

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR SOLAR PONTE
COMPLETA BIDIRECIONAL PARA MICRORREDES CC CONECTADAS À REDE
CA EM BAIXA TENSÃO**

LUCAS PEREIRA PIRES

Uberlândia

2016

LUCAS PEREIRA PIRES

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR SOLAR PONTE
COMPLETA BIDIRECIONAL PARA MICRORREDES CC CONECTADAS À REDE
CA EM BAIXA TENSÃO**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

Área de concentração: Energias Renováveis.
Orientador: Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas.
Co-Orientador: Dr. Gustavo Brito de Lima.

Banca Examinadora:

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

Dr. Gustavo Brito de Lima (UFTM)

Dr. Alex Reis (UNB)

Dr. Ernane Antônio Alves Coelho (UFU)

A Bolsa de Estudos para esta pesquisa foi concedida pela CAPES - Brasil.

Uberlândia

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

P667p
2016

Pires, Lucas Pereira, 1992-
Projeto e desenvolvimento de um inversor solar ponte completa bidirecional para microrredes CC conectadas à rede CA em baixa tensão / Lucas Pereira Pires. - 2016.
121 f. : il.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.
Coorientador: Darizon Alves de Andrade.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Inversores elétricos - Teses. 3. Controladores elétricos - Teses. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976- II. Andrade, Darizon Alves de, 1956- III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

LUCAS PEREIRA PIRES

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR SOLAR PONTE
COMPLETA BIDIRECIONAL PARA MICRORREDES CC CONECTADAS À REDE
CA EM BAIXA TENSÃO**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas
Orientador

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade
Coordenador da Pós-Graduação

Uberlândia
2016

Dedicatória

*Aos meus pais Waldir e Marlene,
Ao meu irmão Bruno,
Aos meus avós maternos Adalcino e Silvia,
Aos meus avós paternos (+) Pedro e
Margarida,
à minha namorada Marina,
à toda a minha família e amigos.*

Agradecimentos

O principal agradecimento se dá a Deus pelo dom da vida. Mas não somente por isto, já que Ele me trouxe ainda uma trajetória terrestre que ensina e surpreende a cada dia, sendo semelhante a uma longa estrada que vai até o mar e contém subidas, descidas, vários buracos, lindas paisagens, grandes amizades e mostra que sempre devemos olhar para frente, que vamos ultrapassar e ser ultrapassados diversas vezes sem contudo deixarmos de notar que existem outros viajantes necessitando de auxílio. Tenho certeza que a vista no final é magnífica.

Procuro palavras, mesmo tendo certeza de não encontrar, para agradecer à minha Mãe Marlene e meu pai Waldir pela formação do meu caráter, educação e apoio que me deram desde o primeiro dia que me tiveram em seus braços. Na oportunidade, peço perdão pelos deslizos e ausência nos últimos seis anos dedicados aos estudos e à ciência, sem contudo perder a noção de que o maior título que vou obter durante toda a vida é o sobrenome de vocês.

Ao meu irmão Bruno, agradeço por ser referência de disposição, humildade e persistência. Pode ter certeza que você me terá ao seu lado sempre.

Deixo aqui expresso um agradecimento ímpar aos orientadores, professores e, mais que tudo, amigos Luiz Carlos Gomes de Freitas e Gustavo Brito pela confiança, auxílio e dedicação depositadas neste trabalho. Sem vocês, tudo seriam ideias esparsas, e não realizações concretas.

À minha namorada Marina, faço-me agradecer pela inigualável simplicidade, compreensão e apoio durante esta e outras conquistas. Seu amor me faz sentir um homem completo. Sua beleza me faz realizado. Seu olhar e sorriso são essenciais para mim.

Agradeço também ao amigo fiel de caminhada, Cláudio Jr., por dividir o peso dos desafios e multiplicar as alegrias das glórias obtidas neste trajeto. A todos os outros amigos de laboratório, Fernando, Henrique, Danilo, Rodrigo, Douglas, Júlio, Bárbara, Gustavo, Diego, Joaquim, Ana Caroline, Leandro, Paulo, Nei, Mateus, Marcelo, Hiury, Rodolfo e Luana, muito obrigado pela convivência harmoniosa e ensinamentos de valores preciosos que carregarei por toda a caminhada daqui em diante.

A toda minha família e amigos que estiveram ao meu lado mentalmente, saibam que foram essenciais para a conclusão de mais este objetivo.

À CAPES – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de nível Superior – e ao povo brasileiro, deixo expresso meu agradecimento pelo suporte financeiro e manutenção das universidades públicas, gratuitas e de qualidade.

*“Sonhar um sonho impossível,
Sofrer a angústia implacável,
Pisar onde os bravos não ousam,
Reparar o mal irreparável,
Amar um amor casto à distância,
Enfrentar o inimigo invencível,
Tentar quando as forças se esvaem,
Alcançar a estrela inatingível:
Essa é a minha busca”.*

Dom Quixote de La Mancha, por Miguel de Cervantes

Resumo

Este trabalho apresenta a proposta e análise de um Inversor Ponte Completa Bidirecional (IPCB) aplicado a microrredes CC (corrente contínua) no que tange ao seu desempenho na injeção de potência ativa na rede em corrente alternada (CA) e à regulação da tensão no barramento CC diante das inerentes intermitências observadas em geradores fotovoltaicos, as quais não devem provocar distúrbios nas cargas conectadas à Microrrede CC. A estratégia de controle digital é implementada a partir de um DSP (*Digital Signal Processor*) contando com um controlador do tipo Proporcional Ressonante (P+Res) aliado a um controle corretor de componentes harmônicas de ordem 3, 5 e 7 da corrente imposta na rede elétrica para os dois modos de operação do sistema, o que possibilita a adequação da qualidade de energia às normas internacionais IEEE 1547 (injeção) e IEC 61.000-3-2 (retificação). Por fim, faz-se a análise qualitativa e quantitativa do sistema proposto contendo ainda as especificações de projeto além dos resultados de simulação e experimentais obtidos com a construção de um protótipo de 2,2 kWp.

Palavras chaves: Inversores Bidirecionais, Controladores Ressonantes, Microrredes CC, Microgeração Distribuída de Energia

Abstract

This work presents the proposal and analysis of a Bidirectional Full-Bridge Inverter (BFBI) applied to DC (direct current) microgrids in terms to its performance in active power injection into the AC (alternating current) grid and DC bus voltage regulation front of the inherent intermittences observed in photovoltaic generators, which should not cause disturbances in the dc loads. The digital control strategy is implemented from a DSP (Digital Signal Processor) with Proportional Resonant (P + Res) controller combined with 3th, 5th and 7th Harmonic Correction in the current imposed on the grid for the two modes of operation, which enables the adjustment in power quality to IEEE 1547 (injection) and IEC 61.000-3-2 (rectification) international standards. Finally, this work present the qualitative and quantitative analysis of the proposed system, still containing the design specifications, simulation and experimental results obtained with the construction of a 2.2 kWp prototype.

Keywords: Bidirectional Inverters, Resonant Controllers, DC Microgrids, Distributed Microgeneration

Lista de Ilustrações

| | |
|---|----|
| FIGURA 2.1 – PROJEÇÃO DE GERAÇÃO DE ENERGIA SOLAR POR PAÍS/REGIÃO ATÉ O ANO DE 2050. | 22 |
| FIGURA 2.2 - CUSTOS OBSERVADOS E PROJETADOS DOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS DESDE 1976 ATÉ 2035..... | 22 |
| FIGURA 2.3 - ESQUEMA BÁSICO DE UMA MICRORREDE CC..... | 23 |
| FIGURA 2.4 - RESUMO HISTÓRICO DO DESENVOLVIMENTO DOS INVERSORES FOTOVOLTAICOS: A) TECNOLOGIA CENTRALIZADA; B) TECNOLOGIA DE <i>STRINGS</i> ; C) TECNOLOGIA <i>MULTI – STRINGS</i> ; D) TECNOLOGIA DE MÓDULOS E CÉLULAS CA. | 26 |
| FIGURA 3.1 - ESTRUTURA DE POTÊNCIA E CONTROLE SIMPLIFICADO DO IPCB APLICADO A MICRORREDES CC. | 32 |
| FIGURA 3.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO DO MODO INVERSOR PARA O SEMICICLO POSITIVO DA REDE ELÉTRICA COM: A) S_1 E S_3 ACIONADAS; B) S_2 E S_4 ACIONADAS; E PARA O SEMICICLO NEGATIVO DA REDE ELÉTRICA COM: C) S_1 E S_3 ACIONADAS; D) S_2 E S_4 ACIONADAS..... | 33 |
| FIGURA 3.3 - ETAPAS DE OPERAÇÃO DO MODO RETIFICADOR PARA O SEMICICLO POSITIVO DA REDE ELÉTRICA COM: A) S_1 E S_3 ACIONADAS; B) S_2 E S_4 ACIONADAS; E PARA O SEMICICLO NEGATIVO DA REDE ELÉTRICA COM: C) S_1 E S_3 ACIONADAS; D) S_2 E S_4 ACIONADAS..... | 34 |
| FIGURA 3.4 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO LCL PROJETADO. | 39 |
| FIGURA 3.5 - ESTRUTURA DE CONTROLE DETALHADA DO IPCB APLICADO À MICRORREDES CC. | 41 |
| FIGURA 3.6 - ESTRUTURA UTILIZADA NA GERAÇÃO DA ONDA PWM DO IPCB..... | 42 |
| FIGURA 3.7 - A) DIAGRAMA DE ESTADOS DO IPCB CONECTADO À REDE. B) DIAGRAMA DE ESTADO COM DESTAQUE PARA O DESACOPLAMENTO DE V_S E R_L/Z_{REDE} POR MEIO DA ESTRATÉGIA <i>FEEDFORWARD</i> . C) DIAGRAMA DE ESTADO RESULTANTE DA ESTRATÉGIA <i>FEEDFORWARD</i> | 43 |
| FIGURA 3.8 – CIRCUITO DO IPCB RESULTANTE DO FECHAMENTO DOS INTERRUPTORES: A) S_1 E S_3 E B) S_2 E S_4 | 45 |
| FIGURA 3.9 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA COMPARATIVA DOS CONTROLADORES PI, PRES IDEAL E PRES PRÁTICO (TIPO 2)..... | 49 |
| FIGURA 3.10 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA GENÉRICA COMPARATIVA DOS CONTROLADORES HC, PRES PRÁTICO E PRES + HC. | 51 |
| FIGURA 3.11 – DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA DAS FUNÇÕES GiL_2_D , PRES E HC E A MALHA INTERNA CONTROLADA RESULTANTE. | 51 |
| FIGURA 3.12 – RESPOSTA DO <i>SISOTOOL</i> PARA A MALHA INTERNA CONTROLADA..... | 51 |
| FIGURA 3.13 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE DO IPCB COM A MALHA INTERNA REDUZIDA. . | 52 |
| FIGURA 3.14 - DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA DA MALHA DE TENSÃO CONTROLADA E SEM COMPENSAÇÃO. | 53 |
| FIGURA 3.15 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO PLL. | 54 |
| FIGURA 3.16 - CIRCUITO PARA OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR DO PLL. | 55 |
| FIGURA 3.17 – DESVIO DE FASE ENTRE O SINAL DE ENTRADA DO SISTEMA (REFERÊNCIA) E SAÍDA (EM FASE) DO PLL EM FUNÇÃO DA CONSTATANTE DE TEMPO DO CONTROLADOR COM K_{PLL} FIXO EM 0,2. | 56 |
| FIGURA 3.18 – FREQUÊNCIA DE SAÍDA DO PLL (Ω_{PLL}) EM FUNÇÃO DA CONSTATANTE DE TEMPO DO CONTROLADOR COM K_{PLL} FIXO EM 0,2. | 56 |

| | |
|--|----|
| FIGURA 3.19 – ONDAS DE ENTRADA DISTORCIDA E RESPOSTA DE SAÍDA DO PLL A PARTIR DA UTILIZAÇÃO DO CONTROLADOR PI ENCONTRADO. | 57 |
| FIGURA 4.1 – CIRCUITO MONTADO NO PSIM® PARA SIMULAÇÃO DO SFBCR. | 59 |
| FIGURA 4.2 – RESPOSTA EM REGIME PERMANENTE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC (V_{BAR}), CORRENTE NO INDUTOR DE ACOPLAMENTO (I_{REDE}) E TENSÃO DA REDE ELÉTRICA (V_{REDE}) PARA OS CONTROLADORES PROJETADOS NO CAPÍTULO 3. | 60 |
| FIGURA 4.3 – RESPOSTA DO <i>SISOTOOL</i> PARA O DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA E LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES DO SISTEMA CONTROLADO APÓS A MODIFICAÇÃO NO CONTROLE: A) DA MALHA INTERNA; B) DA MALHA EXTERNA. | 61 |
| FIGURA 4.4 – RESPOSTA EM REGIME PERMANENTE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC, CORRENTE NO INDUTOR DE ACOPLAMENTO E TENSÃO DA REDE ELÉTRICA UTILIZANDO OS CONTROLADORES MODIFICADOS. | 61 |
| FIGURA 4.5 – ESPECTRO DE FREQUÊNCIA DA CORRENTE INJETADA NA REDE PARA OPERAÇÃO NOMINAL (2,2 kWp) DO IPCB. | 62 |
| FIGURA 4.6 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DO IPCB COM DECRÉSCIMO NA IRRADIAÇÃO SOLAR DO SISTEMA FOTOVOLTAICO (1000 W/m ² PARA 500 W/m ²). | 62 |
| FIGURA 4.7 – RESPOSTA EM REGIME PERMANENTE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC (V_{BAR}), CORRENTE NO INDUTOR DE ACOPLAMENTO (I_{L2}) E TENSÃO DA REDE ELÉTRICA (V_{REDE}) UTILIZANDO OS CONTROLADORES MODIFICADOS NO MODO RETIFICADOR. | 63 |
| FIGURA 4.8 – ESPECTRO DE FREQUÊNCIA DA CORRENTE NO PONTO DE CONEXÃO COM A REDE PARA O MODO RETIFICADOR EM OPERAÇÃO NOMINAL (2,2 kW) DO IPCB. | 64 |
| FIGURA 4.9 - RESPOSTA DO MODO RETIFICADOR DO IPCB DIANTE DA VARIAÇÃO DE CARGA NO BARRAMENTO CC. | 64 |
| FIGURA 4.10 – ANÁLISE TRANSITÓRIA COMPUTACIONAL DE TROCA NOS MODOS DE OPERAÇÃO DO IPCB. | 65 |
| FIGURA 4.11 – PROTÓTIPO DO SFBCR DE 2,2 kWp APLICADO A MICRORREDES CC COM GERAÇÃO ALTERNATIVA DE ENERGIA PROVENIENTE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS E CONEXÃO BIDIRECIONAL À REDE ELÉTRICA CA. | 66 |
| FIGURA 4.12 – IMAGENS AÉREAS DA MICROUSINA FOTOVOLTAICA INSTALADA NAS DEPENDÊNCIAS DO NUPEP COM DESTAQUE PARA AS <i>STRINGS</i> UTILIZADAS. | 69 |
| FIGURA 4.13 – INTERFACE DO PSIM® UTILIZADA PARA DESENVOLVIMENTO DO CÓDIGO DE CONTROLE DO SFBCR E CONFIGURAÇÃO DO DSP TMS320F28335. | 69 |
| FIGURA 4.14 – VERIFICAÇÃO DO SINCRONISMO ENTRE A TENSÃO DA REDE (V_{REDE}) E A SAÍDA DO PLL (V_{PLL}). | 70 |
| FIGURA 4.15 – A) TENSÃO DO INTERRUPTOR S_1 (V_{DS1}), TENSÃO DO INTERRUPTOR S_2 (V_{DS2}), SINAL DE GATILHO DO INTERRUPTOR S_1 (V_{GI}) E SINAL DE GATILHO DO INTERRUPTOR S_2 (V_{G2}). B) SINAL DE GATILHO DO INTERRUPTOR DO BOOST 1 (V_{GB1}), SINAL DE TEMPO DE EXECUÇÃO DO CÓDIGO (V_{DSP}) E SINAL DE GATILHO DO INTERRUPTOR S_1 (V_{GI}). | 71 |
| FIGURA 4.16 – ETAPAS DE OPERAÇÃO PRÁTICAS DO MODO INVERSOR DO IPCB PARA: A) SEMICICLO POSITIVO DA TENSÃO REDE; B) SEMICICLO NEGATIVO DA TENSÃO REDE. | 72 |

| | |
|--|----|
| FIGURA 4.17 – ETAPAS DE OPERAÇÃO PRÁTICAS DO MODO RETIFICADOR DO IPCB PARA: A) SEMICICLO POSITIVO DA TENSÃO REDE; B) SEMICICLO NEGATIVO DA TENSÃO REDE. | 72 |
| FIGURA 4.18 – ANÁLISE DA RESPOSTA DO FILTRO LCL A PARTIR DA CORRENTE EM L_1 E L_2 | 73 |
| FIGURA 4.19 – MODO INVERSOR COM INJEÇÃO DE 1,3kW: A) TENSÃO (V_{B1} E V_{B2}) E CORRENTE (I_{B1} E I_{B2}) NAS ENTRADAS DO ESTÁGIO CC – CC. B) TENSÃO DO BARRAMENTO (V_{BAR}), TENSÃO (V_{REDE}), CORRENTE (I_{REDE}) NOS TERMINAIS DA REDE E CORRENTE NA CARGA CC (I_{CARGA}). C) ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE CA DE SAÍDA DO IPCB..... | 74 |
| FIGURA 4.20 – MODO INVERSOR COM INJEÇÃO DE 287,3 W: A) TENSÃO (V_{B1}) E CORRENTE (I_{B1}) NA ENTRADA DO ESTÁGIO CC – CC. B) TENSÃO DO BARRAMENTO (V_{BAR}), TENSÃO (V_{REDE}), CORRENTE (I_{REDE}) NOS TERMINAIS DA REDE E CORRENTE NA CARGA CC (I_{CARGA}). C) ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE CA DE SAÍDA DO IPCB. | 75 |
| FIGURA 4.21 – MODO RETIFICADOR COM ABSORÇÃO DE 2,1 kW: A) TENSÃO DO BARRAMENTO (V_{BAR}), TENSÃO (V_{REDE}), CORRENTE (I_{REDE}) NOS TERMINAIS DA REDE E CORRENTE NA CARGA CC (I_{CARGA}). B) ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE CA IMPOSTA NO INDUTOR DE ACOPLAMENTO COM A REDE ELÉTRICA. . | 76 |
| FIGURA 4.22 – MODO RETIFICADOR COM ABSORÇÃO DE 668 W: A) TENSÃO DO BARRAMENTO (V_{BAR}), TENSÃO (V_{REDE}), CORRENTE (I_{REDE}) NOS TERMINAIS DA REDE E CORRENTE NA CARGA CC (I_{CARGA}). B) ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE CA IMPOSTA NO INDUTOR DE ACOPLAMENTO COM A REDE ELÉTRICA. . | 77 |
| FIGURA 4.23 – ANÁLISE DA BIDIRECIONALIDADE DO IPCB: A) TENSÃO (V_{B1} E V_{B2}) E CORRENTE (I_{B1} E I_{B2}) NA SAÍDA DE CADA <i>STRING</i> FOTOVOLTAICA. B) TENSÃO DO BARRAMENTO (V_{BAR}), TENSÃO (V_{REDE}), CORRENTE (I_{REDE}) NOS TERMINAIS DA REDE E CORRENTE NA CARGA CC (I_{CARGA}) DURANTE O PERÍODO DE DISTÚRBO PROPOSTO. | 78 |
| FIGURA 4.24 – GRÁFICO DE RENDIMENTO POR POTÊNCIA DE ENTRADA DO MODO INVERSOR DO IPCB..... | 80 |
| FIGURA 4.25 – GRÁFICO DE RENDIMENTO POR POTÊNCIA DE ENTRADA DO MODO RETIFICADOR DO IPCB..... | 80 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|----|
| TABELA 1 - RESUMO E COMPARAÇÃO DAS PRINCIPAIS NORMAS PARA CONEXÃO DE INVERSORES E RETIFICADORES À REDE ELÉTRICA. | 30 |
| TABELA 2 - VALOR DE TENSÃO DE PICO, CORRENTE PICO E CORRENTE EFICAZ DOS SEMICONDUTORES DO IPCB... .. | 40 |
| TABELA 3 - RESUMO DOS PARÂMETROS DO PROTÓTIPO DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA BIDIRECIONAL MONOFÁSICO. | 66 |
| TABELA 4 - ESPECIFICAÇÕES DO CIRCUITO DUPLO PARA ACIONAMENTO DE INTERRUPTORES SKHI 20 OPA DA SEMIKRON. | 67 |
| TABELA 5 - ESPECIFICAÇÕES DO DSP TMS320F28335 DA <i>TEXAS INSTRUMENTS</i> ® | 67 |
| TABELA 6 - ESPECIFICAÇÕES DO MÓDULO DE CONVERSÃO DOS SINAIS DE SAÍDA DO DSP DA FAIXA DE 0 A 3,3 V PARA A FAIXA DE 0 A 15 V. | 67 |
| TABELA 7 - ESPECIFICAÇÕES DO MÓDULO PARA AQUISIÇÃO E CONDICIONAMENTO DE SINAIS DE TENSÃO E CORRENTE | 68 |

Lista de Abreviaturas e Símbolos

| | |
|----------------|--|
| A | Ampère, unidade de corrente elétrica |
| A_X | Matriz de Sistema |
| ABNT | Associação Brasileira de Normas Técnicas |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica |
| A_{PICO} | Ampères-Pico, unidade de corrente elétrica |
| A_{RMS} | Ampères RMS, unidade de corrente elétrica |
| A/D | Analógico - Digital |
| B_X | Matriz de Sistema |
| BNDES | Banco Nacional do Desenvolvimento |
| CA | Corrente Alternada |
| C_B | Capacitância Base |
| C_{BAR} | Capacitor da microrrede CC |
| CC | Corrente Contínua |
| C_F | Capacitância do filtro LCL |
| COFINS | Contribuição para o Financiamento da Seguridade Social |
| CO_2 | Dióxido de Carbono, fórmula química |
| $C_{pll}(s)$ | Função de transferência do controlador PI do PLL |
| $C_{pres}(s)$ | Função de transferência do controlador PRes |
| CPT | Condições Padrão de Teste |
| csv | <i>Comma Separated Values</i> |
| $C_V(s)$ | Função de transferência do controlador de tensão do barramento CC |
| D | Razão cíclica de chaveamento do sistema |
| dB | Decibéis, unidade de ganho de frequência |
| dB/dec | Decibéis por década, unidade de atenuação de frequência |
| DHTi | Distorção Harmônica Total de Corrente |
| DSP | <i>Digital Signal Processor</i> |
| D_1 | Diodo de desvio 1 da ponte de chaveamento |
| D_2 | Diodo de desvio 2 da ponte de chaveamento |
| D_3 | Diodo de desvio 3 da ponte de chaveamento |
| D_4 | Diodo de desvio 4 da ponte de chaveamento |
| $D-\Sigma$ | <i>Division and Summation</i> , controlador |
| EMF | <i>Electromotive Force</i> |
| $Erro_V$ | Variável de erro no controle de tensão do IPCB |
| F | Farad, unidade de capacitância |
| f_G | Frequência da rede elétrica |
| FPB | Filtro Passa Baixa |
| f_{RES} | Frequência de ressonância do filtro LCL |
| f_s | Frequência de chaveamento do sistema |
| FV | Fotovoltaico |
| $G_{iL2_d}(s)$ | Função de transferência da corrente no indutor L_2 com relação à razão |

| | |
|-------------------|---|
| | cíclica de chaveamento |
| GPIO | <i>General Purpose Input Output</i> |
| G_{VC_iL2} (s) | Função de transferência da tensão no barramento CC com relação à corrente no indutor de acoplamento |
| G_{xd} (s) | Função de transferência do IPCB em pequenos sinais |
| HC | <i>Harmonic Compensation</i> , controlador |
| $HC_{3,5,7}$ (s) | Função de transferência do controlador HC de ordem 3, 5 e 7 |
| H_{LCL} (s) | Função de transferência do filtro LCL |
| $h\omega_0$ | Frequência central de ressonância para a h-ésima harmônica do controlador HC |
| Hz | Hertz, unidade de frequência |
| I | Matriz identidade |
| I_{B1} | Onda de corrente na entrada do conversor Boost 1 |
| I_{B2} | Onda de corrente na entrada do conversor Boost 2 |
| i_{CARGA} | Corrente elétrica da carga do barramento CC |
| ICMS | Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços |
| IEC | <i>International Electrotechnical Commission</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> |
| IEA | <i>International Energy Agency</i> |
| IGBT | <i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> |
| IGMPPT | <i>Independent Global Maximum Power Point Tracking</i> |
| i_{L1} | Corrente no indutor L_1 |
| i_{L2} | Corrente no indutor L_2 |
| IPCB | Inversor Ponte Completa Bidirecional |
| i_{PICO} | Variável de corrente de pico no controle do IPCB |
| i_{REDE} | Corrente nos terminais da rede elétrica |
| i_{REF} | Variável de corrente de referência do controle do IPCB |
| J | Matriz de sistema média |
| k | Constante de proporcionalidade do gerador PWM |
| K_{iRES} | Ganho integral do controlador PRes |
| K_{ih} | Ganho integral para a h-ésima harmônica do controlador HC |
| K_{pRES} | Ganho proporcional do controlador PRes |
| K_{PLL} | Ganho do controlador do PLL |
| kHz | Kilo-Hertz, unidade de frequência |
| kW | Kilo-Watt, unidade de potência ativa |
| kWp | Kilo-Watt-Pico, unidade de potência gerada por módulos fotovoltaicos |
| L_1 | Indutor do filtro LCL do lado do conversor |
| L_2 | Indutor de acoplamento com a rede elétrica |
| mH | Mili-Henry, unidade de indutância |
| mF | Mili-Farad, unidade de capacitância |
| MME | Ministério de Minas e Energia |

| | |
|------------|--|
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracking</i> |
| ms | Mili-Segundo, unidade de tempo |
| MVA | Mega-Volt-Ampère, unidade de potência aparente |
| NASA | <i>National Aeronautics and Space Administration</i> |
| NBR | Norma Brasileira Regulamentadora |
| NEC | <i>National Electric Code</i> |
| NUPEP | Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência |
| P_N | Potência Nominal do IPCB |
| PI | Proporcional Integral, controlador |
| PID | Proporcional Integral Derivativo, controlador |
| Picoi | Variável de corrente de pico no controle do IPCB |
| PIS | Programa de Integração Social |
| PLL | <i>Phase Locked Loop</i> |
| PRes | Proporcional Ressonante, controlador |
| ProGD | Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| QEE | Qualidade da Energia Elétrica |
| r | Parâmetro de atenuação de corrente do filtro LCL |
| rad/s | Radianos por segundo, unidade de frequência angular |
| R_{BAR} | Carga presente na microrrede CC |
| R_d | Resistência de amortecimento do filtro LCL |
| R_L | Carga local na saída do IPCB |
| R_1 | Resistor representativo das perdas no indutor L_1 |
| R_2 | Resistor representativo das perdas no indutor L_2 |
| s | Segundo, unidade de tempo |
| S_1 | Interruptor 1 da ponte de chaveamento |
| S_2 | Interruptor 2 da ponte de chaveamento |
| S_3 | Interruptor 3 da ponte de chaveamento |
| S_4 | Interruptor 4 da ponte de chaveamento |
| SFBCR | Sistema Fotovoltaico Bidirecional Conectado à Rede Elétrica |
| T_{iPLL} | Constante de tempo do controlador PI do PLL |
| TWh | Tera-Watt- Hora, unidade de energia elétrica |
| UF | <i>Ultra Fast</i> |
| UPS | <i>Uninterruptible Power Supply</i> |
| $u(t)$ | Vetor de entrada ou controle |
| V | Volt, unidade de tensão elétrica |
| V_{AB} | Tensão da ponte de chaveamento |
| V_{Ar} | Volt-Ampère-Reativo, unidade de potência reativa |
| V_{BAR} | Tensão do barramento CC |
| V_{B1} | Onda de tensão na entrada do conversor Boost 1 |

| | |
|-------------------|---|
| V_{B2} | Onda de tensão na entrada do conversor Boost 2 |
| VCO | <i>Voltage Controlled Oscillator</i> |
| V_{DSP} | Sinal de tempo de execução do código pelo microcontrolador |
| V_{DS1} | Tensão entre o <i>drain</i> e o <i>source</i> da chave S_1 |
| V_{DS2} | Tensão entre o <i>drain</i> e o <i>source</i> da chave S_2 |
| V_{FASE} | Sinal de saída do PLL em fase com a tensão da rede elétrica |
| V_{G1} | Sinal de gatilho da chave S_1 |
| V_{G2} | Sinal de gatilho da chave S_2 |
| V_{PICO} | Volt-Pico, unidade de tensão elétrica |
| $v_{pll}(t)$ | Onda teste de referência para o PLL |
| V_{PLL} | Onda de saída experimental do PLL |
| V_{REDE} | Onda de tensão da rede elétrica |
| V_{RMS} | Volt RMS, unidade de tensão elétrica eficaz |
| V_S | Tensão na entrada do transformador isolador |
| V_{TRI} | Onda triangular de referência para geração do PWM |
| $x(t)$ | Vetor de estado |
| W | Watt, unidade de potência ativa |
| Wp | Watt-Pico, unidade de potência gerada por módulos fotovoltaicos |
| W/m^2 | Watt-por-metro-quadrado, unidade de irradiação solar |
| Z_{BAR} | Impedância base do sistema |
| Z_{REDE} | Impedância da rede elétrica |
| $^{\circ}C$ | Graus Celsius, unidade de temperatura |
| $\$/W$ | Dolar por Watt, unidade de custo de produção |
| $\delta(s)$ | Largura do ciclo ativo da onda PWM |
| ΔI_{Lmax} | Ondulação máxima de corrente |
| ΔV_{BAR} | Ondulação de tensão no barramento CC |
| μH | Micro-Henry, unidade de indutância |
| μF | Micro-Farad, unidade de capacitância |
| ω_c | Frequência de corte do controlador PRes |
| ω_{ch} | Frequência de corte para h-ésima harmônica do controlador HC |
| ω_G | Frequência angular da rede elétrica |
| ω_{PLL} | Frequência angular do PLL |
| ω_{RES} | Frequência angular de ressonância do filtro LCL |
| ω_0 | Frequência central de ressonância do controlador PRes |
| ω' | Frequência de saída do controlador do PLL |
| $\chi(s)$ | Vetor de estados médio |
| $\dot{x}(t)$ | Derivada do vetor de estado |
| Ω | Ohm, unidade de resistência elétrica |

Sumário

| | |
|--|-----------|
| Capítulo 1 – Introdução Geral | 18 |
| 1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 18 |
| 1.2 CONTRIBUIÇÕES RELEVANTES DA PESQUISA | 19 |
| 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO | 20 |
| Capítulo 2 - Estado da arte | 21 |
| 2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 21 |
| 2.2 PANORAMA MUNDIAL DE DESENVOLVIMENTO DA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA | 21 |
| 2.3 MICRORREDES CC | 22 |
| 2.4 EVOLUÇÃO DOS INVERSORES FOTOVOLTAICOS E PADRÕES DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA | 24 |
| 2.5 INVERSORES SOLARES BIDIRECIONAIS | 27 |
| 2.6 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE ENERGIA ELÉTRICA NO CENÁRIO BRASILEIRO | 28 |
| 2.6.1 RESOLUÇÃO 482/2012 DA ANEEL | 28 |
| 2.6.2 PROGRAMA DE DESENVOLVIMENTO DA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE ENERGIA (PROGD) | 28 |
| 2.7 CRITÉRIOS PARA CONEXÃO À REDE ELÉTRICA | 29 |
| Capítulo 3 – Inversor Ponte Completa Bidirecional (IPCB) | 31 |
| 3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 31 |
| 3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO IPCB | 33 |
| 3.3 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA | 35 |
| 3.3.1 CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO (C_{BAR}) | 35 |
| 3.3.2 FILTRO LCL | 36 |
| 3.3.3 ESPECIFICAÇÃO DOS SEMICONDUTORES E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DO SISTEMA | 39 |
| 3.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO IPCB | 40 |
| 3.4.1 ESTRATÉGIA DE ALIMENTAÇÃO ADIANTE (FEEDFORWARD) | 43 |
| 3.4.2 CONTROLE DA MALHA INTERNA (INJEÇÃO/RETIFICAÇÃO DE CORRENTE) | 44 |
| 3.4.3 CONTROLE DA MALHA EXTERNA (TENSÃO DO BARRAMENTO CC) | 51 |
| 3.5 SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA – PLL | 53 |
| Capítulo 4 – Resultados Experimentais e de Simulação | 58 |
| 4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 58 |
| 4.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL | 58 |
| 4.2.1 ANÁLISE DA RESPOSTA DE CONTROLE: MODO INVERSOR | 58 |
| 4.2.2 ANÁLISE DA RESPOSTA DE CONTROLE: MODO RETIFICADOR | 62 |
| 4.2.3 ANÁLISE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA ENTRE OS MODOS DE OPERAÇÃO | 64 |
| 4.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 65 |

| | |
|---|------------|
| 4.3.1 ASPECTOS DE CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO DO IPCB..... | 65 |
| 4.3.2 VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO PLL, PULSOS DE GATILHO E TEMPO DE EXECUÇÃO DO CÓDIGO | 70 |
| 4.3.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO IPCB E AVALIAÇÃO DA RESPOSTA DO FILTRO LCL | 71 |
| 4.3.4 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MODO INVERSOR | 73 |
| 4.3.5 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO MODO RETIFICADOR..... | 75 |
| 4.3.6 ANÁLISE EXPERIMENTAL DA AÇÃO BIDIRECIONAL | 77 |
| 4.3.7 RENDIMENTO DO IPCB..... | 79 |
| Capítulo 5 – Conclusões gerais e desdobramentos da pesquisa..... | 81 |
| Referências..... | 83 |
| Lista de Publicações e Projetos de Pesquisa dos Autores Associados à Pesquisa | 88 |
| Apêndice A – Código embarcado no DSP TMS320F28335 em linguagem C..... | 90 |
| Apêndice B – Código de cálculo da Distorção Harmônica Individual e Total de Corrente por meio do Matlab..... | 115 |
| Apêndice C – Ata da defesa de mudança de nível da pesquisa de Mestrado para Doutorado | 119 |

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Considerações iniciais

A crescente demanda energética aliada à possibilidade de redução da oferta de combustíveis convencionais (tais como o petróleo), junto com a crescente preocupação com a preservação ambiental têm fomentado pesquisas e também o desenvolvimento de fontes de energia alternativas menos poluentes, renováveis e com baixo impacto ambiental.

Com o desenvolvimento constante das formas de geração de energia renovável (sistemas fotovoltaicos, aerogeradores, células a combustível, dentre outras) tornou-se necessário a criação de um sistema unificado que integra o sistema de geração, cargas CC (corrente contínua), sistema de armazenamento de energia, módulos de controle e conexão à rede elétrica CA (corrente alternada), sendo este denominado Microrredes CC.

No que tange à integração da microrrede com a rede elétrica de distribuição em baixa tensão, tem-se presença dos conversores CC – CA (também conhecidos como inversores). Tais dispositivos eletrônicos são capazes de transformar a energia de um sistema CC para outro CA a partir do correto acionamento dos interruptores de potência seguindo técnicas de chaveamento específicas, como por exemplo, a histerese e o PWM (*Pulse Width Modulation*), obtendo-se perdas mínimas neste processo de conversão.

O desenvolvimento dos inversores clássicos e o aprofundamento das teorias de controle em Eletrônica de Potência têm levado à criação de estruturas mais eficientes e com múltiplas funcionalidades. Um caso é o inversor bidirecional, sendo este um inversor que possui conversão de energia CC – CA e também, caso necessário, CA – CC. Sua bidirecionalidade se torna bastante conveniente para integração entre microrredes CC e microrredes CA, uma vez que neste sistema de distribuição se tem a geração de energia conectada a um barramento CC que contém cargas a serem adequadamente alimentadas mesmo frente à intermitência das fontes alternativas, sendo esta uma maneira de garantir o funcionamento do sistema e mitigar os efeitos transitórios. Tradicionalmente, neste caso ainda faz-se uso de banco de baterias e/ou conexão de fontes renováveis diversificadas.

A compensação energética é obtida a partir da rede elétrica CA (teoricamente uma fonte ininterrupta de energia) através da necessidade de estabilização da tensão do barramento CC. Assim, diminui-se (ou até mesmo elimina-se) a necessidade da integração de baterias no sistema, o que torna esta aplicação eficiente sob a ótica de custos de manutenção e vida útil do sistema.

Diante da situação em que há geração de energia acima da demanda de potência da microrrede CC, o inversor bidirecional realiza a injeção de potência ativa na rede elétrica seguindo todos os preceitos de qualidade de energia elétrica (QEE) normatizados em âmbito nacional e internacional.

Deste modo, a pesquisa em pauta propõe, em linhas gerais, o desenvolvimento de um sistema Inversor Ponte Completa Bidirecional (IPCB) aplicado em microrredes de corrente contínua com avaliação de todos os aspectos práticos e teóricos de projeto, construção e análise de resultados do sistema.

Com o objetivo de comprovar as teorias propostas ao longo do documento são apresentados resultados experimentais da ação bidirecional do IPCB, sendo construído um protótipo de 2,2 kWp para tal fim.

A técnica de controle utilizada foi implementada utilizando-se o controlador digital TMS320F28335 da Texas Instruments®, no qual foi embarcado o algoritmo da estratégia de controle que permite a estrutura operar de forma bidirecional visando garantir a injeção/retificação de corrente na rede elétrica e regulação da tensão do barramento CC.

Os principais resultados alcançados foram reportados em diversos artigos publicados em conferências regionais, nacionais e internacionais, sendo os mesmos listados após as referências deste documento.

