



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Modelagem, Projeto e Implementação de um Inversor Monofásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica

André Lage Almeida Dias

João Monlevade, MG
2019

André Lage Almeida Dias

**Modelagem, Projeto e Implementação de um
Inversor Monofásico para Sistema Fotovoltaico
Conectado à Rede Elétrica**

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos

**Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2019**

D541m Dias, André Lage Almeida.
Modelagem, projeto e implementação de um inversor monofásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica [manuscrito] / André Lage Almeida Dias. - 2019.

116f.: il.: color; grafs; tabs.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos.

Monografia (Graduação). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Departamento de Engenharia Elétrica.

2. Conversores de corrente elétrica. 3. Geração de energia fotovoltaica. 4. Energia - fontes alternativas. 5. Rede elétrica. I. Bastos, Renan Fernandes. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU: 621.31

Catálogo: ficha.sisbin@ufop.edu.br



ANEXO IV - ATA DE DEFESA

Aos 2 dias do mês de julho de 2019, às 18 horas, no bloco A deste instituto, foi realizada a defesa de monografia pelo (a) formando (a) André Lage Almeida Dias, sendo a comissão examinadora constituída pelos professores: Renan Fernandes Bastos, Juan Carlos Gavis Manso e Carlos Henrique da Silva.

O (a) candidato (a) apresentou a monografia intitulada: Modelagem, Projeto e Implementação de um Inversor Monofásico para Sistemas Fotovoltáicos Conectado à Rede Elétrica. A comissão examinadora deliberou, por unanimidade, pela Aprovação do (a) candidato(a), com a nota média 30,0, de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo (a) formando(a).

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

Banca Examinadora	Nota
Renan Fernandes Bastos	<u>10,0</u>
Juan Carlos Gavis Manso	<u>10,0</u>
Carlos Henrique da Silva	<u>10,0</u>
Média	<u>30,0</u>

João Monlevade, 02 de julho de 2019.

Renan F. Bastos

Professor(a) Orientador(a)

Professor(a) Coorientador(a)

André Lage Almeida Dias

Carlos Henrique da Silva

Aluno(a)

Professor(a) Convidado(a)

Juan Carlos Gavis M.

Professor(a) Convidado(a)



TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado "Modelagem, Projeto e Implementação de um Inversor Monofásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica" é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 02 de julho de 2019.

Andre Lage Almeida Dias
Nome completo do(a) aluno(a)

Agradecimentos

Agradeço a minha família pelo apoio, carinho e incentivo durante minha jornada de estudos até aqui. Principalmente aos meus pais José Flávio e Aparecida pela educação, exemplo de honestidade e esforços para vencer na vida. Ao meu irmão Maurício e ao meu primo Thalles pelo companheirismo e amizade durante minha adolescência e por fim ao meu tio Adilson e minha falecida avó Maria, pelo acolhimento, carinho, presteza e exemplo de perseverança durante o alicerce da minha formação técnica. De verdade, devo as minhas conquistas, meu caráter como cidadão e a vontade de fazer o que faço a cada um de vocês.

Agradeço os meus amigos pelo incentivo e presença durante os momentos alegres e de descontração vivenciados ao longo dessa extensa e dedicada jornada de estudos. Principalmente ao Júnio e família por terem me ajudado em momentos difíceis durante certa altura da busca deste sonho.

Agradeço aos meus professores desde os anos iniciais até a graduação, todos foram muito importantes. De forma especial, agradeço o orientador professor Renan pela amizade, confiança, paciência e principalmente pelo volume de conhecimentos passados durante a orientação deste trabalho, assim como o projeto de iniciação científica. Agradeço os professores e técnicos administrativos da Universidade Federal de Ouro Preto que contribuíram para a minha formação.

"Creio firmemente em uma lei de compensação. As verdadeiras recompensas são sempre proporcionais ao esforço e aos sacrifícios feitos."

