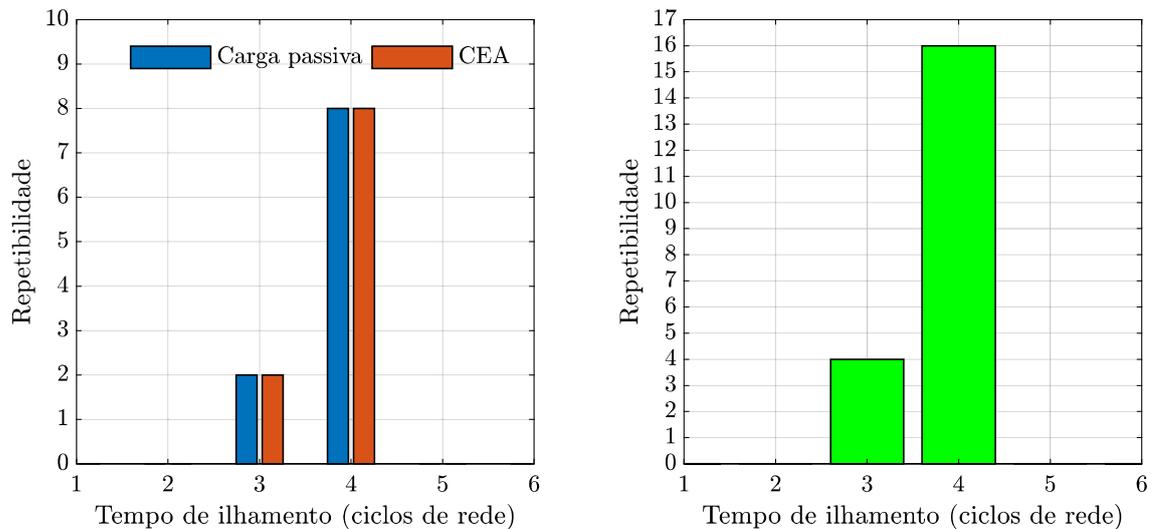
Figura 65 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição B - teste 2)



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Esse foi um dos testes que apresentou maior repetibilidade entre os tempos de desconexão, dentre os 20 testes realizados, 16 vezes a desconexão ocorreu em 4 ciclos de rede e os outros 4 em 3 ciclos de rede, conforme pode ser visto na Figura 66.

Figura 66 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição B - teste 2)



(a) Tempo das cargas individuais

(b) Tempo das duas cargas

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

#### 4.3.5 Condição C - teste 3 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012

Conforme apresentado na Tabela 3, na condição C o inversor pode operar com potência entre 25 % e 33 % da máxima potência do ESE. Optou-se em operar o inversor com 29 % da potência nominal, devido a dificuldade de combinações das cargas passivas. Nesse teste, o inversor e a carga devem operar com 29 % da potência ativa nominal do inversor e a carga com reativo  $Q_{carga} = -Q_{ESE}$ . A chave S1 é aberta após a carga RLC ser ajustada de modo que a corrente que flui por ela seja 1 % da corrente nominal.

Na Tabela 11 são apresentadas as condições do ensaio C (teste 3).

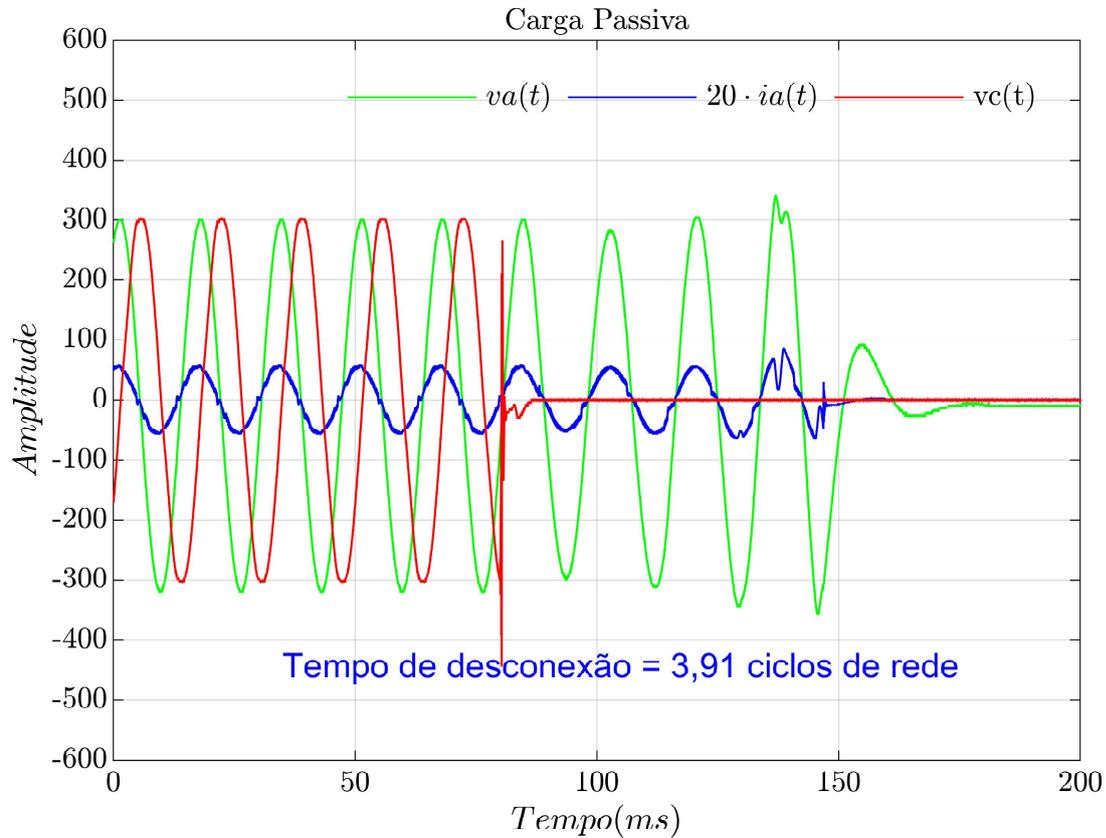
Tabela 11 – Condições do ensaio C (teste 3)

Ensaio	$P_{ESE}$	$Q_{ESE}$	$P_{cargaRLC}$	$Q_{cargaRLC}$
B - 29 %	411 W	77 VAr	407 W	-77 VAr