1.2 Contribuições relevantes da pesquisa

Dentre os principais pontos de contribuição desta pesquisa, destacam-se:

- Aplicação com sucesso de controladores ressonantes aliados a corretor de harmônicos de ordem 3, 5 e 7 em inversores bidirecionais para controle de injeção/retificação de corrente na rede elétrica (caráter inédito);
- Obtenção e análise de resultados para uma ampla faixa de potências;
- Modelagem e emprego de um filtro LCL (3º ordem) para mitigação do conteúdo harmônico imposto à rede elétrica e adequação às normas regulamentadoras;
- Estrutura única de controle para os dois modos de operação do IPCB, o que garante menor tempo de processamento e menor alocação de memória do microprocessador;
- Emprego da estratégia *feedforward* para eliminação dos efeitos negativos advindos dos parâmetros da rede elétrica, uma vez que estes não podem ser modelados e variam

a cada ponto de conexão. Deste modo, o sistema proposto passa a ter a confiabilidade de funcionamento em diversos locais de aplicação;

- Integração com dois estágios CC – CC de entrada capazes de extrair independentemente a máxima potência global das *strings* fotovoltaicas com garantia de imunidade a sombreamento parcial de módulos fotovoltaicos;

1.3 Estrutura da dissertação

Afim de apresentar os aspectos desenvolvidos ao longo da pesquisa, este documento foi dividido em cinco (5) Capítulos incluindo este introdutório que faz síntese a respeito dos objetivos gerais, contribuições alcançadas e definição da estrutura da dissertação.

No Capítulo 2 trata-se do estado da arte do tema em pauta evidenciando as principais pesquisas em andamento tanto no Brasil quanto no exterior. Também é apresentado um panorama mundial do acerca do desenvolvimento da energia solar fotovoltaica nos últimos anos além da previsão do cenário até 2050. Ainda disserta-se a respeito de recentes modificações nas normas nacionais para conexão dos sistemas de geração distribuída de energia à rede elétrica.

No Capítulo 3 são apresentados os aspectos teóricos e técnicos que fundamentam o estudo proposto. É feito a análise da estrutura de controle com a obtenção das funções de transferência que integram o IPCB bem como um estudo relativo a controladores ressonantes destinados à correção de harmônicos de baixa frequência para mitigar a distorção harmônica total de corrente (DHTi). Neste capítulo, trata-se ainda do projeto e modelagem do filtro LCL e da estratégia *feedforward*.

Já no Capítulo 4 são evidenciados os principais resultados teóricos e práticos alcançados visando a corroborar com a teoria exposta. Faz-se a análise tanto do modo inversor quanto do modo retificador operando em regime permanente para uma ampla faixa de potência. Faz-se ainda a análise da resposta transitória entre os modos de operação e avaliação dos resultados sob a ótica de QEE.

No Capítulo 5 são apresentadas as principais conclusões acerca do trabalho executado bem como alguns aspectos para continuidade da pesquisa. Em seguida, tem-se as referências utilizadas com a lista de artigos e projetos de pesquisa relacionados à pesquisa. Por fim, seguem-se os apêndices relevantes que complementam a leitura do texto principal.

CAPÍTULO 2 - ESTADO DA ARTE

2.1 Considerações iniciais

Este capítulo trata, de modo geral, acerca dos principais estudos ligados à área de microgeração distribuída de energia. Inicialmente realiza-se a introdução sobre o desenvolvimento da energia solar fotovoltaica nos últimos anos e também é feita uma abordagem enfatizando as perspectivas futuras desta fonte renovável de energia. Em seguida, trata-se sobre a definição e histórico das microrredes CC ressaltando a aplicação dos sistemas conectados e isolados da rede elétrica CA. Por fim, disserta-se sobre a evolução dos sistemas inversores, critérios nacionais e internacionais para conexão à rede e atualidades acerca da legislação brasileira vigente.

2.2 Panorama mundial de desenvolvimento da energia solar fotovoltaica

Em se tratando de energia solar, estima-se que a energia proveniente do sol incidente sobre a superfície terrestre seja da ordem de 10 mil vezes o consumo energético mundial (ANEEL, 2014). Além disto, uma projeção feita pela IEA (*International Energy Agency*) mostrada na Figura 2.1 prevê que até 2050 o montante de energia gerada por painéis fotovoltaicos será de 6.000 TWh, valor este correspondente a 16% do total de geração de energia previsto para este período (IEA, 2014).

Ainda analisando a Figura 2.1, verifica-se a notável projeção de crescimento de potência instalada na China a partir de 2025 e na Índia em 2040. Isso se deve principalmente à política de produção de módulos fotovoltaicos com preço mais acessível nestes países, bem como o aumento da preocupação com o impacto ambiental e redução na emissão de CO₂ (dióxido de carbono) na atmosfera.

Outro fator que contribui para o crescente número da potência global instalada de módulos fotovoltaicos é a diminuição acentuada dos custos de produção (uma de suas grandes desvantagens) conforme pode ser evidenciado na Figura 2.2. Em 1976 o custo era de aproximadamente 70,00 \$/W, sendo 0,8 \$/W em 2012 e projetado para 0,4 \$/W em 2035. Além disto, a evolução tecnológica na área de materiais semicondutores propiciará significativos aumentos na eficiência de conversão das células solares, sendo esperados 22% de eficiência para módulos comerciais de silício policristalino até 2025 (IEA, 2014).

Figura 2.1 – Projeção de geração de energia solar por país/região até o ano de 2050.

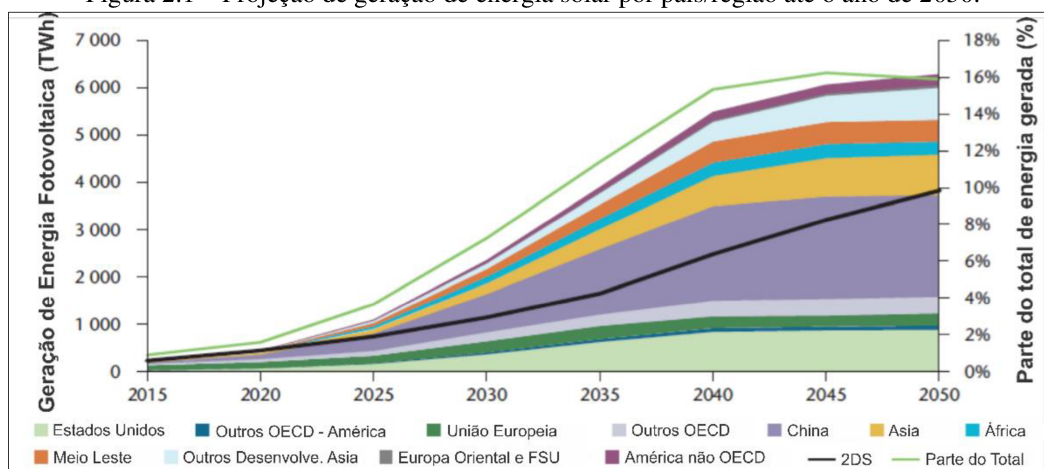
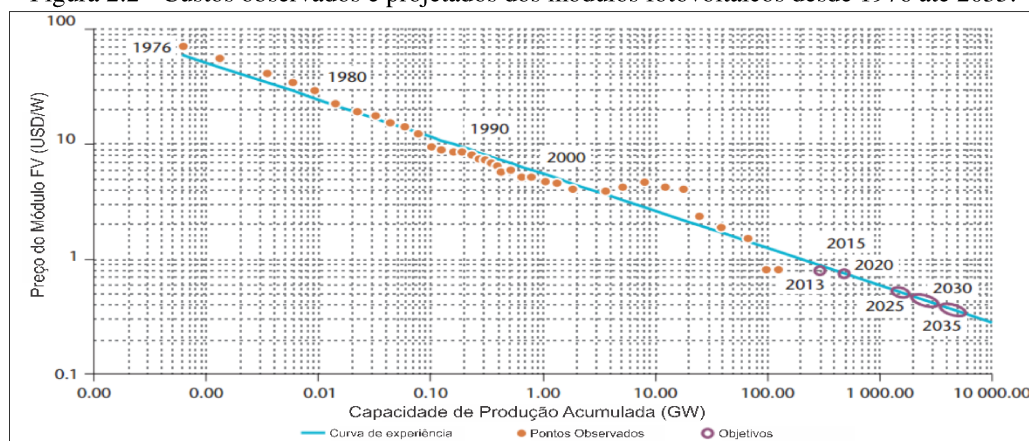


Figura 2.2 - Custos observados e projetados dos módulos fotovoltaicos desde 1976 até 2035.



2.3 Microrredes CC

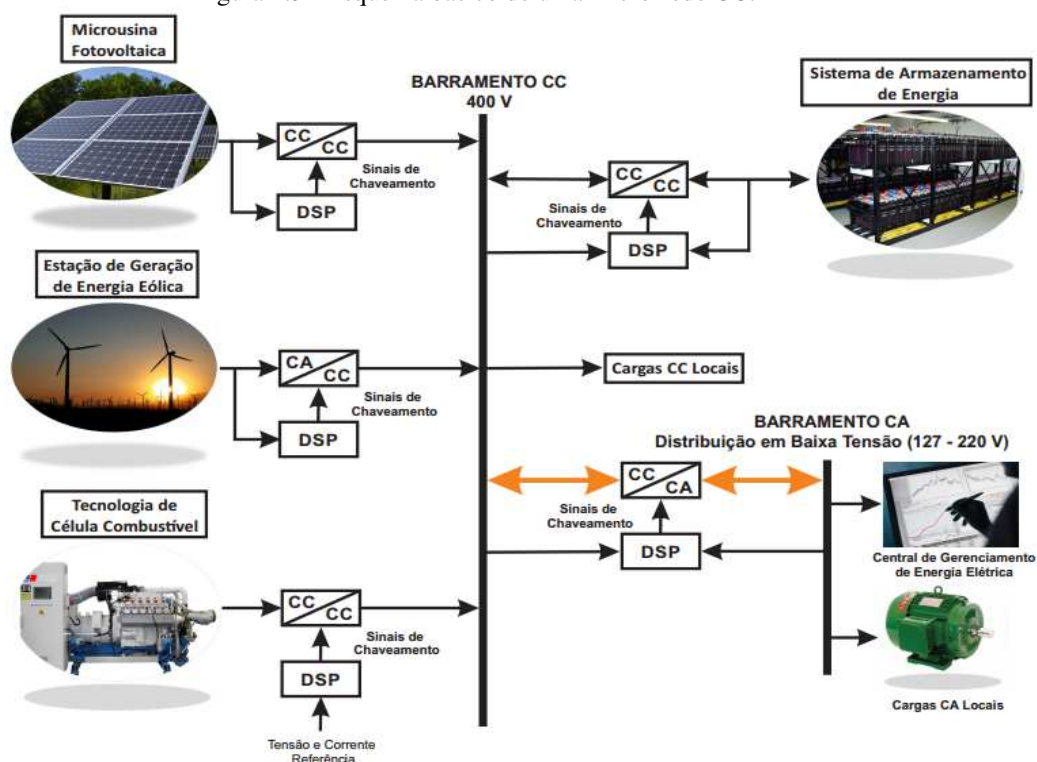
O debate sobre transmissão de energia em CA ou CC remonta às duas últimas décadas do século XIX, em que Thomas Edison (inventor e defensor de um sistema CC) e George Westinghouse (empresário e financiador de Nikola Tesla, este último criador da transmissão CA) se debateram. Devido à possibilidade de aplicação de transformadores em CA para elevação da tensão e transmissão da energia aliada ao inexistente desenvolvimento de dispositivos semicondutores (o primeiro transistor foi criado somente no final de 1947) Westinghouse, obviamente, venceu a disputa e o sistema CA foi amplamente difundido (OKA, 2000).

No entanto, com o desenvolvimento da eletrônica de potência e da ciência de materiais semicondutores observado nos últimos anos, volta-se ao estudo da melhor forma de distribuição da

energia elétrica com ávidos defensores de ambos os lados e muitas publicações relacionadas (WANG, CHEN e HUANG, 2010) (XU e TAI, 2015).

O fato é que uma forma de distribuição em CC ganhou destaque recentemente: a Microrrede CC (Figura 2.3). Esta consiste na interconexão das diversas formas possíveis de geração distribuída renovável de energia com os sistemas de gerenciamento, armazenamento, inversores e cargas visando o aumento na qualidade da energia elétrica entregue aos consumidores e eficiência na distribuição (KROPOSKI, BASSO e DEBLASIO, 2008).

Figura 2.3 - Esquema básico de uma microrrede CC.



Fonte: Adaptado de (BS, BUDIYANTO e SETIABUDY, 2013).

Tal tecnologia se apoia no pilar da eliminação dos conversores CA – CC para equipamentos eletrônicos (computadores, notebooks, iluminação, carregadores, etc.), sendo que estes representam aproximadamente 50% da carga elétrica de prédios e casas atualmente, o que também possibilitaria a diminuição nas perdas de conversão de potência dos atuais 15 a 40% para a faixa de 10 a 15%. Outra vantagem deste sistema está na fácil integração com dispositivos de armazenamento de energia (GHAREEB, MOHAMED e MOHAMMED, 2013).

As desvantagens das microrredes CC englobam os seguintes aspectos gerais: falta de incentivo governamental; inexistência de práticas regulatórias que incentivem órgãos privados a realizarem

investimentos para aumento de eficiência energética; ausência de códigos e padrões para sistemas CC pelo NEC (do inglês, *National Electric Code*) que guia técnicos e engenheiros ligados a esta área (GHAREEB, MOHAMED e MOHAMMED, 2013).

As microrredes de corrente contínua podem tanto ter aplicações conectadas à rede (em inglês, *on-grid*) elétrica quanto isoladas (em inglês, *off-grid*). Deste modo, quando conectadas à rede têm as seguintes aplicações:

- I. Sistemas de gerenciamento de dados: atua como UPS (*Uninterruptible Power Supply*) garantindo confiabilidade ao sistema e evitando perda de dados fundamentais (GROSS e GODRICH, 2005) (S. RAJAGOPALAN, 2010);
- II. Telecomunicações: melhoria na robustez e incremento na confiabilidade em até nove vezes (FOSTER e DICKINSON, 2008) (THOMPSON, 2002);
- III. Movimentação de cargas: uso em bondes, trens e metrô essencialmente quando os motores utilizados são CC. A possibilidade em se ter apenas um condutor reduz os custos, uma vez que o retorno de corrente pode ser realizado pelos trilhos (JOSHI, PATHAK e JAIN, 2009);

Já as aplicações desconectadas da rede mais relevantes são:

- I. Naves espaciais: integração da grande quantidade de módulos solares com os conversores CC – CC, baterias, carregadores de baterias e cargas CC. A NASA (do inglês, *National Aeronautics and Space Administration*) em sua estação espacial internacional possui 100 kW de carga instalada utilizando microrredes (GERBER, PATTERSON, *et al.*, 1996) (GRASSI, PIGNARI e J. WOLF, 2011) (NASA, 2016);
- II. Marinha: aplicação de zonas de distribuição CC aliada ao sistema de bordo integrado visando aumento da confiabilidade em viagens de longa distância e durante confrontos inimigos (KANKANALA, SRIVASTAVA, *et al.*, 2012) (CIEZKI e ASHTON, 2000);

2.4 Evolução dos inversores fotovoltaicos e padrões de conexão à rede elétrica

A partir do desenvolvimento das tecnologias que envolvem a geração de energia alternativa de grande porte (caracterizadas pelas usinas fotovoltaicas e fazendas eólicas) e também pelas de menor potência instalada (constituintes da microgeração distribuída de energia), tornou-se necessária

a constante evolução dos sistemas inversores para a conversão da energia CC em CA objetivando a conexão com a rede de distribuição em baixa e média tensão.

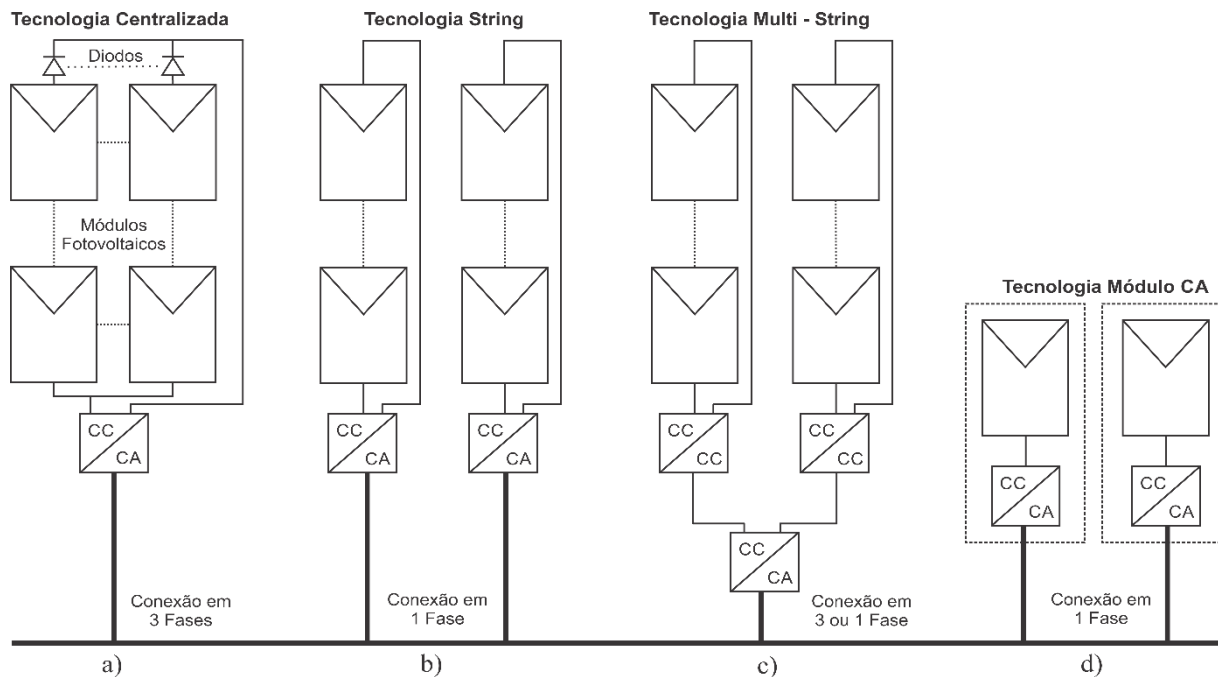
Tal evolução está intimamente ligada às pesquisas em eletrônica de potência de cunho acadêmico e industrial, em âmbito nacional e internacional, que visam incessantemente a construção de conversores mais eficientes, robustos e de menor custo.

Um estudo realizado por (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005) abrange a evolução dos inversores fotovoltaicos, sendo o resumo mostrado na Figura 2.4. A primeira tecnologia baseou-se em inversores centralizados que realizavam a interface de vários módulos FV (fotovoltaicos) com a rede (Figura 2.4 a)). Este sistema possuía diversos módulos conectados em série para gerar uma tensão suficientemente alta na saída de cada matriz solar (do inglês, *solar string*) com o intuito de evitar a necessidade de amplificação de tensão, sendo o chaveamento realizado por tiristores. A eficiência deste sistema e a qualidade da corrente injetada na rede eram baixas (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

A evolução da tecnologia centralizada baseou-se na separação das *strings* a partir da inserção de mais um inversor e também na retirada dos diodos de potência (Figura 2.4 b)). Neste caso, divide-se o processamento de energia e os conversores utilizados se tornam mais compactos. Além disto, há a possibilidade de aplicar rastreamento de máxima potência (do inglês, MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) de forma independente a cada matriz FV. Contudo, a tensão resultante de cada *string* ainda deve ser suficientemente alta visando garantir a injeção de potência (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

O sistema mais recente, conhecido como tecnologia módulo CA está destacado na Figura 2.4 d), compondo-se na integração do inversor com o painel em um único dispositivo. Tal fato permite a remoção das perdas de associação entre os módulos FV e auxilia no ajuste ótimo entre o painel e o inversor através de MPPT individual. Contudo, é necessária elevada amplificação de tensão, o que pode reduzir a eficiência deste sistema, sendo a justificativa concentrada na produção em larga escala e redução de custos (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

Figura 2.4 - Resumo histórico do desenvolvimento dos inversores fotovoltaicos: a) tecnologia centralizada; b) tecnologia de *strings*; c) tecnologia *multi – strings*; d) tecnologia de módulos e células CA.



Fonte: Adaptado de (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

O inversor *multi-string* ilustrado na Figura 2.4 c) é o mais desenvolvido dentre todas as tecnologias já empregadas, sendo este o motivo pelo qual esta foi a arquitetura escolhida para o presente trabalho. Sua estrutura é constituída por várias *strings* conectadas a conversores CC – CC individuais, havendo interface com a rede elétrica através de um único conversor CC – CA. Um dos maiores benefícios desta estrutura está no fato do operador poder conectar seu sistema à rede mesmo com baixa potência instalada devido à presença do estágio elevador de tensão. Além disso, expansões são facilmente realizadas, além de ser possível atingir elevada eficiência e bons indicadores de qualidade da energia no ponto de conexão com a rede elétrica. Fica evidente que uma desvantagem deste sistema está na inserção de um conversor CC – CC por cada *string* solar, elevando o custo de investimento inicial (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

Destaca-se, por fim, que em pesquisas recentes vários trabalhos têm se dedicado a melhorar a eficiência, controle e arquitetura dos inversores para obtenção de melhores resultados, como a proposta de chaveamento suave (em inglês, *soft-switching*) (XUEWEI, RATHORE e PRASANNA, 2013) e criação de topologias diferenciadas como a sugerida em (PATRAO, GARCERÁ, *et al.*, 2014). Outra proposta reside na aplicação e desenvolvimento de inversores bidirecionais conforme será visto na próxima seção.

2.5 Inversores solares bidirecionais

De forma básica, os conversores CC – CA são aplicados em microrredes CC com o intuito de controlar a forma de onda da corrente injetada na rede elétrica a partir da estabilização do barramento CC de entrada. Contudo, caso a microrrede possua cargas com demanda maior que o sistema de geração de energia alternativa consiga suprir e também durante os períodos naturais de intermitência, a tensão do barramento tende a cair e, a partir deste ponto, há a necessidade de fazer-se a compensação energética por meio da rede elétrica CA com uso de um sistema inversor bidirecional a fim de normalizar a situação.

Alguns autores já aplicaram inversores bidirecionais em microrredes CC, como o sistema proposto em (WU, KUO, *et al.*, 2011) e (WU, KUO, *et al.*, 2013), sendo a estrutura trabalhada característica da arquitetura *multi-string* com a obtenção de bons resultados de injeção de corrente na rede e estabilização da tensão do barramento CC.

Porém, nos trabalhos citados são apresentadas estruturas de controle complexas com diferentes variáveis para os dois sentidos de fluxo de energia (a saber, Barramento – Rede e Rede – Barramento). Ainda pode-se citar o fato da utilização de filtro de segunda ordem na saída do inversor, que apesar de ter a vantagem de projeto simples, quando em operação fora das condições nominais (tais como a baixa irradiância nos sistemas FV), o conteúdo de distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica pode se tornar elevado comprometendo a qualidade de energia.

Já com relação ao controle destes sistemas, foram obtidos bons resultados quando aplicados controladores ressonantes para injeção de corrente em uma estrutura unidirecional por (TEODORESCU, F.BLAABJERG, *et al.*, 2004). Neste estudo, utilizou-se o controlador proporcional ressonante (PRes) aliado a um controle HC (*Harmonic Compensation*) para mitigação dos conteúdos harmônicos de ordem 3, 5 e 7 tipicamente presentes na corrente injetada pelo inversor na rede elétrica CA. Tal compensação de harmônicos de baixa frequência é muito conveniente, uma vez que estes contém as maiores amplitudes.

Recentemente, (WU, LIN, *et al.*, 2015) apresentou a aplicação de um filtro LCL em um inversor bidirecional utilizando controlador do tipo D- Σ (divisão-soma) com obtenção de excelentes resultados de DHTi (1,5%). Tal sucesso se deve, além do controle utilizado, ao fato do filtro LCL proporcionar atenuação de 60 dB/dec para frequências acima da ressonância, o que mitiga o conteúdo harmônico causado pelo chaveamento do inversor e contribui na redução da DHTi.

Fica evidente que os estudos apontados trazem contribuições significativas às pesquisas relacionadas ao estudo dos inversores fotovoltaicos. Logo, o presente trabalho possui a proposta de alinhar o conteúdo de destaque dos projetos mencionados para análise de um inversor bidirecional utilizando controle ressonante e filtro LCL de saída integrado a um sistema fotovoltaico com extração independente de máxima potência seguindo a arquitetura *multi-string*. Ressalta-se ainda que até o presente momento não foram publicados trabalhos com aplicação de controladores ressonantes a inversores bidirecionais visando alimentação de cargas no barramento CC e injeção de potência na rede elétrica CA, conferindo um importante ponto de contribuição desta pesquisa.

2.6 Geração distribuída de energia elétrica no cenário brasileiro

2.6.1 Resolução 482/2012 da ANEEL

Com o objetivo de estabelecer as normas e procedimentos para o acesso de micro e mini geração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, além do sistema de compensação e outras providências, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) promulgou a resolução normativa nº 482 em 17 de Abril de 2012 e permitiu a possibilidade da utilização de fontes alternativas de energia conectadas aos sistema de distribuição, o que fomentou o mercado e abriu espaço para o desenvolvimento de novas pesquisas neste segmento.

Contudo, considera-se que estas medidas foram tomadas de modo tardio, o que atrasou o desenvolvimento e reduziu o interesse das empresas brasileiras na fabricação de inversores e componentes para sistemas fotovoltaicos.

Neste âmbito, as normas ABNT NBR 16149:2013 (ABNT, 2013) e ABNT NBR 16150:2013 (ABNT, 2013), que se referem às características de conexão com a rede elétrica e os ensaios de conformidade, respectivamente, foram promulgadas com o intuito de guiar e fortalecer a indústria nacional frente ao competitivo e desenvolvido mercado internacional.

2.6.2 Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia (ProGD)

Em 15 de dezembro de 2015 foi lançado o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica (ProGD) pelo Ministério de Minas e Energia (MME) com o intuito de ampliar e aprofundar as ações de estímulo à geração distribuída de energia, especialmente a fotovoltaica. Espera-se a movimentação de mais de R\$ 100 bilhões até 2030 (MME, 2015).

O ProGD atualizou a resolução 482/2012 da ANEEL por meio da resolução normativa nº 687/2015, sendo os aspectos mais relevantes apresentados a seguir:

- I. Inserção de créditos de energia: se o consumidor gerar mais energia que consumir, o mesmo passa a contar com um crédito que pode ser utilizado na diminuição da fatura dos meses seguintes;
- II. Isenção de impostos: fica extinta a cobrança do ICMS e PIS/COFINS sobre a energia inserida pelo consumidor no sistema elétrico. Ainda promulgou-se a redução de 14% para 2% sobre o imposto de importação de equipamentos para geração de energia solar;
- III. BNDES: apoio com recursos e taxas diferenciadas a projetos de eficiência energética e de geração distribuída por fontes renováveis em escolas e hospitais públicos;

2.7 Critérios para conexão à rede elétrica

O desenvolvimento dos inversores solares conectados à rede deve ser liderado com base nos padrões internacionais de medidas de qualidade da energia elétrica com detecção de ilhamento e aterramento dentro das normas vigentes.

A Tabela 1 traz o resumo e a comparação das principais normas nacionais e internacionais para interface dos sistemas inversores com a rede elétrica de distribuição. Destaca-se o grau de similaridade entre as normas NBR 16149, IEEE 1547 e IEC 61727 no que tange à injeção de harmônicos ímpares na rede elétrica, DHTi e presença de componente contínua na corrente. A norma IEC 61000-3-2 para retificadores tem exigência menor quanto a harmônicos de terceira e quinta ordem quando comparada às outras normas já citadas, porém com a mesma imposição para DHTi.

Tabela 1 - Resumo e comparação das principais normas para conexão de inversores e retificadores à rede elétrica.

| Parâmetro | NBR 16149 (ABNT, 2013) | IEEE 1547 (IEEE, 2008) | IEC 61727 (IEC, 2002) | IEC 61000-3-2 (IEC, 1998) |
|---|--|---|--|--|
| Potência Nominal | - | 10 MVA | 10 kW | 16 A x 230 V = 3,7 kW (3) 2,3 A ou 14,4% (5) 1,14 A ou 7,1% (7) 0,77 A ou 4,8% (9) 0,4 A ou 2,5% (11) 0,33 A ou 2,1% (13) 0,21 A ou 1,3% (15-39) 2,25 / h |
| (Ordem harmônica) Limites de corrente harmônica individual em relação à fundamental | (2-10) 4,0% (11-16) 2,0% (17-22) 1,5% (23-34) 0,6% | (2-10) 4,0% (11-16) 2,0% (17-22) 1,5% (23-34) 0,6% (> 35) 0,3% | (3-9) 4,0% (11-15) 2,0% (15-21) 1,5% (23-33) 0,6% | |
| | Harmônicas pares: 2° a 8° < 1,0% e 10° a 32° < 0,5% | Harmônicas pares nestas faixas devem ser menores que 25% da harmônica ímpar listada | | Harmônicas pares devem estar limitadas a aproximadamente 30% das harmônicas ímpares listadas |
| Distorção Harmônica Total de Corrente | < 5,0% | < 5,0% | < 5,0% | < 5,0% |
| Fator de Potência | > 0,98 | > 0,94 | > 0,9 | - |
| Injeção de corrente CC | Menor que 0,5% da corrente de saída | Menor que 0,5% da corrente de saída | Menor que 1,0% da corrente de saída | < 0,22 A – Correspondente a 50 W de um retificador de meia onda. |
| Limites de tensão em operação normal | 78% - 112% (99 V – 142,2 V) | 88% - 110% (97 V – 121 V) | 85% - 110% (196 V – 253 V) | - |
| Limites de frequência em operação normal | 59,95 Hz a 60,05 Hz | 59,3 Hz a 60,5 Hz | 59,0 Hz a 61,0 Hz | - |

Fonte: Adaptado de (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

CAPÍTULO 3 – INVERSOR PONTE COMPLETA BIDIRECIONAL (IPCB)

3.1 Considerações iniciais

A Figura 3.1 apresenta a estrutura de potência juntamente com o diagrama simplificado de controle do Sistema Fotovoltaico Bidirecional Conectado à Rede (SFBCR) proposto. O estágio CC – CC de entrada está sendo desenvolvido por um aluno de pós-graduação do NUPEP (Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência) com estudo ligado a dois conversores boost *multi-string* capazes de extrair de forma independente a máxima potência de cada *string* solar, melhorando, deste modo, a eficiência do sistema. Além disto, este estágio de entrada possui imunidade a sombreamento parcial dos módulos fotovoltaicos a partir da execução de algoritmo de IGMPPT (*Independent Global Maximum Power Point Tracking*) (OLIVEIRA, PIRES, *et al.*, 2015). Os aspectos técnicos relacionados ao estágio CC – CC de entrada não serão abordados neste trabalho.

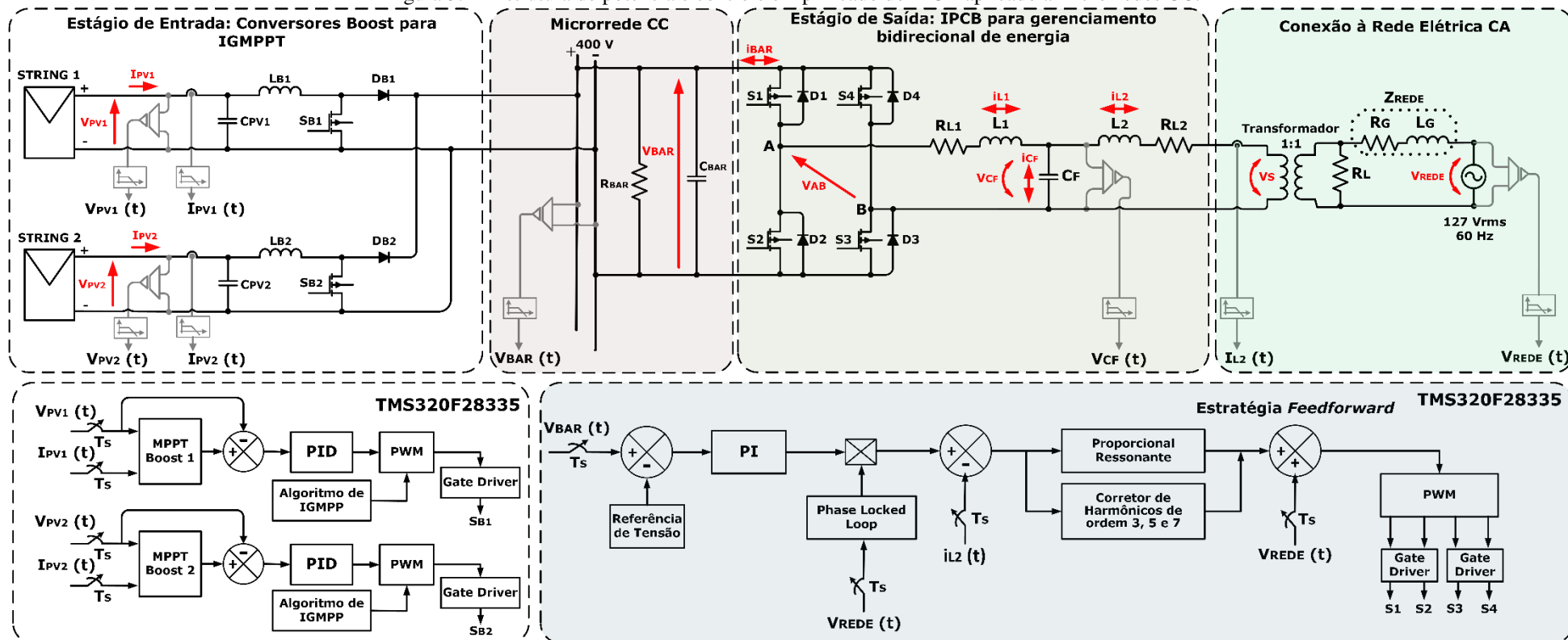
O conteúdo em destaque da Figura 3.1 compõe o Inversor Ponte Completa Bidirecional (IPCB) monofásico, sendo este o estágio CC – CA de saída do SFBCR. Nesta configuração, quando o valor da energia demandada pela carga CC (R_{BAR}) conectada à microrrede tem valor inferior à energia gerada pelas duas *strings* fotovoltaicas, há um excesso que deve ser injetado na rede elétrica sob forma de potência ativa atendendo aos requisitos mínimos de qualidade estabelecidos pelas normas nacionais e internacionais, caracterizando a ação inversora do IPCB.

Por outro lado, se a carga R_{BAR} tiver demanda tal que o sistema de geração alternativa de energia não consiga suprir, a rede elétrica CA deve então auxiliar no atendimento fornecendo a energia complementar para estabilização da tensão do barramento CC com imposição de corrente seguindo a normatização internacional, caracterizando o modo de ação retificador do IPCB.

O sistema de controle é composto por uma malha interna controlada por um PRes aliado ao controle de correção de harmônicos (HC) de ordem 3, 5 e 7, além de uma malha externa controlada por PI clássico. Visando melhor atenuação do conteúdo harmônico de corrente injetada ou retificada da rede utiliza-se um filtro LCL na saída do conversor.

Nas próximas seções serão descritos com maiores detalhes os modos de operação e a estratégia de controle implementada.

Figura 3.1 - Estrutura de potência e controle simplificado do IPCBB aplicado a microrredes CC.

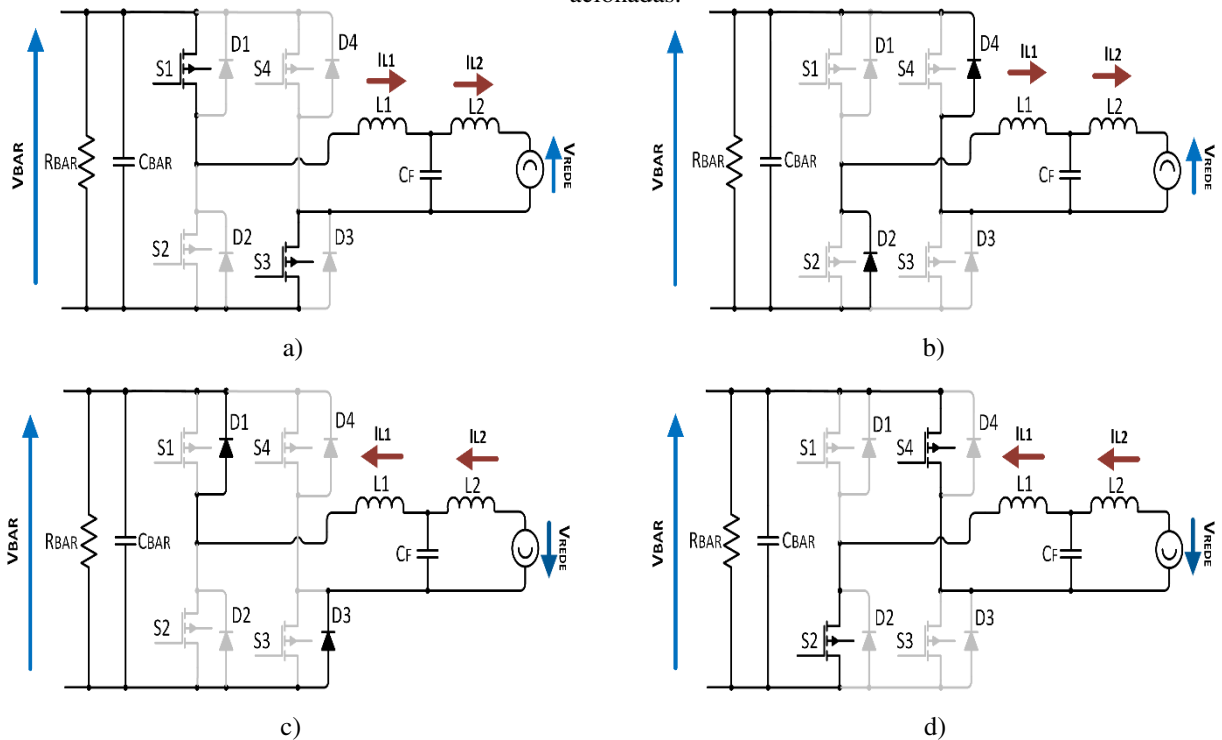


Fonte: Dados do próprio autor.