– Nikola Tesla

Resumo

Um inversor é um conversor de potência capaz de transformar sinais de corrente contínua em sinais de corrente alternada. Os inversores que operam nos sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica, são comumente chamados de inversores *on-grid* ou *grid-tie*. Este trabalho trata do estudo e da metodologia necessária para construção de um inversor de tensão monofásico capaz de operar conectado à rede elétrica, com aplicação voltada para sistemas de geração distribuída a partir de fontes alternativas. São abordadas as etapas de projeto e implementação do protótipo. Na etapa de projeto, foi realizada a modelagem matemática dos estágios conversores e elementos passivos, sintonia dos controladores, implementação do algoritmo de controle em linguagem C e por fim a simulação computacional dos circuitos. Já a partir dos testes práticos, foi possível realizar a comparação técnica entre alguns dos resultados simulados e os experimentais. Além do estágio inversor propriamente dito, foi projetado um estágio elevador de tensão (*boost*) para conexão dos módulos fotovoltaicos, assim como a utilização da técnica MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) que aplica o algoritmo P&O (Perturbação e Observação) para rastreamento da máxima potência/rendimento dos painéis fotovoltaicos. O sistema conta ainda com um controlador PLL (*Phase-Locked Loop*) para obtenção do sincronismo com a tensão da rede e com um controlador do tipo ressonante para otimização do controle da malha de corrente em regime permanente. Quanto à legislação vigente aplicada a essa área, são abordados de forma objetiva alguns dos requisitos para conexão de geradores fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição. Embora já se tenha uma variedade de marcas e modelos de inversores *grid-tie* disponíveis comercialmente, inclusive com custos relativamente baixos, o intuito da realização deste trabalho é a compreensão detalhada dos procedimentos passo a passo, uma vez que este conhecimento serve de base para trabalhos futuros mais avançados, por exemplo na área de microrredes, que são estruturas mais complexas que partem do mesmo princípio teórico e metodológico descrito aqui, e ao que tudo indica, é uma área muito promissora para o futuro da eletrônica de potência.

Palavras-chave: Inversor *grid-tie*, conversor *boost*, MPPT, PLL, controlador ressonante.

Abstract

An inverter is a power converter capable of transforming direct current signals into alternating current signals. The inverters that operate in grid-connected distributed generation systems are commonly referred to as on-grid or grid-tie inverters. This work deals with the study and the necessary methodology for the construction of a single-phase voltage inverter capable of operating connected to the electric grid, with application directed to distributed generation systems from alternative sources. The design and implementation stages of the prototype are discussed. In the design stage, it was performed the mathematical modeling of the stages and passive elements, tuning of the controllers, implementation of the control algorithm in C language and finally the computational simulation of the circuits. From the practical tests, it was possible to carry out the technical comparison between some of the simulated and experimental results. In addition to the inverter stage itself, a booster voltage boost stage was designed for connection of the photovoltaic modules, as well as the MPPT (Maximum Power Point Tracking) technique that applies the P&O (Perturbation and Observation) algorithm for maximum tracking power / efficiency of the photovoltaic panels. The system also has a Phase-Locked Loop (PLL) controller to obtain the synchronism with the mains voltage and a resonant type controller for optimization of the permanent current grid control. Regarding the current legislation applied to this area, some of the requirements for the connection of photovoltaic generators to the distribution grid are approached objectively. Although a variety of brands and models of grid-tie inverters are available commercially, including relatively low costs, the purpose of this work is the detailed understanding of step-by-step procedures, since this knowledge is the basis for work more advanced futures, for example in the area of microregions, which are more complex structures that depart from the same theoretical and methodological principle described here, and by all accounts, is a very promising area for the future of power electronics.

Keywords: Inverter grid-tie, boost converter, MPPT, PLL, resonant controller.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Capacidade instalada de geração de eletricidade no Brasil.	18
Figura 2 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.	20
Figura 3 – Curva característica corrente versus tensão de um módulo KC130TM, para diferentes níveis de irradiação.	22
Figura 4 – Curva característica potência versus tensão de um módulo KC130TM, para diferentes níveis de irradiação.	23
Figura 5 – Linearização do modelo do painel utilizando equivalente de Thévenin. .	24
Figura 6 – Algoritmo de busca baseado em P&O.	25
Figura 7 – Variável de controle e potência gerada.	26
Figura 8 – Modulação por largura de pulso bipolar.	30
Figura 9 – Diagrama de blocos do Algoritmo PLL.	31
Figura 10 – Topologia completa do conversor <i>grid-tie</i>	35
Figura 11 – Circuito genérico do conversor <i>boost</i>	36
Figura 12 – Circuito do <i>boost</i> acoplado ao Equivalente de Thévenin do PV.	37
Figura 13 – <i>Boost</i> modo carga do barramento com a chave fechada.	37
Figura 14 – <i>Boost</i> modo carga do barramento com a chave aberta.	38
Figura 15 – Arquitetura do controlador - <i>Sisotool</i>	42
Figura 16 – Sintonia do PI no <i>Sisotool</i>	43
Figura 17 – Diagrama de Blocos - Controle do <i>Boost</i> no modo carga do barramento.	43
Figura 18 – Circuito do <i>Boost</i> acoplado ao barramento CC.	44
Figura 19 – <i>Boost</i> modo regime permanente com chave fechada.	44
Figura 20 – <i>Boost</i> modo regime permanente com chave aberta.	45
Figura 21 – Diagrama de Blocos - Controle do <i>Boost</i> no modo regime permanente.	47
Figura 22 – Modelagem do barramento CC a partir de fontes de corrente e capacitância.	48
Figura 23 – Diagrama de Blocos - Controle da tensão no barramento CC.	49
Figura 24 – Ponte completa monofásica de IGBTs ligada à rede através de filtro L.	49
Figura 25 – Modelagem da corrente injetada na rede.	50
Figura 26 – Diagrama de Blocos - Controle da corrente injetada na rede CA.	51
Figura 27 – Diagrama de Blocos - Controle da tensão no barramento em cascata com controle da corrente injetada na rede.	52
Figura 28 – Diagrama de Blocos - Controlador PI cascata mais ressonante.	53
Figura 29 – Análise da planta da corrente no domínio da frequência.	55
Figura 30 – Detalhe no diagrama de Bode da planta da corrente em torno da frequência de operação.	56
Figura 31 – Sensores de Efeito <i>Hall</i>	57
Figura 32 – Eletrônica de Potência.	60