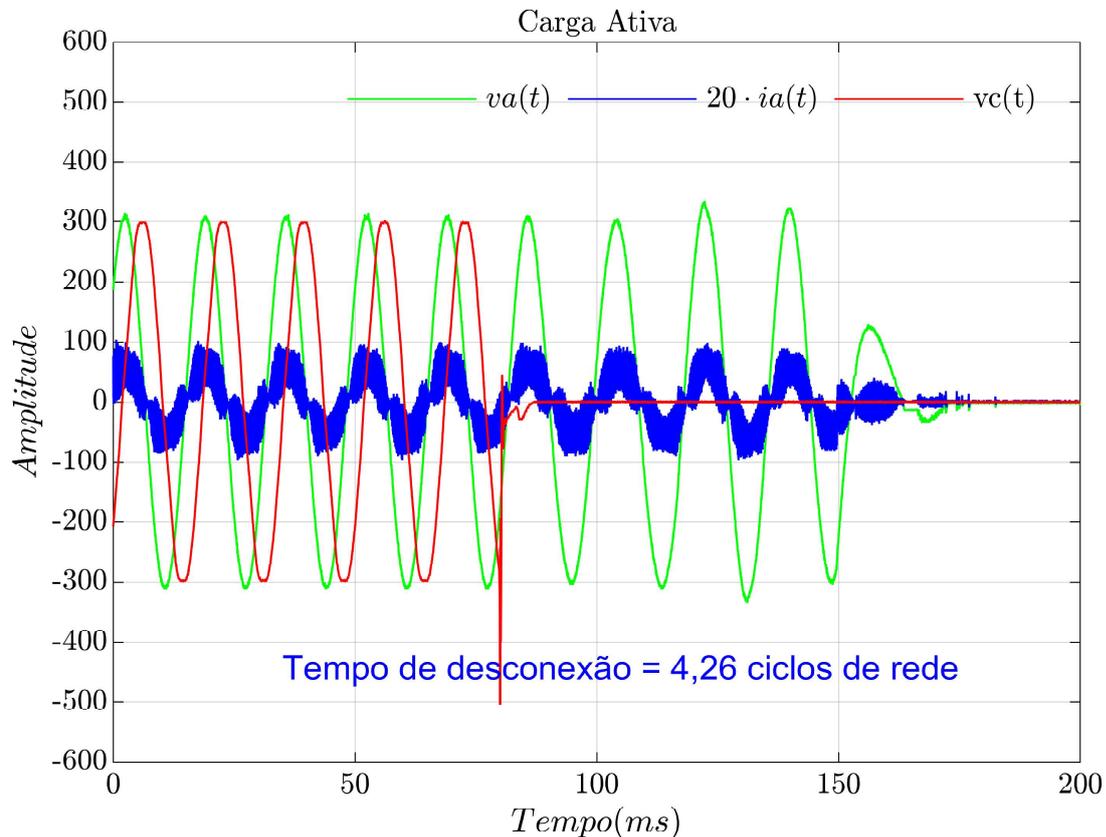
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 67 são apresentadas as formas de onda de tensão no PAC e a corrente drenada pela carga. O instante de abertura do contator nos dois casos foi bem próximo um do outro. O instante de abertura das chaves é bem similar. As formas de onda de tensão e corrente apresentam comportamento semelhante e, em ambos os casos, a desconexão também foi realizada em aproximadamente 4 ciclos de rede.

Figura 67 – Forma de onda de tensão e corrente para carga passiva e ativa (condição C - teste 3)



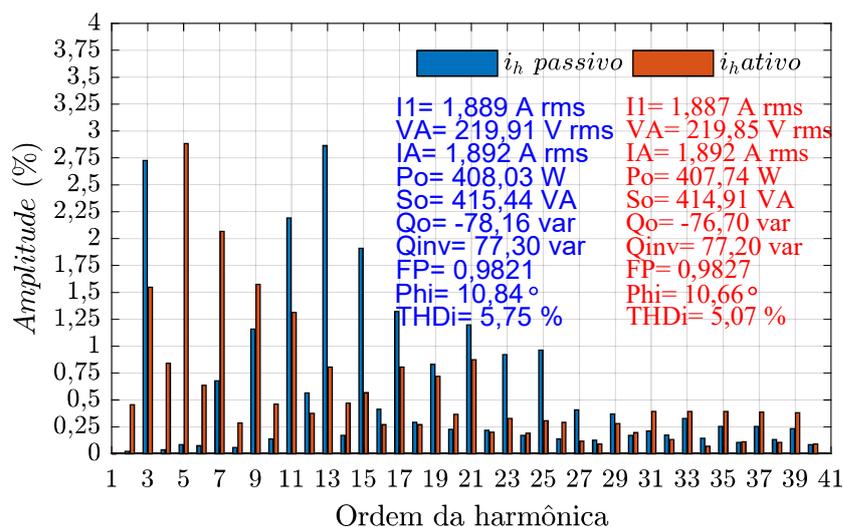
(a) Forma de onda de tensão e corrente para a carga passiva



(b) Forma de onda de tensão e corrente para a CEA

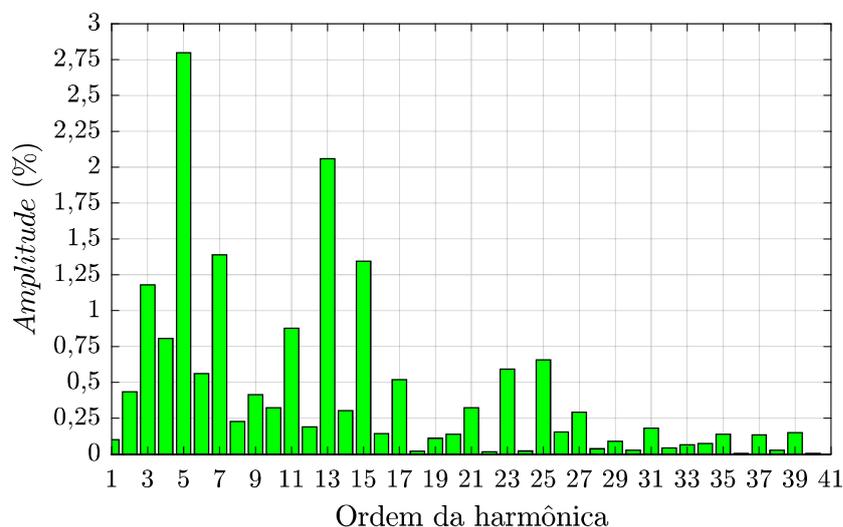
A THD e o fator de potência entre as cargas são praticamente os mesmos, sendo que as harmônicas que apresentam maior diferença são: 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup> e 15<sup>a</sup>, conforme pode ser visto na Figura 68. São 5 harmônicas que apresentam erro maior do que 1 %, e o maior erro entre as amplitudes, está na 5<sup>a</sup> harmônica, sendo levemente superior a 2,75 %, conforme pode ser visto na Figura 69.