3.2 Etapas de operação do IPCB

A Figura 3.2 traz as etapas de operação da situação em que o IPCB opera injetando corrente na rede elétrica (modo inversor). A análise é feita para os semiciclos positivo e negativo da tensão da rede elétrica, ficando evidente a característica convencional e já bastante explorada na literatura de chaveamento alternado dos dois pares de interruptores de um inversor ponte completa (do inglês, *Full-Bridge*) tradicional com carga não linear e imposição de corrente no indutor de acoplamento L_2 (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001). O uso dos diodos em antiparalelo com cada interruptor permite um caminho para passagem da corrente elétrica, uma vez que os indutores não permitem variações instantâneas desta grandeza.

Figura 3.2 - Etapas de operação do modo inversor para o semiciclo positivo da rede elétrica com: a) S_1 e S_3 acionadas; b) S_2 e S_4 acionadas; e para o semiciclo negativo da rede elétrica com: c) S_1 e S_3 acionadas; d) S_2 e S_4 acionadas.



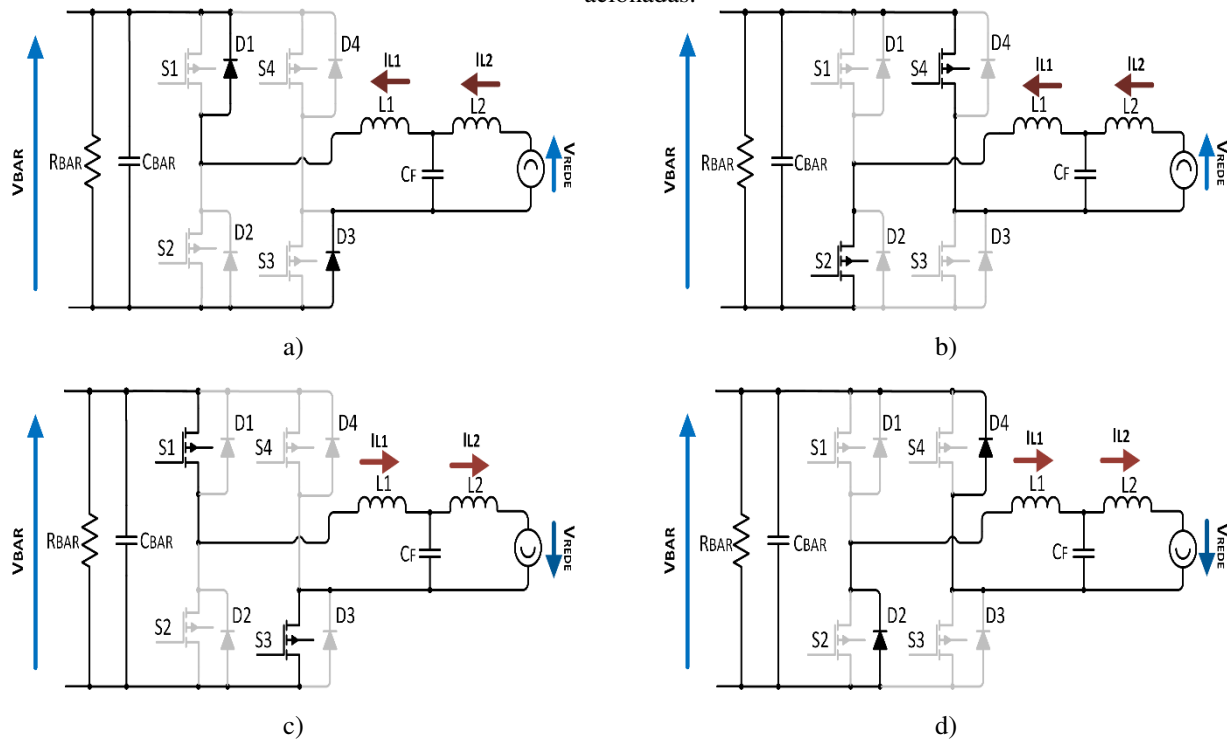
Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 3.3 exibe a operação do modo retificador do IPCB. Inicialmente, espera-se que o sentido vetorial de tensão e corrente no ponto de acoplamento sejam os mesmos, o que constitui à rede elétrica a característica de fonte no circuito.

Devido à demanda no barramento CC ser maior que a geração de energia alternativa, e por conveniência realizando análise para o semiciclo negativo da rede (Figura 3.3 c) e d)), ao serem acionados os gatilhos de S_1 e S_3 (com S_2 e S_4 fora de condução) forma-se um caminho de corrente

que passa pelos interruptores, filtro, rede e retorna ao barramento. Neste último, nota-se a passagem da corrente no mesmo sentido da tensão, o que provoca aumento linear da corrente no indutor L_1 e pequena redução na tensão do capacitor C_{BAR} .

Figura 3.3 - Etapas de operação do modo retificador para o semiciclo positivo da rede elétrica com: a) S_1 e S_3 acionadas; b) S_2 e S_4 acionadas; e para o semiciclo negativo da rede elétrica com: c) S_1 e S_3 acionadas; d) S_2 e S_4 acionadas.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na etapa seguinte, aciona-se o gatilho de S_2 e S_4 enquanto S_1 e S_3 são desativadas (Figura 3.3 d)). Devido ao fato dos interruptores serem unidirecionais e a corrente nos indutores L_1 e L_2 não variar instantaneamente seu sentido, forma-se um caminho para passagem de corrente a partir da condução dos diodos de desvio D_2 e D_4 . Nesta etapa, a tensão e a corrente no barramento CC têm sentidos opostos resultando na diminuição do módulo de i_{L1} e aumento da tensão em C_{BAR} .

O funcionamento do modo retificador para o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica (Figura 3.3 a) e b)) pode ser compreendido a partir de raciocínio análogo ao semiciclo negativo, havendo apenas a inversão do sentido de corrente e tensão pelo circuito do IPCB. Além disto, a corrente i_{L2} no ponto de conexão com a rede elétrica, obviamente, é uma versão filtrada da corrente i_{L1} e possui característica senoidal com defasagem de 180° em relação à tensão V_{REDE} no modo retificador.

3.3 Dimensionamento do circuito de potência

O projeto dos elementos que compõem o IPCB tomam como base a potência nominal do sistema fotovoltaico instalado nas dependências do NUPEP. Na primeira *string* solar são utilizados 8 módulos de 135 W associados em série, totalizando 1080 Wp em CPT (Condições Padrão de Teste – 1000 W/m² e 25 °C). Já a segunda *string* conta com 8 módulos de 140 W também em série, obtendo-se 1120 Wp nas CPT. Portanto, a potência nominal do SFBCR é de 2,2 kWp.

A frequência de chaveamento dos 4 interruptores é fixa e igual a 25 kHz, sendo este um valor conveniente que une a vantagem de redução no tamanho dos elementos armazenadores de energia com a facilidade de implementação utilizando um Processador Digital de Sinais (do inglês, *DSP – Digital Signal Processor*), além de ser encontrado uma ampla faixa de semicondutores no mercado que operam nesta frequência.

O barramento CC deve ter valor médio de tensão estabilizado em 400V com baixa ondulação para que ocorra imposição de corrente senoidal na rede elétrica cuja tensão fase-neutro é igual a 127 Vrms com frequência de 60 Hz.

3.3.1 Capacitor de desacoplamento (C_{BAR})

O capacitor C_{BAR} presente no barramento CC possui função primária de desacoplar o estágio CC – CC de entrada do IPCB a partir do rápido armazenamento da energia proveniente do sistema fotovoltaico com descarga em R_{BAR} e na rede elétrica, caso o IPCB esteja no modo inversor. Durante o modo de retificação, este capacitor recebe energia tanto do sistema fotovoltaico (a partir do estágio CC – CC de entrada) quanto do IPCB para atendimento da demanda da carga da microrrede CC e manutenção da tensão do barramento.

Ressalta-se que a tensão do barramento influencia diretamente na dinâmica do estágio de entrada (conversor elevador) do SFBCR, uma vez que este controla o valor de sua entrada (tensão das matrizes FV para IGMPT) tendo como premissa a sua saída regulada. Portanto, um controle eficiente de tensão do barramento realizado pelo IPCB auxilia o controle de extração de máxima potência dos módulos fotovoltaicos.

Os critérios de projeto de C_{BAR} estão bem descritos em (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005), sendo obtido por meio da equação (3.1).

$$C_{BAR} \geq \frac{P_N}{2 \cdot \omega_G \cdot V_{BAR} \cdot \Delta V_{BAR}} \quad (3.1)$$

Em que:

C_{BAR} : capacitância de desacoplamento com a rede [F];

P_N : potência nominal do IPCB [W];

ω_G : frequência angular da rede elétrica [rad/s];

V_{BAR} : tensão do barramento CC [V];

ΔV_{BAR} : ondulação de tensão no barramento CC [V];

Substituindo os valores conhecidos em (3.1) e admitindo-se ondulação de 2% (8V) na tensão do barramento, obtém-se que C_{BAR} deve ser maior ou igual a 900 μ F. Como este é um valor relativamente alto para capacitores eletrolíticos operando em 400 V, uma associação faz-se necessária e deve-se atentar à suportabilidade do dielétrico individual de cada elemento capacitivo. Por fim, o valor final de C_{BAR} obtido a partir da associação de capacitores disponíveis no laboratório de pesquisa é 1,175 mF.

3.3.2 Filtro LCL

Objetivando a atenuação do conteúdo harmônico proveniente do chaveamento em alta frequência que faz-se presente na corrente elétrica injetada/retificada da rede elétrica, escolheu-se a topologia de filtro do tipo LCL. Tal configuração se torna conveniente pelo fato do tamanho dos indutores ser reduzido em comparação a outros filtros de menor ordem, além de proporcionar atenuação mais acentuada com decaimento de 60 dB/dec, aumentando assim a qualidade de energia da corrente imposta na rede elétrica. Contudo, cuidados extras de projeto devem ser tomados quanto à frequência de ressonância inerente a este tipo de filtro (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012).

Neste âmbito, diversos trabalhos têm se dedicado a aprimorar a estrutura LCL com a inserção de amortecimento ativo, novos critérios de projeto e controles específicos (LISERRE, BLAABJERG e HANSEN, 2005). O procedimento de cálculo adotado está bem detalhado em (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012). Inicialmente, calcula-se a impedância base do sistema conforme mostra a equação (3.2).

$$Z_B = \frac{V_{RMS}^2}{P_N} \quad (3.2)$$

Em que:

- Z_B : impedância base do sistema [Ω];
 V_{RMS} : tensão eficaz da rede elétrica [V];
 P_N : potência nominal do inversor bidirecional [W];

Para a tensão de 127 Vrms e potência nominal do IPCB em 2,2 kWp, tem-se uma impedância base de 7,33 Ω . Em seguida, calcula-se a capacitância base de acordo com (3.3), revelando um valor de 361,8 μ F.

$$C_B = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_B} \quad (3.3)$$

Em que:

- C_b : capacitância base do sistema [F];
 ω_G : frequência angular da rede elétrica [rad/s];

O valor do capacitor do filtro está diretamente ligado à potência reativa produzida pelo inversor e, portanto, altera o valor do fator de potência da corrente injetada na rede. Logo, com o objetivo de mitigar a produção de reativos e atingir um fator de potência próximo da unidade, limita-se o valor de C_F em 3% da capacitância base do sistema (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012), obtendo-se o valor comercial de 10 μ F.

De modo análogo ao realizado por (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015) e visando obter valor de indutância de acoplamento que proporcione baixa ondulação de corrente no ponto de acoplamento com a rede elétrica foi realizado o cálculo de L_2 primeiramente e, logo em seguida, de L_1 , fato este não observado em (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012).

A indutância de acoplamento com a rede elétrica L_2 pode ser determinada conforme (3.4). A ondulação de corrente desejada neste indutor é 1,5% da corrente de pico do inversor. Portanto, o valor de indutância encontrado é 7,25 mH. No laboratório de pesquisa o indutor que possui indutância mais próxima do calculado é 9 mH, sendo adotado este valor para L_2 havendo como consequências a diminuição na ondulação de corrente e modificação na frequência de ressonância, porém sem prejuízos na atuação do filtro.

$$L_2 = \frac{V_{BAR}}{6 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lmax}} \quad (3.4)$$

Em que:

L_2 : indutância de acoplamento com a rede elétrica [H];

V_{BAR} : tensão regulada da microrrede CC [V];

f_s : frequência de chaveamento do IPCB [Hz];

ΔI_{Lmax} : ondulação máxima de corrente [A];

O valor de L_1 é calculado segundo (3.5), sendo que o parâmetro de atenuação de corrente “ r ” é escolhido a partir da relação da corrente harmônica na rede com a corrente harmônica do inversor bidirecional, obtendo-se 0,08 pelos aspectos práticos evidenciados em (MATOS, SOUSA, *et al.*, 2010). Portanto, o valor de L_1 é 720 μ H, sendo utilizado 700 μ H (valor disponível no laboratório de pesquisa).

$$L_1 = rL_2 \quad (3.5)$$

Em que:

L_1 : indutância do lado do conversor [H];

r : parâmetro de atenuação de corrente;

A frequência de ressonância do filtro LCL é dada por (3.6), sendo encontrado o valor de 12.408,4rad/s ou 1.974,9Hz. Considerando o fato de que L_2 representa uma impedância muito maior que a do transformador isolador despreza-se esta última.

$$\omega_{RES} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (3.6)$$

Em que:

ω_{RES} : frequência angular de ressonância do filtro [rad/s];

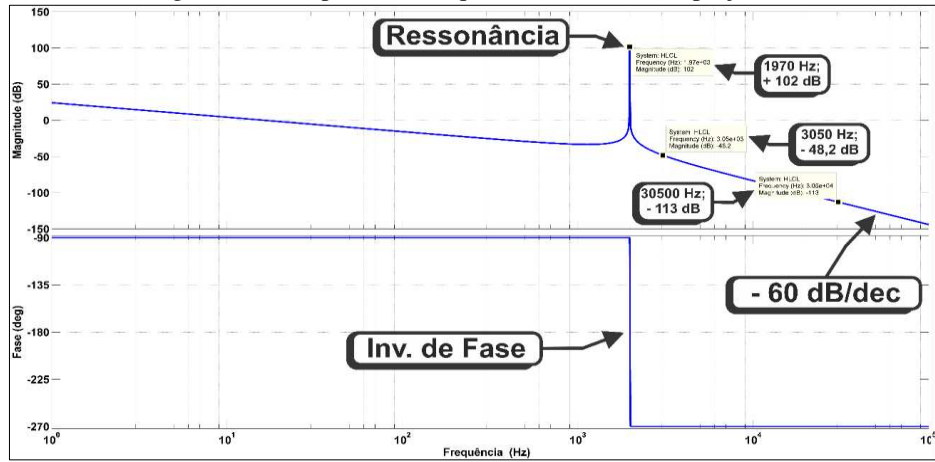
A resposta em frequência do filtro projetado pode ser obtida a partir da sua função de transferência simplificada (sem considerar as perdas nos indutores) mostrada em (3.7) (REZNIK, SIMÕES, *et al.*, 2012). O diagrama de bode com as informações relevantes está evidenciado na Figura 3.4.

$$H_{LCL}(S) = \frac{1}{L_1 L_2 C_f S^3 + (L_1 + L_2)S} \quad (3.7)$$

Em que:

$H_{LCL}(s)$: função de transferência do filtro LCL;

Figura 3.4 - Resposta em frequência do filtro LCL projetado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, como critério de segurança, a frequência de ressonância do filtro LCL deve estar em uma faixa intermediária de frequência que não seja atingida pelos harmônicos de baixa frequência provocados pela rede elétrica e nem pelos elevados valores provocados pelo chaveamento do sistema, sendo considerado um critério de projeto que a mesma atenda a desigualdade expressa em (3.8) (ARAÚJO, 2012), sendo o valor obtido (1974,9 Hz) pertencente a tal intervalo.

$$10f_G < f_{RES} < 0,5f_S \quad (3.8)$$

Em que:

f_G : frequência da rede elétrica [Hz];

f_{RES} : frequência de ressonância do filtro [Hz];

f_S : frequência de chaveamento do IPCB [Hz];

3.3.3 Especificação dos semicondutores e frequência de chaveamento do sistema

Os semicondutores utilizados no circuito de potência foram especificados a partir da análise dos valores de tensão de pico, corrente eficaz e corrente de pico que cada um está submetido no circuito da Figura 3.1 e conforme a proposta de (WU, LIN, *et al.*, 2015). A Tabela 2 apresenta o resumo destas grandezas para a estrutura processando 2,2 kWp em condições normais de operação (regime permanente) no modo inversor e também no modo retificador.

Tabela 2 - Valor de tensão de pico, corrente pico e corrente eficaz dos semicondutores do IPCB.

| Dispositivo | Parâmetro | Modo Inversor | Modo Retificador |
|--|---------------------------------|---------------|------------------|
| Interruptores S₁, S₂, S₃ e S₄ | Tensão de Pico (V_{PICO}) | 400 | 400 |
| | Corrente de Pico (A_{PICO}) | 24,5 | 24,5 |
| | Corrente Eficaz (A_{RMS}) | 10 | 10 |
| Diodos D₁, D₂, D₃ e D₄ | Tensão de Pico (V_{PICO}) | 400 | 400 |
| | Corrente de Pico (A_{PICO}) | 24,5 | 24,5 |
| | Corrente Eficaz (A_{RMS}) | 10 | 10 |

Fonte: Dados do próprio autor.

Devido ao uso dos diodos de desvio durante a operação do IPCB tanto no modo inversor quanto no modo retificador, ressalta-se a necessidade prática de utilizar-se diodos do tipo ultra rápido (em inglês, UF – *Ultra Fast*) para que não haja problemas relacionados com a entrada e retirada de operação destes durante o período de chaveamento do sistema. Também é válida a análise de queda de tensão e resistência de caminho direto tanto para os diodos quanto para os dispositivos interruptores visando o aumento na eficiência de conversão do inversor bidirecional.

A frequência de chaveamento do sistema IPCB foi escolhida como sendo 25 kHz, uma vez que este valor propicia tamanho de indutores e capacitores reduzidos além de ser facilmente encontrado no mercado de dispositivos semicondutores diversas opções para operação em tal frequência. Não obstante, o microprocessador TMS320F28335 utilizado é capaz de operar de forma eficaz nesta frequência apresentando ainda uma margem de segurança para o período de execução do código de comando.

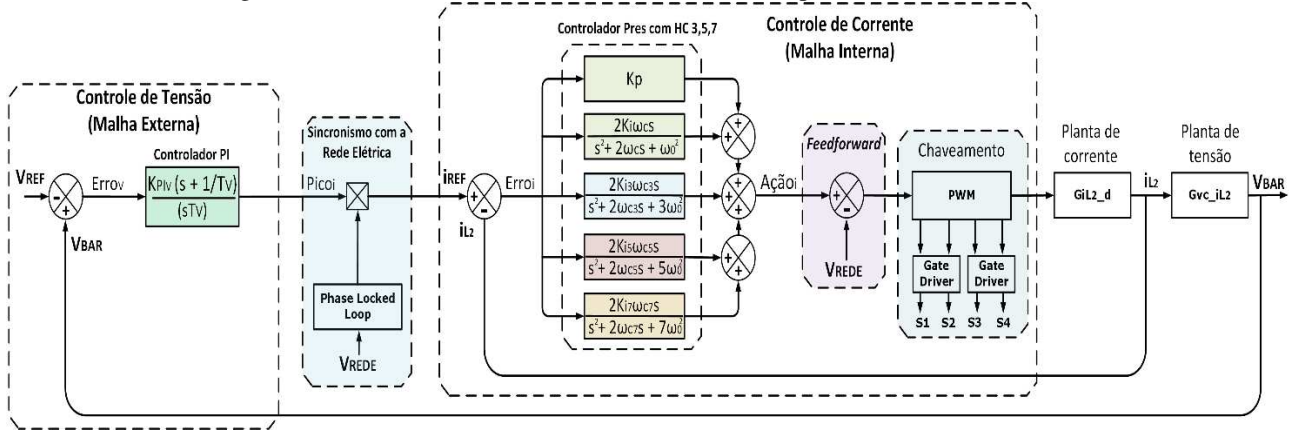
3.4 Estratégia de controle do IPCB

A estratégia de controle do sistema inversor bidirecional proposto configura-se dentro da arquitetura do tipo cascata, sendo seus detalhes evidenciados na Figura 3.5. Este tipo de estrutura é caracterizada por conter uma malha interna responsável pelo controle de injeção/retificação de corrente aliada a uma malha externa para regulação da tensão do barramento CC.

Neste tipo de estrutura de controle, a malha interna deve ser mais rápida que a malha externa para que a tensão da microrrede CC seja regulada a partir da variação da amplitude de corrente injetada/absorvida da rede elétrica. Outra característica importante está no fato do modo de controle

reverso de tensão ser empregado, o qual, para diminuir a tensão do barramento CC no modo inversor, por exemplo, atua no sentido de aumentar a corrente injetada na rede elétrica.

Figura 3.5 - Estrutura de controle detalhada do IPCB aplicado à microrredes CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

O IPCB atua com a mesma estrutura de controle e controladores de tensão e corrente para os dois modos de operação, o que caracteriza uma importante contribuição do trabalho proposto garantindo vantagens sob o aspecto de simplicidade de implementação e também redução do tempo de execução do código de comando com menor alocação de memória do microprocessador utilizado.

A fim de explicar-se a dinâmica do controle, faz-se a análise para o regime transitório. Caso exista excesso de energia proveniente da geração das duas *strings* fotovoltaicas, a tensão da microrrede CC tende a aumentar naturalmente (seguindo a máxima de que a energia armazenada nos capacitores é proporcional ao quadrado da tensão à qual estes estão submetidos). Deste modo, a variável *ErroV* na Figura 3.5 tem valor positivo proporcional à diferença observada entre o valor atual e de referência, sendo a saída de controle *Picoi* positiva devido ao modo de controle reverso. Logo, nesta situação, o controlador de tensão admite em sua saída um pico de corrente em fase com a rede elétrica (obtido pelo PLL) de modo que a sua entrada anule-se e, consequentemente, a tensão do barramento CC diminua seu valor absoluto e acompanhe a referência pretendida, caracterizando assim a operação característica do modo inversor.

Em contrapartida, caso a microrrede CC tenha demanda maior que o sistema de geração fotovoltaico consiga suprir, observa-se um efeito contrário ao anterior com presença de queda na tensão do barramento CC e sinal negativo tanto na variável *ErroV* quanto em *Picoi* na Figura 3.5. Neste caso, a saída do controlador de tensão impõe uma referência de corrente i_{REF} defasada 180° da

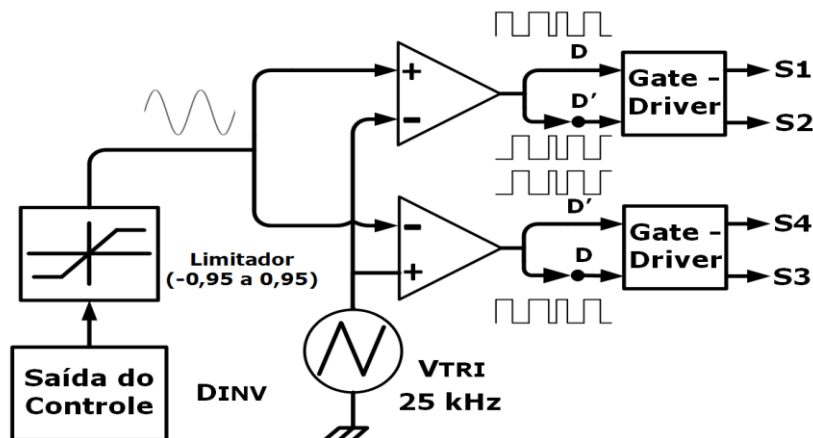
tensão da rede, havendo inversão no sentido de corrente para atendimento à demanda da microrrede CC, configurando assim o modo retificador sem, contudo, alterar o valor dos controladores presentes no modo inversor.

Em regime permanente, tanto no modo inversor quanto no modo retificador, a variável *ErroV* tende a zero, ou seja, a tensão do barramento segue sua referência. Neste caso, *Picoi* continua com o sinal obtido no regime transitório porém com leves alterações de amplitude para correção do valor de corrente de referência i_{REF} a ser injetada/retificada da rede elétrica.

A saída de todo o sistema de controle consiste no valor da razão cíclica D_{INV} que deve ser imposta aos dispositivos de chaveamento do IPCB de forma que a corrente no indutor de acoplamento L_2 (ver também Figura 3.1) siga a referência senoidal sincronizada pelo PLL com valor de pico determinado pelo controle de tensão.

A geração da onda PWM é obtida conforme a estrutura mostrada na Figura 3.6. O valor de D_{INV} , após passar por um limitador entre -0,95 e 0,95 com intuito de garantir a integridade dos interruptores relativa aos tempos de entrada e saída de condução dos mesmos, é comparado a uma onda triangular V_{TRI} com parâmetros fixos, sendo o valor pico-a-pico de 2 unidades, razão cíclica 0,5 e frequência 25 kHz (valor este que define a frequência de chaveamento do sistema).

Figura 3.6 - Estrutura utilizada na geração da onda PWM do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

Após passarem pelos comparadores, os pulsos de ataque de gatilho das chaves são enviados aos respectivos interruptores para abertura e fechamento de cada braço em modo alternado por meio de 2 *gate-drivers* duplos. Vale salientar que, como será visto na seção 4.3.2, utiliza-se “tempo morto”

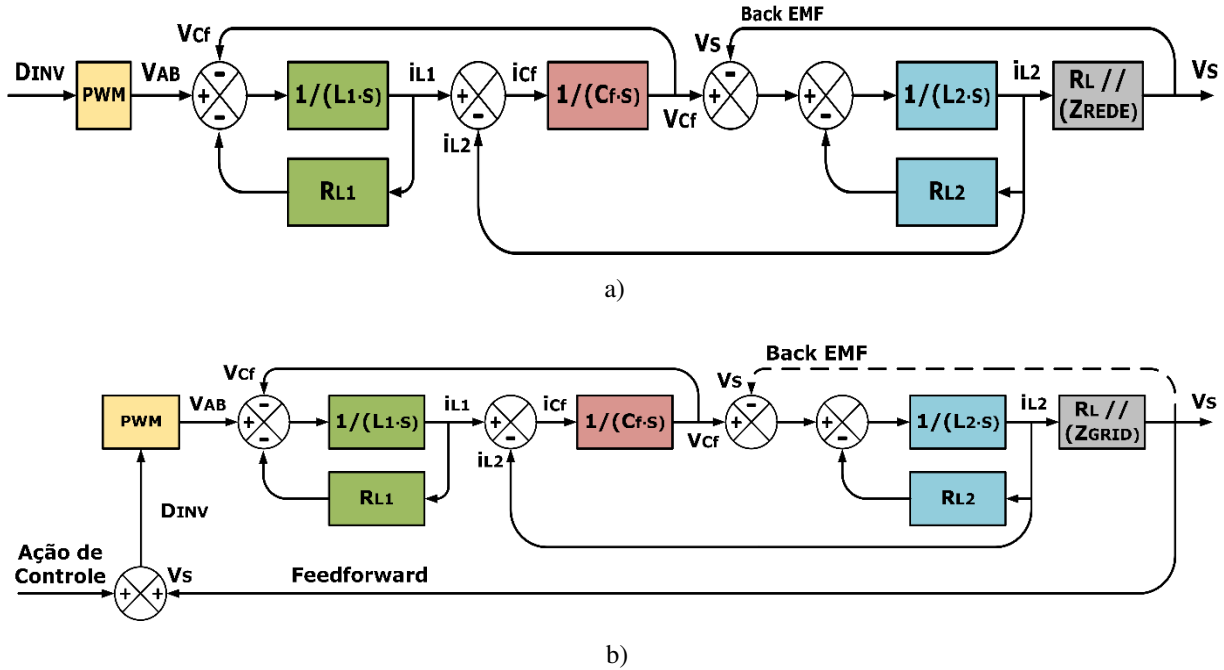
de chaveamento de 2 μ s visando evitar o inconveniente curto-circuito nos braços do IPCB durante a troca de estado dos interruptores.

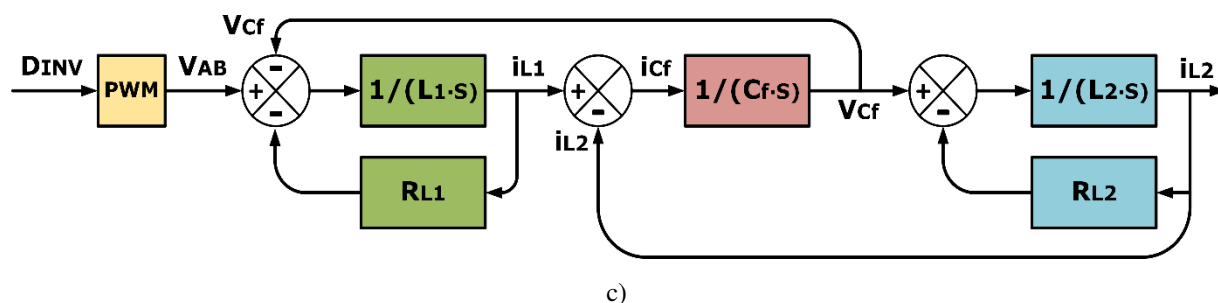
3.4.1 Estratégia de alimentação adiante (Feedforward)

A estratégia de alimentação adiante (em inglês, *feedforward*), também conhecida como *Back-EMF* pela analogia à realimentação da força-contraeletromotriz das máquinas de corrente contínua (LIU, HAO, *et al.*, 2012), se mostrou muito eficaz nos trabalhos desenvolvidos por (LIU, HAO, *et al.*, 2012), (LISERRE, BLAABJERG e HANSEN, 2005) e (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015) no que tange à possibilidade do processo a ser controlado ficar independente da inclusão do parâmetro de impedância Z_{REDE} da rede elétrica, uma vez que este é desconhecido e não pode ser modelado (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

A Figura 3.7 traz o diagrama de estados representativo do modelo do processo de injeção/retificação de corrente desde a saída da ponte de interruptores (V_{AB}) até o ponto de conexão do IPCB com a rede. Considera-se Z_{REDE} tendendo a zero para que seja realizada a aproximação V_s igual a V_{REDE} (ver também Figura 3.1).

Figura 3.7 - a) Diagrama de estados do IPCB conectado à rede. b) Diagrama de estado com destaque para o desacoplamento de V_s e R_L/Z_{REDE} por meio da estratégia *Feedforward*. c) Diagrama de estado resultante da estratégia *Feedforward*.





Fonte: Adaptado de (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

Analisando o modelo apresentado nota-se que a corrente i_{L2} age sobre a tensão do ponto de conexão com a rede (V_S) e também sofre influência de modo intrínseco ao modelo e à topologia, sendo V_S realimentada como uma perturbação no sistema. A análise da Figura 3.7 b) evidencia ainda que V_S , Z_{REDE} e a carga local R_L estão desacopladas do filtro LCL a partir da soma de uma amostra de V_S à ação de controle do sistema (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

Além disto, a qualidade da tensão no ponto de conexão possui dependência com as cargas ali conectadas como, por exemplo, em um sistema de geração distribuída de energia que está conectado a um barramento CA de uma residência. Portanto, admitindo Z_{REDE} próxima de zero, tem-se que a impedância resultante pode ser considerada a própria Z_{REDE} e a estratégia *feedforward* tem o duplo benefício de facilitar a dinâmica de imposição de corrente e contornar o inconveniente de conhecimento das cargas presentes no barramento CA. Por fim, pode-se dizer que o processo a ser controlado fica reduzido à dinâmica do filtro LCL na saída do IPCB sem a necessidade de inclusão do parâmetro Z_{REDE} , conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.7 c) (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

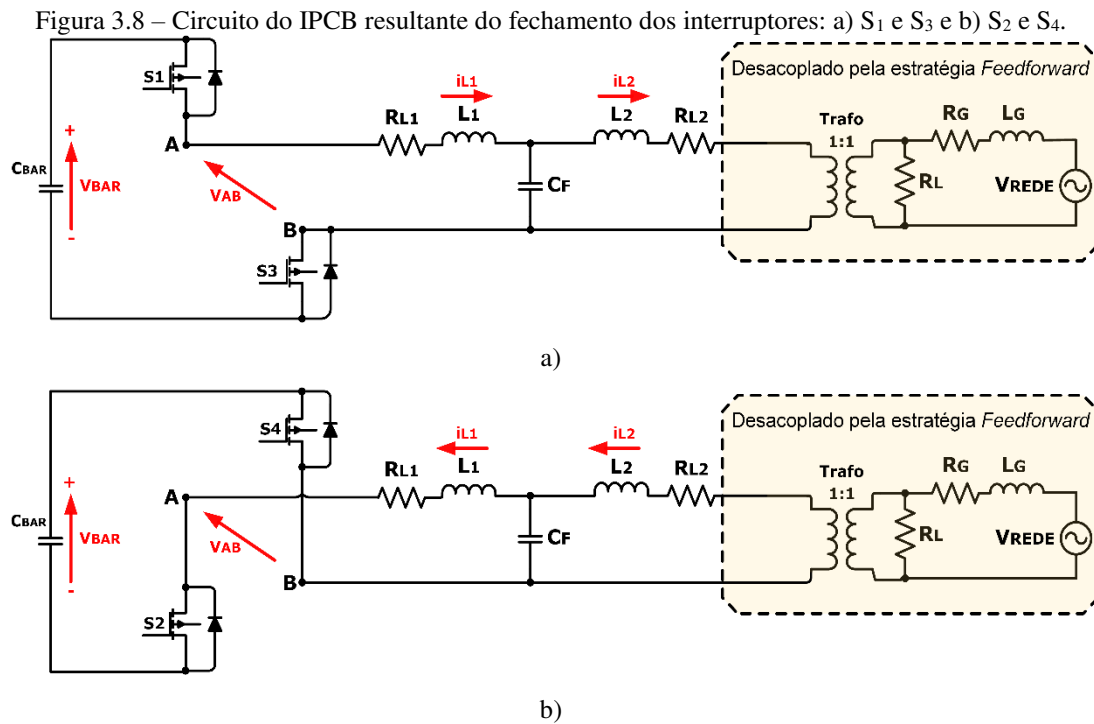
3.4.2 Controle da malha interna (injeção/retificação de corrente)

Precedente ao projeto de qualquer controlador, deve-se levantar primeiramente a função de transferência da planta a ser controlada. No caso da malha interna do IPCB, esta planta consiste na imposição de corrente elétrica no indutor de acoplamento (L_2) a partir da variação na razão cíclica de chaveamento, sendo denominada $G_{iL_2\ d}$.

O modelo da planta pode ser obtido a partir do emprego da técnica de espaço de estados médios, sendo a mesma já bastante explorada em (LIMA, 2015) e (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

Inicialmente, considera-se as duas etapas de operação associadas ao chaveamento do IPCB e a topologia resultante do circuito, sendo considerado também o efeito de desacoplamento obtido pela estratégia *feedforward*.

A Figura 3.8 a) ilustra o circuito obtido quando acionados os interruptores S_1 e S_3 enquanto a Figura 3.8 b) evidencia o resultado de S_2 e S_4 em condução. Ressalta-se que, independentemente da topologia resultante, a corrente i_{L2} que flui pelo indutor de acoplamento L_2 é a variável a ser controlada e, portanto, pode-se modelar a planta para um dos modos de operação do IPCB sem prejuízos para o controle do modo complementar, uma vez que os elementos do circuito são os mesmos nos dois casos.



Fonte: Dados do próprio autor.