Figura 33 – Controle da tensão no barramento CC - Modo carga do barramento. . .	61
Figura 34 – Controle da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico.	62
Figura 35 – Controle da tensão no barramento CC - Transitório no ponto de máxima potência do PV.	64
Figura 36 – Controle da tensão no barramento CC - Incluindo ilhamento da rede e descarga do barramento.	65
Figura 37 – Controle do sincronismo através do PLL.	67
Figura 38 – Controle da injeção de corrente na rede.	68
Figura 39 – Corrente injetada na rede com e sem controlador ressonante.	69
Figura 40 – Relação de fase entre tensão e corrente na rede.	70
Figura 41 – Espectro simulado da corrente injetada na rede.	71
Figura 42 – Detecção de ilhamento e restabelecimento automático da geração. . . .	73
Figura 43 – Operação do estágio inversor desacoplado do conversor <i>boost</i>	75
Figura 44 – Circuito implementado para a etapa de testes do estágio inversor. . . .	76
Figura 45 – Protótipo do inversor montado em bancada.	77
Figura 46 – Operação isolada sem controlador ressonante.	78
Figura 47 – Relação de fase entre tensão e corrente durante a operação isolada sem controlador ressonante.	79
Figura 48 – Relação de fase entre tensão e corrente durante a operação isolada com controlador ressonante.	80
Figura 49 – Detalhe na relação de fase entre tensão e corrente durante a operação isolada com controlador ressonante.	80
Figura 50 – Detalhe na forma de onda da corrente durante a operação isolada. . . .	81
Figura 51 – Transição ascendente na amplitude da corrente durante a operação isolada.	82
Figura 52 – Transição descendente na amplitude da corrente durante a operação isolada.	82
Figura 53 – Transição na fase da corrente durante a operação isolada.	83
Figura 54 – Transição na amplitude e na fase da corrente durante a operação isolada.	84
Figura 55 – Sincronismo com a rede gerado pelo algoritmo PLL.	85
Figura 56 – Momento da conexão com a rede elétrica.	86
Figura 57 – Detalhe na forma de onda da corrente durante a operação conectada. .	87
Figura 58 – Detalhe na forma de onda da corrente no momento da conexão com a rede.	87
Figura 59 – Transição ascendente na amplitude da corrente com o inversor conectado à rede.	88
Figura 60 – Transição descendente na amplitude da corrente com o inversor conec- tado à rede.	88
Figura 61 – Transição na fase da corrente com o inversor conectado à rede.	89

Figura 62 – Transição na amplitude e na fase da corrente com o inversor conectado à rede.	90
Figura 63 – Inversor injetando 788,6W na rede elétrica.	91
Figura 64 – Espectro medido da corrente injetada na rede.	92
Figura 65 – Circuito interno do FNA41560.	112
Figura 66 – Configuração de pinos do FNA41560.	112
Figura 67 – Diagrama de pinos placa Arduino DUE.	113
Figura 68 – Circuito interno simplificado do opto-acoplador 6N137.	113