Figura 68 – Espectro harmônico das correntes para a condição C (teste 3)



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

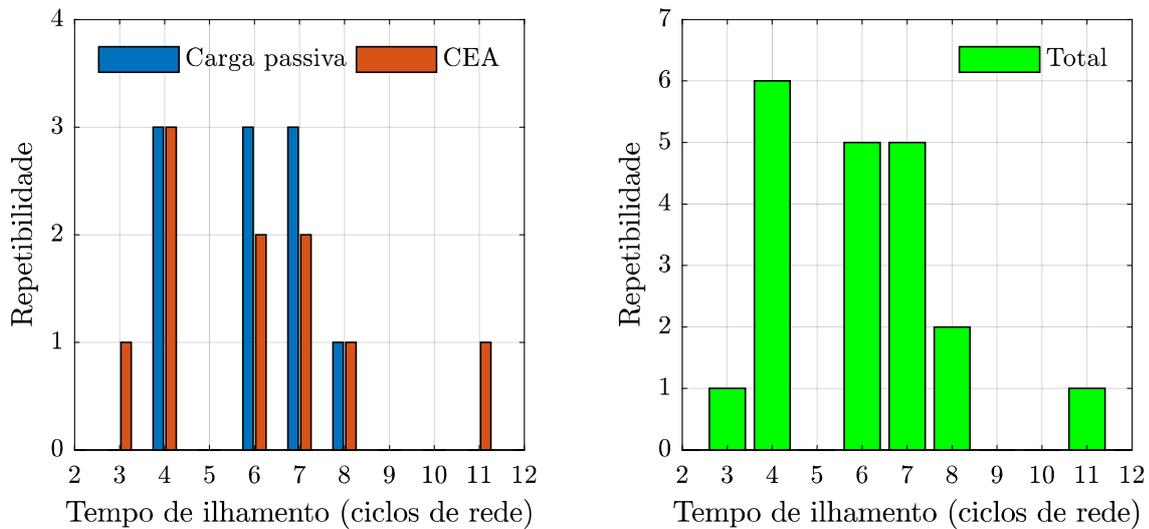
Figura 69 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição C - teste 3)



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Nesse teste os tempos de desconexão que tiveram maior repetitibilidade foram 3 ciclos de rede, ocorrendo por 6 vezes, além de 6 e 7 ciclos de rede, ambos com 5 repetições, conforme pode ser visto na Figura 70.

Figura 70 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição C - teste 3)



(a) Tempo das cargas individuais

(b) Tempo das duas cargas

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

#### 4.3.6 Condição A (inversor B) - teste 1 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012

Também foram realizados testes com outro inversor buscando testar a CEA com inversores com algoritmos anti-ilhamento diferentes. Esse inversor B possui potência nominal de 1200 W.

Na Tabela 12 são apresentadas as condições do ensaio A (teste 1).

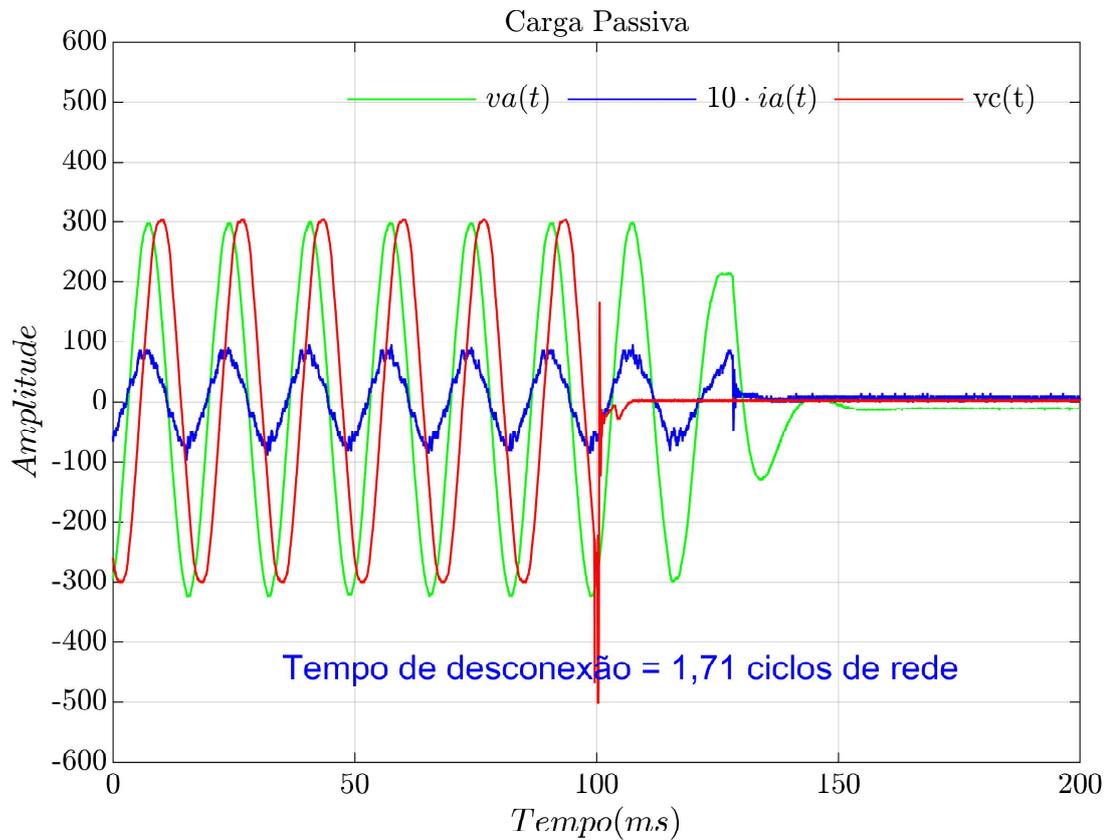
Tabela 12 – Condições do ensaio A (teste 1) - inversor B

Ensaio	$P_{ESE}$	$Q_{ESE}$	$P_{cargaRLC}$	$Q_{cargaRLC}$
A - 100 %	1200 W	167 VAr	1188 W	-167 VAr

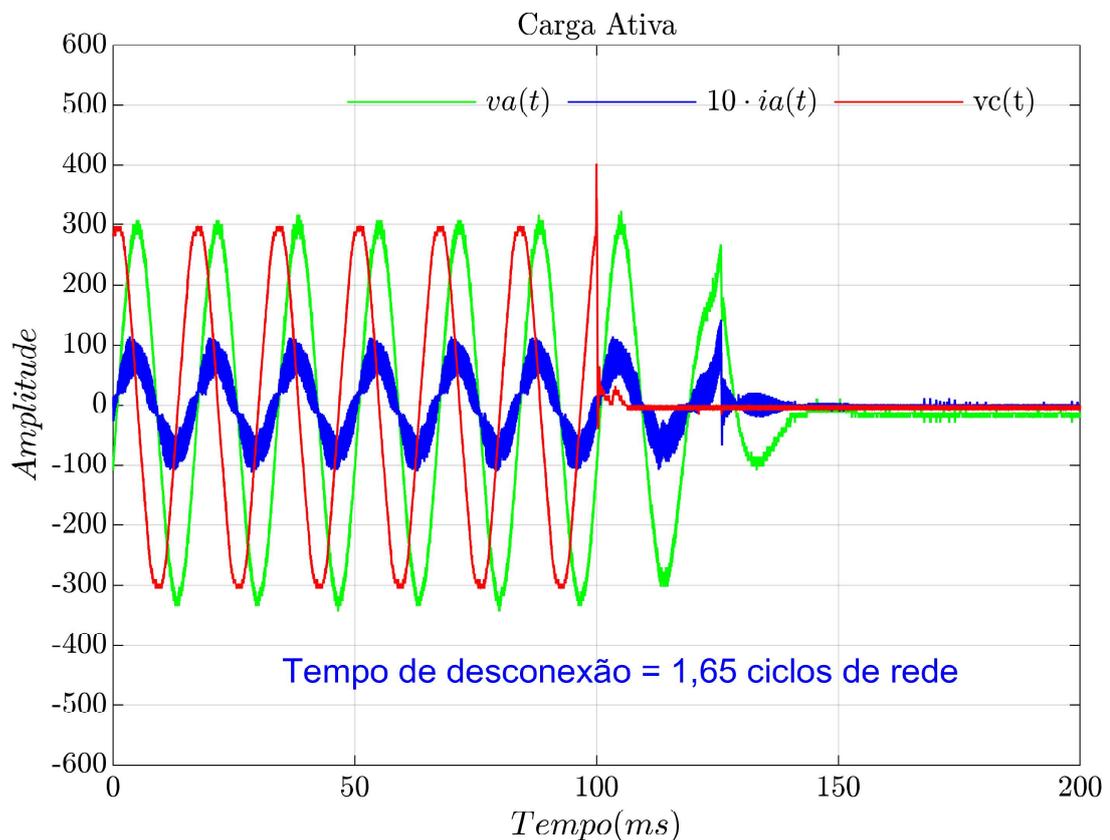
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Figura 71 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente. O comportamento da CEA com esse novo inversor, foi semelhante ao da carga passiva.