Portanto, o IPCB pode ser descrito por equações de estado lineares como:

$$\dot{x}(t) = A_1 \cdot x(t) + B_1 \cdot u(t) \quad (3.9)$$

$$\dot{x}(t) = A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \quad (3.10)$$

Em que:

$x(t)$: vetor de estado;

$\dot{x}(t)$: derivada do vetor de estado no tempo;

$u(t)$: vetor de entrada ou controle;

A : matriz de sistema;

B : matriz de sistema;

Tem-se ainda que:

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{CF} \end{bmatrix}; \dot{x}(t) = \begin{bmatrix} i'_{L1} \\ i'_{L2} \\ V'_{CF} \end{bmatrix}; u(t) = \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_S \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A tensão V_S é considerada zero (assim como a impedância da rede elétrica) em virtude da ação de desacoplamento pela estratégia *feedforward* (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015). Ainda em (3.9) e (3.10), as matrizes de sistema obtidas são:

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R_2/L_2 & -1/L_2 \\ 1/C_F & -1/C_F & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} -1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

As matrizes de sistema e de entrada podem, então, ser representadas pelos seus valores médios:

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R_2/L_2 & -1/L_2 \\ 1/C_F & -1/C_F & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D) = \begin{bmatrix} (2 \cdot D - 1)/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Sendo G_{xd} a função de transferência do inversor para pequenos sinais e considerando as variações dos elementos do vetor de estado $\chi(s)$ em função de variações na largura do ciclo ativo da onda de PWM $\delta(s)$, tem-se:

$$G_{xd}(s) = \frac{\chi(s)}{\delta(s)} = (s \cdot I - A)^{-1} \cdot J \quad (3.16)$$

Em que I é a matriz identidade, A é a matriz de sistema média e J definido como em (3.17).

$$J = (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U \quad (3.17)$$

Na equação (3.17), a partir do modelo médio do inversor em equilíbrio, tem-se que:

$$X = \begin{bmatrix} \frac{V_{AB}(2 \cdot D - 1)}{R_1 + R_2} \\ \frac{V_{AB}(2 \cdot D - 1)}{R_1 + R_2} \\ \frac{R_2 \cdot V_{AB}(2 \cdot D - 1)}{R_1 + R_2} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_S \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

E, portanto:

$$J = \begin{bmatrix} 2 \cdot V_{AB} / L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Logo, G_{xd} fica como mostrado em (3.20).

$$G_{xd}(s) = \begin{bmatrix} \frac{V_{AB} \cdot (2 \cdot C_F \cdot L_2 \cdot s^2 + 2 \cdot C_F \cdot R_2 \cdot s + 2)}{C_F \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C_F \cdot L_1 \cdot R_2 + C_F \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C_F \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \\ \frac{2 \cdot V_{AB}}{C_F \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C_F \cdot L_1 \cdot R_2 + C_F \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C_F \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \\ \frac{2 \cdot V_{AB} \cdot (R_2 + L_2 \cdot s)}{C_F \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C_F \cdot L_1 \cdot R_2 + C_F \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C_F \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Portanto, a função de transferência em pequenos sinais da corrente no indutor L_2 relacionada à razão cíclica de chaveamento do IPCB (G_{iL2_D}) está mostrada na equação (3.21). O termo k é uma constante de proporcionalidade para que o ganho do gerador PWM seja unitário e V_{AB} é o valor médio

da tensão nos pontos de conexão da ponte de interruptores com o filtro LCL (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015).

$$G_{iL2_D} = \frac{2 \cdot V_{AB} \cdot k}{C_F \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + (C_F \cdot L_1 \cdot R_2 + C_F \cdot L_2 \cdot R_1) \cdot s^2 + (C_F \cdot R_1 \cdot R_2 + L_1 + L_2) \cdot s + (R_1 + R_2)} \quad (3.21)$$

Em que:

$G_{iL2_d}(s)$: função de transferência da corrente em L_2 a partir da razão cíclica;

V_{AB} : tensão média no ponto de conexão do IPCB com o filtro LCL [V];

k : constante de proporcionalidade;

C_F : capacitância do filtro LCL [F];

L_1 : indutância de entrada do filtro LCL [H];

R_1 : resistência do indutor de entrada [Ω];

L_2 : indutância de saída do filtro LCL [H];

R_2 : resistência do indutor de saída [Ω];

3.4.2.1 Controlador proporcional ressonante (PRes)

Verifica-se que a referência para a injeção/retificação de corrente (i_{REF}) consiste em uma onda senoidal com a mesma frequência da rede elétrica (60 Hz) e em fase (no caso de injeção) ou 180° defasada da mesma (no caso de retificação). Logo, o uso dos controladores PI e PID (proporcional integral derivativo) convencionais não é a melhor opção neste caso, uma vez estes eliminam o erro de regime permanente quando a referência do sistema é um sinal tipo degrau, ou seja, quando a referência é um sinal CC. Além disto, estes controladores possuem pouca rejeição a ruído devido ao polo localizado na origem do lugar geométrico das raízes (integrador) (TEODORESCU, BLAABJERG e CIOBOTARU, 2005).

Deste modo, visando contornar tais inconvenientes e observando os bons resultados de injeção de corrente em sistemas monofásicos que foram obtidos por (ZMOOD e HOLMES, 2003), (TEODORESCU, F.BLAABJERG, *et al.*, 2004), (GAZOLI, F., *et al.*, 2011) e (CHAVES, COELHO, *et al.*, 2015) adotou-se o controlador PRes (Proporcional Ressonante) do tipo 2 (não ideal) como compensador da malha interna de corrente do IPCB. Sua função de transferência está mostrada em (3.22).

$$C_{PRes}(s) = Kp_{res} + \frac{2 \cdot Ki_{res} \cdot \omega_c \cdot s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (3.22)$$

Em que:

$C_{PRes}(s)$: função de transferência do controlador PRes;

Kp_{res} : ganho proporcional;

Ki_{res} : ganho integral;

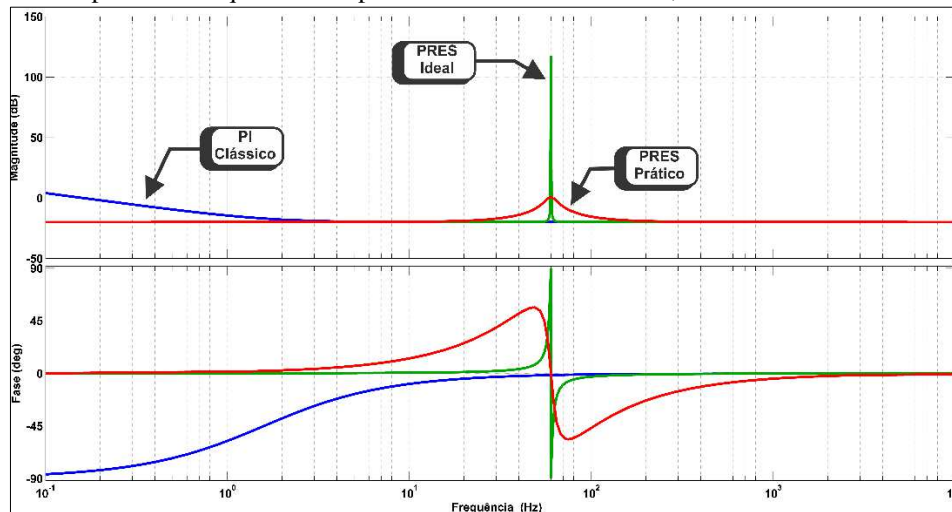
ω_c : frequência de corte [rad/s];

ω_0 : frequência central de ressonância [rad/s];

O controlador PRes tipo 2 possui elevado ganho nas frequências próximas à frequência de centro de ressonância ω_0 com significativa atenuação para outras faixas, o que possibilita sua aplicação nos casos em que a referência é um sinal senoidal. A frequência de corte ω_c define a largura da faixa da banda passante do controlador, sendo que valores maiores tornam a banda passante maior, porém com redução no pico de ganho da frequência de centro do controlador.

A Figura 3.9 a seguir apresenta a resposta em frequência de modo comparativo dos controladores PI clássico, PRes ideal e PRes prático. Nota-se a presença do pico de ressonância nos dois últimos, enquanto o controlador PI possui teoricamente ganho infinito para 0 Hz. Ainda verifica-se a diminuição no ganho do controlador PRes prático em relação ao ideal com o aumento da banda passante de frequência do primeiro.

Figura 3.9 – Resposta em frequência comparativa dos controladores PI, PRes Ideal e PRes Prático (tipo 2).



Fonte: Dados do próprio autor.

Para referências que variam pouco sua frequência, como é o caso do processo de injeção e retificação de corrente da rede elétrica (entre 59,95 Hz e 60,05 Hz), valores pequenos de ω_c são suficientes e auxiliam na obtenção de maior margem de ganho para a frequência central. Os critérios de projeto do controlador PRes tipo 2 são semelhantes aos dos controladores PI e PID convencionais, sendo descritos com detalhes em (TEODORESCU, F.BLAABJERG, *et al.*, 2004) e (CHA, VU e KIM, 2009).

3.4.2.2 Controlador compensador de harmônicos (HC)

É reconhecido na literatura (TEODORESCU, F.BLAABJERG, *et al.*, 2004) que os harmônicos ímpares de ordem 3, 5 e 7 são comumente encontrados com maior magnitude no espectro de frequência da corrente injetada/retificada da rede prejudicando a qualidade de energia do inversor. Além disto, por estarem localizados próximos à frequência fundamental do sistema, são de difícil filtragem.

Logo, três controladores HC são utilizados para obtenção de maior atenuação dos harmônicos já citados com o objetivo de melhorar a qualidade da energia injetada/retificada de acordo com as normas nacionais e internacionais.

A função de transferência genérica deste compensador está evidenciada em (3.23), na qual observa-se a semelhança com a estrutura do controlador PRes, havendo diferenciação na frequência de ressonância do controlador para que haja mitigação na amplitude do harmônico indesejado. Logo, os critérios de projetos do HC são semelhantes aos do PRes.

$$HC_{3,5,7}(s) = \sum_{h=3,5,7} \frac{2 \cdot K_{ih} \cdot \omega_{ch} \cdot s}{s^2 + 2\omega_{ch}s + \omega_0^2} \quad (3.23)$$

Em que:

$HC_{3,5,7}(s)$: função de transferência do controlador HC de ordem 3, 5 e 7;

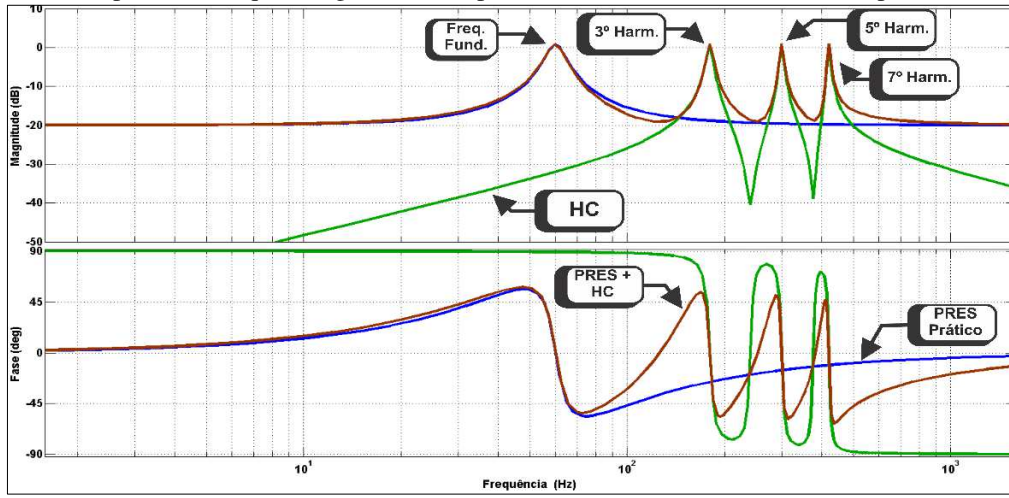
K_{ih} : ganho integral para a h-ésima harmônica;

ω_{ch} : frequência de corte para a h-ésima harmônica [rad/s];

ω_0 : frequência central de ressonância para a h-ésima harmônica [rad/s];

A Figura 3.10 ilustra a resposta genérica em frequência do controlador PRes aliado ao controlador HC. Por fim, a malha interna da Figura 3.5 traz em detalhes o diagrama de blocos contendo todos os controladores já descritos até o momento.

Figura 3.10 – Resposta em frequência genérica comparativa dos controladores HC, PRes prático e PRes + HC.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.4.2.3 Análise da malha interna no domínio da frequência

3.4.3 Controle da malha externa (tensão do barramento CC)

A estratégia utilizada para encontrar o compensador da tensão do barramento da microrrede CC é semelhante à descrita para o controle da malha interna. Logo, modela-se os circuitos da Figura 3.8 em espaço de estados médio visando a obtenção da função de transferência da tensão no barramento CC em função da corrente injetada/retificada da rede ($G_{VC_{iL2}}$).

O vetores de estado e de entrada estão mostrados a seguir:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{BAR} \\ V_{Cf} \end{bmatrix}; u = [Vs] \quad (3.28)$$

As matrizes de sistema obtidas são:

$$A_1 = \begin{bmatrix} (-R_1 - R_d)/L_1 & R_d/L_1 & 1/L_1 & -1/L_1 \\ R_d/L_2 & (-R_2 - R_d)/L_2 & 0 & 1/L_2 \\ -1/C_{BAR} & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_F & -1/C_F & 0 & 0 \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} (-R_1 - R_d)/L_1 & R_d/L_1 & -1/L_1 & -1/L_1 \\ R_d/L_2 & (-R_2 - R_d)/L_2 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C_{BAR} & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_F & -1/C_F & 0 & 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Por fim, a função de transferência da tensão no capacitor do barramento CC com relação à corrente no indutor de acoplamento G_{vc_iL2} está evidenciada em (3.31).

$$G_{vc_iL2}(s) = \frac{C_F \cdot R_d \cdot s + 1}{C_F \cdot L_2 \cdot s^2 + (C_F \cdot R_2 + C_F \cdot R_d) \cdot s + 1} \quad (3.31)$$

Em que:

$G_{vc_iL2}(s)$: função de transferência da tensão no barramento CC em função da corrente injetada/retificada;

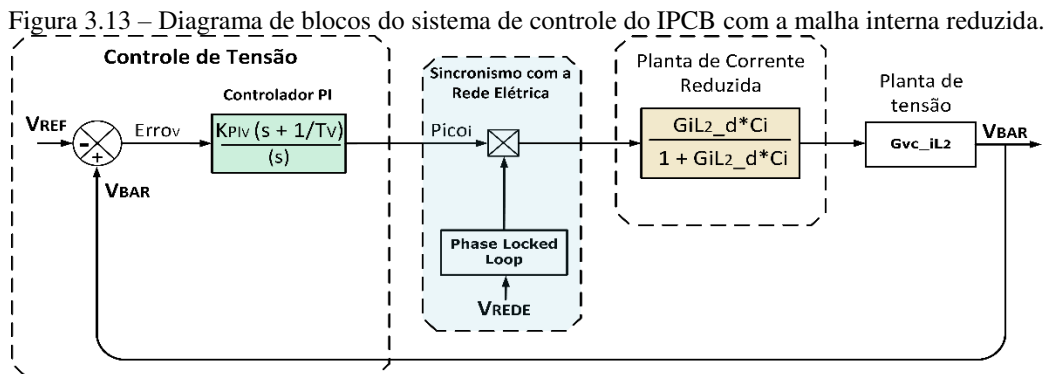
C_F : capacitância do filtro LCL [F];

R_d : resistência série do capacitor C_F (se houver) [Ω];

L_2 : indutância de saída do filtro LCL [H];

R_2 : resistência do indutor de acoplamento [Ω];

Em seguida, reduz-se a malha interna de corrente (ver Figura 3.5) em um único bloco utilizando a técnica de redução de sistemas em cascata com realimentação (NISE, 2011), sendo obtido o diagrama mostrado na Figura 3.13.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os critérios de projeto deste controlador, quanto à margem de fase e margem de ganho, são os mesmos do controle de corrente. Porém, a malha externa deve ser mais lenta a fim de que o controlador da malha interna possa impor o pico de corrente no indutor de acoplamento para estabilizar a tensão da microrrede CC.

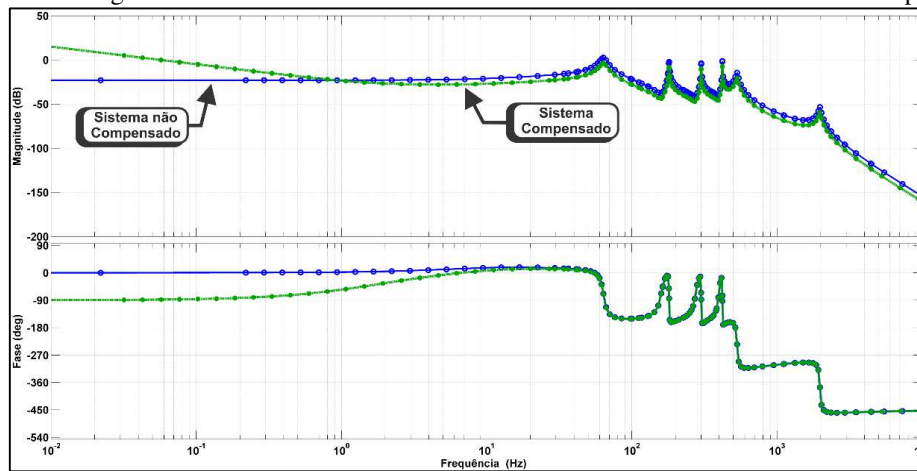
O compensador que satisfaz tais exigências é um PI clássico como mostrado em (3.32) com ganho 0,5 e constante de tempo 0,1. A resposta em frequência do sistema compensado em malha aberta está apresentada na Figura 3.14. A análise com o *sisotool* revelou margem de ganho de 25dB, frequência de passagem 0,06 Hz (portanto esta malha é mais lenta que a interna) e margem de fase de 92,2°. Todos os polos ficaram localizados no semiplano esquerdo, implicando um sistema estável.

$$C_V(s) = 0,5 \cdot \frac{(s+10)}{s} \quad (3.32)$$

Em que:

$C_V(s)$: função de transferência do controlador de tensão do barramento CC;

Figura 3.14 - Diagrama de Bode em malha aberta da malha de tensão controlada e sem compensação.



Fonte: Dados do próprio autor.

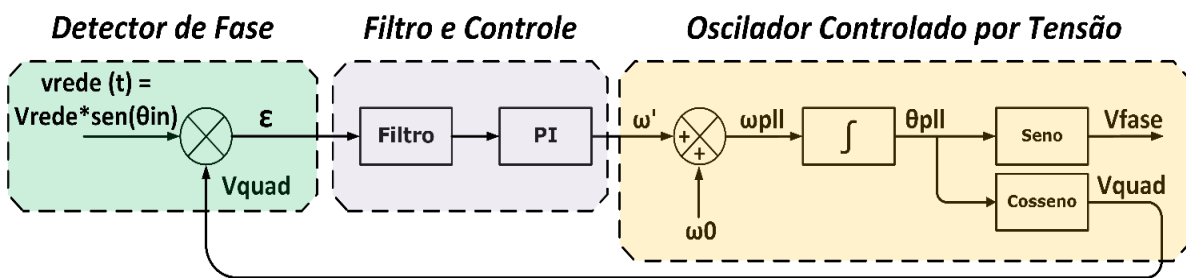
3.5 Sincronismo com a rede elétrica – PLL

O PLL (*Phase Locked Loop*) é utilizado com o intuito de obter-se uma onda senoidal com a mesma frequência e fase do sinal de entrada que, nesta aplicação, é a tensão da rede elétrica CA. O sinal de saída deve ser isento de distorções harmônicas, mesmo que a entrada não seja perfeitamente senoidal, uma vez que esta saída será utilizada como referência para o controle de imposição de

corrente. Tem-se ainda que o casamento em fase e frequência entre estes sinais é pré-requisito fundamental para operação com elevado fator de potência nos dois modos de operação do IPCB.

A Figura 3.15 apresenta o diagrama de blocos detalhado do PLL, sendo esta estrutura comumente encontrada na literatura com diversos trabalhos relacionados à modelagem e critérios de controle para seu sistema (FILHO, SEIXAS, *et al.*, 2008) (GUPTA, PORIPPIREDDI, *et al.*, 2012) (LIMA, 2015) (GUIMARÃES, 2015).

Figura 3.15 - Diagrama de blocos do PLL.



Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

Fundamentalmente, o PLL é constituído por um detector de fase, filtro passa baixa (FPB) com controlador PI e oscilador controlado por tensão (em inglês VCO - *Voltage Controlled Oscillator*), nesta ordem. O primeiro estágio se baseia no fato de que a multiplicação de dois sinais senoidais em perfeita quadratura (defasagem angular de 90°) e mesma frequência resulta em um sinal também senoidal, porém com o dobro da frequência e nível médio nulo. Para qualquer outro caso de defasagem destes sinais o nível médio deixa de ser zero, tornando-se referência de erro para o controlador PI.

Com o intuito de extrair apenas a componente contínua do sinal resultante do detector de fase aplica-se um FPB de primeira ordem sintonizado em uma frequência de corte próxima de 0 Hz. A sintonia desta frequência deve ser realizada tomando como base a estabilização da malha de controle e sua dinâmica, sendo que quanto menor for esta frequência, menor também é o erro de casamento entre os sinais, contudo mais tempo é exigido para a estabilização do PLL. Segundo (LIMA, 2015), ao utilizar 1/10 da frequência do sinal de entrada do filtro (120 Hz) é possível obter-se bons resultados práticos.

O controlador PI é responsável por gerar em sua saída um sinal ω' de referência para o VCO tal que anule o valor do nível médio de entrada, ou seja, um valor que tomado na entrada do oscilador gere uma cossenoide em quadratura com o sinal de entrada do PLL. Ressalta-se que a aplicação deste

tipo de controlador é muito conveniente neste caso, uma vez que a rede elétrica possui pequenas variações de frequência que divergem do valor fixo de centro ω_0 , havendo correção com teórico erro nulo pela ação integral.

A função de transferência do controlador PI está evidenciada em (3.33) e, para obter-se os parâmetros K_{PLL} (ganho) e Ti_{PLL} (constante de tempo) seguindo os critérios propostos por (LIMA, 2015), foi montado o circuito ilustrado na Figura 3.16.

$$C_{pll}(s) = K_{PLL} \cdot \frac{(s+1/Ti_{PLL})}{s} \quad (3.33)$$

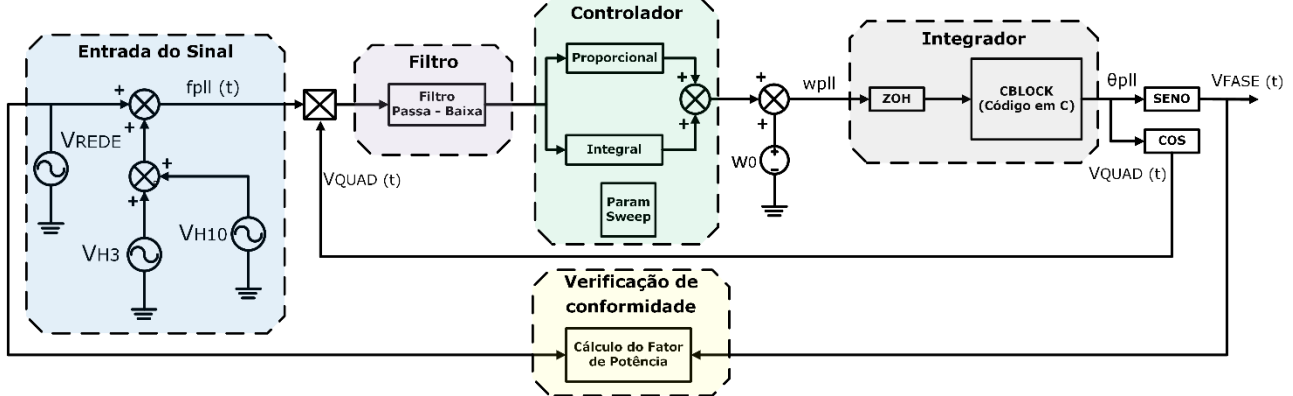
Em que:

$C_{pll}(s)$: função de transferência do controlador PI do PLL;

K_{pll} : ganho do controlador PI;

Ti_{pll} : constante de tempo do controlador PI;

Figura 3.16 - Circuito para obtenção dos parâmetros do controlador do PLL.



Fonte: Adaptado de (LIMA, 2015).

Neste circuito calcula-se o desvio de fase entre o sinal de entrada (V_{REDE}) e saída (V_{FASE}) do PLL, uma vez que esta grandeza é uma medida de defasagem entre os dois sinais. Ainda na Figura 3.16, o bloco “Param Sweep” é responsável por variar a constante de tempo Ti_{PLL} a partir de 0,007 até 0,025 com K_{PLL} fixo em 0,2. Quanto menor o valor de Ti_{PLL} , mais rápida será a resposta do controlador devido ao menor tempo de casamento entre os dois sinais. Contudo, valores muito pequenos desta variável podem levar o sistema à instabilidade, sendo que valores mais elevados deixam o sistema PLL lento.

O gráfico mostrado na Figura 3.17 exibe a variação do fator de potência com o incremento na constante de tempo do controlador enquanto a Figura 3.18 evidencia a variação na frequência de saída (ω_{PLL}) para esta mesma situação. Fica evidente, então, que para Ti_{PLL} maior que 0,02 obtêm-se os sinais de entrada e saída do PLL casados em fase e frequência.

Finalmente, para comprovar a eficácia do controlador encontrado ($K_{PLL} = 0,2$ e $Ti_{PLL} = 0,02$) e do sistema PLL como um todo, aplica-se à entrada uma onda $v_{pll}(t)$ como em (3.34) com distorção de terceira e décima ordem.

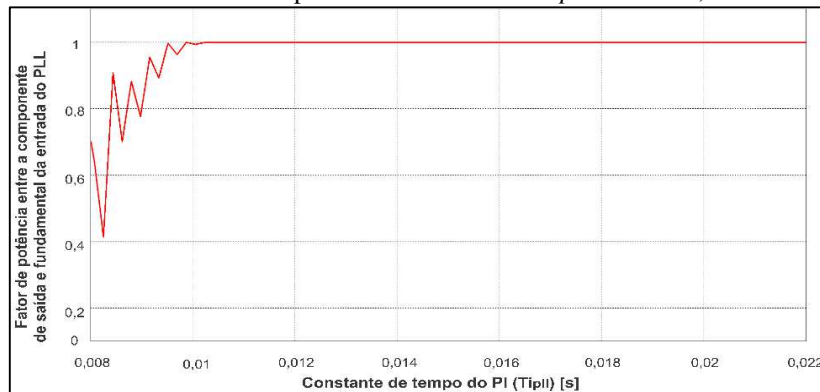
$$v_{pll}(t) = 180\text{sen}(\omega t) + 20\text{sen}(3\omega t) + 10\text{sen}(10\omega t) \quad (3.34)$$

Em que:

$v_{pll}(t)$: onda de referência na entrada do PLL;

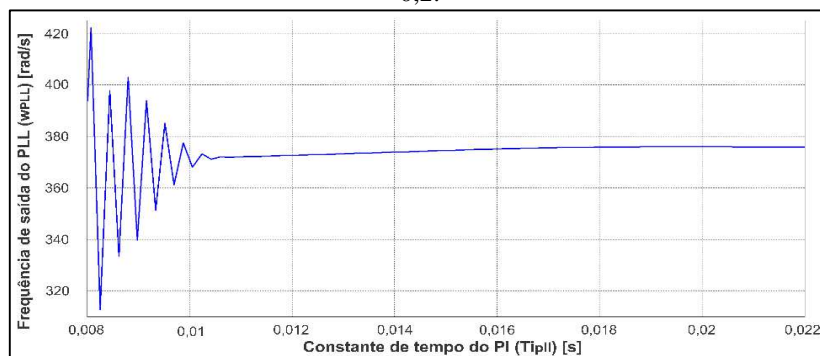
ω : frequência angular da onda de referência [rad/s];

Figura 3.17 – Desvio de fase entre o sinal de entrada do sistema (referência) e saída (em fase) do PLL em função da constante de tempo do controlador com K_{pll} fixo em 0,2.



Fonte: Adaptado de (LIMA, 2015).

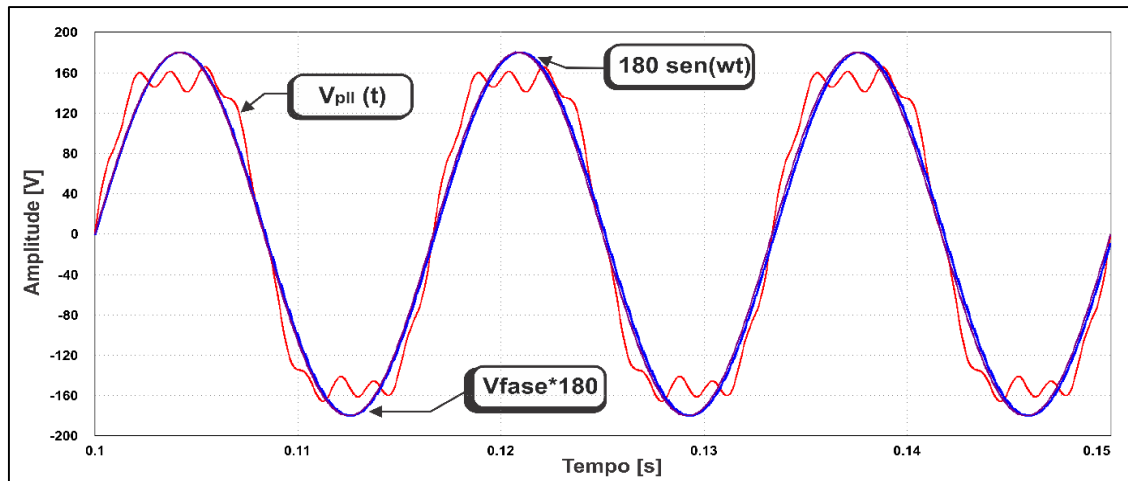
Figura 3.18 – Frequência de saída do PLL (ω_{PLL}) em função da constante de tempo do controlador com K_{pll} fixo em 0,2.



Fonte: Dados do próprio autor.

A resposta obtida está mostrada na Figura 3.19, na qual fica evidente que o sinal de saída V_{FASE} está atracado em fase e frequência com a componente fundamental do sinal de entrada V_{PLL} , mesmo havendo distorção neste último (o que realmente ocorre na prática, obviamente em menores proporções, uma vez que a tensão da rede elétrica não é livre de conteúdo harmônico).

Figura 3.19 – Ondas de entrada distorcida e resposta de saída do PLL a partir da utilização do controlador PI encontrado.



Fonte: Adaptado de (LIMA, 2015).

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

4.1. Considerações iniciais

Visando a comprovação dos conceitos apresentados no Capítulo 3, inicialmente foi simulado o circuito de potência do Inversor Ponte Completa Bidirecional bem como seu controle no programa PSIM[®] e, logo em seguida, construído um protótipo de 2,2 kWp visando verificação prática de resultados e corroboração com as teorias propostas. Os materiais e métodos empregados na obtenção dos resultados teóricos e práticos estão descritos em detalhes neste capítulo.

4.2. Resultados de simulação computacional

O programa utilizado para simular o IPCB foi o PSIM[®], sendo este escolhido devido aos seus recursos e funcionalidades voltados à Eletrônica de Potência. Além do mais, este *software* conta com plataforma específica para simulação de módulos fotovoltaicos a partir da ferramenta *Solar Module* e, em caráter prático, auxilia na configuração do TMS320F28335 através de uma interface simples e funcional. A Figura 4.1 ilustra a tela de trabalho do PSIM[®] contendo o circuito de potência e estratégia de controle do Sistema Fotovoltaico Bidirecional Conectado à Rede.

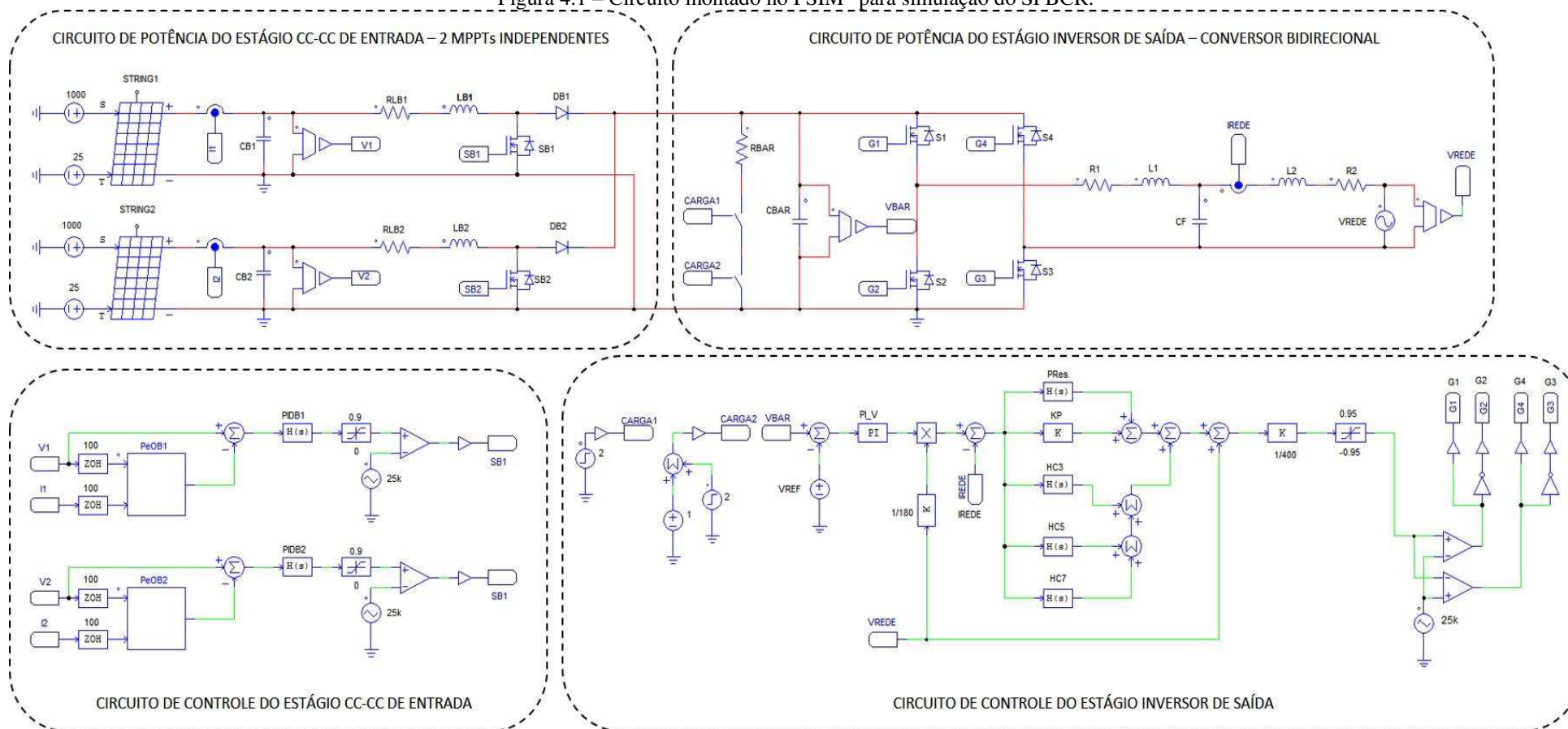
4.2.1 Análise da resposta de controle: Modo Inversor

De modo a avaliar a resposta dos controladores da malha interna e externa do IPCB projetados nas seções 3.4.2 e 3.4.3, respectivamente, simulou-se o sistema operando em condições nominais no modo inversor. Para tanto, não houve conexão de carga no barramento CC e a irradiação das *strings* fotovoltaicas foi mantida constante em 1000 W/m² com 2,2 kWp de potência disponível.

A resposta em regime permanente obtida para a tensão do barramento CC e corrente injetada na rede está evidenciada na Figura 4.2. Fica evidente a boa resposta do controle de tensão da microrrede (V_{BAR}), uma vez que a tensão do barramento CC está regulada em 400V contendo a ondulação característica de 120 Hz (JAIN e AGARWAL, 2007). A corrente elétrica i_{REDE} teve sua distorção harmônica total (DHT) calculada em 1,62%, sendo este um ótimo resultado de qualidade de energia. Contudo, o fator de potência encontrado foi 0,95, o que implica na injeção de 657,36 VAr na rede neste caso.

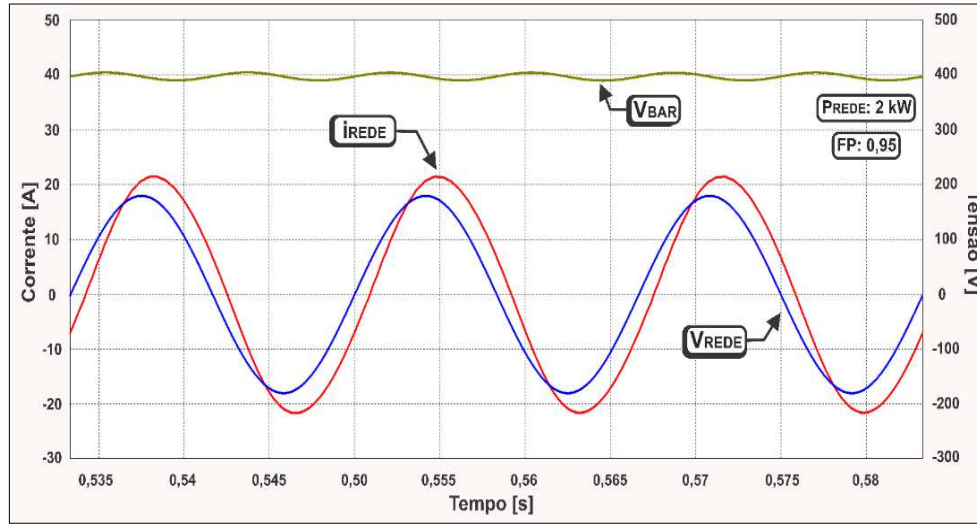
De acordo com a Tabela 1, a norma NBR 16.149 é a mais exigente quanto à injeção de potência reativa na rede e requer operação inversora com fator de potência superior a 0,98. Deste modo, visando adequação à legislação, aumentou-se o ganho dos controladores da malha interna (PRes e HC) em 3 vezes e reduziu-se a velocidade do controle da malha externa (PI) em 5 vezes.