Lista de tabelas

Tabela 1 – Especificações técnicas dos painéis fotovoltaicos utilizados no projeto. .	24
Tabela 2 – Distorção harmônica máxima permitida para a corrente conforme a norma ABNT NBR 16149:2013.	28
Tabela 3 – Demais restrições técnicas referentes a corrente conforme a norma ABNT NBR 16149:2013.	28
Tabela 4 – Respostas anormais de tensão conforme a norma ABNT NBR 16149:2013.	28
Tabela 5 – Critérios para detecção de ilhamento conforme padrão IEEE Std 929. .	29
Tabela 6 – Especificações técnicas do inversor monofásico <i>grid-tie</i>	34
Tabela 7 – Parâmetros para modelagem do <i>boost</i> no modo carga do barramento. .	40
Tabela 8 – Parâmetros para modelagem do <i>boost</i> no modo regime permanente. . .	46
Tabela 9 – Resumo dos eventos simulados na Figura 36.	65
Tabela 10 – Componentes harmônicas da corrente gerada - Simulação.	71
Tabela 11 – Resumo dos eventos simulados na Figura 42.	73
Tabela 12 – Componentes harmônicas da corrente gerada - Real.	92

Lista de abreviaturas e siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais
CI	Circuito integrado
DIT	Demais Instalações de Transmissão
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	Transistor Bipolar de <i>Gate</i> Isolado
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> , busca do ponto de máxima potência
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora
P&O	Perturbação e Observação
PI	Proporcional - Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PV	Painel ou Arranjo Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> , modulação por largura de pulso
RN	Resolução Normativa
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> , distorção harmônica total
THD_i	Distorção harmônica total da corrente

Lista de símbolos

a	Fator de idealidade do diodo
α	Ganho do conversor <i>boost</i>
b	Largura de banda do controlador ressonante
C	Capacitância, capacitor
D	<i>duty cycle</i> , razão cíclica
$e(t)$	Erro
f	Frequência
f_c	Frequência de corte
F_s	Frequência de chaveamento
I	Corrente genérica num ramo de circuito
I_c	Corrente no capacitor
I_L	Corrente no indutor
$I_{n,rms}$	Corrente eficaz da n-ésima harmônica
I_{pv}	Corrente induzida pela luz no painel fotovoltaico
I_{rede}	Corrente injetada na rede
I_{ref}^*	Corrente de referência
I_{rms}	Corrente eficaz
I_0	Corrente de saturação do diodo
k	Constante de Boltzmann
K	Ganho do controlador ressonante
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
L	Indutância, indutor
$mv(t)$	Saída do controlador

N_s	Número de células conectadas em série
q	Carga elétrica
Q	Transistor
R	Resistência da carga
R_{eq}	Resistência equivalente de Thévenin do modelo do painel
R_L	Resistência do indutor
R_p	Resistência equivalente em paralelo do módulo fotovoltaico
R_s	Resistência equivalente em série do módulo fotovoltaico
s	Variável do domínio de Laplace
S	Chave semicondutora
t	Tempo
T	Temperatura da junção p-n em Kelvin
V	Tensão terminal do painel fotovoltaico
V_c	Tensão no capacitor
V_{cc}	Tensão no barramento
V_{eq}	Tensão equivalente de Thévenin do modelo do painel
V_i	Tensão de saída do inversor
V_L	Tensão no indutor
V_{mp}	Tensão de máxima potência do painel fotovoltaico
V_o	Tensão de saída
V_{pp}	Tensão de pico a pico
V_r	Tensão da rede
V_{rede}	Tensão da rede normalizada
V_{ref}^*	Tensão de referência
V_{rms}	Tensão eficaz
V_s	Tensão de entrada

V_{sen}	Onda senoidal modulante
V_t	Tensão térmica do painel fotovoltaico
V_{tri}	Onda triangular portadora
θ_{PLL}	Ângulo de saída do PLL
$\theta_{(t)}$	Ângulo de fase
τ	Constante de tempo do atraso de chaveamento
ω_0	Frequência de ressonância
ω_n	Frequência natural do sistema
ξ	Fator de amortecimento