Figura 71 – Forma de onda de tensão e corrente para carga ativa e passiva (condição A - teste 1) - inversor B



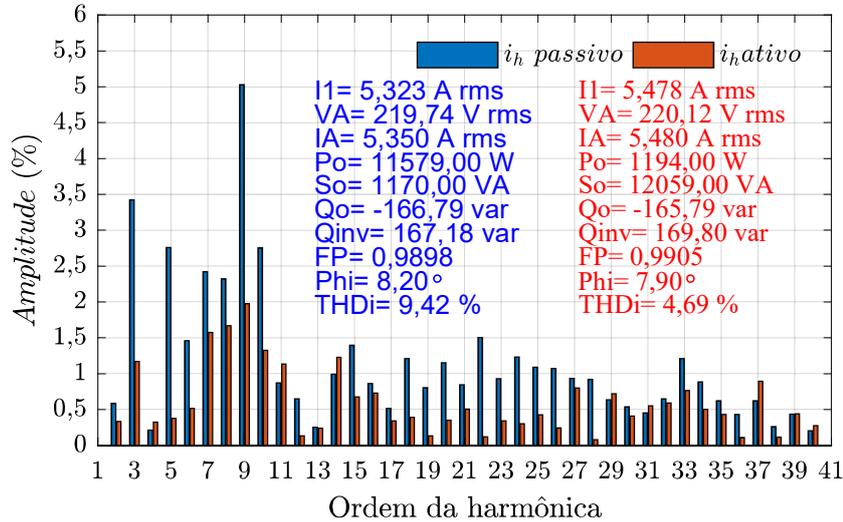
(a) Forma de onda de tensão e corrente para a carga passiva.



(b) Forma de onda de tensão e corrente a para CEA.

A THD da carga passiva é mais elevada do que a da CEA. O fator de potência e fase apresentam um erro praticamente desprezível, conforme pode ser visto na Figura 72.

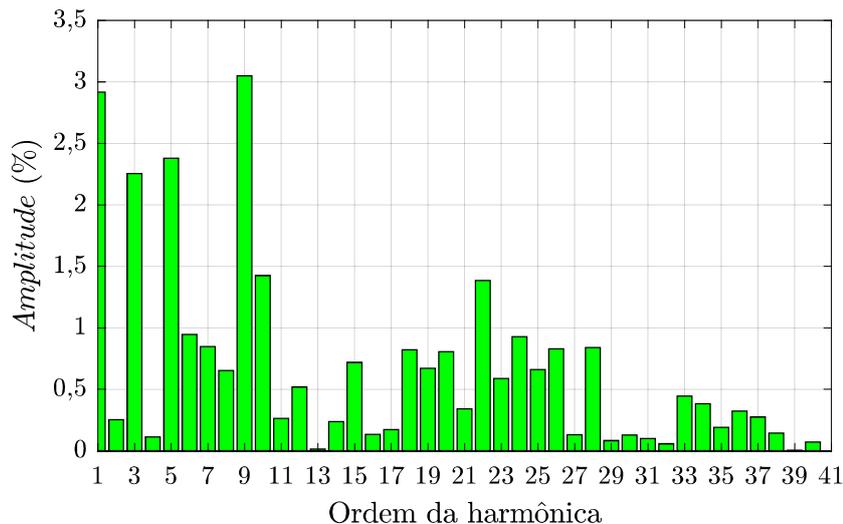
Figura 72 – Espectro harmônico das correntes para a condição A (teste 1) - inversor B



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Nesse teste 5 harmônicas apresentaram erro maior do que 1 %, além da fundamental. Um dos motivos é o leve desequilíbrio entre a potência da carga passiva e ativa, provocadas por variações do MPPT do inversor. No entanto, o maior erro percentual entre as harmônicas ficou abaixo de 3,5 %, conforme pode ser visto na Figura 73.

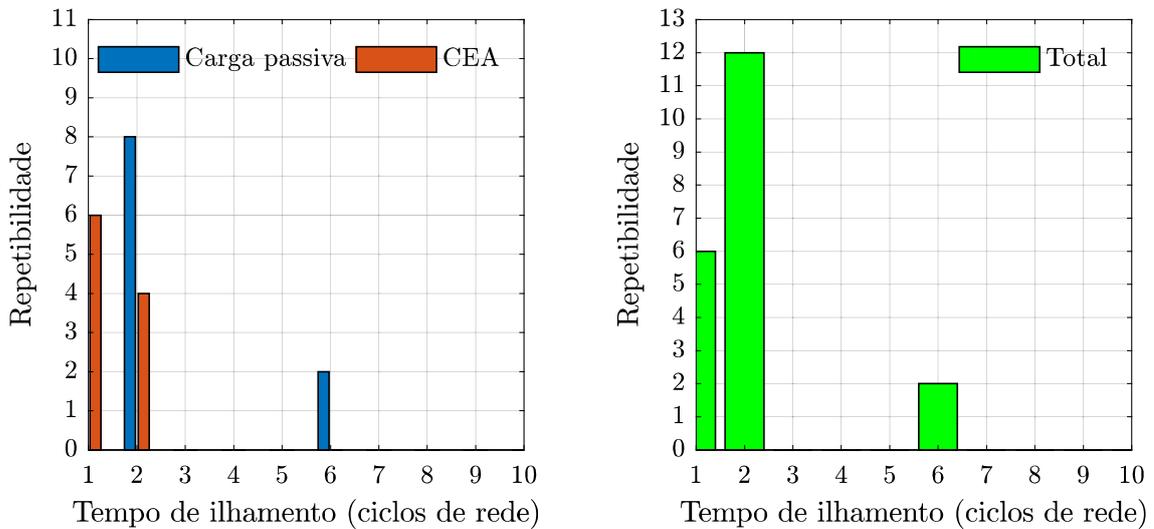
Figura 73 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição A - teste 1) - inversor B



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O inversor B apresentou rápida detecção de ilhamentos, entre 1 a 2 ciclos de rede, tendo apenas uma ocorrência de desconexão em 6 ciclos de rede, conforme pode ser visto na Figura 74.