Figura 4.1 – Circuito montado no PSIM® para simulação do SFBCR.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.2 – Resposta em regime permanente da tensão do barramento CC (V_{BAR}), corrente no indutor de acoplamento (i_{REDE}) e tensão da rede elétrica (V_{REDE}) para os controladores projetados no Capítulo 3.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os controladores obtidos após a modificação dos ganhos estão descritos nas equações seguir.

$$C_{Pres}(s) = 0,7 + \frac{2 \cdot 30 \cdot 10 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot 10 \cdot s + 377^2} \quad (4.1)$$

$$HC_3(s) = \frac{2 \cdot 20 \cdot 4 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot 4 \cdot s + (3 \cdot 377)^2} \quad (4.2)$$

$$HC_5(s) = \frac{2 \cdot 20 \cdot 4 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot 4 \cdot s + (5 \cdot 377)^2} \quad (4.3)$$

$$HC_7(s) = \frac{2 \cdot 20 \cdot 4 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot 4 \cdot s + (7 \cdot 377)^2} \quad (4.4)$$

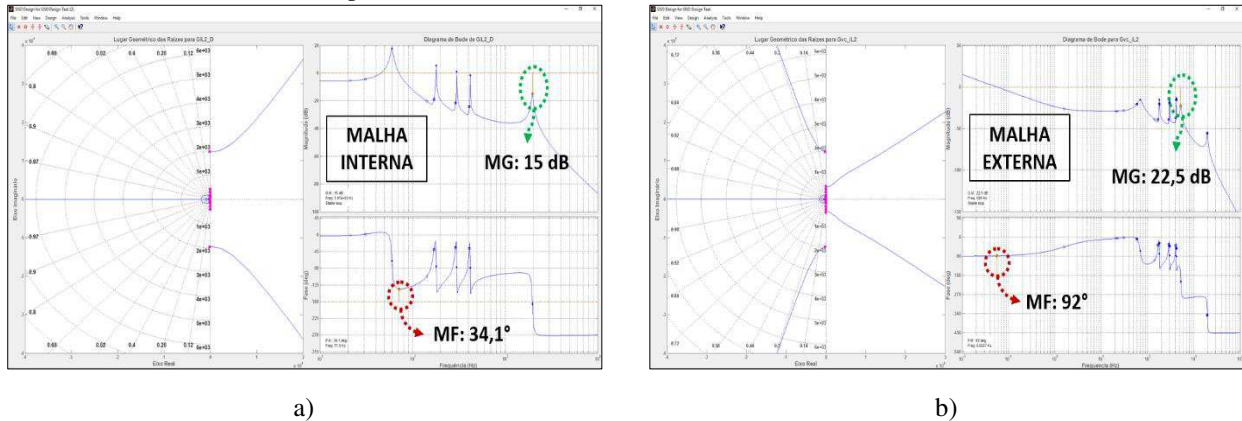
$$C_V(s) = 0,1 \cdot \frac{(s+10)}{s} \quad (4.5)$$

A análise do diagrama de Bode e lugar geométrico das raízes obtida através do *sisotool* das malhas controladas após a modificação no controle está mostrada na Figura 4.3. A margem de ganho da malha interna compensada foi calculada em 15 dB com margem de fase de 34,1° enquanto a margem de ganho da malha externa é 22,5 dB com margem de fase de 92°. Em relação aos critérios de controle inicialmente propostos, somente a margem de fase da malha interna mostrou-se com valor abaixo do recomendado (42°) sem, contudo, serem observados prejuízos para a resposta transitória e em regime permanente do sistema IPCB tanto nas simulações quanto na prática.

A resposta de injeção de corrente para a mesma situação anterior, porém utilizando os controladores modificados, está apresentada na Figura 4.4. O controle da tensão do barramento CC (V_{BAR}) apresentou resposta idêntica à anterior. Já o fator de potência da corrente injetada (i_{REDE}) foi

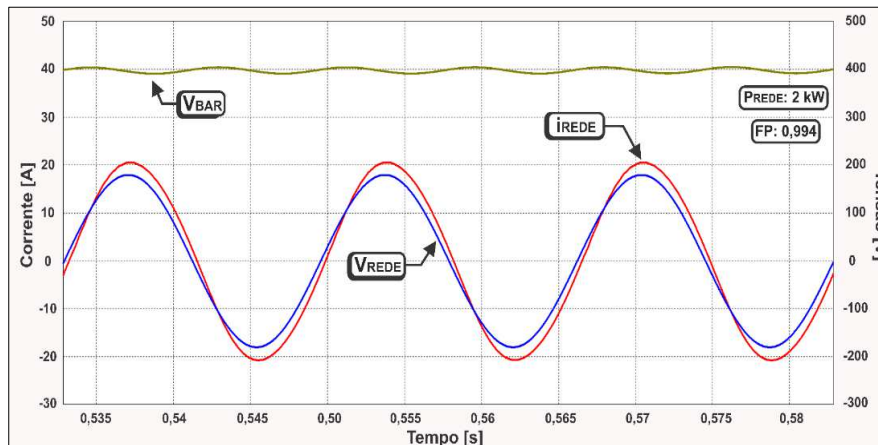
calculado em 0,994, o que evidencia o êxito na alteração dos ganhos dos controladores. O espectro de frequência da corrente está mostrado na Figura 4.5, sendo obtido 1,8% de DHTi.

Figura 4.3 – Resposta do *sisotool* para o diagrama de Bode em malha aberta e lugar geométrico das raízes do sistema controlado após a modificação no controle: a) da malha interna; b) da malha externa.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.4 – Resposta em regime permanente de tensão do barramento CC, corrente no indutor de acoplamento e tensão da rede elétrica utilizando os controladores modificados.

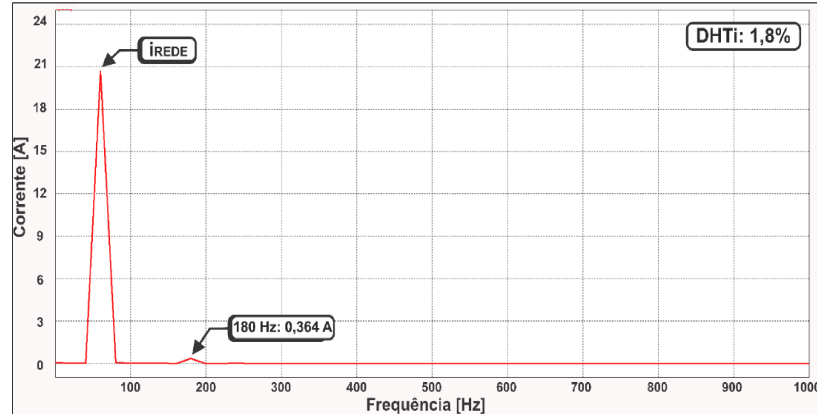


Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, visando avaliar a resposta transitória do modo inversor do IPCB, apresenta-se na Figura 4.6 a resposta do IPCB quando o SFBCR é submetido a um distúrbio na irradiação das *strings* fotovoltaicas, passando de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 . Verifica-se que há injeção de corrente na rede elétrica com elevado fator de potência (0,995) e baixa DHTi (1,82%) com estabilização em 50 ms, provando a eficácia do controle PRes com HC. Percebe-se ainda a boa atuação do controlador de tensão com período transitório de 350 ms e redução na tensão do barramento em 54 V (13,5%).

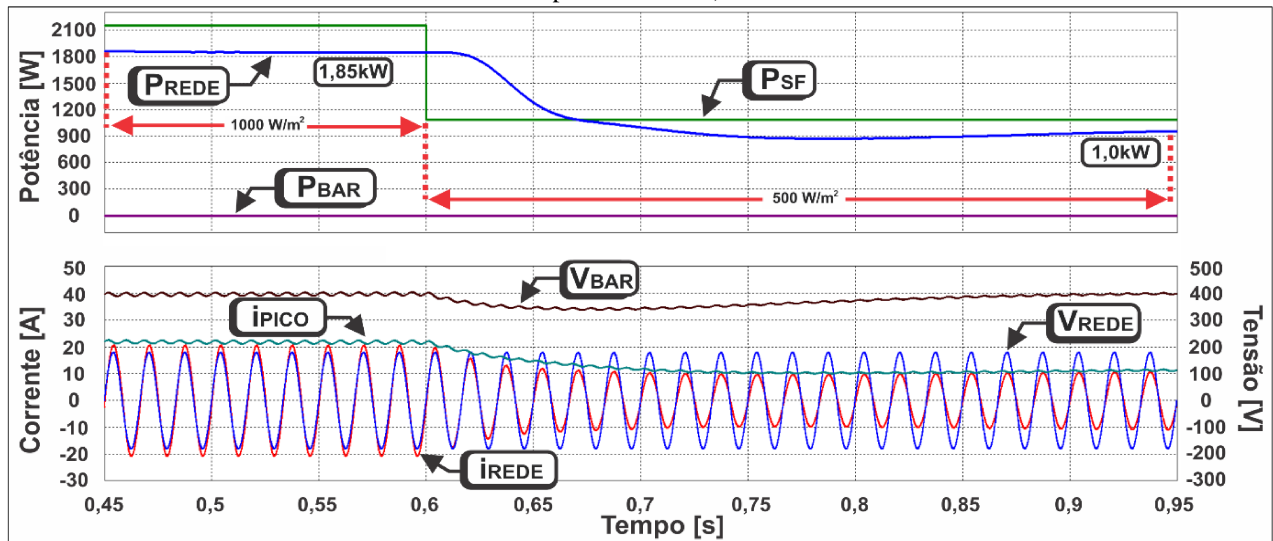
Ainda com relação à Figura 4.6 e conforme explanado na seção 3.4 (que trata acerca do funcionamento do IPCB) o valor da variável i_{PICO} apresentou-se positivo, o que implica em referência de injeção de corrente em fase com a rede elétrica, caracterizando o modo de operação inversor.

Figura 4.5 – Espectro de frequência da corrente injetada na rede para operação nominal (2,2 kWp) do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.6 – Resultado de simulação do IPCB com decréscimo na irradiação solar do sistema fotovoltaico (1000 W/m² para 500 W/m²).



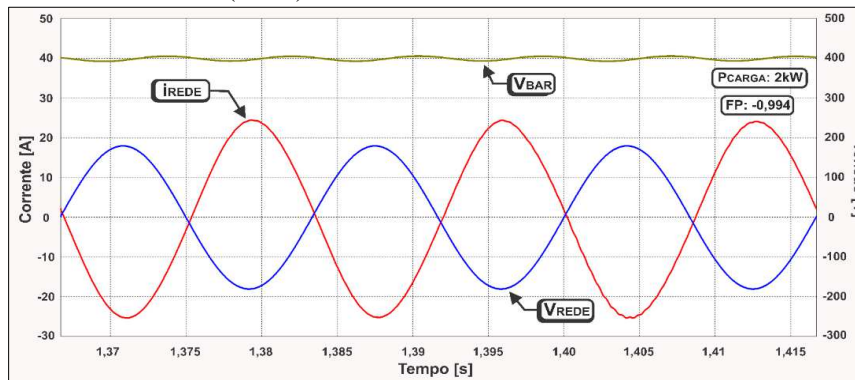
Fonte: Dados do próprio autor.

4.2.2 Análise da resposta de controle: Modo Retificador

Visando analisar a resposta em regime permanente do modo retificador em operação nominal, desconectou-se o sistema fotovoltaico (ver Figura 4.1) e inseriu-se uma carga CC com demanda de 2 kW no barramento da microrrede CC. Os controladores utilizados e a estrutura de controle são os

mesmos do modo inversor analisado anteriormente após a correção. A Figura 4.7 contém a resposta da tensão no barramento e corrente no indutor de acoplamento (L_2) para a situação descrita.

Figura 4.7 – Resposta em regime permanente de tensão do barramento CC (V_{BAR}), corrente no indutor de acoplamento (i_{L2}) e tensão da rede elétrica (V_{REDE}) utilizando os controladores modificados no modo retificador.



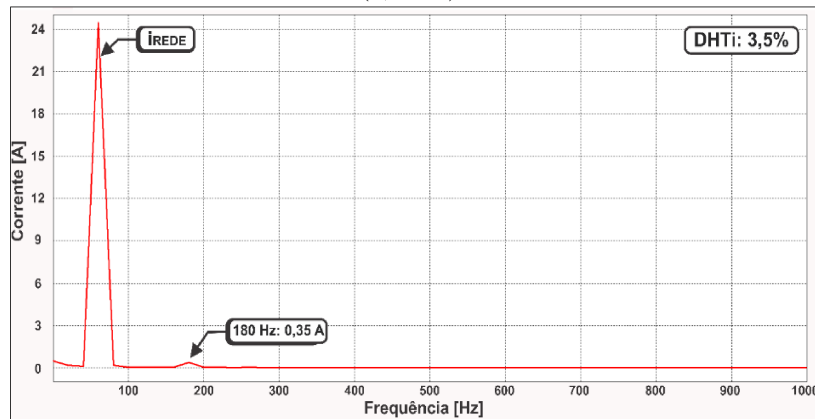
Fonte: Dados do próprio autor.

A tensão V_{BAR} foi estabilizada em 400 V enquanto i_{REDE} apresentou-se defasada $173,7^\circ$ (fator de potência -0,994) em relação à tensão da rede elétrica (V_{REDE}). Logo, houve inversão no sentido da corrente no indutor de acoplamento (L_2) para atendimento à demanda da carga CC e manutenção da tensão do barramento, mesmo sem geração de energia fotovoltaica ou conexão de baterias no sistema.

Da análise do espectro de frequência da onda i_{REDE} na Figura 4.7 obtêm-se a Figura 4.8. A DHTi é de 3,5%. Houve ainda presença de nível CC de 0,5A, que, conforme será visto na seção 4.3.3, também esteve presente (em maiores proporções) nos resultados práticos, o que configura um ponto de melhoria a ser observado em trabalhos futuros.

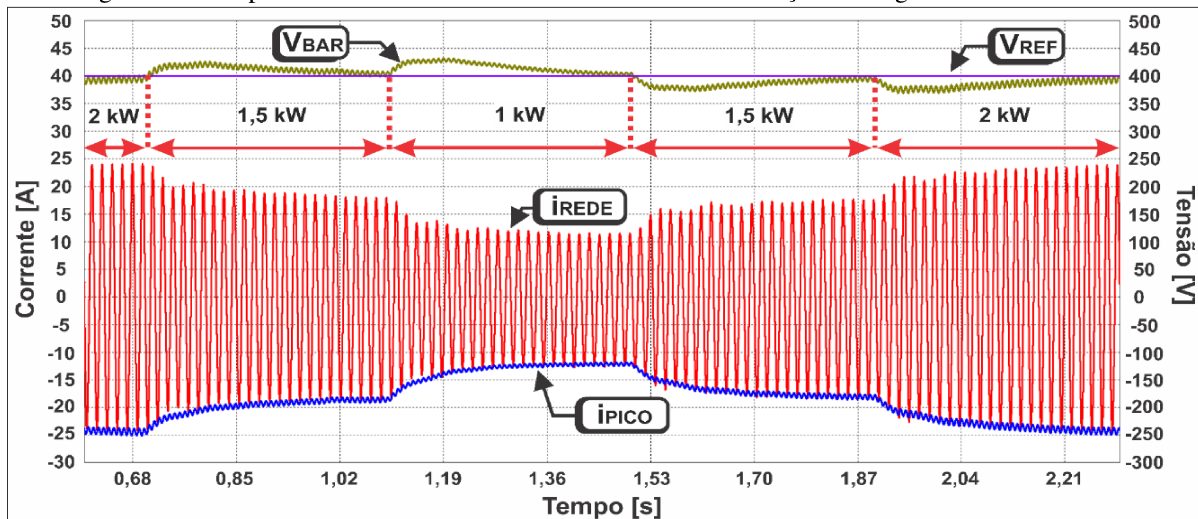
A Figura 4.9 apresenta a resposta transitória do modo retificador frente a variações na carga do barramento CC. Inicialmente tem-se uma carga com demanda de 2 kW, sendo esta modificada para 1,5 kW em 0,7 s e em 1,1s passa a ser 1 kW. No tempo 1,5 s a carga retorna sua potência para 1,5 kW e, por fim, para 2 kW em 1,9 s. A tensão do barramento apresentou tempo de estabilização em 400 ms. Conforme já era esperado, a variável i_{PICO} é negativa e impõe um pico na corrente de referência 180° defasado da tensão da rede elétrica, o que configura a ação retificadora do IPCB. O período transitório de corrente foi calculado em 230 ms.

Figura 4.8 – Espectro de frequência da corrente no ponto de conexão com a rede para o modo retificador em operação nominal (2,2 kW) do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.9 - Resposta do modo retificador do IPCB diante da variação de carga no barramento CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

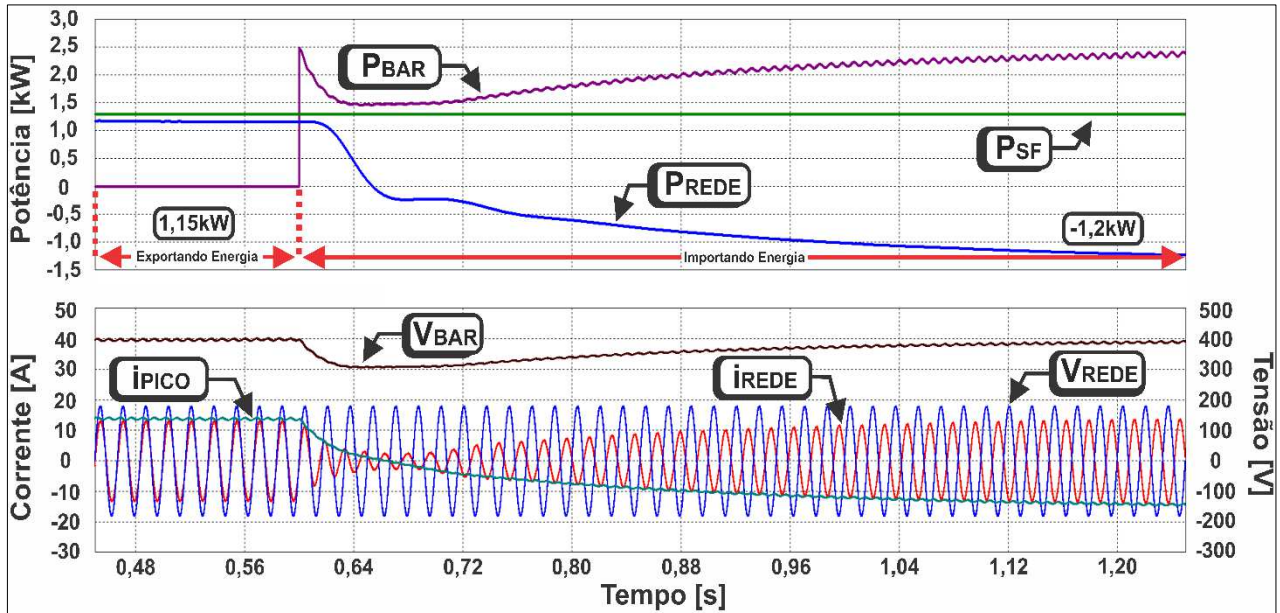
4.2.3 Análise da resposta transitória entre os modos de operação

Com o intuito de verificar a ação bidirecional do IPCB, realizou-se a simulação do sistema com irradiação solar constante em 600 W/m^2 , havendo inicialmente injeção de 1,15 kW na rede. Em 0,6s insere-se uma carga na microrrede CC com demanda de 2,35 kW que, portanto, não pode ser atendida exclusivamente pela geração fotovoltaica de energia.

Os detalhes da resposta obtida estão evidenciados na Figura 4.10, na qual visualiza-se a inversão de sinal da variável i_{PICO} a partir da inserção da carga CC (0,6 s). A partir deste instante ocorre inversão de fase na corrente nos terminais da rede (i_{REDE}) e, conseqüentemente, a compensação da potência do barramento (P_{BAR}) para atendimento da carga CC e estabilização da tensão V_{BAR} . A

potência nos terminais da rede passa de +1,15 kW (exportação de energia) para -1,2 kW (importação de energia). A duração total do período transitório de tensão e corrente é de 500 ms e fica evidente a característica bidirecional do inversor proposto.

Figura 4.10 – Análise transitória computacional de troca nos modos de operação do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

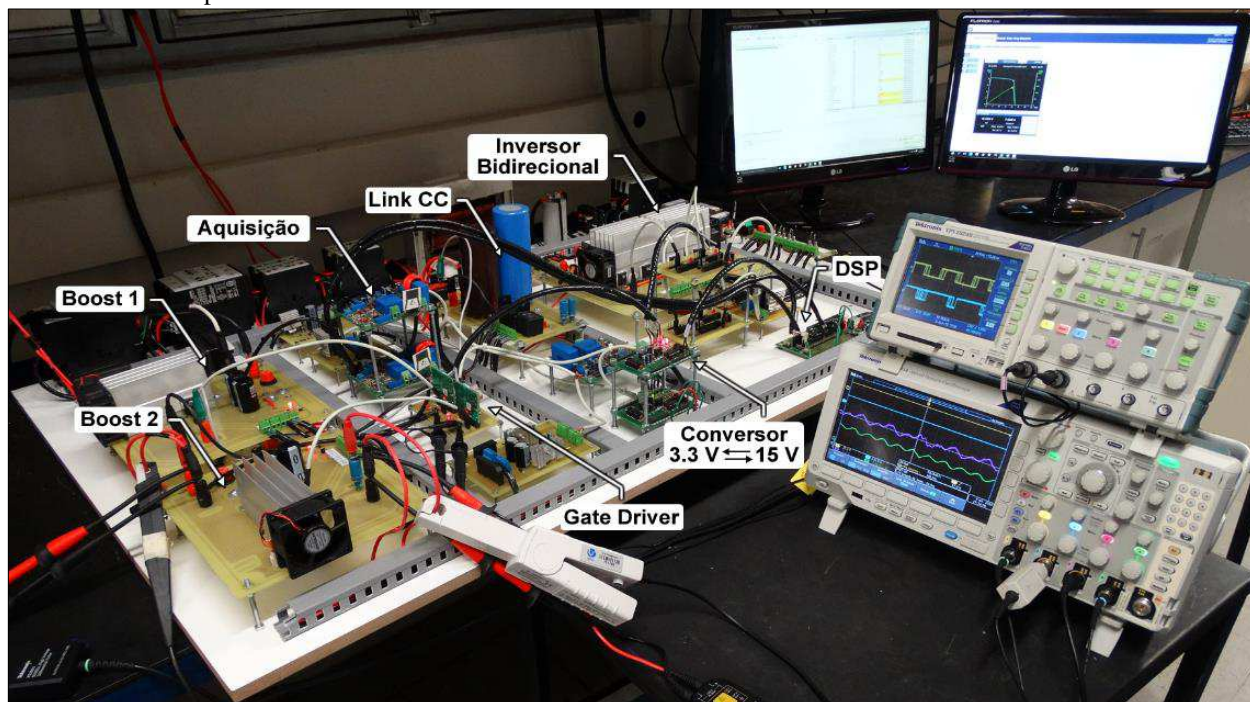
4.3. Resultados experimentais

4.3.1 Aspectos de construção do protótipo do IPCB

Para validar as proposições teóricas descritas e os resultados de simulação obtidos, foi desenvolvido um protótipo do Inversor em Ponte Completa Bidirecional monofásico com potência nominal de 2,2 kWp como mostrado na Figura 4.11. Os dados dos principais elementos constituintes do protótipo estão descritos na Tabela 3.

O acionamento dos interruptores do IPCB foi realizado utilizando-se o circuito de gatilho duplo (*gate driver duplo*) SKHI-20opA da Semikron® com dados evidenciados na Tabela 4. Sua estrutura possui proteção integrada contra curto-circuito baseado no monitoramento contínuo da tensão em cada interruptor, provendo o desligamento suave com sinalização de erro.

Figura 4.11 – Protótipo do SFBCR de 2,2 kWp aplicado a microrredes CC com geração alternativa de energia proveniente de módulos fotovoltaicos e conexão bidirecional à rede elétrica CA.



Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 3 - Resumo dos parâmetros do protótipo do Inversor em Ponte Completa Bidirecional monofásico.

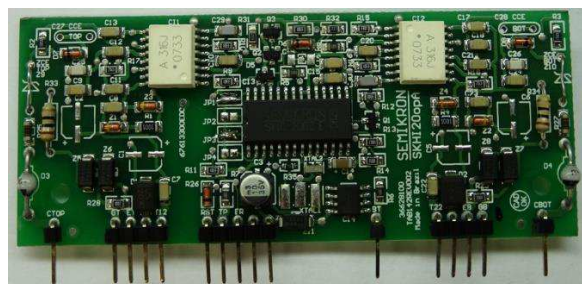
| Componente | Especificação |
|---|--|
| Interruptores $S_1, S_2, S_3, S_4, S_{B1}$ e S_{B2} | IGBT – IRG4PC40KD: 600V; 25A |
| Diodos $D_1, D_2, D_3, D_4, D_{B1}$ e D_{B2} | FES16JT: 600V; 16A |
| Indutor L_1 | Núcleo de Ferrite; 700 μ H |
| Indutor L_2 | Núcleo de Aço Silício; 9mH |
| Capacitor C_F | Corrente Alternada; 10 μ F |
| Capacitor C_{BAR} | Associação de capacitores eletrolíticos; 1,175mF |
| Transformador Isolador | Relação de espiras 1:1 |
| Microcontrolador | DSP – TMS320F28335 |

Fonte: Dados do próprio autor.

A Tabela 5 traz as características do microprocessador DSP TMS320F28335 utilizado na implementação digital do algoritmo de controle do SFBCR. A tensão de trabalho deste dispositivo está dentro da faixa 0 - 3,3 V. Contudo, no protótipo construído existem elementos que não atuam com este nível de tensão, podendo-se citar os circuitos de acionamento de relés (0 a +15 V) e o

acionamento de gatilho dos interruptores (0 a 15 V). Logo, torna-se necessário utilizar uma placa de conversão de sinais de 0 - 3,3 V para 0 - 15 V, sendo esta mostrada na Tabela 6.

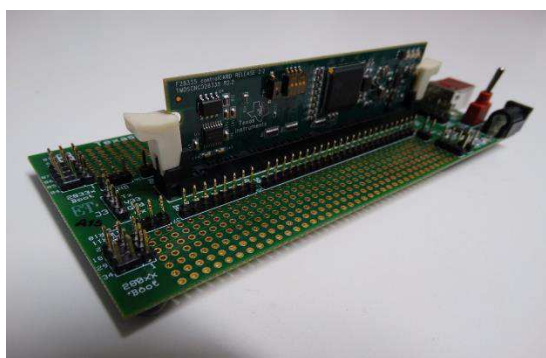
Tabela 4 - Especificações do circuito duplo para acionamento de interruptores SKHI 20 opA da *Semikron*.



| Tensão de alimentação | 15 V |
|--|---------|
| Frequência máxima de chaveamento | 100 kHz |
| Máxima tensão detectável entre coletor e emissor | 1000 V |
| Limiar de tensão de entrada para nível alto | 11 V |
| Limiar de tensão de entrada para nível baixo | 4,8 V |
| Tensão no gatilho do interruptor para estado ligado | 15 V |
| Tensão no gatilho do interruptor para estado desligado | -8 V |

Fonte: Dados do próprio autor.

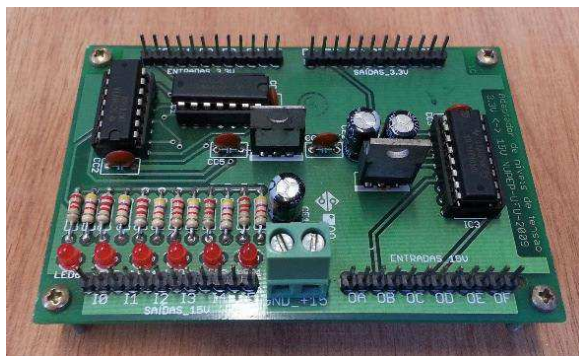
Tabela 5 - Especificações do DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*®.



| Arquitetura de ponto flutuante de 32 bits |
|--|
| Conversor analógico / digital (A/D) ultra rápido (80 ns) |
| 512 KB de memória Flash |
| 68 KB de memória RAM |
| Frequência de clock de 150 MHz |
| 176 pinos de entrada e saída de propósito geral |

Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 6 - Especificações do módulo de conversão dos sinais de saída do DSP da faixa de 0 a 3,3 V para a faixa de 0 a 15 V.



| Portas de Entrada | 12 |
|---------------------------------------|-----------|
| Faixa de tensão dos sinais de entrada | 0 a 3,3 V |
| Portas de Saída | 12 |
| Faixa de tensão dos sinais de Saída | 0 a 15 V |

Fonte: (RODRIGUES, 2016)

Para aquisição de todos os sinais analógicos de tensão e corrente do IPCB bem como conexão destes às entradas do conversor A/D (analógico – digital) do DSP com excursão de 0 a 3,3 V montou-se a placa de aquisição de sinais com os dados evidenciados na Tabela 7.

Circuitos auxiliares de alimentação com saída regulada em +15 V, ± 12 V (fonte simétrica) e +12 V e entrada em 127/220 V contendo proteção contra sobrecarga e curto-circuito foram também construídos. Dissipadores de calor e *coolers* foram utilizados para melhor troca de calor dos diodos e interruptores com o ar, evitando assim o desgaste excessivo e aumentando a vida útil dos mesmos (ver Figura 4.1).

Tabela 7 - Especificações do módulo para aquisição e condicionamento de sinais de tensão e corrente



| Tensão de alimentação | ± 12 V |
|-----------------------------------|-------------------|
| Máxima corrente eficaz de medição | 50 A |
| Faixa de medição de corrente | - 70 A a + 70 A |
| Máxima tensão eficaz de medição | 500 V |
| Faixa de medição de tensão | - 500 V a + 500 V |
| Faixa de tensão do sinal de saída | 0 a 3,3 V |
| Nível de <i>offset</i> | 1,5 V |

Fonte: (RODRIGUES, 2016)

A geração de energia fotovoltaica conectada à microrrede CC é composta por duas *strings* fotovoltaicas instaladas no teto do laboratório de pesquisa como evidenciado na Figura 4.12. Cada *string* é constituída por 7 módulos fotovoltaicos Kyocera®, sendo a primeira composta por painéis de 140 W e a segunda de 135 W, totalizando 1925 Wp nas CPT.

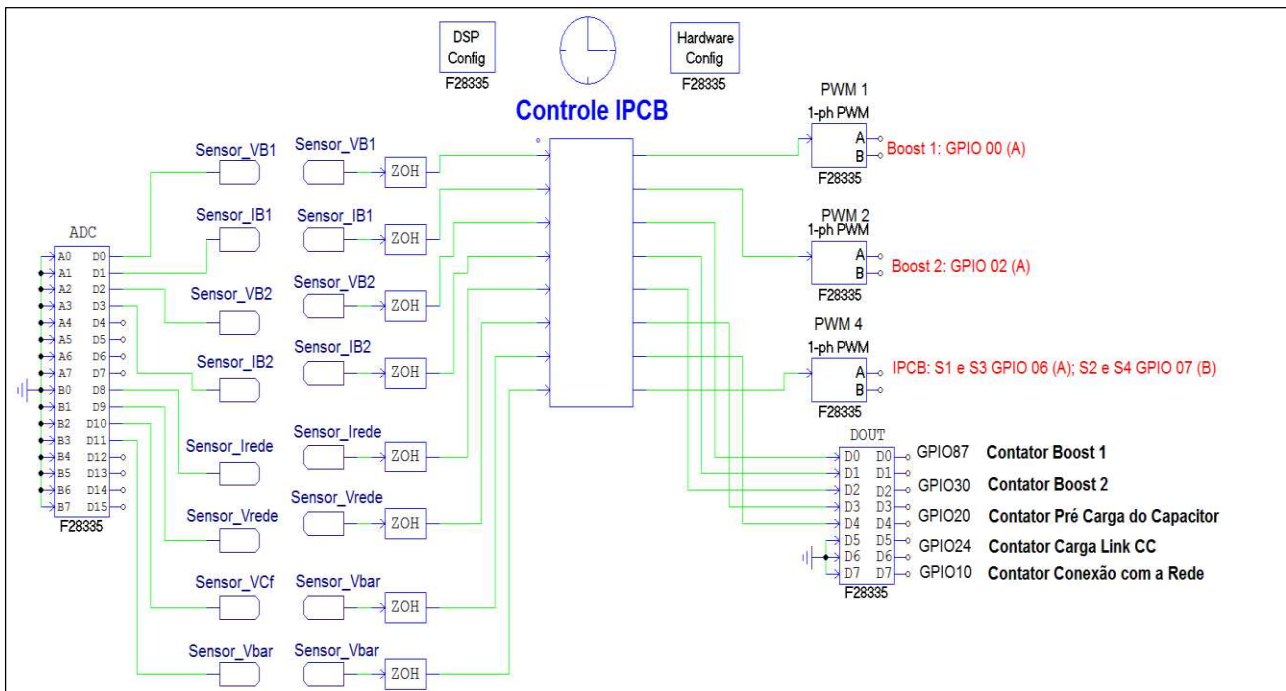
Para controle do SFBCR foi criado um código de comando em linguagem C que pode ser visualizado no Apêndice A. A configuração do sistema de conversão A/D, portas PWM e das entradas e saída de propósito geral foi realizada a partir da interface presente no PSIM®, sendo esta mostrada na Figura 4.13. Como já descrito na seção 3.3, a frequência de aquisição dos sinais e de chaveamento dos interruptores é 25 kHz.

Figura 4.12 – Imagens aéreas da microusina fotovoltaica instalada nas dependências do NUPEP com destaque para as *strings* utilizadas.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.13 – Interface do PSIM® utilizada para desenvolvimento do código de controle do SFBCR e configuração do DSP TMS320F28335.

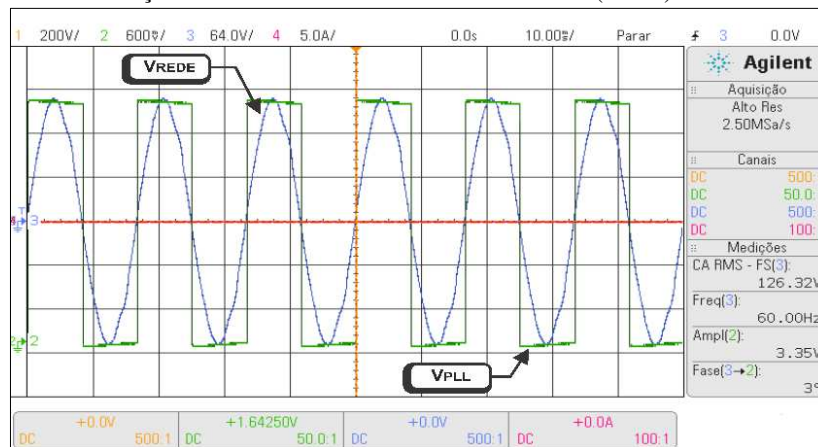


Fonte: Dados do próprio autor.

4.3.2 Verificação experimental do PLL, pulsos de gatilho e tempo de execução do código

Como análise experimental inicial, foi verificado a ação do PLL projetado na seção 3.5. Para tanto, construiu-se um pequeno código de comando para inversão no estado de saída de uma GPIO (*General Purpose Input Output*) à medida que ocorre a mudança de sinal da tensão da rede elétrica. A resposta obtida está mostrada na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Verificação do sincronismo entre a tensão da rede (V_{REDE}) e a saída do PLL (V_{PLL}).



Fonte: Dados do próprio autor.

Nota-se, pela análise da referida figura, que a onda de saída do PLL (V_{PLL}) está atracada em fase e frequência com a onda de tensão da rede (V_{REDE}). Foi observado diferença de fase de 3° entre os sinais com frequência de 60,00Hz e, portanto, o PLL projetado alcançou seu objetivo proposto de obtenção de sincronismo com a rede.

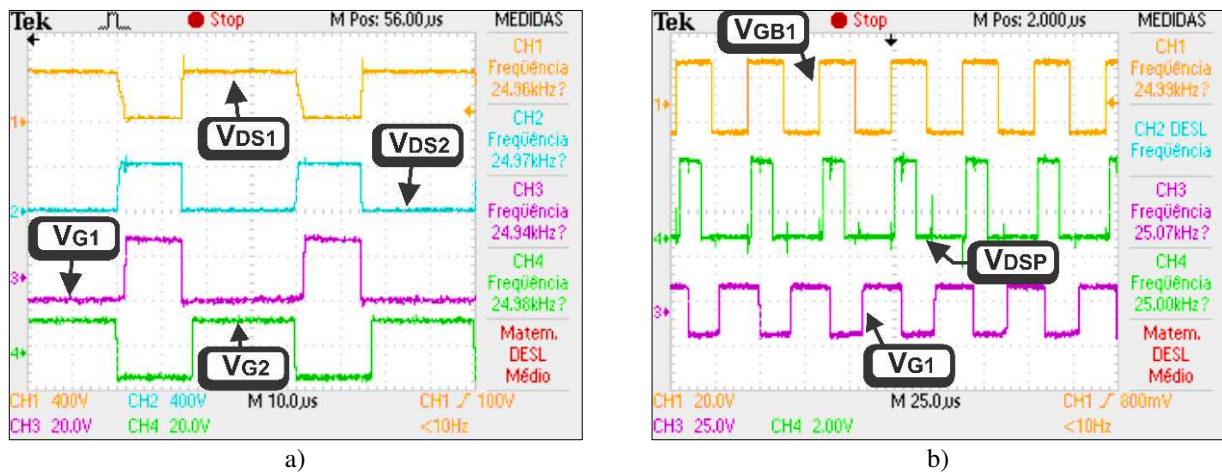
Outro ponto importante de verificação prática são os pulsos de gatilho de cada interruptor do IPCB. Durante os testes práticos, estes devem ser constantemente monitorados visando garantir o bom funcionamento e integridade dos elementos do circuito de potência. Na Figura 4.15 a) estão apresentados os sinais para acionamento das chaves S_1 e S_2 com a respectiva resposta de tensão entre os terminais *drain* e *source* cada interruptor.

Os pulsos V_{G1} e V_{G2} mostrados estão presentes na saída do *gate driver* duplo e possuem valor máximo de 16 V e mínimo de -12 V garantindo a condução e abertura das chaves, respectivamente. Além disto, observa-se a inclusão de um tempo morto de 2 μ s entre os sinais, o que implica em não haver acionamento simultâneo das chaves e evita um possível curto-circuito entre os braços do IPCB.

Por fim, avaliou-se o tempo de execução do código microprocessado contido no Apêndice A frente ao período de chaveamento do sistema. Para tanto, incluiu-se no início do código um comando

para mudar o estado de uma saída do DSP para nível lógico alto e, no final do mesmo, faz-se esta mesma saída ter nível lógico baixo. As operações realizadas, conforme mostra a onda V_{DSP} na Figura 4.15 b), duram aproximadamente $11,5 \mu s$. Portanto, como o período total disponível na interrupção é de $40 \mu s$, não há problemas relacionados ao tempo de execução do código.