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contextualização e Motivação	18
1.2	Objetivos	19
1.2.1	Objetivos Específicos	19
1.3	Revisão Teórica	20
1.3.1	Energia Solar e Painel Fotovoltaico - PV	20
1.3.2	Algoritmo MPPT por P&O	24
1.3.3	Geração Distribuída	26
1.3.4	Requisitos para Conexão à Rede de Distribuição	27
1.3.5	Técnica de Modulação PWM	29
1.3.6	Algoritmo de sincronismo PLL	31
1.4	Estrutura do Trabalho	32
2	METODOLOGIA	34
2.1	Conversor CC-CC – Boost	35
2.1.1	Modelagem do <i>Boost</i> - Modo Carga do Barramento CC	37
2.1.2	Controlador PI do <i>Boost</i> - Modo Carga do Barramento CC	41
2.1.3	Modelagem do <i>Boost</i> - Modo Regime Permanente	44
2.1.4	Controlador PI do <i>Boost</i> - Modo Regime Permanente	47
2.2	Barramento ou Link CC	47
2.2.1	Modelagem da Tensão no Barramento CC	48
2.2.2	Controlador PI da Tensão no Barramento CC	48
2.3	Conversor CC-CA – Inversor	49
2.3.1	Modelagem da Corrente Injetada na Rede	50
2.3.2	Controlador PI da Corrente Injetada na Rede	51
2.3.3	Controle em Malha Cascata entre a Tensão no Barramento CC e a Corrente Injetada na Rede	52
2.3.4	Controlador Ressonante	53
2.3.5	Discretização <i>Backward</i>	54
2.4	Eletrônica de Sinais	56
2.4.1	Microcontrolador Atmel SAM3X8E	57
2.4.2	Sensores de Tensão e Corrente	57
2.4.3	Isolação Óptica	58
2.5	Elementos Passivos do Inversor	58
2.5.1	Indutores	58

2.5.2	Capacitores	59
2.6	Eletrônica de Potência	59
3	RESULTADOS SIMULADOS	61
3.1	Controle do <i>Boost</i> - Modo Carga do Barramento CC	61
3.2	Controle do <i>Boost</i> - Modo Regime Permanente Acoplado ao Controle de MPPT do PV	62
3.3	Controle da Tensão no Barramento CC	63
3.4	Controle do Sincronismo com a Rede	66
3.5	Controle da Corrente Injetada na Rede	67
3.6	Considerações Sobre o Fator de Potência e Qualidade da Energia Gerada	70
3.7	Interrupção da Geração Diante da Contingência de Ilhamento	72
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	76
4.1	Inversor Operando Isolado da Rede	77
4.2	Inversor Operando Conectado à Rede	84
5	CONCLUSÕES	93
5.0.1	Trabalhos Futuros	94
	REFERÊNCIAS	95
A	APÊNDICES	97

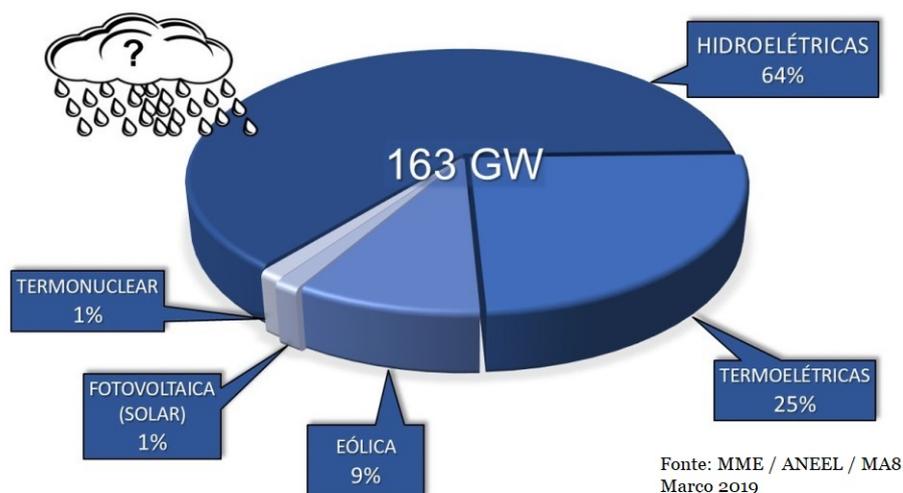
1 Introdução

É notável nos tempos atuais a dependência por eletricidade tanto nos setores industrial e comercial como também pelos consumidores residenciais. Pensando nisso, e na crescente demanda por energia justificada pelo aumento da população mundial, torna-se interessante do ponto de vista da Engenharia Elétrica a atração pelo estudo, pesquisa e desenvolvimento de novas técnicas de geração, assim como aperfeiçoamento das modalidades existentes. Isso se deve principalmente ao impacto ambiental causado por algumas delas e pela escassez de combustíveis fósseis no futuro.