Figura 74 – Repetibilidade do tempo de desconexão (condição A - teste 1) - inversor B



(a) Tempo das cargas individuais

(b) Tempo das duas cargas

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

#### 4.3.7 Condição A (inversor B) - teste 7 da norma ABNT NBR IEC 62116-2012

Na Tabela 13 são apresentadas as condições do ensaio A (teste 7). Esse teste é realizado com a carga operando com o mesmo nível de potência ativa que o inversor, e um desequilíbrio de 5 % de potência reativa, onde a carga consome mais reativo do que é fornecido pelo inversor. Nesse caso, a rede fornece essa diferença enquanto está conectada, mas após a abertura da chave S1 o inversor muda a frequência da forma de onda da corrente de saída, para igualar esses níveis de potência reativa.

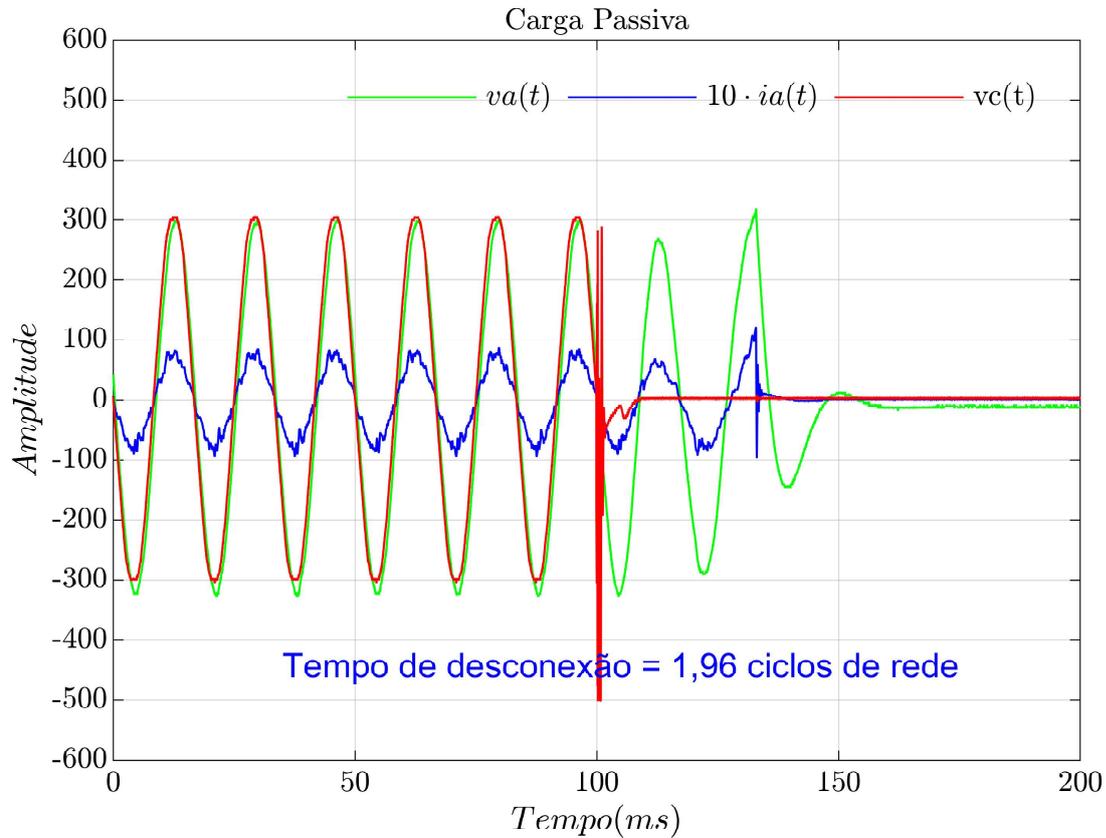
Tabela 13 – Condições do ensaio A (teste 7) - inversor B

Ensaio	$P_{ESE}$	$Q_{ESE}$	$P_{cargaRLC}$	$Q_{cargaRLC}$
A - 100 %	1200 W	167 VAR	1188 W	-175 VAR

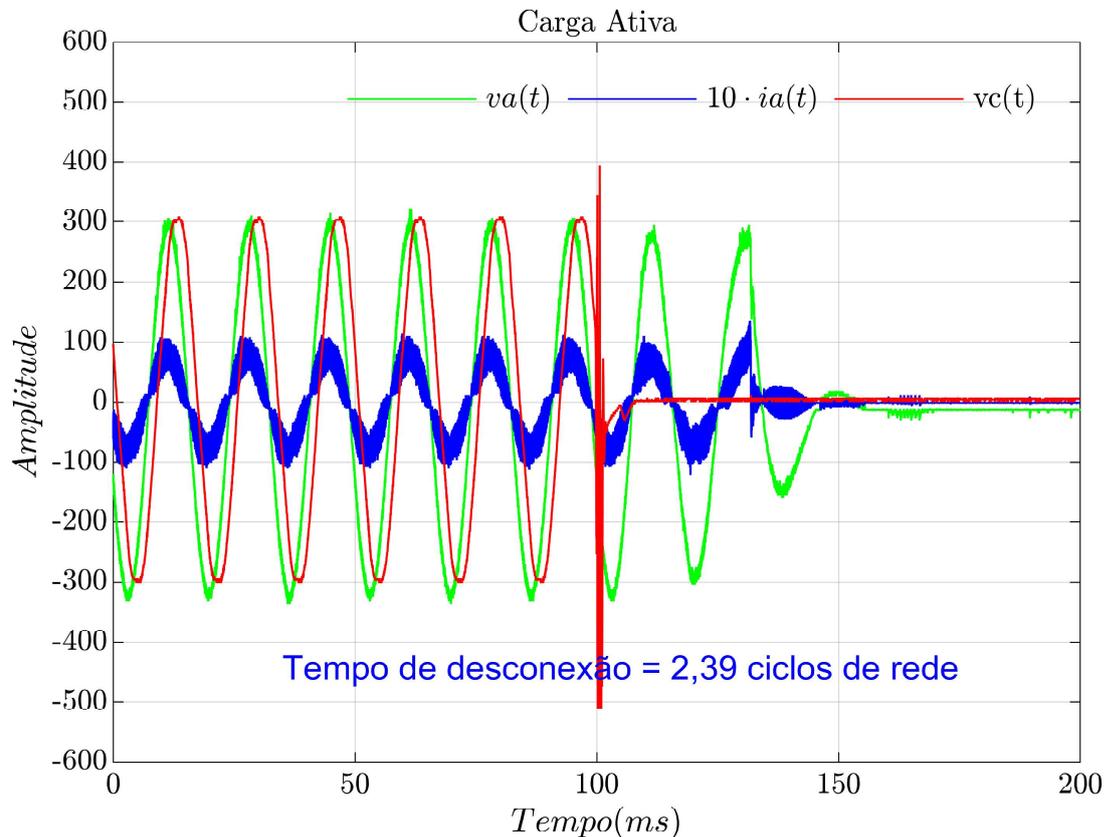
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Conforme pode ser visto na Figura 75, o comportamento das formas de onda são idênticas, até o instante da desconexão de aproximadamente 2 ciclos de rede.