Figura 4.15 – a) Tensão do interruptor S_1 (V_{DS1}), tensão do interruptor S_2 (V_{DS2}), sinal de gatilho do interruptor S_1 (V_{G1}) e sinal de gatilho do interruptor S_2 (V_{G2}). b) Sinal de gatilho do interruptor do Boost 1 (V_{GB1}), sinal de tempo de execução do código (V_{DSP}) e sinal de gatilho do interruptor S_1 (V_{G1}).



Fonte: Dados do próprio autor.

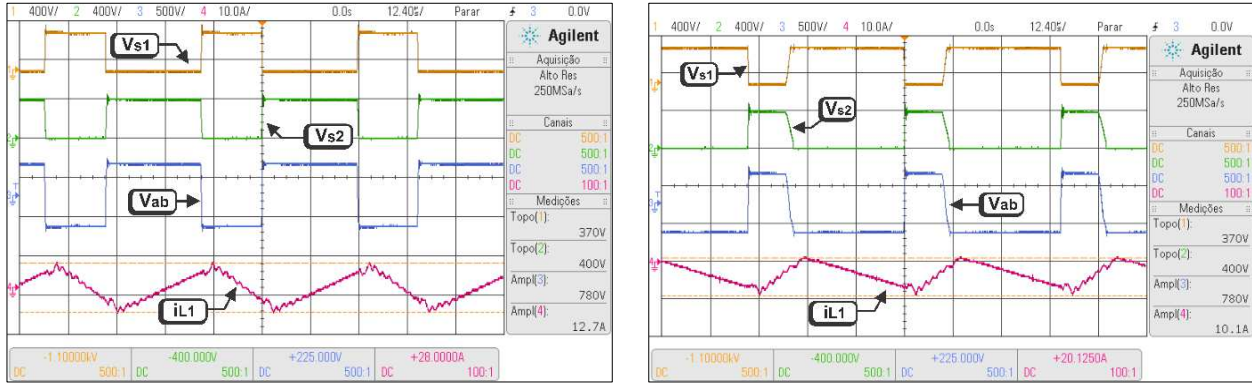
4.3.3 Etapas de operação do IPCB e avaliação da resposta do filtro LCL

Na Figura 4.16 estão presentes as etapas de operação práticas do modo inversor do IPCB. Quando no semiciclo positivo da tensão da rede elétrica (Figura 4.16 a)), se as chaves S_1 e S_3 são acionadas a corrente no indutor L_1 aumenta linearmente seu valor (período D de chaveamento). Quando S_2 e S_4 fecham e S_1 e S_3 abrem (período $1 - D$ de chaveamento), tal corrente diminui linearmente e utiliza os diodos de desvio D_2 e D_4 . Para o semiciclo negativo da tensão da rede (Figura 4.16 b)), tem-se a mesma situação, porém com inversão no sentido da corrente no indutor L_1 e passagem pelos diodos de desvio D_1 e D_3 .

Para as etapas do modo retificador apresentadas na Figura 4.17, quando no semiciclo positivo (Figura 4.17 a)) tem-se aumento da corrente em L_1 para S_2 e S_4 fechadas, havendo decréscimo na mesma quando S_1 e S_3 estão acionadas (porém com a utilização de D_1 e D_3). Do mesmo modo que no caso inversor, para o semiciclo negativo da tensão da rede tem-se raciocínio análogo com inversão no sentido da corrente analisada.

Tanto a operação prática do modo inversor quanto do modo retificador do IPCB foram corroboradas com as propostas teóricas apresentadas na seção 3.2.

Figura 4.16 – Etapas de operação práticas do modo inversor do IPCB para: a) semiciclo positivo da tensão rede; b) semiciclo negativo da tensão rede.

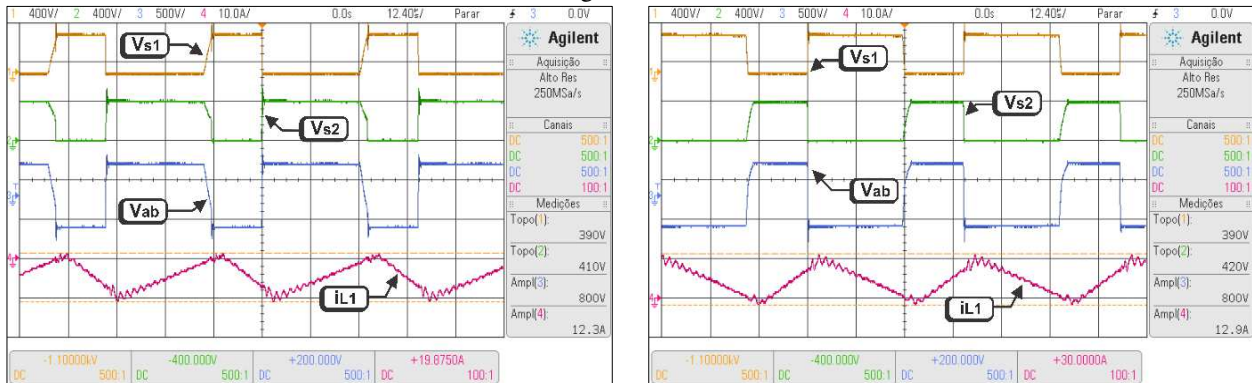


a)

b)

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.17 – Etapas de operação práticas do modo retificador do IPCB para: a) semiciclo positivo da tensão rede; b) semiciclo negativo da tensão rede.



a)

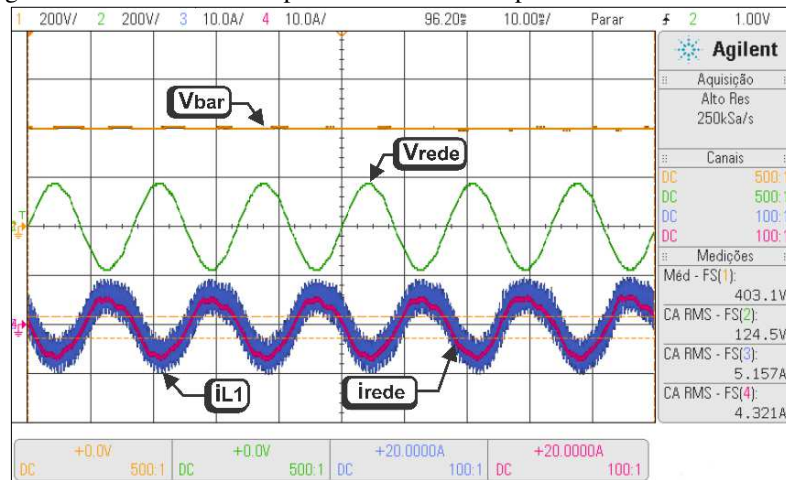
b)

Fonte: Dados do próprio autor.

Logo em seguida, com o intuito de avaliar a atuação do filtro LCL projetado, verificou-se a resposta simultânea de corrente nos indutores L_1 e L_2 em regime permanente para o modo retificador, sendo a resposta apresentada na Figura 4.18. Evidentemente, a análise para o modo inversor retorna resultados semelhantes com inversão no sentido da corrente dos indutores.

A corrente i_{L1} , como já esperado, mostrou-se totalmente chaveada contendo elevado conteúdo harmônico. A corrente no indutor de acoplamento i_{REDE} , por sua vez, apresentou-se com forma de onda senoidal e baixa distorção harmônica total, sendo os valores quantitativos relevantes apresentados nas seções posteriores.

Figura 4.18 – Análise da resposta do filtro LCL a partir da corrente em L_1 e L_2 .



Fonte: Dados do próprio autor.

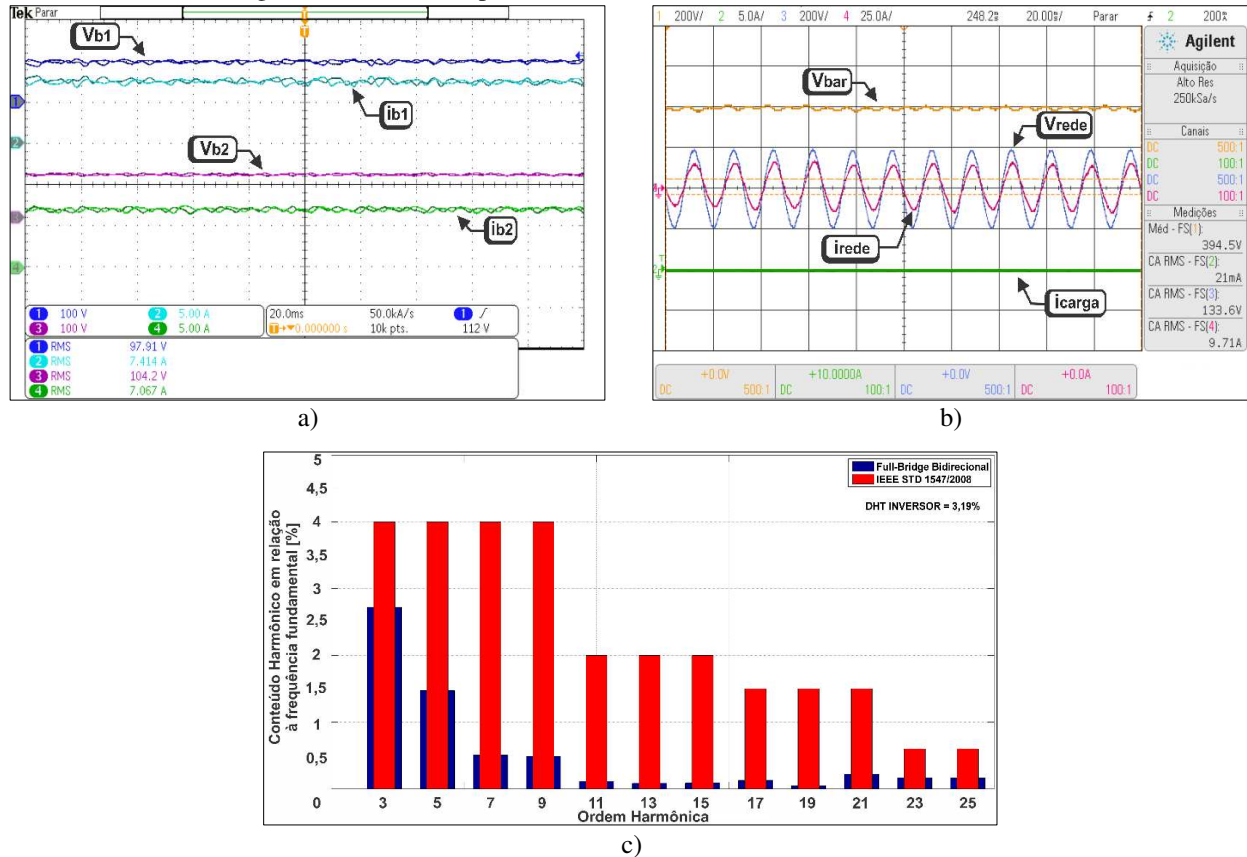
4.3.4 Análise experimental do modo inversor

A Figura 4.19 apresenta o resultado de maior potência do IPCB obtido no modo de operação inversor. Tem-se conexão da geração fotovoltaica de energia ao barramento CC através do estágio CC-CC de entrada (conversor Boost), sendo que este é o responsável pela máxima extração de potência dos módulos fotovoltaicos. Não há carga conectada ao barramento CC, o que implica na necessidade de injeção de toda energia renovável na rede elétrica CA por meio do IPCB a fim de regular-se a tensão da microrrede CC. A potência gerada, de acordo com a Figura 4.19 a), é de 725,9 W na *string 1* e 736,38 W na *string 2*, totalizando 1462,28 W em todo o sistema.

Percebe-se pela Figura 4.19 b) que a tensão do barramento CC manteve-se regulada com nível médio de 394,5 V e, portanto, com erro relativo de apenas 1,3%. Ainda neste resultado, percebe-se a injeção de 1,3 kW a partir da imposição de corrente elétrica em fase com a tensão da rede, fato este característico do modo inversor do IPCB, com obtenção desvio de fase de $7,7^\circ$ e fator de potência 0,99. Logo, há pouco conteúdo reativo na potência injetada, sendo corroborado o resultado experimental com seu teórico equivalente.

Para avaliar o espectro harmônico da corrente em todos os resultados experimentais, utilizou-se o código desenvolvido e validado por (LIMA, 2015) no programa Matlab®, sendo o mesmo disponibilizado no Apêndice B. A entrada do programa é constituída pelos pontos da forma de onda a ser analisada em formato de arquivo *csv*.

Figura 4.19 – Modo inversor com injeção de 1,3kW: a) Tensão (V_{B1} e V_{B2}) e corrente (I_{B1} e I_{B2}) nas entradas do estágio CC – CC. b) Tensão do barramento (V_{BAR}), tensão (V_{REDE}), corrente (i_{REDE}) nos terminais da rede e corrente na carga CC (i_{CARGA}). c) Espectro harmônico da corrente CA de saída do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

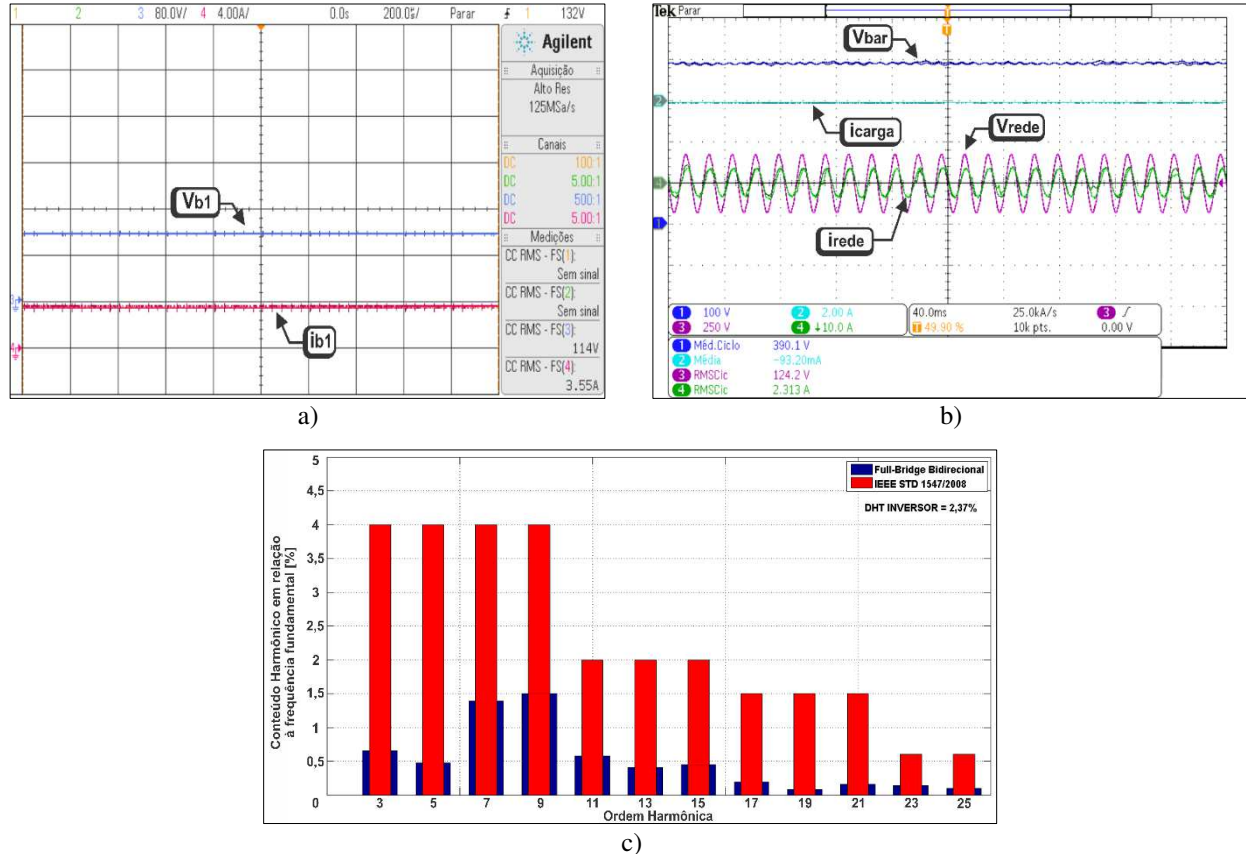
O espectro harmônico da onda i_{REDE} da Figura 4.19 b) está apresentado na Figura 4.19 c), sendo ainda realizada a comparação com os limites impostos pela norma internacional IEEE 1547/2008, uma vez que outras normas seguem critérios semelhantes. Fica evidente que todos os harmônicos ímpares individuais estão de acordo com a norma citada e também com a Tabela 1. A DHTi calculada foi de 3,19%, portanto valor este inferior ao limite imposto pelas normatizações nacionais e internacionais (5%).

Finalmente, torna-se necessário realizar análise para operação em baixa potência, uma vez que o IPCB deve ser avaliado com base na conexão à rede elétrica em diversas horas do dia sendo que oscilações de potência no sistema de geração fotovoltaica a longo prazo são comuns. A Figura 4.20 apresenta o resultado obtido sob esta circunstância.

A potência de saída da *string* 1 é 404,7 W conforme ilustra a Figura 4.20 a), sendo a *string* 2 desconectada do circuito. A partir da análise da Figura 4.20 b), observa-se a tensão média do barramento regulada em 390,1 V com 2,4% de erro relativo. A potência injetada na rede é 287,3 W,

sendo que a corrente apresentou 11° de defasagem em relação à tensão da rede (fator de potência 0,98).

Figura 4.20 – Modo inversor com injeção de 287,3 W: a) Tensão (V_{BI}) e corrente (i_{BI}) na entrada do estágio CC – CC. b) Tensão do barramento (V_{BAR}), tensão (V_{REDE}), corrente (i_{REDE}) nos terminais da rede e corrente na carga CC (i_{CARGA}). c) Espectro harmônico da corrente CA de saída do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

A análise do espectro harmônico da corrente injetada revelou todas harmônicas ímpares dentro dos limites impostos pela IEEE 1547/2008, sendo obtido 2,37% de DHTi. Logo, caracteriza-se o sistema IPCB projetado como apto a atuar conectado à rede para injeção desde baixas potências até sua operação nominal obedecendo os critérios de qualidade de energia.

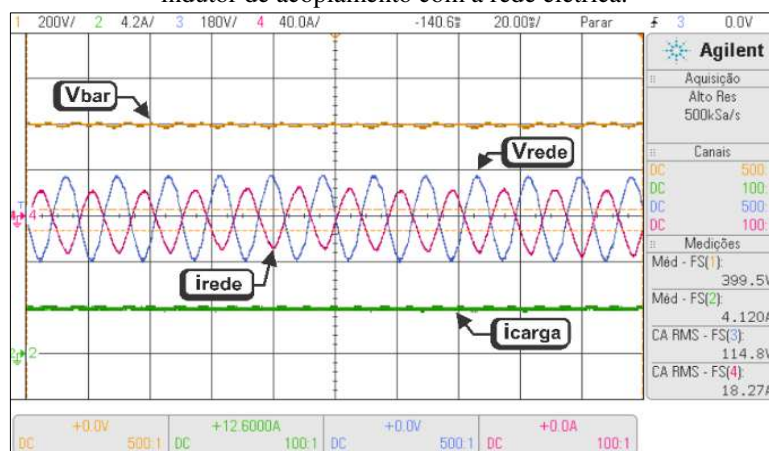
4.3.5 Análise experimental do modo retificador

Visando a verificação prática do modo retificador do IPCB, realizou-se a desconexão das duas *strings* fotovoltaicas e inseriu-se uma carga CC puramente resistiva de 97 Ω (demanda 1,6 kW) no barramento CC. Neste caso, toda a energia necessária para o adequado funcionamento da carga e

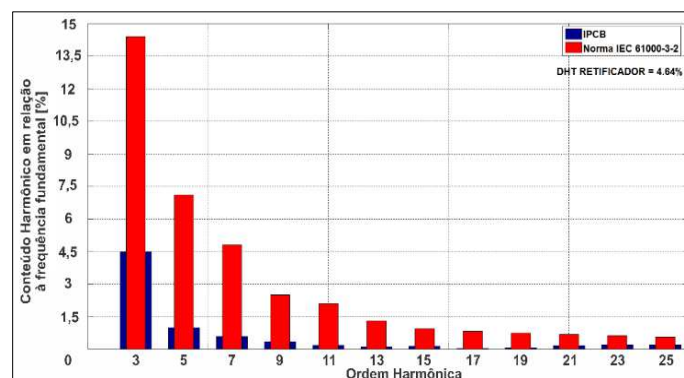
regulação da tensão da microrrede deve provir da rede elétrica CA. Ressalta-se que não houve modificação no valor dos controladores em relação ao modo inversor.

A resposta obtida está evidenciada na Figura 4.21, sendo que de sua parte a) conclui-se que houve a inversão de fase na corrente i_{REDE} imposta pelo controle no indutor de acoplamento L_2 , uma vez que existe defasagem de 177° desta com a tensão V_{REDE} . Como consequência, tem-se a importação de 2,1 kW da rede com tensão do barramento CC regulada no valor médio de 399,5 V (erro de 0,12%).

Figura 4.21 – Modo retificador com absorção de 2,1 kW: a) Tensão do barramento (V_{BAR}), tensão (V_{REDE}), corrente (i_{REDE}) nos terminais da rede e corrente na carga CC (i_{CARGA}). b) Espectro harmônico da corrente CA imposta no indutor de acoplamento com a rede elétrica.



a)



b)

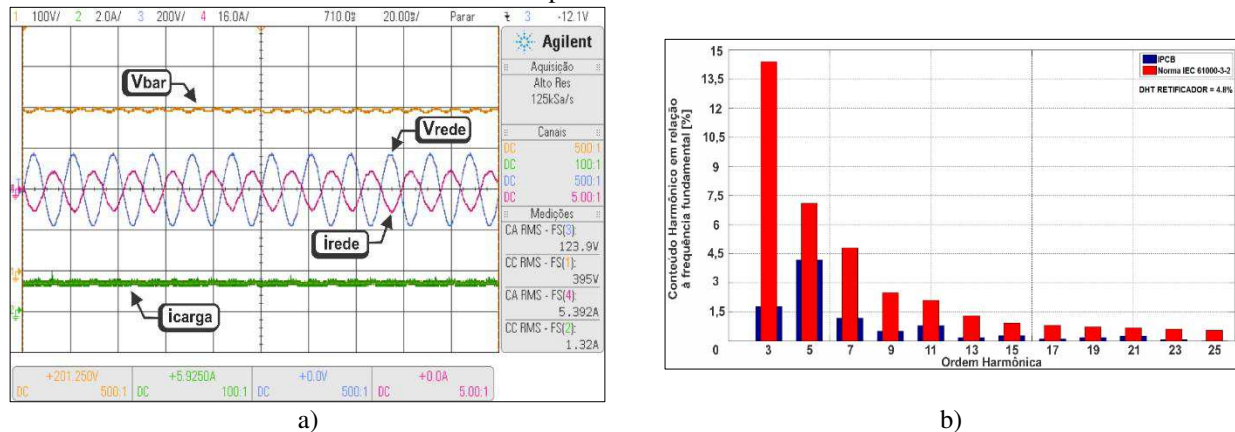
Fonte: Dados do próprio autor.

Ainda na parte a) da Figura 4.21 destaca-se a presença de indesejáveis -3A de nível médio. Tal situação já tinha sido verificada nos resultados computacionais da seção 4.2.2, porém em menor escala. Este nível CC é prejudicial ao sistema elétrico de potência no que tange ao aquecimento de transformadores de potência com a sua consequente redução de vida útil. Logo, deve-se elaborar estratégias para eliminação de tal inconveniente em trabalhos futuros.

O espectro harmônico da onda i_{REDE} contendo a comparação com a norma internacional IEC 61.000-3-2 está presente na Figura 4.21 b). A DHTi foi calculada em 4,64%, portanto dentro dos requisitos desta norma (5%). Ainda destaca-se que todos os harmônicos ímpares se mostraram dentro dos limites impostos.

Do mesmo modo como foi feito para o modo inversor, realizou-se o teste para baixa potência no modo retificador. A carga de 97 Ω foi substituída por outra de 300 Ω com demanda de 530 W (redução de 67%). As matrizes fotovoltaicas permaneceram desconectadas do sistema. A resposta obtida está mostrada na Figura 4.22.

Figura 4.22 – Modo retificador com absorção de 668 W: a) Tensão do barramento (V_{BAR}), tensão (V_{REDE}), corrente (i_{REDE}) nos terminais da rede e corrente na carga CC (i_{CARGA}). b) Espectro harmônico da corrente CA imposta no indutor de acoplamento com a rede elétrica.



Fonte: Dados do próprio autor.

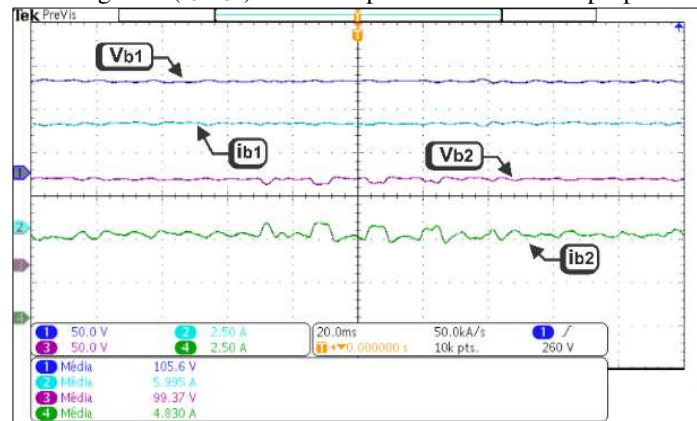
Foram importados 668 W da rede elétrica com a tensão média do barramento CC ficando regulada em 395 V (erro de 1,25%). A defasagem entre as ondas de corrente no indutor de acoplamento e tensão na rede foi calculada em 178°, refletindo em fator de potência -0,99. Análises de DHTi revelaram 4,8% com todas harmônicas ímpares dentro dos limites impostos pela norma IEC 61.000-3-2.

4.3.6 Análise experimental da ação bidirecional

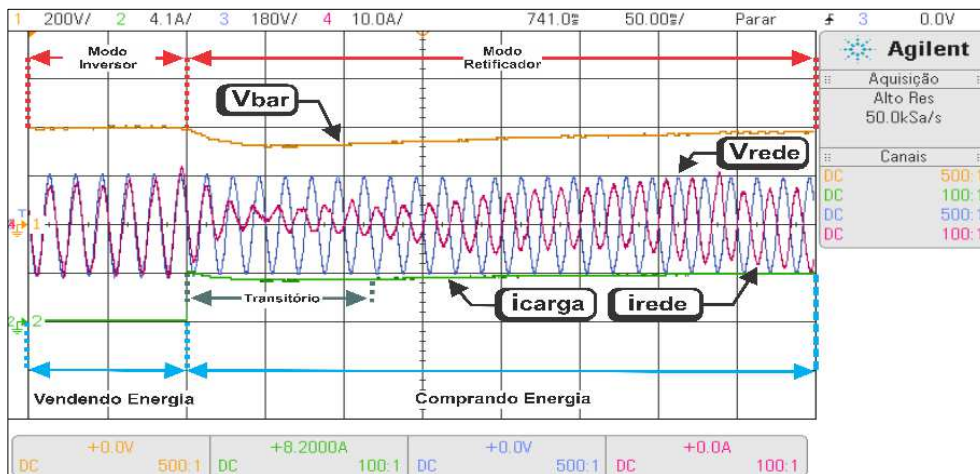
Para analisar o comportamento transitório em caráter experimental do IPCB, realizou-se o teste de transição do modo inversor para o modo retificador com a inserção de uma carga CC com demanda superior à gerada pelo sistema fotovoltaico.

Para tanto, inseriu-se uma carga de $97 \, \Omega$ (1,6 kW) quando o IPCB estava operando em regime permanente com injeção de 900 W a partir de 1,11 kW gerados pelos módulos fotovoltaicos (Figura 4.23 a)).

Figura 4.23 – Análise da bidirecionalidade do IPCB: a) Tensão (V_{B1} e V_{B2}) e corrente (i_{B1} e i_{B2}) na saída de cada *string* fotovoltaica. b) Tensão do barramento (V_{BAR}), tensão (V_{REDE}), corrente (i_{REDE}) nos terminais da rede e corrente na carga CC (i_{CARGA}) durante o período de distúrbio proposto.



a)



b)

Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 4.23 b) ilustra o resultado do período transitório obtido para o IPCB. A tensão do barramento CC estava inicialmente regulada em 400 V, decrescendo 80 V (20%) logo após a inserção da carga CC e estabilizando-se novamente em 400 V após 400 ms. Tomando-se as devidas proporções, este resultado está condizente com o obtido nas simulações computacionais para avaliação de bidirecionalidade (seção 4.2.3).

Vale ressaltar ainda que, tanto o tempo de estabilização quanto o afundamento na tensão observados no barramento CC podem ser reduzidos a partir da utilização de dispositivos auxiliares de armazenamento de energia (tais como supercapacitores), inserção de banco de baterias no barramento CC e conexão de mais fontes alternativas de energia no sistema, sendo que estas propostas serão avaliadas e implementadas em trabalhos futuros.

O período transitório de inversão no sentido da corrente i_{REDE} durou aproximadamente 115 ms. A potência nos terminais da rede elétrica passou de injeção de 1,1 kW para importação de 668 W após a inserção da carga CC, ou seja, houve a transição de um estado configurando “venda” de energia para outro de “compra” com atuação transitória satisfatória do sistema IPCB.

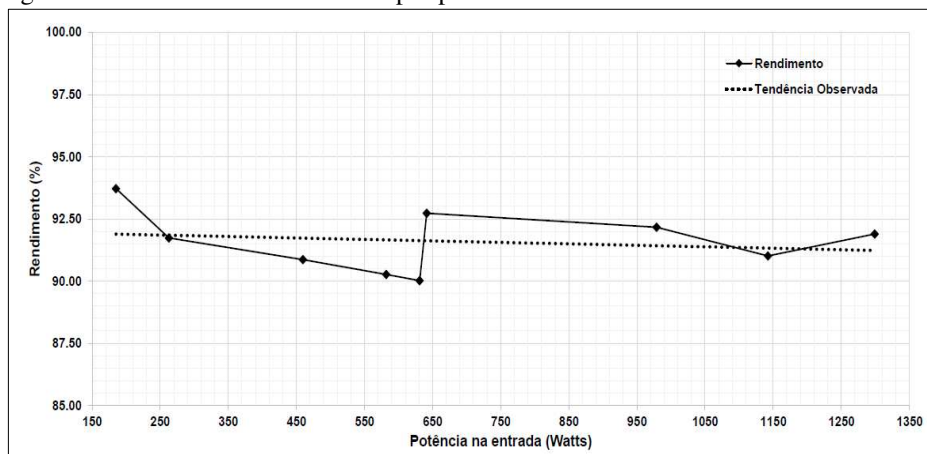
4.3.7 Rendimento do IPCB

Como última análise experimental, fez-se o estudo do rendimento nos dois modos de operação em função da potência de entrada do sistema. Esta entrada, no caso inversor, está na ponte de interruptores enquanto para o caso retificador está na saída do filtro LCL, já que neste último tem-se a rede elétrica como fonte do circuito.

A resposta obtida para o modo inversor está apresentada na Figura 4.24. Nesta imagem está mostrado ainda a curva de tendência observada para o rendimento nesta situação de operação do IPCB, sendo obtido valor médio de 91,6% de aproveitamento de potência.

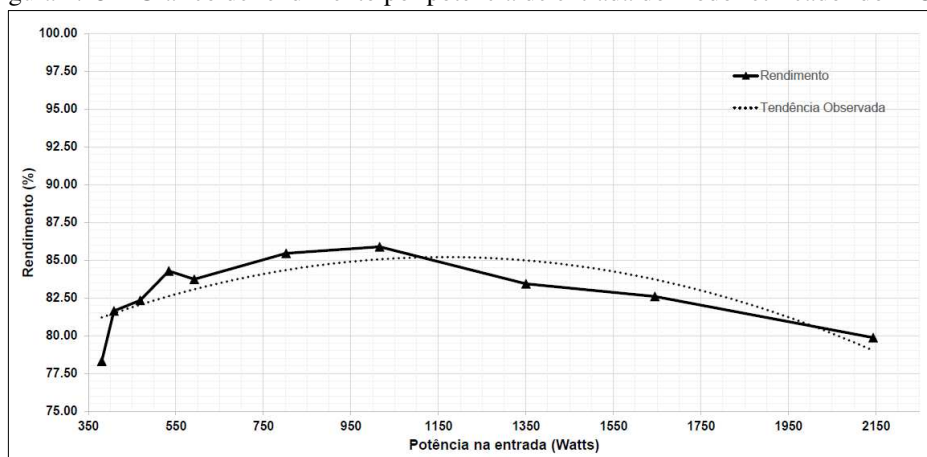
Para o caso retificador, a Figura 4.25 traz os valores individuais e também a linha de tendência observada. Foram coletados valores de rendimento abaixo do modo inversor, sendo a média calculada em 82,76%. Tal resultado se deve ao fato do modo retificador exigir passagem da corrente através dos diodos de desvio na maior parte do período de chaveamento (ver também seção 3.2). Uma vez que estes dispositivos possuem resistência série mais elevada que os interruptores, tem-se maiores perdas neste modo. Logo, com a utilização de semicondutores de maior qualidade (e, consequentemente, de maior custo) espera-se aumento nos índices gerais de rendimento do IPCB.

Figura 4.24 – Gráfico de rendimento por potência de entrada do modo inversor do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.25 – Gráfico de rendimento por potência de entrada do modo retificador do IPCB.



Fonte: Dados do próprio autor.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES GERAIS E DESDOBRAMENTOS DA PESQUISA

Com o intuito de sintetizar as atividades desenvolvidas bem como ressaltar os principais pontos de contribuição da pesquisa e resultados alcançados, faz-se a seguir uma avaliação conclusiva acerca do trabalho realizado.

Inicialmente, foi projetado, montado e avaliado de forma completa um Inversor Ponte Completa Bidirecional (IPCB) monofásico aplicado a microrredes CC conectadas à rede elétrica CA contendo geração de energia proveniente de módulos fotovoltaicos. Para comprovação dos resultados teóricos obtidos, construiu-se um protótipo de 2,2 kWp visando ensaios laboratoriais.

O sistema IPCB foi integrado com sucesso a dois conversores Boost que compõe o estágio CC-CC de entrada e que realizam a extração global e independente da máxima potência das duas *strings* fotovoltaicas utilizadas como fonte de geração alternativa de energia.

Com relação ao controle utilizado, ressalta-se que no estado da arte elaborado não foi evidenciado nenhum estudo de aplicação de controladores ressonantes com correção de harmônicos aplicados ao controle de corrente em inversores bidirecionais que operam também na manutenção de uma carga presente no barramento CC, sendo este um aspecto inédito na literatura e um importante ponto de contribuição desta pesquisa.

A utilização da mesma estrutura de controle e também valores iguais dos controladores nos dois modos de operação do IPCB, resultando na obtenção de boa estabilização da tensão no barramento CC e adequada injeção/retificação de corrente, representam outro aspecto relevante da pesquisa. Como benefício proveniente deste fato tem-se a redução do tempo de processamento do código de controle a partir da realização de menor número de cálculos pelo DSP e, conseqüentemente, criando liberdade para incorporar-se outras funções ao comando do inversor e monitoramento da microrrede CC.

À respeito dos resultados práticos obtidos, destaca-se a injeção e retificação de corrente senoidal, com baixa distorção harmônica total e elevado fator de potência, sendo todos os valores pertencentes aos limites das normas nacionais e internacionais vigentes. Contudo, no modo retificador houve presença de nível médio não nulo, o que representa um ponto de melhoria para continuação da pesquisa.

Nos testes de análise transitória realizados com inserção de carga CC com demanda maior que a geração fotovoltaica na microrrede obteve-se boa resposta no controle de corrente com êxito na

troca do modo inversor para o retificador e, portanto, com ação bidirecional comprovada. A tensão do barramento CC foi ajustada de acordo com referência desejada após recuperar-se de um afundamento provocado pela inserção abrupta da carga. Em estudos futuros, espera-se a integração de outras tecnologias (geração alternativa por célula combustível, utilização de supercapacitores) ao barramento CC para auxiliar na redução dos efeitos transitórios provocados pela variação de carga além da proteção de ilhamento do sistema.

Conforme a Ata apresentada no Apêndice C e tomando como base os bons resultados teóricos e práticos obtidos neste trabalho, no dia 16 de Junho de 2016 houve parecer favorável da banca examinadora à alteração do nível desta pesquisa de Mestrado para Doutorado, sendo, na ocasião, apresentado o plano de trabalho e cronograma para a continuação da pesquisa.

Desde modo, espera-se no doutorado aperfeiçoar e avaliar experimentalmente o protótipo do equipamento tendo como referência os critérios estabelecidos pelas Normas ABNT NBR 16.149 e NBR 16.150, tendo ao final um inversor bidirecional construído no Brasil e regulamentado pelas normas brasileiras.

Por fim, ressalta-se a importância e a necessidade dos estudos contínuos na área de Energias Renováveis e também em Eletrônica de Potência visando o emprego e desenvolvimento de conversores mais eficientes, sendo que, como consequência direta tem-se contribuição no uso racional da energia elétrica ao mesmo tempo em que são conservados os recursos naturais.

REFERÊNCIAS

ABNT. NBR 16149: Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição, 2013.

ABNT. NBR 16150: Sistemas Fotovoltaicos (FV): Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição - Procedimento de ensaio de conformidade, 2013.

ANEEL. **Agência Nacional de Energia Elétrica**, 2014. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/energia_solar/3_2.htm>. Acesso em: 01 jul. 2014.

ARAÚJO, R. D. **Projeto e Simulação de Filtros L e LCL para interconexão de Inversor NPC trifásico à Rede**. Fortaleza: [s.n.], 2012.

BROLILOW, C.; JOSEPH, B. **Techniques of Model-Based Control**. 1ª. ed. Nova Iorque : Prentice Hall, 2002.