1.1 Contextualização e Motivação

Atualmente as usinas termelétricas são as maiores vilãs, não apenas pelo fato de poluírem bastante o ar uma vez que utilizam combustíveis fósseis, mas também por apresentarem elevados custos de operação, o que obviamente é repassado ao consumidor. As term nucleares também não ficam para trás em relação as críticas ambientais, uma vez que deixam resíduos radioativos. Contudo, são essas as fontes que suprem a demanda emergencial do país principalmente nos horários de pico de consumo. Acompanhe na Figura 1 a contribuição das principais fontes geradoras em relação a capacidade total instalada no país.

Figura 1 – Capacidade instalada de geração de eletricidade no Brasil.



Fonte: (MERLUZZI, 2019)

Tratando-se de fontes renováveis de energia elétrica, podemos citar a geração hidrelétrica, geração a partir de biomassa, geração maremotriz e as tão fomentadas

ultimamente, geração eólica e fotovoltaica. O foco de estudo deste trabalho é a conversão da energia elétrica em corrente contínua para corrente alternada nos sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica de baixa tensão. Esta é uma importante etapa no processo de geração de eletricidade a partir de painéis fotovoltaicos.

Sendo assim, serão apresentados detalhes sobre os circuitos necessários para promover tal transformação, análise de tópicos importantes como: estratégia de controle adotada, fator de potência do conversor, qualidade da energia gerada e proteção de anti-ilhamento.

1.2 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é o estudo de todas as etapas necessárias para promover a injeção de potência ativa com baixo conteúdo harmônico na rede elétrica de distribuição da concessionária local. Abrangendo a implementação prática do protótipo denominado inversor monofásico conectado à rede, de modo a comprovar o estudo teórico e os resultados simulados.

1.2.1 Objetivos Específicos

- Realizar a revisão bibliográfica sobre o modelo do painel fotovoltaico, sobre a técnica MPPT (rastreamento do ponto de máxima potência) e das normas existentes que estabelecem as restrições para o acesso à rede elétrica de distribuição da concessionária local.
- Estudar a topologia do conversor CC-CC *Boost*, ou elevador de tensão.
- Estudar a topologia do conversor CC-CA Inversor monofásico em ponte completa.
- Analisar e implementar o algoritmo PLL (*Phase-Locked Loop*) para obtenção do ângulo de fase e da frequência angular da tensão da rede.
- Projetar os controladores digitais do tipo PI (Proporcional – Integral) e ressonante, necessários para o controle completo do inversor.
- Realizar a simulação computacional de todos os circuitos e controladores operando de modo interligados entre si, incluindo condições de sincronismo com a rede, MPPT do PV (painel fotovoltaico), operação em modo regime permanente, detecção de ilhamento e condições de reestabelecimento automático da geração.
- Desenvolver o código em linguagem C para o microcontrolador, capaz de implementar os controladores digitais projetados e as demais lógicas de controle necessárias.
- Projetar e construir o protótipo do conversor.

- Validar o estudo teórico e os resultados simulados a partir da comparação com os resultados experimentais extraídos do protótipo.

1.3 Revisão Teórica

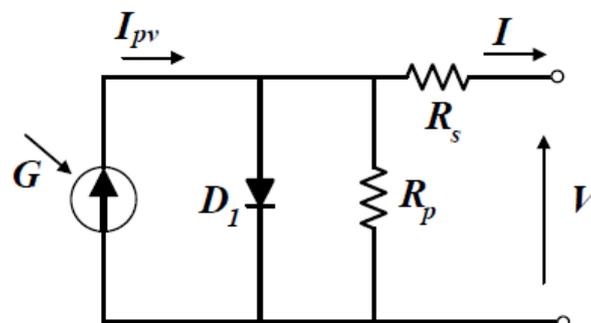
Nesta seção será apresentado uma revisão sobre os principais conceitos, técnicas e normas associadas a utilização de um inversor monofásico conectado à rede elétrica de distribuição, ou inversor *grid tie*.

1.3.1 Energia Solar e Painel Fotovoltaico - PV

A energia solar está associada a luz emitida pelo sol. Esta é uma forma promissora de fonte primária na geração de energia elétrica a partir de painéis fotovoltaicos, justamente por se tratar de uma fonte renovável e cujo combustível é praticamente inesgotável. O Brasil possui excelentes níveis de irradiação solar, pois está localizado numa faixa de latitude na qual a incidência solar é muito superior à verificada no restante do mundo, colocando o país em vantagem com relação aos países industrializados no que tange à possibilidade de utilização da energia solar fotovoltaica. (BRITO et al., 2010)

O painel fotovoltaico consiste no elemento responsável pela conversão da energia presente nos fótons em uma diferença de potencial induzida pela luz num circuito composto por elementos semicondutores, que libera elétrons em torno de um circuito fechado quando exposto à luz (MOÇAMBIQUE; MACHADO; OLIVEIRA, 2011; BASTOS, 2013). Um conjunto de células fotovoltaicas compõe um painel ou módulo fotovoltaico, enquanto que um conjunto destes, associados de forma apropriada, forma um arranjo fotovoltaico. Na Figura 2 é mostrado o modelo de uma célula fotovoltaica real.