Figura 75 – Forma de onda de tensão e corrente para carga ativa e passiva (condição A - teste 7) - inversor B



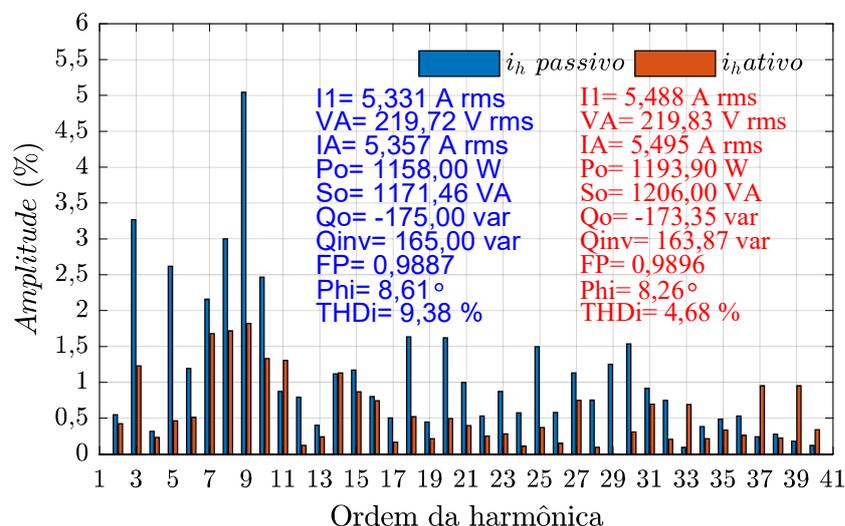
(a) Forma de onda de tensão e corrente para a carga passiva.



(b) Forma de onda de tensão e corrente para a CEA.

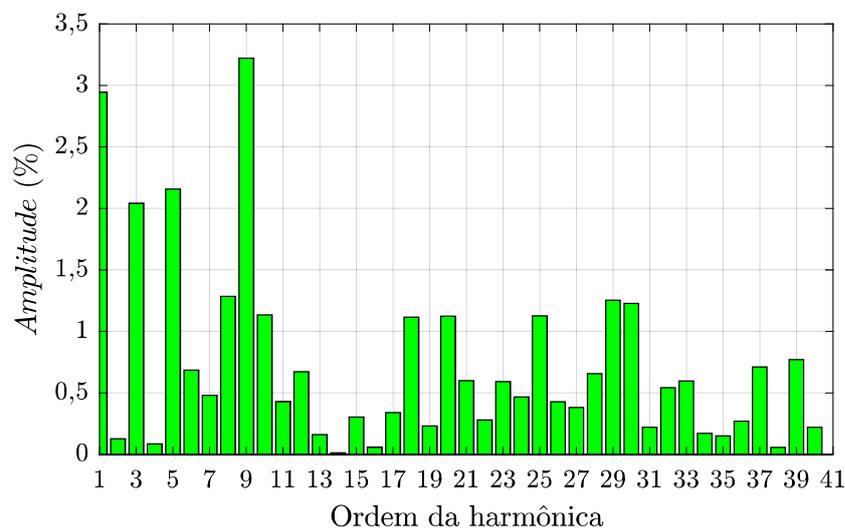
Conforme pode ser visto na Figura 76, as duas cargas apresentam praticamente o mesmo fator de potência, ocorrendo uma divergência para o índice de THD. Para esse teste, 11 harmônicas apresentaram erro superior a 1 %, no entanto, em nenhuma o erro foi superior e 3,5 %, conforme pode ser visto na Fig. 77

Figura 76 – Espectro harmônico das correntes para a condição A (teste 7) - inversor B



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 77 – Erro do espectro harmônico das correntes (condição A - teste 7) - inversor B



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

#### 4.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo destinou-se a apresentação do circuito utilizado para a realização dos ensaios, a validação das cargas, procedimentos para a realização dos ensaios, metodologia utilizada para comparação entre os resultados obtidos com carga passiva e CEA, além da

apresentação dos resultados práticos com análises dos resultados obtidos em testes com dois inversores de fabricantes diferentes.

## 5 CONCLUSÕES GERAIS

Esse trabalho abordou o estudo e projeto de uma carga eletrônica ativa para testes anti-ilhamento de inversores fotovoltaicos. O ponto chave para o bom funcionamento da carga eletrônica está associado a geração da corrente de referência, que deve ser dinâmica, de acordo com a tensão da entrada do conversor. O controlador também é de grande importância, não podendo deteriorar a qualidade do sinal de referência.

No Capítulo 2 foram apresentadas as normas relacionadas a interface de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica, e a norma relacionada aos procedimentos de ensaios de anti-ilhamento para esses inversores. Também foram apresentados os principais métodos de detecção de ilhamento, suas características e perturbações que inserem na rede na tentativa de desestabilizar a tensão do PAC.

No Capítulo 3 foi apresentado uma breve revisão bibliográfica sobre carga eletrônica ativa, além da modelagem da geração da corrente de referência, da planta e malha de controle, além de resultados de simulação numérica.

No Capítulo 4 foram apresentados os procedimentos para a realização da testes, assim como os resultados experimentais obtidos.

Através da análise dos resultados experimentais, verificou-se que a carga eletrônica foi capaz de emular o comportamento de cargas passivas aplicadas à testes anti-ilhamento, tendo o mesmo comportamento em termos de tensão no PAC e corrente drenada pela carga, e tempo de desconexão. Os valores de THD e fator de potência não apresentaram diferenças significativas, e os erros de amplitude das harmônicas de corrente, em todos os testes realizados ficaram abaixo de 3,5 %, confirmando a fidelidade dos resultados da CEA em relação a carga passiva. Um dos fatores que provoca as pequenas variações entre os resultados, é a variação do MPPT dos inversores, que está sempre buscando o melhor ponto de operação.

Todos os testes foram realizados em um laboratório certificado para a realização dos testes anti-ilhamento e seguindo a norma ABNT NBR IEC 62116. Diante dos resultados obtidos, é demonstrado a viabilidade da substituição da carga RLC passiva, por uma carga RLC ativa, em testes anti-ilhamento, sem afetar a dinâmica do algoritmo de anti-ilhamento.

As principais contribuições desse trabalho são:

- A demonstração da viabilidade da substituição da carga RLC passiva, pela carga RLC ativa;
- Apresentação dos modelos de carga mais próximos do real, levando em consideração os principais elementos parasitas em baixa frequência;
- São apresentados os modelos de carga R, L, C, RL e RC;
- A CEA pode tanto ser utilizada para testes dinâmicos, como em testes em regime;

- Implementação de uma CEA de 10 kW;
- Revisão bibliográfica sobre os principais métodos de anti-ilhamento utilizados atualmente.