BS, H.; BUDIYANTO; SETIABUDY, R. **Review of microgrid technology**. International Conference on QiR (Quality in Research). Yogyakarta: IEEE. 2013. p. 127 - 132.

CHA, H.; VU, T.-K.; KIM, J.-E. **Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). San Jose: IEEE. 2009.

CHAVES, E. N. et al. Projeto de controlador baseado no modelo interno com 1 grau de liberdade utilizado em injeção de potência ativa na rede monofásica a partir de geração fotovoltaica. **Eletrônica de Potência - SOBRAEP**, v. 20, n. 2, p. 908 - 916, Maio 2015.

CIEZKI, J.; ASHTON, R. Selection and stability issues associated with a navy shipboard DC zonal electric distribution system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 15, n. 2, p. 665 - 669, April 2000.

DORF, R. **Sistemas de Controle Modernos**. Rio de Janeiro: LTC, 2001.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2ª. ed. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2001.

FILHO, R. M. S. et al. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2923 - 2932, August 2008. ISSN 0278-0046.

FOSTER, C.; DICKINSON, M. High voltage DC power distribution for telecommunications facilities. **30th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**, p. 1- 4, 2008.

GAZOLI, J. R. et al. **Resonant (P+RES) controller applied to voltage source inverter with minimum DC link capacitor**. XI Brazilian Power Electronics Conference. Praia Mar: IEEE. 2011. p. 409 - 414.

GERBER, S. et al. Performance of a spacecraft DC-DC converter breadboard modified for low temperature operation. **Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (IECEC)**, v. 1, p. 592 - 598, August 1996.

GHAREEB, A. T.; MOHAMED, A. A.; MOHAMMED, O. A. DC Microgrids and Distribution Systems: An Overview. **Power and Energy Society General Meeting (PES)**, Vancouver, 2013.

GRASSI, F.; PIGNARI, S.; J. WOLF. Channel Characterization and EMC Assessment of a PLC System for Spacecraft DC Differential Power Buses. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 53, n. 3, p. 664-675, August 2011.

GROSS, P.; GODRICH, K. Total DC Integrated Data Centers. **Telecommunications Conference**, p. 125-130, 2005.

GUIMARÃES, T. A. N. **Modelagem de um PLL e projeto de VCO para transceptor ZigBee**. Universidade de Brasília. Brasília, p. 180. 2015.

GUPTA, A. et al. Comparative Study of Single Phase PLL Algorithms for Grid Synchronization Applications. **INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS AND COMMUNICATION TECHNOLOGY (IJECT)**, v. 3, n. 4, p. 237 - 245, December 2012. ISSN 2230-9543.

IEA. **Technology Roadmap: Solar Photovoltaic Energy**. International Energy Agency. Paris, France. 2014.

IEC. IEC 61000-3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current >

IEC. Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) Systems - IEC 61727, 2002.

IEEE. IEEE Standard 1547 for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2008.

JAIN, S.; AGARWAL, V. Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems. **IET Electrical Power Applications**, v. 1, p. 753 - 762, September 2007. ISSN doi:10.1049/iet-epa:20060475.

JOSHI, S.; PATHAK, R.; JAIN, A. Modeling and Analysis of DC Traction System in Light of Recent Innovations from HPC and Virtual Reality. **International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing (ARTCom)**, p. 525 - 527, 2009.

KANKANALA, P. et al. Optimal Control of Voltage and Power in a Multi-Zonal MVDC Shipboard Power System. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 27, n. 2, p. 642 - 650, May 2012.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292 - 1306, 2005.

KROPOSKI, B.; BASSO, T.; DEBLASIO, T. **Microgrid Standards and Technologies**. Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. Pittsburgh: [s.n.]. 2008.

LIMA, G. B. D. **Proposta de retificadores híbridos com suportabilidade a afundamentos de tensão utilizando técnica de compensação série de tensão no barramento CC**. Uberlândia: Universidade Federal de Uberlândia, v. Único, 2015.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281 - 1291, October 2005. ISSN 0093-9994.

LIU, T. et al. **A novel grid voltage Feedforward control strategy for three-phase grid connected VSI with LCCL filter**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 86 - 91.

MATOS, F. F. et al. **Projeto e Construção de um filtro LCL para conversores PWM**. XVIII Congresso Brasileiro de Automática. Bonito: [s.n.]. Setembro 2010.

MME. **Ministério de Minas e Energia**, 2015. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030>. Acesso em: 07 Março 2016.

NASA. **Launch Energy Info**, 2016. Disponível em: <http://www.nasa.gov/offices/oct/home/launch_energy_info.html>. Acesso em: 18 Fevereiro 2016.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 5. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2011.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.]: Pearson Education, 2011.

OKA, M. M. **História do Transistor**, 2000. Disponível em: <<http://www.lsi.usp.br/~dmi/manuais/HistoriaDoTransistor.pdf>>. Acesso em: 18 Fevereiro 2016.

OLIVEIRA, C. J. D. et al. **DC Microgrid with Bi-Directional Multistring Solar Inverter performing active power injection into the AC Grid and DC bus voltage Stabilization**. 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). Fortaleza - CE: IEEE. 2015. p. 1 - 6.

PATRAO, I. et al. Grid-tie inverter topology with maximum power extraction from two photovoltaic arrays. **IET Renewable Power Generation**, v. 8, n. 6, p. 638 - 648, August 2014. ISSN 1752-1416.

PEREIRA, H. A.; CUPERTINO, A. F. **Desenvolvimento, modelagem e controle de conversores estáticos de potência: Conversor Boost**. [S.l.]: [s.n.], 2011.

REZNIK, A. et al. **LCL Filter Design and Performance Analysis for Small Wind Turbine Systems**. Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA). Denver: [s.n.]. 2012.

RODRIGUES, D. B. **Retificador Híbrido Trifásico com Fator de Potência unitário, alta densidade de potência e ampla faixa de regulação de tensão no barramento em corrente contínua para Conexão em Microrredes CC**. Uberlândia: Tese de Doutorado, edUFU, 2016.

S. RAJAGOPALAN, B. F. D. S. Power quality disturbances within DC data centers. **32nd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**, p. 1-7, 2010.

TEODORESCU, R. et al. **A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Anaheim: IEEE. 2004.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; CIOBOTARU, M. **Control of single-stage single-phase PV inverter**. European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden: IEEE. 2005. p. 10 pp. - P.10.

TEXAS INSTRUMENTS. Software Phase Locked Loop Design Using C2000 Microcontrollers for Single Phase grid connected inverter. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2013. Cap. 1, p. 1 - 25.

THOMPSON, D. DC voltage stabilization control in telecommunications DC distribution systems. **24th Annual International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**, p. 74-78, 2002.

WANG, C.-C.; CHEN, D.-Z.; HUANG, M.-H. **The evolution of knowledge spillover and assignee cluster in semiconductor industry**. Technology Management for Global Economic Growth (PICMET). Phuket: IEEE. 2010. p. 1 - 10.

WU, T. F. et al. **DC-Bus Voltage Regulation and Power Compensation with Bi-directional Inverter in DC-Microgrid Applications**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Phoenix: IEEE. 2011.

WU, T.-F. et al. Integration and Operation of a Single-Phase Bidirectional Inverter With Two Buck/Boost MPPTs for DC-Distribution Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5098 - 5106, 03 May 2013.

WU, T.-F. et al. Extended Application of D-Σ Digital Control to a Single-Phase Bidirectional Inverter With an LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3903 - 3911, July 2015. ISSN 0885-8993.

XU, X.; TAI, N. **Scheme of simultaneous AC-DC power transmission in medium voltage distribution network**. TENCON 2015. Macao: IEEE. 2015. p. 1 - 6.

XUEWEI, P.; RATHORE, A. K.; PRASANNA, U. R. **Novel Soft-Switching Snubberless naturally clamped current-fed Full-Bridge Front-End converter based bidirectional inverter for renewables, microgrid and UPS applications**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE. Denver, CO: IEEE. 2013. p. 2729 - 2736.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 814 - 822, May 2003. ISSN 0885-8993.



LISTA DE PUBLICAÇÕES E PROJETOS DE PESQUISA DOS AUTORES ASSOCIADOS À PESQUISA

Dentro do período contemplado pela presente pesquisa, o autor já realizou alguns trabalhos investigativos e publicações em eventos de reconhecida relevância, a saber:

Artigos Publicados em Conferências Internacionais/Nacionais:

- **PIRES, L. P.**; OLIVEIRA JR., C. J.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L.C.G.; LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B. *DC Microgrid with Bi-Directional Multistring Solar Inverter performing Active Power Injection into the AC Grid and DC Bus Voltage Stabilization*. In: Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência – 13º COBEP, 2015; Southern Power Electronics Conference – 1st SPEC. Fortaleza – CE. p. 1- 6.
- **PIRES, L. P.**; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; Freitas, L.C.G. *Projeto e Simulação Computacional de um Sistema Fotovoltaico Híbrido Utilizado para Injeção de Potência Ativa na Rede Elétrica e Sistema UPS Aplicado a Semáforos*. In: Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica - XI CBQEE, 2015. Campina Grande – PB, p. 1- 6

Artigos Publicados em Conferências Regionais:

- **PIRES, L. P.**; OLIVEIRA JR., C. J.; FREITAS, L.C.G.; LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B.; *Projeto e Simulação de um Inversor Full-Bridge Bidirecional aplicado a Microrredes CC e Sistemas Fotovoltaicos conectados à Rede Elétrica*. In: Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, XIII CEEL, 2015. Uberlândia – MG.
- OLIVEIRA JR., C. J.; **PIRES, L. P.**; FREITAS, L.C.G.; LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B.; *Projeto e Simulação de um arranjo Fotovoltaico composto por 2 Strings utilizando MPPT's Independentes*. In: Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, XIII CEEL, 2015. Uberlândia – MG.
- RICCI, M. M.; OLIVEIRA JR., C. J.; **PIRES, L. P.**; FREITAS, L.C.G.; MELO, F. C.; *Comparação de Técnicas de MPPT em Sistemas Fotovoltaicos utilizando a Plataforma de simulação computacional PSIM®*. In: Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, XIII CEEL, 2015. Uberlândia – MG.

Projetos de Pesquisa

- Título: *Estudo e implementação de uma microrrede em corrente contínua utilizando Inversor Solar Multistring Bidirecional*. APROVADO na Chamada Universal MCTI/CNPq n° 01/2016. Agência financiadora: CNPq. Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. Início: 2016; Término: 2019.
- Título: *Concepção, projeto e implementação de um Sistema Inversor Multistring Conectado à Rede Elétrica e com MPPTs independentes*. APROVADO na Chamada Universal MCTI/CNPq/CT-Energ N° 49/2013. Agência financiadora: CNPq. Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. Início: 2013;
- Título: *Sistema Inversor Multistring sem Transformador Conectado à Rede Elétrica*. APROVADO no edital FAPEMIG 01/2013 Universal – Proc. APQ-01219-13. Agência financiadora: Fapemig. Coordenador: Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. Início: 2013; Término: 2016.

APÊNDICE A – CÓDIGO EMBARCADO NO DSP TMS320F28335 EM LINGUAGEM C

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: April 27, 2016 15:30:11
*****/

#include <math.h> //Inclusão da biblioteca com operações matemáticas
#include "PS_bios.h" //Configuração de BIOS (Basic Input Output System)
typedef float DefaultType; //Definição pelo PSIM

#define GetCurTime() PS_GetSysTimer() //Definição pelo PSIM

interrupt void Task(); //Inicialização da interrupção do sistema

//#####INÍCIO DA DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS GLOBAIS#####

// TESTES
int tempo_execucao = 0; // Tempo de processamento
float D_chave_inversor = 0; // Razão cíclica do IPCB
float d_teste = 0; // Teste de Razão Cíclica
int contador_protecao_I_b2 = 0; // Contador de proteção contra sobrecorrente
int controle_pre_carga = 0; // Ativação do controle de pré-carga de CBAR
float D_teste = 0.5; // Teste de Razão Cíclica
int parada_contador_pre_carga = 0; // Parada de contagem de pré-carga
long int contador_startboost = 0; // Contador para entrada em operação do Boost
float razao1 = 0; // Teste de Razão Cíclica no Gate-Driver 1
float razao2 = 0; // Teste de Razão Cíclica no Gate-Driver 2
float valor_ref = 100; // Tensão de referência para início do MPPT
int flag_pwm_ativo = 0; // Flag de verificação de PWM
int Capacitor_Carregado = 0; // Barramento CC carregado com 400V
int flag_iniciar = 0; // Flag de verificação de inicialização

// RELÉS PARA ACIONAMENTO DE CONTADORES

int rele_boost1 = 1; // Relé BOOST 1: Este relé é ativo baixo.
int rele_boost2 = 1; // Relé BOOST 2: Este relé é ativo baixo.
int rele_pre_carga_link = 1; // Relé de Pré-Carga: Este relé é ativo baixo.
int rele_carga_link = 1; // Relé da Carga CC: Este relé é ativo baixo.
int rele_rede = 1; // Relé de conexão à Rede: Este relé é ativo baixo.

// INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA

int start_boost = 0; // Libera ação dos conversores Boosts
int start_inversor = 0; // Libera ação do IPCB
int Liga_Aquisicao = 0; // Libera aquisição de sinais

// PROTEÇÃO DO SISTEMA

// BOOST
float Imax = 13; // Corrente máxima do BOOST 1 e 2
float Dmax = 0.9; // Razão Cíclica máxima de chaveamento do Boost 1
float Dmax_2 = 0.9; // Razão Cíclica máxima de chaveamento do Boost 2
int protecao_corrente_BOOST = 0; // Atuação de proteção por sobrecorrente Boost 1 e 2

```

```

int protecao_tensao_BOOST = 0;           // Atuação de proteção por sobretensão Boost 1 e 2

// INVERSOR
float Imax_inversor = 25;                // Corrente de pico máxima do IPCB
float Vmax_LINK = 550;                   // Tensão de pico máxima do IPCB
float Vmax_FILTRO = 300;                 // Tensão de pico máxima do capacitor de filtro
int PROTECAO = 0;                        // Variável de proteção do sistema
int Protecao_IREDE = 0;                  // Atuação de proteção por sobrecorrente do IPCB
int Protecao_VFILTRO = 0;                // Atuação de proteção por sobretensão do filtro LCL
int Protecao_VLINK = 0;                  // Atuação de proteção por sobretensão do IPCB
int contador_protecao_I_rede = 0;        // Contador para ativar proteção de sobrecorrente
int contador_protecao_V_link = 0;        // Contador para ativar proteção de sobretensão
int parada_auxiliar = 0;                 // Parada de operação após tempo determinado

// CONSTANTES DE GANHO DOS SENSORES

// BOOST
float K_V1 = 132;                        // Constante do sensor de tensão do Boost 1
float K_I1 = 10.7506;                    // Constante do sensor de corrente do Boost 1
float K_V2 = 140.5;                      // Constante do sensor de tensão do Boost 2
float K_I2 = 11.1002;                    // Constante do sensor de corrente do Boost 2

// INVERSOR
float K_VLINK = 656.1893;                // Constante do sensor de tensão do barramento CC
float K_VFILTRO = 6800.315;              // Constante do sensor de tensão do filtro LCL
float K_VREDE = 684.9315;                // Constante do sensor de tensão da Rede Elétrica
float K_IREDE = 16.39;                   // Constante do sensor de corrente da Rede Elétrica

// OFFSETS

// BOOST
float offset_V1 = 0;                     // Offset do sensor de tensão do Boost 1
float offset_I1 = 0;                     // Offset do sensor de corrente do Boost 1
float offset_V2 = 0;                     // Offset do sensor de tensão do Boost 2
float offset_I2 = 0;                     // Offset do sensor de corrente do Boost 2

// INVERSOR
float offset_VLINK = 0;                  // Offset do sensor de tensão do barramento CC
float offset_VFILTRO = 0;                // Offset do sensor de tensão do filtro LCL
float offset_VREDE = 0;                  // Offset do sensor de tensão da Rede Elétrica
float offset_IREDE = 0;                  // Offset do sensor de corrente da Rede Elétrica

// AQUISIÇÃO DE SINAIS

// BOOST
float Vatual1 = 0;                       // Tensão atual da string 1
float Iatual1 = 0;                       // Corrente atual da string 1
float Vatual2 = 0;                       // Tensão atual da string 2
float Iatual2 = 0;                       // Corrente atual da string 2

// INVERSOR
float Iatual_REDE = 0;                   // Corrente atual na Rede Elétrica (injetada ou retificada)
float Vatual_REDE = 0;                   // Tensão atual da Rede Elétrica
float Vatual_FILTRO = 0;                 // Tensão atual do capacitor do filtro LCL
float Vatual_LINK = 0;                   // Tensão atual do barramento CC

// PRÉ CARGA CAPACITOR C_LINK
int Pre_Carga_Link = 0;                  // Variável de pré-carga do barramento CC
int flag_pre_carga = 0;                  // Flag de verificação de pré-carga do barramento CC

```

```

// VARIÁVEIS BOOST 1
long int contador_mppt1 = 1; // Contador relacionado ao IGMPPT da String 1
float Patual1 = 0; // Potência atual da String 1
float Panterior1 = 0; // Potência anterior da String 1
float Vanterior1 = 0; // Tensão anterior da String 1
float Ianterior1 = 0; // Corrente anterior da String 1
float Vref1 = 115; // Tensão de início do conversor Boost 1
float deltaP1 = 0; // Diferença de potência para IGMPPT da String 1
float deltaV1 = 0; // Diferença de tensão para IGMPPT da String 1
float erro1 = 0; // Variável de erro atual para controle da String 1
float erro1_ant1 = 0; // Variável de erro anterior para controle da String 1
float erro1_ant2 = 0; // Variável de erro anterior 2 para controle da String 1
float D1 = 0; // Razão Cíclica de chaveamento do Boost 1
float D_chave1 = 0.0; // Razão Cíclica de chaveamento do Boost 1
float D1_ant1 = 0; // Razão Cíclica de chaveamento anterior 1 do Boost 1
float D1_ant2 = 0; // Razão Cíclica de chaveamento anterior 2 do Boost 1
float Vmax_mppt1 = 184; // Máxima tensão da String Solar 1

// VARIÁVEIS BOOST 2
int contador_mppt2 = 1; // Contador relacionado ao IGMPPT da String 2
float Patual2 = 0; // Potência atual da String 2
float Panterior2 = 0; // Potência anterior da String 2
float Vanterior2 = 0; // Tensão anterior da String 2
float Ianterior2 = 0; // Corrente anterior da String 2
float Vref2 = 115; // Tensão de início do conversor Boost 2
float deltaP2 = 0; // Diferença de potência para IGMPPT da String 2
float deltaV2 = 0; // Diferença de tensão para IGMPPT da String 2
float erro2 = 0; // Variável de erro atual para controle da String 2
float erro2_ant1 = 0; // Variável de erro anterior para controle da String 2
float erro2_ant2 = 0; // Variável de erro anterior 2 para controle da String 2
float D2 = 1; // Razão Cíclica de chaveamento do Boost 2
float D_chave2 = 0.0; // Razão Cíclica de chaveamento do Boost 2
float D2_ant1 = 0; // Razão Cíclica de chaveamento anterior 1 do Boost 2
float D2_ant2 = 0; // Razão Cíclica de chaveamento anterior 2 do Boost 2
float Vmax_mppt2 = 184; // Máxima tensão da String Solar 2

int contador_10_Hz = 0; // Contador para execução de IGMPPT em 10Hz
int habilita_mppt_1 = 0; // Habilita execução de MPPT na string 1
float incV1 = 0.1; // Incremento de tensão do método P&O STRING 1
int habilita_mppt_2 = 0; // Habilita execução de MPPT na string 2
float incV2 = 0.05; // Incremento de tensão do método P&O STRING 2

// VARIÁVEIS IPCB

// PHASE LOCKED LOOP (PLL)
float w0 = 376.9911; // Frequência angular central do PLL (60 Hz)
float wpll = 376.9911; // Frequência angular do oscilador do PLL (60 Hz)
float fp11 = 60; // Valor da frequência do PLL em Hz
float theta = 0; // Fase do oscilador do PLL
float yd = 0; // Oscilador em fase com a entrada (seno)
float yq = 1; // Oscilador em quadratura com a entrada (cosseno)
float filtroin = 0; // Entrada do FPB
float filtroout = 0; // Saída do FPB
float intpll = 0; // Parte integral do controlador
float proporcional_pll = 0; // Parte proporcional do controlador
float Ts = 40e-6; // Período de amostragem
float wc = 37.6991; // Frequência de corte do FPB (6 Hz)
float num_filtro = 0.00075323221; // Numerador do FPB de 2 ordem
float den_filtro = -0.99849354; // Denominador do FPB de 2 ordem
float b0_PLL = 0.0015056895;

```

```

float b1_PLL = 0.0015056895;
float a1_PLL = -0.99698862;
float b0_PI_PLL = 0.10002;           // Filtro do PLL: Fcorte = 12 Hz; Método Tustin
float b1_PI_PLL = -0.09998;
float a1_PI_PLL = -1;

float wpll_ant1 = 0;                  // Frequência angular anterior do PLL
float filtroin_ant1 = 0;              // Entrada anterior do filtro
float filtroout_ant1 = 0;             // Saída anterior do filtro
float Vactual_REDE_PLL = 0;          // Tensão atual da Rede para o PLL
int saida_fase = 0;                   // Variável para saída em FASE
int saida_quadatura = 0;             // Variável para saída em Quadratura
int Sincronismo = 0;                 // PLL sincronizado --> 1; PLL não sincronizado --> 0
int contador_sincronismo = 0;        // Contador de interrupções em sincronismo com a rede
int contador_sync_segundo = 0;      // Contador de segundos sincronizados com a rede
int contador_sincronizado = 0;      // Contador de milisegundos sincronizados com a rede
int contador_sincronizado_ms = 0;    // Variável auxiliar para de ms sincronizados
int flag_teste = 0;

int flag_init_pwm = 0;               // inicialização do PWM quando sincronizado

// VARIÁVEIS DO CONTROLE DE CORRENTE
float Pico_I_inversor = 0;           // Definindo o valor da corrente de Pico
int injecao_de_corrente = 0;         // Variável para liberar operação do IPCB
float erro_I_inversor_ant_1 = 0;     // Erro de corrente anterior 1
float erro_I_inversor_ant_2 = 0;     // Erro de corrente anterior 2
float erro_I_inversor = 0;           // Erro atual de corrente
float Iref_REDE = 0;                 // Corrente de referência da Rede

// Ação de controle da parte ressonante (60Hz)
float Acao_I_inversor_ant_1_RES = 0; // Variável de ação ressonante anterior 1
float Acao_I_inversor_ant_2_RES = 0; // Variável de ação ressonante anterior 2
float Acao_I_inversor_RES = 0;       // Variável de ação ressonante atual

// Ação de controle da parte proporcional
float Acao_I_inversor_ant_1_PROP = 0; // Variável de ação proporcional anterior 1
float Acao_I_inversor_ant_2_PROP = 0; // Variável de ação proporcional anterior 2
float Acao_I_inversor_PROP = 0;       // Variável de ação proporcional atual

// Ação de controle do HC 3
float Acao_ant_1_HC_3 = 0;           // Variável de ação HC 3 anterior 1
float Acao_ant_2_HC_3 = 0;           // Variável de ação HC 3 anterior 2
float Acao_HC_3 = 0;                 // Variável de ação HC 3 atual

// Ação de controle do HC 5
float Acao_ant_1_HC_5 = 0;           // Variável de ação HC 5 anterior 1
float Acao_ant_2_HC_5 = 0;           // Variável de ação HC 5 anterior 2
float Acao_HC_5 = 0;                 // Variável de ação HC 5 atual

// Ação de controle do HC 7
float Acao_ant_1_HC_7 = 0;           // Variável de ação HC 7 anterior 1
float Acao_ant_2_HC_7 = 0;           // Variável de ação HC 7 anterior 2
float Acao_HC_7 = 0;                 // Variável de ação HC 7 atual

// Ação resultante
float Acao_I_inversor = 0;           // Variável de ação IPCB
float Acao_I_desacoplada = 0;        // Variável de ação IPCB desacoplada da Rede
float D_inversor = 0;                // Razão cíclica de chaveamento do IPCB
float D_inversor_max = 0.8;          // Razão cíclica máxima de chaveamento do IPCB

```

```

float D_inversor_min = -0.8;          // Razão cíclica mínima de chaveamento do IPCB

// VARIÁVEIS DO CONTROLE DE TENSÃO
float erro_V_inversor_ant_1 = 0;      // Erro anterior 1 de tensão do barramento CC
float erro_V_inversor_ant_2 = 0;      // Erro anterior 2 de tensão do barramento CC
float erro_V_inversor = 0;            // Erro atual de tensão do barramento CC
float V_referencia_link = 400;        // Tensão de referência do barramento CC
float Acao_V_inversor_ant_1 = 0;      // Ação anterior 1 de tensão do barramento CC
float Acao_V_inversor_ant_2 = 0;      // Ação anterior 2 de tensão do barramento CC
float Acao_V_inversor = 0;            // Ação atual de tensão do barramento CC

// RELÓGIO
int contador = 0;                     // Contador de interrupções
int contador_segundo = 0;             // Contador de segundos
int contador_minuto = 0;              // Contador de minutos

// SCANEAMENTO DAS STRINGS FOTOVOLTAICAS
float D_Scan_1 = 0;                  // Variável de escaneamento da String 1
float passo_D_1 = 1e-6;              // Passo de Razão Cíclica do escaneamento da STRING 1
float D_otimo_1 = 0;                 // Razão cíclica ótima da String 1
float V_otimo_1 = 0;                 // Tensão ótima da String 1
float P_otimo_1 = 0;                 // Potência ótima da String 1
float D_Scan_2 = 0;                  // Razão cíclica ótima da String 2
float passo_D_2 = 1e-6;              // Passo de Razão Cíclica do escaneamento da STRING 2
float D_otimo_2 = 0;                 // Razão cíclica ótima da String 2
float V_otimo_2 = 0;                 // Tensão ótima da String 2
float P_otimo_2 = 0;                 // Potência ótima da String 2
int contador_passado = 0;             // Contador de escaneamento
int contador_ms = 0;                 // Contador de ms de escaneamento
int contador_ms_passado = 0;          // Contador de ms de escaneamento passado
int habilita_mppt = 0;               // Habilitando MPPT
float passo_suave = 2.5e-6;          // Passo de incremento e decremento de Razão Cíclica
int descida_suave_mppt1 = 0;         // Descida suave de escanemanto da String 1
int subida_suave_mppt1 = 0;          // Subida suave de escanemanto da String 1
int descida_suave_mppt2 = 0;         // Descida suave de escanemanto da String 2
int subida_suave_mppt2 = 0;          // Subida suave de escanemanto da String 2
float passo_D1_VOC = 2.5e-6;         // Passo para caminho de circuito aberto
int scaneando_1_terminou = 0;        // Flag de final de escanemanto da String 1
int scaneando_2_terminou = 0;        // Flag de final de escanemanto da String 2
int scaneamento_inicial_b1 = 0;     // Flag de escanemanto inicial da String 1
int scaneamento_inicial_b2 = 0;     // Flag de escanemanto inicial da String 2
int scaneando_1 = 0;                 // Flag de escanemanto em andamento na String 1
int scaneando_2 = 0;                 // Flag de escanemanto em andamento na String 2

// CONTROLADORES DO SISTEMA

// PID a 25 kHz, Metodo EULER
float b0_PID = 0.0047694563;
float b1_PID = -0.0093056261;
float b2_PID = 0.0045372051;          // Controle conversores Boost
float a1_PID = -1.4537205;
float a2_PID = 0.45372051;

// *****

// INVERSOR

// PI DO PLL a 25 kHz
float kp_pll = 0.2;                  // Ganho da parte proporcional (0.2)
float ki_pll = 2;                    // Ganho da parte integral (2)

```

```

// PROPORCIONAL RESSONANTE TIPO 2 (CORRENTE) DO IPCB A 25 kHz, Metodo TUSTIN
float b0_Ki = 0.01199452;
float b1_Ki = 0;
float b2_Ki = -0.01199452;
float a1_Ki = -1.9989731;    // ki = 30; wc = 10;
float a2_Ki = 0.99920037;

float b0_Kp = 0.7;
float b1_Kp = 0.7;    // Kp = 0.7
float a1_Kp = 1;

// CORRETOR DE HARMÔNICOS DE ORDEM 3 IPCB A 25 kHz, Metodo TUSTIN
float b0_HC_3 = 0.0031978522;
float b1_HC_3 = 0;
float b2_HC_3 = -0.0031978522;    // ki = 20; wc = 4;
float a1_HC_3 = -1.997635;
float a2_HC_3 = 0.99968021;

// CORRETOR DE HARMÔNICOS DE ORDEM 5 IPCB A 25 kHz, Metodo TUSTIN
float b0_HC_5 = 0.0031949481;
float b1_HC_5 = 0;
float b2_HC_5 = -0.0031949481;    // ki = 20; wc = 4;
float a1_HC_5 = -1.9940046;
float a2_HC_5 = 0.99968051;

// CORRETOR DE HARMÔNICOS DE ORDEM 7 IPCB A 25 kHz, Metodo TUSTIN
float b0_HC_7 = 0.0031906018;
float b1_HC_7 = 0;
float b2_HC_7 = -0.0031906018;    // ki = 20; wc = 4;
float a1_HC_7 = -1.9885713;
float a2_HC_7 = 0.99968094;

// CONTROLADOR DE TENSÃO - PROPORCIONAL INTEGRAL
float b0_PI_V = 0.10002;
float b1_PI_V = -0.09998;    // K = 0.1; T = 0.1;
float a1_PI_V = -1;

// PID PARA PRE CARGA DO CAPACITOR A 25 kHz, Metodo TUSTIN
float b0_pre_carga = 0.020002;
float b1_pre_carga = -0.019998;    // K = 0.02; T = 0.2;
float a1_pre_carga = -1;

// CÁLCULOS DE GRANDEZAS FÍSICAS DO INVERSOR

// Valor RMS da tensão da rede
float V_auxiliar = 0;    // Variável auxiliar para tensão da Rede
float V_pico_rede = 0;    // Tensão de pico da Rede
float V_RMS_rede = 0;    // Tensão RMS da Rede
float V_anterior_rede = 0;    // Tensão anterior da Rede
int flag_V_rms_rede = 0;    // Flag de tensão
int semiciclo_negativo_rede = 0;    // Identificação de semiciclo negativo
int semiciclo_positivo_rede = 0;    // Identificação de semiciclo positivo

// Valor RMS da tensão do Capacitor de Filtro
float V_auxiliar_filtro = 0;    // Variável auxiliar para tensão do filtro LCL
float V_pico_filtro = 0;    // Tensão de pico de CF
float V_RMS_filtro = 0;    // Tensão RMS de CF
float V_anterior_filtro = 0;    // Tensão anterior de CF
int flag_V_rms_filtro = 0;    // Flag de tensão CF

```

```

int semiciclo_negativo_filtro = 0; // Identificação de semiciclo negativo
int semiciclo_positivo_filtro = 0; // Identificação de semiciclo positivo

// Valor RMS da corrente injetada na Rede Elétrica
float I_auxiliar_rede = 0; // Variável auxiliar para corrente na Rede
float I_pico_rede = 0; // Corrente de pico na Rede
float I_RMS_rede = 0; // Corrente RMS na Rede
float I_anterior_rede = 0; // Corrente anterior na Rede
int flag_I_rms_rede = 0; // Flag de corrente na Rede
int semiciclo_negativo_i_rede = 0; // Identificação de semiciclo negativo
int semiciclo_positivo_i_rede = 0; // Identificação de semiciclo positivo

#####FINAL DA DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS GLOBAIS#####

interrupt void Task() // Execução da função de interrupção do sistema
{
    // Definições do PSIM
    DefaultType fADC, fZOH_V1, fADC_1, fZOH15, fADC_2, fZOH16, fADC_3, fZOH17, fADC_8,
fZOH_IG;
    DefaultType fADC_9, fZOH_VG, fADC_10, fZOH_VFILTRO, fADC_11, fZOH_VLINK, fCCS, fCCS_1;
    DefaultType fCCS_2, fCCS_3, fCCS_4, fCCS_5, fCCS_6, fCCS_7, fCCS_8;

    PS_EnableIntr(); // Habilita interrupções

    fADC = PS_GetDcAdc(0); // Aquisição do canal 0 do ADC
    fADC_1 = PS_GetDcAdc(1); // Aquisição do canal 1 do ADC
    fADC_2 = PS_GetDcAdc(2); // Aquisição do canal 2 do ADC
    fADC_3 = PS_GetDcAdc(3); // Aquisição do canal 3 do ADC
    fADC_8 = PS_GetDcAdc(8); // Aquisição do canal 8 do ADC
    fADC_9 = PS_GetDcAdc(9); // Aquisição do canal 9 do ADC
    fADC_10 = PS_GetDcAdc(10); // Aquisição do canal 10 do ADC
    fADC_11 = PS_GetDcAdc(11); // Aquisição do canal 11 do ADC

    // Salvando os valores adquiridos
    fZOH_V1 = fADC;
    fZOH15 = fADC_1;
    fZOH16 = fADC_2;
    fZOH17 = fADC_3;
    fZOH_IG = fADC_8;
    fZOH_VG = fADC_9;
    fZOH_VFILTRO = fADC_10;
    fZOH_VLINK = fADC_11;

}

##### AQUISIÇÕES#####
if (Liga_Aquisicao == 0) // Enquanto não for 1 tem-se atualização dos offsets
{
    offset_V1 = fZOH_V1; // Definição do Offset de tensão do Boost 1
    offset_I1 = fZOH15; // Definição do Offset de corrente do Boost 1
    offset_V2 = fZOH16; // Definição do Offset de tensão do Boost 2
    offset_I2 = fZOH17; // Definição do Offset de corrente do Boost 2
    offset_IREDE = fZOH_IG; // Definição do Offset de corrente da Rede
    offset_VREDE = fZOH_VG; // Definição do Offset de tensão da Rede
    offset_VFILTRO = fZOH_VFILTRO; // Definição do Offset de tensão do Filtro
    offset_VLINK = fZOH_VLINK; // Definição do Offset de tensão do Barramento
}

Vanterior1 = Vatuall1; // Atualização da tensão do Boost 1 para IGMPTT

```



```

Ianterior1 = Iatual1; // Atualização da corrente do Boost 1 para IGMPTT
Vanterior2 = Vatual2; // Atualização da tensão do Boost 2 para IGMPTT
Ianterior2 = Iatual2; // Atualização da corrente do Boost 2 para IGMPTT

Vatual1 = (fZOH_V1 - offset_V1)*K_V1; // Cálculo do valor real de tensão no Boost 1
Iatual1 = (fZOH_I1 - offset_I1)*K_I1; // Cálculo do valor real de corrente no Boost 1
Vatual2 = (fZOH_V2 - offset_V2)*K_V2; // Cálculo do valor real de tensão no Boost 2
Iatual2 = (fZOH_I2 - offset_I2)*K_I2; // Cálculo do valor real de corrente no Boost 2

Iatual_REDE = (fZOH_IG - offset_I_REDE)* K_I_REDE; // Cálculo do valor real de corrente na
Rede
Vatual_REDE =(fZOH_VG - offset_V_REDE)*K_V_REDE; // Cálculo do valor real de tensão na
Rede
Vatual_FILTRO = (fZOH_VFILTRO - offset_VFILTRO)* K_VFILTRO; // Cálculo do valor real de
tensão no Filtro
Vatual_LINK = (fZOH_VLINK - offset_VLINK)* K_VLINK; // Cálculo do valor real de tensão no
Barramento CC

// ##### PRÉ CARGA DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC (C_BAR) ##### //

if (Pre_Carga_Link == 1 && Sincronismo == 1) // Condições para Pré-Carga do barramento CC
{
    start_inversor = 1; // Inicialização do IPCB
    controle_pre_carga = 1; // Período de carga do capacitor de 180 V para 400 V

    if (Vatual_LINK >= 400)
    {
        // Abre o contator de pré-carga do barramento
        Pre_Carga_Link = 0; // Inabilita entrada na próxima interrupção
        Capacitor_Carregado = 1; // Capacitor carregado com 400V
        controle_pre_carga = 0; // Desabilita controle de pre carga
    }

    if ( Vatual_LINK >= 370 && Capacitor_Carregado == 0) // Fechando relé de pré-carga
    {
        rele_pre_carga_link = 0; // Ativo baixo
    }
}

if (Capacitor_Carregado == 1 && parada_contador_pre_carga == 0) // Contagem para liberação
do estágio de CC - CC de
entrada
{
    contador_startboost = contador_startboost + 1; // Incremento no contador
}

if ((Capacitor_Carregado == 1) && (Sincronismo == 1) && (flag_iniciar == 0) &&
(contador_startboost == 25000)) // Condições para fechar contator
{
    rele_pre_carga_link = 0; // Ativo baixo
}

if ((Capacitor_Carregado == 1) && (Sincronismo == 1) && (flag_iniciar == 0) &&
(contador_startboost == 75000)) // Iniciar chaveamento nos conversores Boosts
{
    start_boost = 1; // Início de operação do estágio de entrada
}

```



```

        flag_iniciar = 1;           // Flag de verificação
        contador_startboost == 0; // Reiniciando variável para novo processo
    }

    if (contador_startboost == 125000) // Parada na contagem de interrupções
    {
        parada_contador_pre_carga = 1;
    }

// ##### INICIAR PWM QUANDO AUTORIZADO PELO OPERADOR ##### //

    if (start_boost == 1 && flag_pwm_ativo == 0) // Condições
    {
        PS_StartPwm(1);           // Liberação do PWM 1 - Boost 1
        PS_StartPwm(2);           // Liberação do PWM 2 - Boost 2
        flag_pwm_ativo = 1;        // Flag de auxílio
        rele_boost2 = 0;           // Fechamento do contator do Boost 2 (ativo baixo)
        rele_boost1 = 0;           // Fechamento do contator do Boost 1 (ativo baixo)
        scaneamento_inicial_b1 = 1; // Liberação do escaneamento Inicial no Boost 1
        scaneamento_inicial_b2 = 1; // Liberação do escaneamento Inicial no Boost 2
    }