Figura 2 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.



Fonte: (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009)

Este modelo generalizado é baseado na natureza da junção p-n e representa com precisão as células do tipo cristalina de silício (BASTOS, 2013; GOW; MANNING, 1999)

através de uma fonte de corrente controlada pela luz incidente (I_{pv}), resistências série e *shunt*, (R_s e R_p) e o diodo D_1 que representa o efeito de recombinação das portadoras. Estes parâmetros variam em função da temperatura e do nível de irradiação (BASTOS, 2013).

O modelo da célula apresentado na Figura 2 pode ser expresso pela equação 1.1 (BASTOS, 2013).

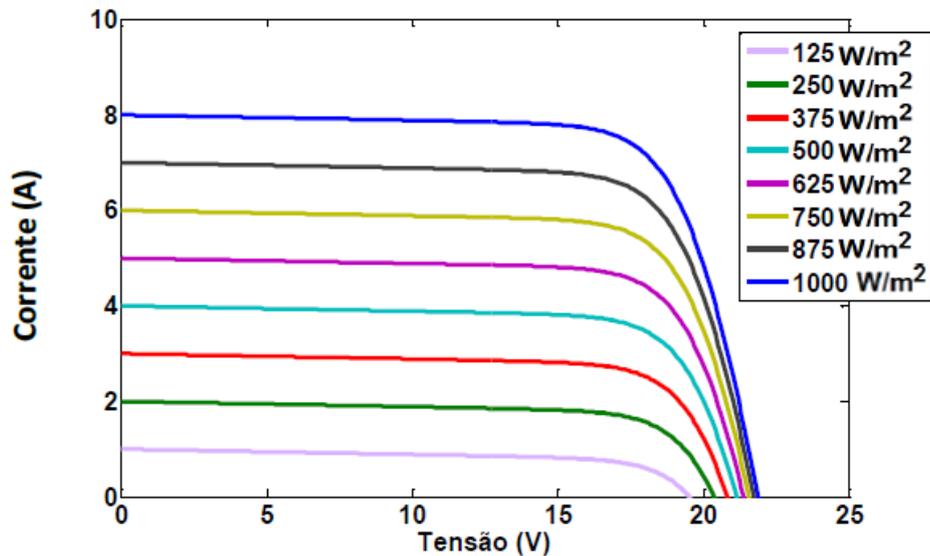
$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V - R_s I}{V_t a} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1.1)$$

Onde I_{pv} é a corrente induzida pela luz, I_0 é a corrente de saturação do diodo, a é o fator de idealidade do diodo, R_s é a resistência série equivalente do módulo e R_p é a resistência equivalente em paralelo do módulo, $V_t = N_s k T / q$ é a tensão térmica do painel com N_s células conectadas em série, k é a constante de Boltzmann [$1,3806 \times 10^{-23}$], T é a temperatura da junção p-n em Kelvin e q é a carga elementar do elétron [$1,602176 \times 10^{-19} C$] (BASTOS, 2016).

A equação 1.1 é recursiva, portanto deve ser solucionada através de método numérico. A realização deste cálculo além de trabalhosa, pode ser ineficaz do ponto de vista prático, uma vez que os parâmetros do painel são constantemente alterados em função da temperatura de operação e do nível de irradiação solar ao longo do dia. Portanto, pensando na aplicabilidade prática real da utilização do PV operando com máxima eficiência, deve ser previsto uma estratégia de controle que seja capaz de contornar essa variação da curva característica do painel fotovoltaico. Essa técnica será discutida na próxima seção.

A Figura 3 explicita que o PV apresenta um comportamento semelhante ao de uma fonte de corrente pra uma larga faixa de variação da tensão terminal.