Visando a continuidade deste trabalho, seguem algumas sugestões de trabalhos futuros:

- Exploração dos efeitos dos elementos parasitas dos componentes na dinâmica dos testes anti-ilhamento, principalmente causado pela resistência série do capacitor e indutor.
- Implementação de conversor **back-to-back** responsável pela regeneração de energia para a rede.
- Aplicação de novas técnicas de controle.
- Reduzir o ripple de corrente da CEA.
- Realizar mais ensaios, para todos os casos previstos na norma, com diferentes inversores, para possuir um extenso banco de dados e permitir análises mais detalhadas do comportamento dos inversores comerciais.

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, M. P. *Qualificação de sistemas fotovoltaicos conectados à rede*. 171 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012. Citado na página 25.
- BAEK, J. W. et al. 50kVA regenerative active load for power test system. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 61 e 64.
- BOWER, W.; ROPP, M. E. Evaluation of islanding detection methods for photovoltaic utility- interactive power systems. *IEA-PVPS-Report*, n. March, p. 59, 2002. Citado na página 53.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. Wiley. Wiley, 2006. 159 p. ISBN 978-1-118-93510-1. Disponível em: <<https://www.morganclaypool.com/doi/10.2200/S00637ED1V01Y201503PEL007>>. Citado na página 77.
- CALDOGNETTO, T. et al. Impedance synthesis by inverter control for active loads in anti-islanding testbenches. *ECCE 2016 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceedings*, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 64, 65, 66, 67 e 68.
- CALDOGNETTO, T. et al. Power Electronics Based Active Load for Unintentional Islanding Testbenches. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 4, p. 3831–3839, 2017. ISSN 00939994. Citado na página 68.
- CANO, A. M. *Estudio y Simulación de Métodos de Detección de Isla para Convertidores*. Trabajo de Fin de Grado (Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales) — Universidade de Sevilla, Sevilla, 2017. Citado na página 45.
- CARVALHO, F. M. *UMA ESTRATÉGIA ATIVA PARA DETECÇÃO DE ILHAMENTO EM GERADORES FOTOVOLTAICOS POR MEIO DE INJEÇÃO DE SINAIS DE TESTE*. 138 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Pará, Belém, 2016. Citado na página 42.
- CHATTERJEE, S.; KUMAR, P.; CHATTERJEE, S. A techno-commercial review on grid connected photovoltaic system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier Ltd, v. 81, n. June 2017, p. 2371–2397, 2018. ISSN 18790690. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.06.045>>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- GONCALVES, A. F. Q. *Controle e Análise de Conversores CC-CA Conectados em Redes de Distribuição e Utilizados em Sistemas de Geração Distribuída*. 77 p. Dissertação (Mestrado em Ciência) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São paulo, 2011. Citado na página 34.
- GUHA, B.; HADDAD, R. J.; KALAANI, Y. Anti-islanding techniques for Inverter-based Distributed Generation systems - A survey. *Conference Proceedings - IEEE SOUTHEASTCON*, v. 2015-June, n. June, 2015. ISSN 07347502. Citado na página 43.
- GUIMARÃES, L. F. et al. Design and Implementation of an Electronic Load. p. 1075–1081, 2013. Citado na página 64.

- GUISSO, I. L. *ESTUDO E Desenvolvimento de um algoritmo de Detecção da Operação Ilhada para Sistemas Pv, Aplicado a um Microinversor Baseado no Conversor Zeta*. 167 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2015. Citado na página 44.
- HALES, D. Renewables 2018 global status report. 2018. Citado na página 25.
- HATATA, F. A.; ABD-RABOH, E. H.; SEDHOM, B. E. A review of anti-islanding protection methods for renewable distributed generation systems. *Journal of Electrical Engineering*, v. 16, n. 1, p. 235–246, 2016. ISSN 15824594. Citado 4 vezes nas páginas 36, 37, 52 e 55.
- HEERDT, J. A. *Carga eletrônica ativa trifásica*. 262 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013. Citado 6 vezes nas páginas 61, 69, 70, 76, 77 e 91.
- HEERDT, J. A. et al. Control strategy for current harmonic programmed AC active electronic power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 3810–3822, 2014. ISSN 02780046. Citado na página 64.
- HOBBS, I. K. Evaluation and Implementation of Anti-Islanding Islanding Methods for Converter-Fed Distributed Generation. n. October, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 42, 43 e 46.
- HSIEH, G. C.; LI, J. C. Design and implementation of an AC active load simulator circuit. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 29, n. 1, p. 157–165, 1993. ISSN 00189251. Citado na página 61.
- HUNG, G. K.; CHANG, C. C.; CHEN, C. L. Automatic phase-shift method for islanding detection of grid-connected photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 18, n. 1, p. 169–173, 2003. ISSN 08858969. Citado na página 52.
- IEC 62116. *Utility-interconnected photovoltaic inverters - Test procedure of islanding prevention measures*. 2014. Citado na página 33.
- IEEE STD 929-2000. *Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*. 2000. Citado na página 45.
- KAHLANE, A. E. W. H.; HASSAINE, L.; KHERCHI, M. LCL filter design for photovoltaic grid connected systems. *Third international seminar on new and renewable energies*, v. 8, n. 2, p. 227–232, 2014. Citado na página 69.
- KERN, G. SunSine300, utility interactive AC module anti-islanding test results. *Conference Record of the Twenty Sixth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1997*, p. 1265–1268, 1997. ISSN 0160-8371. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 47.
- KLEIN, R. L. *Carga eletrônica c.a. programável com regeneração de energia*. 134 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 61, 64 e 69.
- KOBAYASHI, H. et al. Method for preventing islanding phenomenon on utility grid with a number of small scale PV systems. *The Conference Record of the Twenty-Second IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1991*, p. 695–700, 1991. ISSN 01608371. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=169299>>. Citado na página 44.

- LAOUR, M. et al. Implementation of Active Anti-Islanding Methods Protection Devices for Grid Connected Photovoltaic Systems. *International Journal of Electrical Energy*, v. 2, n. 2, p. 89–93, 2014. ISSN 23013656. Disponível em: <<http://www.ijoee.org//index.php?m=content{&}c=index{&}a=show{&}catid>>. Citado na página 34.
- LI, C.; SHEN, S. for AC Electronic Load. p. 1981–1985, 2006. Citado na página 64.
- LÓPEZ, M. M.-T. *Estudio y evaluación de algoritmos anti-isla, en sistemas con alta penetración de GD*. Trabajo de Fin de Grado (Grado en Ingeniero Industrial) — Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- MAHAT, P.; CHEN, Z.; BAK-JENSEN, B. Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation. n. April, p. 2743–2748, 2008. Citado na página 45.
- MARCHESAN, G. *Detecção de ilhamento em sistemas de distribuição com geração síncrona distribuída*. 130 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2016. Citado na página 55.
- MATOS, F. F. et al. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE FILTRO LCL PARA CONVERSORES PWM. p. 4801–4808, 2010. Citado na página 69.
- NBR 16149. *Sistemas fotovoltaicos (FV) Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*. Rio de Janeiro: [s.n.], 2014. Citado 3 vezes nas páginas 31, 34 e 45.
- NBR IEC 62116. *Procedimentos de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica*. Rio de Janeiro: [s.n.], 2012. Citado 6 vezes nas páginas 32, 34, 41, 45, 96 e 125.
- NETO, A. F. d. C. *QUALIFICAÇÃO E ETIQUETAGEM DE INVERSORES PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE*. 141 p. Dissertação (Mestrado em Ciência) — Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012. Citado na página 44.
- RAO, Y. S.; CHANDORKAR, M. Electrical load emulation using power electronic converters. *TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference*, p. 1–6, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4766578>>. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 70.
- REIS, M. V. G. *ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATEGIAS DE DETECÇÃO DE ILHAMENTO EM INVERSORES PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 53.
- RICCIARDI, T. R. *Análise do Impacto da Proteção Anti-ilhamento na Estabilidade de Geradores Conectados Via Inversores*. 147 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.
- ROPP, M. E. *Design Issues for Grid-Connected Photovoltaic Systems*. Ph.D. (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering) — Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, 1998. Citado 5 vezes nas páginas 45, 46, 47, 50 e 52.