// ##### IMPLEMENTAÇÃO DO RELÓGIO ##### //
    contador = contador + 1; // Contador de interrupções

    if (contador - contador_passado == 25) // Contagem de milisegundos
    {
        contador_ms = contador_ms + 1;

        contador_passado = contador;
    }

    if (contador == 25000) // Valor necessário para dar 1 segundo
    {
        contador_segundo = contador_segundo + 1;
        contador_ms = 0;
        contador_ms_passado = 0;
        contador_passado = 0;
        contador = 0;
        contador_10_Hz = 0;
    }

    if (contador_segundo == 60) // Zerando o contador de segundo e incrementado o de minutos
    {
        contador_minuto = contador_minuto + 1;
        contador_segundo = 0;
        contador_ms = 0;
    }

    if (start_boost == 1) // Somente habilita o MPPT após barramento carregar
    {
        if (contador - contador_10_Hz == 2500) // Garantia de execução do MPPT em 50 Hz
        {
            habilita_mppt_1 = 1;
            habilita_mppt_2 = 1;
            contador_10_Hz = contador;
        }
    }

```

```
// #####CÁLCULO DO VALOR RMS DA TENSÃO DA REDE#####

V_auxiliar = V_atual_REDE; // Salvando variável de tensão da Rede

if (V_auxiliar < 0) // Semiciclo Negativo
{
    semiciclo_negativo_rede = 1;
    semiciclo_positivo_rede = 0;
    V_anterior_rede = 0;
    flag_V_rms_rede = 0;
}

if (V_auxiliar >= 0) // Semiciclo Positivo
{
    semiciclo_positivo_rede = 1;
    semiciclo_negativo_rede = 0;
}

if (semiciclo_positivo_rede == 1) // Utilização apenas do semiciclo positivo
{
    if (V_auxiliar < V_anterior_rede)
    {
        if(flag_V_rms_rede == 0)
        {
            V_pico_rede = V_anterior_rede;
            V_RMS_rede = V_pico_rede / (sqrt(2)); // Pico por raiz de 2
            flag_V_rms_rede = 1;
        }
    }

    V_anterior_rede = V_auxiliar; // Atualização da variável de saída
}

// #####CÁLCULO DO VALOR RMS DA TENSÃO DO CAPACITOR DE FILTRO#####

V_auxiliar_filtro = V_atual_FILTRO; // Salvando variável de tensão no CF

if (V_auxiliar_filtro < 0) // Semiciclo Negativo
{
    semiciclo_negativo_filtro = 1;
    semiciclo_positivo_filtro = 0;
    V_anterior_filtro = 0;
    flag_V_rms_filtro = 0;
}

if (V_auxiliar_filtro >= 0) // Semiciclo Positivo
{
    semiciclo_positivo_filtro = 1;
    semiciclo_negativo_filtro = 0;
}

if (semiciclo_positivo_filtro == 1) // Utilização de apenas o semiciclo positivo
{
    if (V_auxiliar_filtro < V_anterior_filtro)
    {
        if(flag_V_rms_filtro == 0)
        {
            V_pico_filtro = V_anterior_filtro;

```

```

        V_RMS_filtro = V_pico_filtro / (sqrt(2)); // Pico por raiz de 2
        flag_V_rms_filtro = 1;
    }
}

V_anterior_filtro = V_auxiliar_filtro; // Atualização da variável de saída
}

// #####CÁLCULO DO VALOR RMS DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA#####

I_auxiliar_rede = I_atual_REDE; // Salvando variável de corrente na Rede

if (I_auxiliar_rede < 0)    // Semiciclo Negativo
{
    semiciclo_negativo_i_rede = 1;
    semiciclo_positivo_i_rede = 0;
    I_anterior_rede = 0;
    flag_I_rms_rede = 0;
}

if (I_auxiliar_rede >= 0)    // Semiciclo Positivo
{
    semiciclo_positivo_i_rede = 1;
    semiciclo_negativo_i_rede = 0;
}

if (semiciclo_positivo_i_rede == 1) // Utilização de apenas o semiciclo positivo
{
    if (I_auxiliar_rede < I_anterior_rede)
    {
        if(flag_I_rms_rede == 0)
        {
            I_pico_rede = I_anterior_rede;
            I_RMS_rede = (I_pico_rede) / (sqrt(2)); // Pico por raiz de 2
            flag_I_rms_rede = 1;
        }
    }

    I_anterior_rede = I_auxiliar_rede; // Atualização da variável de saída
}

if (PROTECAO == 0) // Garantia que está tudo certo com o sistema
{
    //##### MPPT Boost 1 #####

    //_____SCANEAMENTO BOOST 1_____//

    if (start_boost == 1)
    {
        if (((contador_minuto == 2) && (scaneando_1 == 0) && (scaneando_1_terminou == 0))
|| ((scaneamento_inicial_b1 == 1) && (scaneando_1 == 0)))
        {
            if(scaneamento_inicial_b1 == 0) // Começo da Descida Suave
            {
                D1 = D1 - passo_suave;
                D_chave1 = 1 - D1;
                descida_suave_mppt1 = 1;
            }
        }
    }
}

```

```

    if ((D1 <= 0.1) || (scaneamento_inicial_b1 == 1))
    {
        scaneando_1 = 1;
        D_Scan_1 = 0.1;
        D1 = D_Scan_1;
        D_chave1 = 1 - D1;
        P_otimo_1 = 0;
        descida_suave_mppt1 = 0;
        scaneamento_inicial_b1 = 0;
    }

}

if (scaneando_1 == 1)
{
    Panterior1 = Patual1;
    D_Scan_1 = D_Scan_1 + passo_D_1;
    D1 = D_Scan_1;
    D_chave1 = 1 - D1;
    Patual1 = (Vatual1*Iatual1);

    if ((Patual1 >= Panterior1) && (Patual1 > P_otimo_1))
    {
        D_otimo_1 = D_Scan_1;
        V_otimo_1 = Vatual1;
        P_otimo_1 = Patual1;
    }

    if (D_Scan_1 >= Dmax) // Começo da Subida Suave
    {
        scaneando_1 = 0;
        scaneamento_inicial_b1 = 0;
        descida_suave_mppt1 = 0;
        subida_suave_mppt1 = 1;
        D1 = Dmax;
        D_chave1 = 1 - D1;
        Vref1 = V_otimo_1;
    }

}

if (subida_suave_mppt1 == 1)
{
    D1 = D1 - passo_suave;
    D_chave1 = 1 - D1;

    if (D1 <= D_otimo_1)
    {
        D1 = D_otimo_1;
        D_chave1 = 1 - D1;
        scaneando_1_terminou = 1;
        subida_suave_mppt1 = 0;
        descida_suave_mppt1 = 0;
        scaneamento_inicial_b1 = 0;
        scaneando_1 = 0;
    }

}

}

```

```
//_____P&O BOOST 1_____//

if (scaneando_1 == 0 && descida_suave_mppt1 == 0 && subida_suave_mppt1 == 0 && start_boost
== 1 && scaneamento_inicial_b1 == 0)
{
    if (habilita_mppt_1 == 1) // Isto garante execução do mppt em 50 Hz
    {
        Patual1 = Vatural1*Iatural1;
        deltaV1 = Vatural1 - Vanterior1;
        deltaP1 = Patual1 - Panterior1;

        if (deltaP1 != 0)
        {
            if (deltaP1 <= 0 && deltaV1<=0)
                Vref1 = Vref1 + incV1;

            if (deltaP1 < 0 && deltaV1>0)
                Vref1 = Vref1 - incV1;

            if (deltaP1 >= 0 && deltaV1<=0)
                Vref1 = Vref1 - incV1;

            if (deltaP1 > 0 && deltaV1>0)
                Vref1 = Vref1 + incV1;

            if (Vref1 >= Vmax_mppt1)
                Vref1 = Vmax_mppt1;

            if (Vref1 <= 0)
                Vref1 = 0;
        }

        Vanterior1 = Vatural1;
        Panterior1 = Patual1;
        habilita_mppt_1 = 0;
    }
}

//##### MPPT Boost 2 #####

//_____SCANEAMENTO BOOST 2_____//

if (start_boost == 1)
{
    if (((contador_minuto == 1) && (scaneando_2 == 0) && (scaneando_2_terminou == 0))
|| ((scaneamento_inicial_b2 == 1) && (scaneando_2 == 0)))
    {
        if(scaneamento_inicial_b2 == 0)
        {
            D2 = D2 - passo_suave; // Diminuindo D até VOC
            D_chave2 = 1 - D2;
            descida_suave_mppt2 = 1;
        }

        if ((D2 <= 0.1) || (scaneamento_inicial_b2 == 1))
        {
            scaneando_2 = 1;
            D_Scan_2 = 0.1;
            D2 = D_Scan_2;
            D_chave2 = 1 - D2;
        }
    }
}
```

```

        P_otimo_2 = 0;
    }
}

if (scaneando_2 == 1)
{
    Panterior2 = Patual2;
    D_Scan_2 = D_Scan_2 + passo_D_2;
    D2 = D_Scan_2;
    D_chave2 = 1 - D2;
    Patual2 = (Vatual2*Iatual2);

    if ((Patual2 >= Panterior2) && (Patual2 > P_otimo_2))
    {
        D_otimo_2 = D_Scan_2;
        V_otimo_2 = Vatual2;
        P_otimo_2 = Patual2;
    }

    if (D_Scan_2 >= Dmax_2)
    {
        scaneando_2 = 0;
        descida_suave_mppt2 = 0;
        scaneamento_inicial_b2 = 0;
        subida_suave_mppt2 = 1;
        D2 = Dmax_2;
        D_chave2 = 1 - D2;
        Vref2 = V_otimo_2;
    }
}

if (subida_suave_mppt2 == 1)
{
    D2 = D2 - passo_suave;
    D_chave2 = 1 - D2;

    if (D2 <= D_otimo_2)
    {
        D2 = D_otimo_2;
        D_chave2 = 1 - D2;
        scaneando_2_terminou = 1;
        subida_suave_mppt2 = 0;
        descida_suave_mppt2 = 0;
        scaneamento_inicial_b2 = 0;
        scaneando_2 = 0;
    }
}

}

if (scaneando_1_terminou == 1 && scaneando_2_terminou == 1) // Permissão para zerar o
contador de minuto após os 2 scans
{
    contador_minuto = 0;
    contador_segundo = 0;
    scaneando_1_terminou = 0;
    scaneando_2_terminou = 0;
}

//_____P&O BOOST 2_____//

```

```

    if (scaneando_2 == 0 && start_boost == 1 && scaneamento_inicial_b2 == 0 &&
descida_suave_mppt2 == 0 && subida_suave_mppt2 == 0) //
    {
        if (habilita_mppt_2 == 1) // Isto garante execução do mppt em 50 Hz
        {
            Patual2 = Vatural2*Iatural2;
            deltaV2 = Vatural2 - Vanterior2;
            deltaP2 = Patual2 - Panterior2;

            if (deltaP2 != 0)
            {
                if (deltaP2 <= 0 && deltaV2<=0)
                    Vref2 = Vref2 + incV2;

                if (deltaP2 < 0 && deltaV2>0)
                    Vref2 = Vref2 - incV2;

                if (deltaP2 >= 0 && deltaV2<=0)
                    Vref2 = Vref2 - incV2;

                if (deltaP2 > 0 && deltaV2>0)
                    Vref2 = Vref2 + incV2;

                if (Vref2 >= Vmax_mppt2)
                    Vref2 = Vmax_mppt2;

                if (Vref2 <= 0)
                    Vref2 = 0;

            }

            Vanterior2 = Vatural2;
            Panterior2 = Patual2;
            habilita_mppt_2 = 0;
        }
    }

    //#####INÍCIO CONTROLADOR#####

    // Boost 1

    if (scaneando_1 == 0 && descida_suave_mppt1 == 0 && subida_suave_mppt1 == 0 && start_boost
== 1 && scaneamento_inicial_b1 == 0)
    {
        erro1_ant2 = erro1_ant1;
        erro1_ant1 = erro1;
        erro1 = Vatural1 - Vref1;
        D1_ant2 = D1_ant1;
        D1_ant1 = D1;

        D1 = -a2_PID*D1_ant2 - a1_PID*D1_ant1 + b0_PID*erro1 + b1_PID*erro1_ant1 +
b2_PID*erro1_ant2;

        if (D1 >= Dmax)
        {
            D1 = Dmax;
        }
    }

```

```

        if (D1 <= 0)
        {
            D1 = 0; // A lógica da placa de conversão inverte o status para chave
aberta
        }

        D_chave1 = 1 - D1;
    }

    //Boost 2

    if (scaneando_2 == 0 && descida_suave_mppt2 == 0 && subida_suave_mppt2 == 0 && start_boost
== 1 && scaneamento_inicial_b2 == 0)
    {
        erro2_ant2 = erro2_ant1;
        erro2_ant1 = erro2;
        erro2 = Vactual2 - Vref2;
        D2_ant2 = D2_ant1;
        D2_ant1 = D2;

        D2 = -a2_PID*D2_ant2 - a1_PID*D2_ant1 + b0_PID*erro2 + b1_PID*erro2_ant1 +
b2_PID*erro2_ant2; // 2 ordem

        if (D2 >= Dmax_2)
        {
            D2 = Dmax_2;
        }

        if (D2 <= 0)
        {
            D2 = 0; // A lógica da placa de conversão inverte o status para chave
aberta
        }

        D_chave2 = 1 - D2;
    }

}

}

//##### INVERSOR PONTE COMPLETA BIDIRECIONAL #####

//#####PHASE LOCKED LOOP#####

if (PROTECAO == 0)
{
    // Aquisição da tensão da rede
    Vactual_REDE_PLL = Vactual_REDE;

    // Cálculo da entrada do filtro
    filtroin_ant1 = filtroin;
    filtroin = (Vactual_REDE_PLL*yq);
    filtroout_ant1 = filtroout;

    // Aplicação do FPB
    filtroout = -a1_PLL*filtroout_ant1 + b0_PLL*filtroin + b1_PLL*filtroin_ant1;

    // Parte Integral

```



```

intpll = intpll + ki_pll*filtroout*Ts;

// Limitação evitando saturação do controle
if (intpll > 31.42) // 31.42 rad/s = 5 Hz
{
    intpll = 31.42;
}

if (intpll < -31.42) // -31.42 rad/s = -5 Hz
{
    intpll = -31.42;
}

// Parte Proporcional
proporcional_pll = kp_pll*filtroout;

// Execução do controle
wpll = w0 + intpll + proporcional_pll;

// Frequência em Hertz
fp11 = wpll / 6.2831;

// Obtenção do ângulo theta
theta = theta + wpll*Ts;

// Saída em quadratura
yq = cos (theta);

// Saída em fase
yd = sin (theta);

// Reiniciando a variável theta
if (theta >= 6.2831)
{
    theta = theta - 6.2831;
}

// Verificando o sincronismo através da GPIO 58
if (yd >= 0)
{
    tempo_execucao = 1;
}

else
{
    tempo_execucao = 0;
}

fCCS_8 = tempo_execucao; // Mandando variável para GPIO58

(fCCS_8 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (58 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (58 - 32)); // Estado Alto ou Baixo da variável

// Estabelecendo se o PLL está ou não sincronizado com a Rede Elétrica &&
(V_RMS_rede >= 20)
if ((fp11 >= 59.95) && (fp11 <= 60.05) && (Liga_Aquisicao == 1)) // Condições
{
    // Implementação de um tempo de garantia de sincronismo
    if ((Sincronismo == 0))
    {

```

```

        PS_StopPwm(4); // Parada do PWM 4 - IPCB
        contador_sincronismo = contador_sincronismo + 1; // Contador de
                                                    interrupções

        // Contador de segundos sincronizados
        if (contador_sincronismo == 25000)
        {
            contador_sync_segundo = contador_sync_segundo + 1;
            contador_sincronismo = 0;
        }

        if (contador_sync_segundo == 10 && Liga_Aquisicao == 1) // Sincronismo por
                                                    10 segundos fecha contator da Rede e
                                                    libera aquisição
        {
            rele_rede = 0;           // Fecha contator da Rede (ativo baixo)
            rele_boost1 = 0;         // Garante atuação do boost 1 (ativo baixo)
            rele_boost2 = 0;         // Garante atuação do Boost 2 (ativo baixo)
        }

        if (contador_sync_segundo == 25 ) // Liberação de Operação em Sincronismo
        {
            Sincronismo = 1;
            injecao_de_corrente = 1;
            contador_sincronismo = 0;

            flag_init_pwm = 0;
        }
    }

}

else
{
    PS_StopPwm(4);           // Parada do PWM 4 - IPCB
    Sincronismo = 0;         // Evidência de perda de sincronismo
    injecao_de_corrente = 0; // Parada de operação do IPCB
    contador_sincronismo = 0; // Reset de variável
    contador_sync_segundo = 0; // Reset de variável
    flag_teste = 1;          // Flag de teste
    flag_init_pwm = 0;       // Flag de auxílio
}

}

//##### CONTROLADOR DO INVERSOR PONTE COMPLETA BIDIRECIONAL #####
if (PROTECAO == 0) // Condição de proteção
{
    if (start_inversor == 1) // Condição do operador
    {
        if (Sincronismo == 1) // Condição de sincronismo com a rede elétrica
        {
            if (injecao_de_corrente == 1) // Condição das variáveis do código
            {

                //#####CONTROLE DE TENSÃO#####

                // Atualização dos valores de erro
                erro_V_inversor_ant_2 = erro_V_inversor_ant_1;
                erro_V_inversor_ant_1 = erro_V_inversor;
            }
        }
    }
}

```

```

// Cálculo do erro atual de Tensão
erro_V_inversor = V_atual_LINK - V_referencia_link;

// Atualização dos valores de ação do controle de tensão
Acao_V_inversor_ant_2 = Acao_V_inversor_ant_1;
Acao_V_inversor_ant_1 = Acao_V_inversor;

// Equação de diferenças para o controle de Tensão
if (controle_pre_carga == 0) // Controlador Convencional
{
    Acao_V_inversor = -a1_PI_V*Acao_V_inversor_ant_1 +
b0_PI_V*erro_V_inversor + b1_PI_V*erro_V_inversor_ant_1;
}

if (controle_pre_carga == 1) // Controlador de Pré-Carga
{
    Acao_V_inversor = -a1_pre_carga*Acao_V_inversor_ant_1
+ b0_pre_carga*erro_V_inversor + b1_pre_carga*erro_V_inversor_ant_1;
}

// Atualização do valor de pico a ser injetado na Rede
Elétrica (Ação de controle de Tensão)

Pico_I_inversor = Acao_V_inversor;

#####CONTROLE DE CORRENTE#####

rele_rede = 0; // Redundância para fechar o contator da Rede

// Onda em fase com a rede e pico definido pelo controle de
Tensão
Iref_REDE = Pico_I_inversor*yd;

// Equação de diferenças para o controle de corrente

// Atualização dos valores de erro

erro_I_inversor_ant_2 = erro_I_inversor_ant_1;
erro_I_inversor_ant_1 = erro_I_inversor;

// Erro atual de corrente

erro_I_inversor = Iref_REDE - I_atual_REDE;

// Atualização dos valores de ação do controle da parte
Ressonante
Acao_I_inversor_ant_2_RES = Acao_I_inversor_ant_1_RES;
Acao_I_inversor_ant_1_RES = Acao_I_inversor_RES;

// Atualização dos valores de ação do controle da parte
Proporcional
Acao_I_inversor_ant_2_PROP = Acao_I_inversor_ant_1_PROP;
Acao_I_inversor_ant_1_PROP = Acao_I_inversor_PROP;

// Atualização dos valores de ação do controle HC 3

```

```

Acao_ant_2_HC_3 = Acao_ant_1_HC_3;
Acao_ant_1_HC_3 = Acao_HC_3;

// Atualização dos valores de ação do controle HC 5
Acao_ant_2_HC_5 = Acao_ant_1_HC_5;
Acao_ant_1_HC_5 = Acao_HC_5;

// Atualização dos valores de ação do controle HC 7
Acao_ant_2_HC_7 = Acao_ant_1_HC_7;
Acao_ant_1_HC_7 = Acao_HC_7;

// Cálculo do valor de ação do controle de corrente do
inversor
// Parte Integral Ressonante
Acao_I_inversor_RES = -
(a2_Ki*Acao_I_inversor_ant_2_RES) - (a1_Ki*Acao_I_inversor_ant_1_RES) + (b0_Ki*erro_I_inversor) +
(b1_Ki*erro_I_inversor_ant_1) + (b2_Ki*erro_I_inversor_ant_2);

// Parte Proporcional
Acao_I_inversor_PROP = -
(a1_Kp*Acao_I_inversor_ant_1_PROP) + (b0_Kp*erro_I_inversor) + (b1_Kp*erro_I_inversor_ant_1);

// Parte HC 3
Acao_HC_3 = -(a2_HC_3*Acao_ant_2_HC_3) -
(a1_HC_3*Acao_ant_1_HC_3) + (b0_HC_3*erro_I_inversor) + (b1_HC_3*erro_I_inversor_ant_1) +
(b2_HC_3*erro_I_inversor_ant_2);

// Parte HC 5
Acao_HC_5 = -(a2_HC_5*Acao_ant_2_HC_5) -
(a1_HC_5*Acao_ant_1_HC_5) + (b0_HC_5*erro_I_inversor) + (b1_HC_5*erro_I_inversor_ant_1) +
(b2_HC_5*erro_I_inversor_ant_2);

// Parte HC 7
Acao_HC_7 = -(a2_HC_7*Acao_ant_2_HC_7) -
(a1_HC_7*Acao_ant_1_HC_7) + (b0_HC_7*erro_I_inversor) + (b1_HC_7*erro_I_inversor_ant_1) +
(b2_HC_7*erro_I_inversor_ant_2);

// Atualização do valor de ação do controlador P + RES
Acao_I_inversor = Acao_I_inversor_RES +
Acao_I_inversor_PROP + Acao_HC_3 + Acao_HC_5 + Acao_HC_7;

// Desacoplamento com a rede elétrica (REALIMENTAÇÃO
FEED-FORWARD)
Acao_I_desacoplada = Acao_I_inversor + Vactual_REDE;

// Atenuação para projeto de ganho nas dimensões reais
D_inversor = Acao_I_desacoplada*(0.0025); // 1
dividido por 400

// Limitador de razão cíclica
if (D_inversor >= D_inversor_max)
{
    D_inversor = D_inversor_max;
}

if (D_inversor <= D_inversor_min)
{
    D_inversor = D_inversor_min;
}

```

```

        D_chave_inversor = D_inversor;

        // Inicialização do chaveamento na primeira
        // interrupção com sincronismo
        if (flag_init_pwm == 0)
        {
            PS_StartPwm(4);    // Habilita PWM 4 - IPCB
            flag_init_pwm = 1;  // Flag de auxílio
        }

    }

}

else // Perda de sincronismo com a Rede Elétrica
{
    injecao_de_corrente = 0; // Desabilita a injeção de corrente
                           // na rede elétrica

    Sincronismo = 0;
    PS_StopPwm(4);          // Desabilita PWM 4 - IPCB
}

}

}

//##### PROTEÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO BIDIRECIONAL CONECTADO A REDE #####
//
// Proteção do BOOST MULTISTRING

if ((Iatual1 >= Imax) && (Capacitor_Carregado == 1)) // Condição de Sobrecorrente Boost 1
{
    PROTECAO = 1; // Ativa Proteção
}

if ((Iatual2 >= Imax) && (Capacitor_Carregado == 1)) // Condição de Sobrecorrente Boost 1
{
    contador_protecao_I_b2 = contador_protecao_I_b2 + 1;

    if (contador_protecao_I_b2 >= 5) // Evita que ruídos acionem a proteção
    {
        PROTECAO = 1; // Ativa Proteção
        contador_protecao_I_b2 = 0;
    }

}

else
{
    if (contador_protecao_I_b2 > 0) // Evita que ruídos acionem a proteção
    {
        contador_protecao_I_b2 = contador_protecao_I_b2 - 1;
    }

}

```

```
//
// Proteção do FULL-BRIDGE BIDIRECIONAL

// Implementação da Parada Auxiliar para efetuação de testes no protótipo

if (parada_auxiliar == 1)
{
    PS_StopPwm(4);           // Desabilita PWM 4 - IPCB
    rele_rede = 1;           // Abre contator da Rede
    Sincronismo = 0;         // Reinicia sistema de sincronismo
    injecao_de_corrente = 0; // Para a atuação do IPCB
}

// Proteção contra sobrecorrente na rede (curto-circuito)

if (Iatual_REDE >= Imax_inversor) // Condição de Sobrecorrente no IPCB
{
    contador_protecao_I_rede = contador_protecao_I_rede + 1;

    if (contador_protecao_I_rede >= 5) // Evita que ruídos acionem a proteção
    {
        PROTECAO = 1;           // Ativa Proteção
        Protecao_IREDE = 1;
        contador_protecao_I_rede = 0;
    }
}

else
{
    if (contador_protecao_I_rede > 0) // Evita que ruídos acionem a proteção
    {
        contador_protecao_I_rede = contador_protecao_I_rede - 1;
    }
}

// Proteção contra sobretensão no Barramento CC

if (Vatual_LINK >= Vmax_LINK) // Condição de Sobretensão no IPCB
{
    contador_protecao_V_link = contador_protecao_V_link + 1;

    if (contador_protecao_V_link >= 5) // Evita que ruídos acionem a proteção
    {
        PROTECAO = 1;           // Ativa Proteção
        contador_protecao_V_link = 0;
    }
}

else
{
    if (contador_protecao_V_link > 0) // Evita que ruídos acionem a proteção
    {
        contador_protecao_V_link = contador_protecao_V_link - 1;
    }
}
}
```

```

// Proteção contra sobretensão no capacitor do Filtro LCL

// if (Vatual_FILTRO >= Vmax_FILTRO) //DESCOMENTAR QUANDO RETORNAR A PROTEÇÃO DO CAPACITOR DO
// FILTRO
// {
//     PROTECAO = 1;
//
//     Protecao_VFILTRO = 1;
//
//     rele_pre_carga_link = 0;
//
// }

if (PROTECAO == 1) // Caso ocorra algum problema de Proteção
{
    PS_StopPwm(4); // Parada do PWM 4 - IPCB
    PS_StopPwm(1); // Parada do PWM 1 - Boost 1
    PS_StopPwm(2); // Parada do PWM 2 - Boost 2

    // Abertura dos Contatores
    rele_boost1 = 1;
    rele_boost2 = 1;
    rele_pre_carga_link = 1;
    rele_carga_link = 1;
    rele_rede = 1;
    injecao_de_corrente = 0;

    Sincronismo = 0; // Reinicia sincronismo
    Liga_Aquisicao = 0; // Desliga sistema de aquisição
    start_inversor = 0; // Interrompe ação do IPCB
    start_boost = 0; // Interrompe ação dos conversores Boost
}

fCCS = D_chave1; // Saída de razão cíclica do Boost 1
fCCS_1 = D_chave2; // Saída de razão cíclica do Boost 2
fCCS_2 = rele_boost1; // Saída para contator do Boost 1
fCCS_3 = rele_boost2; // Saída para contator do Boost 2
fCCS_4 = rele_pre_carga_link; // Saída para contator de Pré-Carga
fCCS_5 = rele_carga_link; // Saída para contator de Carga CC
fCCS_6 = rele_rede; // Saída para contator da Rede
fCCS_7 = D_chave_inversor; // Saída de razão cíclica do IPCB

//tempo_execucao = 0;

//fCCS_8 = tempo_execucao;
}

PS_SetPwm1Rate(fCCS); // Definição da razão cíclica para o PWM 1 - Boost 1
PS_SetPwm2Rate(fCCS_1); // Definição da razão cíclica para o PWM 2 - Boost 2
PS_SetPwm4Rate(fCCS_7); // Definição da razão cíclica para o PWM 4 - IPCB

// Definição das saídas para os contatores
(fCCS_2 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitC((Uint32)1 << (87 - 64)) :
PS_SetDigitOutBitC((Uint32)1 << (87 - 64));
(fCCS_3 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 30) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 <<
30);
(fCCS_4 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 20) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 <<
20);

```

```

24);
(fCCS_6 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitA((Uint32)1 << 10) : PS_SetDigitOutBitA((Uint32)1 <<
10);
//(fCCS_8 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (58 - 32)) :
PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (58 - 32));
PS_ExitPwm1General();
}

void Initialize(void) // Função de inicialização do DSP 28335
{
    // Inicialização do Sistema
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);

    // Inicialização dos PWM 1, 2 e 4
    PS_InitPwm(1, 0, 25000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 34308); // pwnNo, waveType, frequency,
    deadtime, outtype, 34308
    PS_SetPwmPeakOffset(1, 1, 0, 1.0/1);
    PS_SetPwmIntrType(1, ePwmIntrAdc, 1, 0);
    PS_SetPwmVector(1, ePwmIntrAdc, Task);
    PS_SetPwm1Rate(0);
    PS_StopPwm(1);

    PS_InitPwm(2, 0, 25000*1, 0*1e6, PWM_TWO_OUT, 34308); // pwnNo, waveType, frequency,
    deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(2, 1, 0, 1.0/1);
    PS_SetPwmIntrType(2, ePwmNoAdc, 1, 0);
    PS_SetPwm2Rate(0);
    PS_StopPwm(2);

    PS_InitPwm(4, 1, 25000*1, (700e-9)*1e6, PWM_TWO_OUT, 42497); // pwnNo, waveType,
    frequency, deadtime, outtype 42497 34308
    PS_SetPwmPeakOffset(4, 2, (-1), 1.0/2);
    PS_SetPwmIntrType(4, ePwmNoAdc, 1, 0);
    PS_SetPwm4Rate(0);
    PS_StopPwm(4);

    // Inicialização do sistema de aquisição de dados
    PS_ResetAdcConvSeq();
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 0, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 1, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 2, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 3, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 8, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 9, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 10, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 11, 1.0);
    PS_AdcInit(1, !2);

    // Configuração de saída digitais do DSP
    PS_InitDigitOut(87);
    PS_InitDigitOut(30);
    PS_InitDigitOut(20);
    PS_InitDigitOut(24);
    PS_InitDigitOut(10);
    PS_InitDigitOut(58);

    PS_StartStopPwmClock(1);

```




```
}  
  
void main()    // Função de comando principal (Loop infinito - sem ação)  
{  
    Initialize();  
    PS_EnableIntr();    // Enable Global interrupt INTM  
    PS_EnableDbgm();  
    for (;;) {  
        }  
}
```



APÊNDICE B – CÓDIGO DE CÁLCULO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA INDIVIDUAL E TOTAL DE CORRENTE POR MEIO DO MATLAB

```
clc;
close all;
H = 25;

%% Canal 1
load H1;
tempo = H1(:,1);
corrente = H1(:,2);

f = 60;
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = 0.1558;
T = 1/f; %periodo
W = 2*pi*f;

%% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial
%%
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));
%%                                     %%                                     %%

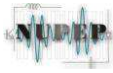
%% Cálculo THD

%Coef. a0 (SÉRIE DE FOURIER)
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf)); % trapz - integração trapezoidal

%Coefs. an e bn para n > 0 (SÉRIE DE FOURIER)
a = []; % declaração de vetor;
b = []; % declaração de vetor;
n=1;
while n<=H % trapz - integração trapezoidal; Cálculo dos termos a1,
a3...
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));
    n=n+2;

end

An = sqrt(a.^2 + b.^2); % cálculo de amplitude ponto a ponto
An_percentagem1 = (An(2:H)*100)/An(1); %cálculo percentual de 3°, 5°,
etc
```



```
An_norma = [0 4 0 4 0 4 0 4 0 2 0 2 0 2 0 1.5 0 1.5 0 1.5 0 0.6 0 0.6];
% IEEE 1547
Fin = (-atan(b/a) + pi/2 ) * 180/pi; %+pi/2 para passar para seno e em
graus
disp(' ');
disp('THD Canal 1: ');
thd1 = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2))/An(1)*100

%Gráfico do Espectro de Frequencia %
figure, subplot(2,1,1), bar(An)
figure
bar(An_percentagem1, 1.3); % constrói gráfico de barras
hold on; % mantém as propriedades para o próximo grafico
bar(An_norma, 'r'); % constrói gráfico de barras
legend('Full-Bridge Bidirecional', 'IEEE STD 1547/2008')
title('Espectro de Frequencia da Ação Inversora')
ylabel('Análise Harmônica em relação à Fundamental [%]')
axis([0 25 0 6])

T1 = num2str(thd1);
T1 = strcat('DHT INVERSOR = ', T1);
text(length(An_percentagem1)/2, max(An_percentagem1), T1);

figure
plot(onda(xi:xf))
title('Onda do THD Canal 1')
grid on

%% Canal 2
load H2;
tempo = H2(:,1);
corrente = H2(:,2);
t = tempo;
onda = corrente;
t1 = 0.605;
W = 2*pi*f;

%% Rotina para encontrar os pontos t1 e t1+T a partir do tempo inicial
%%%
x = find(t <= t1);
xi = x(length(x));

t1 = t1+T;
x = find(t <= t1);
xf = x(length(x));
%%%                                     %%%

%% Cálculo THD

%Coef. a0
a0 = 2/T*trapz(t(xi:xf), onda(xi:xf));

%Coefs. an e bn para n > 0
```





```
a = [];  
b = [];  
n=1;  
while n<=H  
    a(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*cos(n*2*pi*f*t(xi:xf)));  
    b(n) = 2/T*trapz(t(xi:xf),onda(xi:xf).*sin(n*2*pi*f*t(xi:xf)));  
    n=n+2;  
end  
  
An = sqrt(a.^2 + b.^2);  
An_percentagem2 = (An(2:H)*100)/An(1);  
An_norma = [0 14.4 0 7.1 0 4.8 0 2.5 0 2.1 0 1.3 0 0.94 0 0.82 0 0.74  
0 0.67 0 0.61 0 0.56]; %3-2  
%An_norma = [0 21.6 0 10.7 0 7.2 0 3.8 0 3.1 0 2 0 0.7 0 1.2 0 1.1 0  
0.6 0 0.9 0 0.8]; % 3-4  
Fin = (-atan(b/a) + pi/2 )*180/pi; %+pi/2 para passar para seno  
disp(' ');  
disp('THD aproximado do Canal 2: ');  
thd2 = sqrt(sum(An(2:length(An)).^2))/An(1)*100  
  
%Espectro de Frequencia %  
%figure,subplot(2,1,1),bar(An)  
figure  
bar(An_percentagem2,1.3);  
hold on;  
bar(An_norma,'r');  
legend('Full-Bridge Bidirecional','Norma IEC 61000-3-2')  
title('Espectro de Frequencia da Ação Retificadora')  
ylabel('Análise Harmônica em relação à Fundamental [%]')  
T2 = num2str(thd2);  
T2 = strcat('DHT RETIFICADOR = ',T2);  
text(length(An_percentagem2)/2,max(An_percentagem2),T2);  
  
figure  
plot(onda(xi:xf))  
title('Onda do THD Canal 2')  
grid on  
  
%% Comparação de Canais  
  
%Espectro de Frequencia %  
%figure,subplot(2,1,1),bar(An)  
figure  
bar(An_percentagem1,1.3);  
hold on;  
bar(An_percentagem2,'r');  
legend('Ação Inversora','Ação Retificadora')  
title('Espectro de Frequência do Inversor Bidirecional')  
ylabel('Análise Harmônica em relação à Fundamental [%]')  
  
T1 = num2str(thd1);  
T1 = strcat('DHT INVERSOR = ',T1);
```



```
text (length (An_percentagem1) / 2, max (An_percentagem1), T1);  
  
T2 = num2str (thd2);  
T2 = strcat ('DHT RETIFICADOR = ', T2);  
text (length (An_percentagem2) / 4, max (An_percentagem2), T2);
```

APÊNDICE C – ATA DA DEFESA DE MUDANÇA DE NÍVEL DA PESQUISA DE MESTRADO PARA DOUTORADO

| | |
|--|---|
|  | <p>UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA Faculdade de Engenharia Elétrica Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica</p> |
| <p>ATA DE EXAME PÚBLICO PARA MUDANÇA DE NÍVEL DO CURSO DE MESTRADO PARA O CURSO DE DOUTORADO</p> | |
| <p>ATA Nº 012 de 16 de junho de 2016.</p> | |
| <p>CANDIDATO: LUCAS PEREIRA PIRES Nº de matrícula: 11512EEL013 CPF: 034.625.721-21 ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA LINHA DE PESQUISA: ELETRÔNICA DE POTÊNCIA</p> | |
| <p>Título do plano de trabalho: <u>Projeto e Desenvolvimento de um Inversor Solar Ponte Completa Bidirecional para Microrredes CC conectadas à rede CA em Baixa Tensão.</u></p> | |
| <p>Em sessão pública realizada na Sala de Defesas da Pós-Graduação – Bloco E, às 09:30 hs, o candidato apresentou o seu plano de trabalho e foi arguida oralmente pela banca, que após deliberação se manifestou <u>FAVORÁVEL</u> à mudança de nível do curso de mestrado para o curso de doutorado, conforme previsto no Art. 12 do Regimento Interno do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFU, aprovado pela Resolução 004/2007 do CONPEP, modificada pela Resolução 004/2010 do CONPEP. Para constar, foi lavrada a presente ata, que vai assinada pelos membros da banca e pelo candidato.</p> | |
| <p>Uberlândia, 16 de junho de 2016.</p> | |
| <p>Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas – Presidente Prof. Dr. Gustavo Brito de Lima Prof. Dr. Antônio de Pádua Finazzi Prof. Dr. João Batista Vieira Junior Prof. Dr. José Carlos de Oliveira Prof. Dr. Gilberto Arantes Carrijo</p> |  |
| <p>Candidato: <u>Lucas Pereira Pires</u></p> | |