ROPP, M. E.; BEGOVIC, M.; ROHATGI, A. ANALYSIS AND PERFORMANCE ASSESSMENT OF THE ACTIVE FREQUENCY DRIFT METHOD OF ISLANDING PREVENTION. v. 14, n. 3, p. 810–816, 1999. Citado na página 39.

ROPP, M. E.; BEGOVIC, M.; ROHATGI, A. Prevention of Islanding in Grid-connected Photovoltaic Systems. v. 59, n. March 1998, 1999. Citado 6 vezes nas páginas 37, 42, 45, 47, 50 e 51.

SHAOKUN, W.; ZHENYI, H.; CHUANBIAO, P. A Repetitive Control Strategy of AC Electronic Load With Energy Recycling. *International Technology and Innovation Conference 2009 (ITIC 2009)*, p. 1–4, 2009. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2009.1381>>. Citado na página 69.

SILVA, H. T. D. *Estudo sobre a interação de métodos anti-ilhamento para sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição de baixa tensão com múltiplos inversores*. 132 p. Dissertação (Mestrado em Ciência) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São paulo, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 34, 37 e 38.

SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*. [s.n.], 2016. ISBN 9781119058458. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781119058458>>. Citado na página 81.

SOUSA, C. V. de et al. Regenerative Active Electronic Load for Testing Power Transformers Under Linear and Nonlinear Conditions. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Springer US, v. 27, n. 1, p. 105–117, 2016. ISSN 21953899. Citado 2 vezes nas páginas 64 e 69.

STEVENS, J. et al. *Development and testing of an approach to anti-islanding in utilityinterconnected photovoltaic systems*. Tech. Rep., Sandia Nat. Labs, Albuquerque, NM. [Online], 2000. Disponível em: <<https://digital.library.unt.edu/ark:/67531/metadc708170>>. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 56.

TAKAHASHI, I. Electric load controlled by computer simulator having power regeneration ability.pdf. p. 925–930, 1997. Citado na página 64.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND PHOTOVOLTAIC AND*. 1. ed. Chichester: John Wiley and Sons, 2011. ISBN 9780470057513. Citado 5 vezes nas páginas 40, 42, 50, 52 e 58.

TRUJILLO, C. et al. Local and Remote Techniques for Islanding Detection in Distributed Generators. In: *Distributed Generation*. InTech, 2010. ISBN 9789533070940. Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/distributed-generation/local-and-remote-techniques-for-islanding-detection-in-distributed-generators>>. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 47.

VELASCO, D.; TRUJILLO, C. L.; NARVAEZ, E. A. Review of Anti-Islanding Methods: Analysis by Figures of Merit Tools for Controllers Reconfiguration in Microgrids. *IEEE Latin America Transactions*, v. 13, n. 3, p. 679–686, mar 2015. ISSN 1548-0992. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7069092/>>. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 52.

VIEIRA Jr., J. C. D. M. Detecção de Ilhamento de Geradores Distribuídos: Uma revisão bibliográfica sobre o tema. *Revista Eletrônica de Energia*, v. 1, n. 1, p. 3–14, 2011. Citado 4 vezes nas páginas 35, 36, 39 e 47.

Villa Manrique, A. Estudio del Filtro LCL aplicado a Inversores Fotovoltaicos. 2011. Citado na página 69.

XU, M.; MELNIK, R. V. N.; BORUP, U. Modeling anti-islanding protection devices for photovoltaic systems. *Renewable Energy*, v. 29, n. 15, p. 2195–2216, 2004. ISSN 09601481. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.

YE, Z. et al. Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters.pdf. n. May, p. 82, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

YIN, J.; CHANG, L.; DIDUCH, C. Recent Developments in Islanding Detection for Distributed Power Generation. *Power Engineering*, p. 124–128, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 44.

YUYAMA, S. et al. A high speed frequency shift method as a protection for islanding phenomena of utility interactive PV systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 35, n. July 1993, p. 477–486, 1994. ISSN 09270248. Citado 3 vezes nas páginas 48, 49 e 52.

ZEINELDIN, H.; KENNEDY, S. Sandia frequency shift parameter selection for multi-inverter systems to eliminate non-detection zone. *IET Renewable Power Generation*, v. 5, n. 2, p. 175, 2011. ISSN 17521416. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2010.0096>>. Citado na página 40.

ZHAO, J. F.; PAN, S. F.; WANG, X. High power energy feedback AC electronic load and its application in power system dynamic physical simulation. *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, n. 50207002, p. 2303–2310, 2007. ISSN 01972618. Citado na página 64.



# APÊNDICES



## APÊNDICE A – LISTA DE CONDIÇÕES ENSAIADAS

Tabela 14 – Condições de ensaios da norma anti-ilhamento.

N	$P_{ESE}$	Carga reativa	$P_{CA}$	$Q_{CA}$
1	100	100	0	0
2	66	66	0	0
3	33	33	0	0
4	100	100	-5	-5
5	100	100	-5	0
6	100	100	-5	+5
7	100	100	0	-5
8	100	100	0	+5
9	100	100	+5	-5
10	100	100	+5	0
11	100	100	+5	+5
12	66	66	0	-5
13	66	66	0	-4
14	66	66	0	-3
15	66	66	0	-2
16	66	66	0	-1
17	66	66	0	1
18	66	66	0	2
19	66	66	0	3
20	66	66	0	4
21	66	66	0	5
22	33	33	0	-5
23	33	33	0	-4
24	33	33	0	-3
25	33	33	0	-2
26	33	33	0	-1
27	33	33	0	1
28	33	33	0	2
29	33	33	0	3
30	33	33	0	4
31	33	33	0	5

Fonte: Retirado de (NBR IEC 62116, 2012).

- $P_{ESE}$  - % da nominal do ESE, representa a potência de saída do ESE.
- Carga reativa - % de  $Q_L$ .
- $P_{CA}$  - % da nominal, representa o fluxo de potência ativa em S1. Valor positivo significa potência do ESE para a rede. O valor nominal é a condição de ensaio a 0 %.

- $Q_{CA}$  - % da nominal, representa o fluxo de potência reativa em S1. Valor positivo significa potência do ESE para a rede. O valor nominal é a condição de ensaio a 0 %.