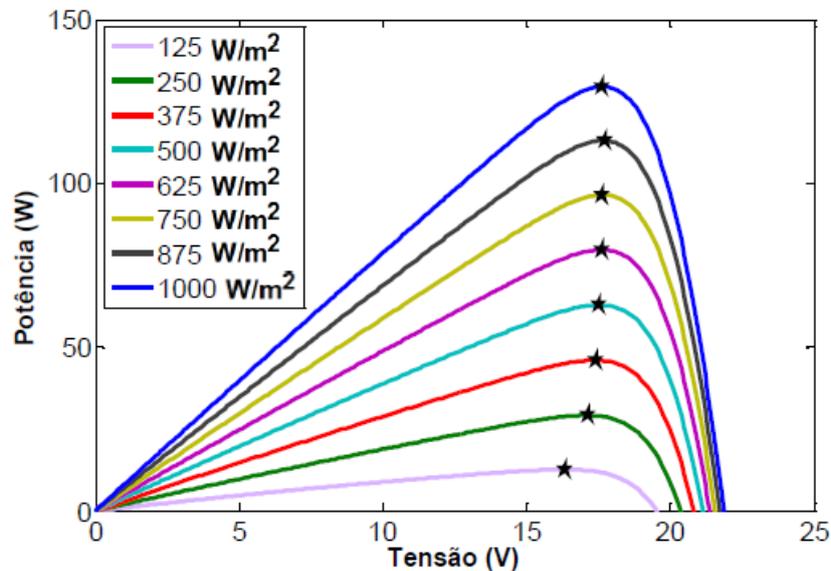
Figura 3 – Curva característica corrente versus tensão de um módulo KC130TM, para diferentes níveis de irradiação.



Fonte: (MOÇAMBIQUE, 2012)

Já na Figura 4, percebe-se a variação da potência extraída do módulo em função da tensão terminal e do nível de irradiação solar incidente. Embora a corrente e a tensão de saída não apresentem uma relação linear entre si, nota-se que a irradiação solar e a potência de saída possuem uma correspondência aproximadamente linear, ou seja, caso a irradiação caia pela metade a potência disponível diminui aproximadamente na mesma proporção (BASTOS, 2016). Além do mais, repare que os painéis fotovoltaicos fabricados com a tecnologia atual ainda apresentam rendimento muito baixo. Para uma irradiação incidente de $1000\text{W}/\text{m}^2$ por exemplo, note que a máxima potência disponível pelo módulo é de 130W , como segundo o *data sheet* do painel sua área é de $0,93\text{m}^2$, logo este apresenta um rendimento máximo de apenas 14%.

Figura 4 – Curva característica potência versus tensão de um módulo KC130TM, para diferentes níveis de irradiação.



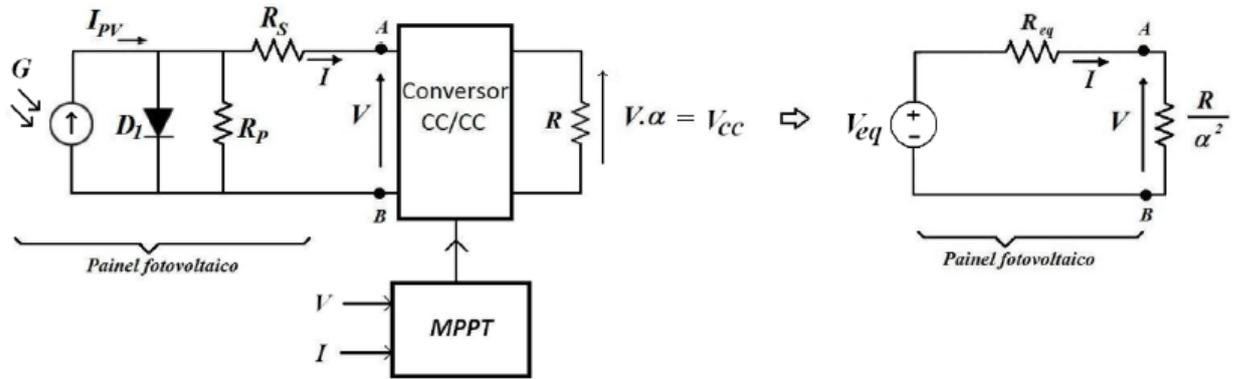
Fonte: (MOÇAMBIQUE, 2012)

A estrela marcada nas curvas de irradiação da Figura 4 representa o ponto de máxima potência, este é o ponto de operação ideal do PV para máxima eficiência. Resumindo, dado um determinado nível de irradiação solar em W/m^2 durante determinado instante do dia, o sistema de controle do conversor CC-CC ligado ao PV deve manipular a tensão nos terminais do mesmo, mantendo-a sempre no valor correspondente a máxima potência.

Para variar a tensão no painel, o conversor deve ser capaz de variar a carga vista pelo mesmo, ou seja, alterando-se a resistência equivalente conectada aos seus terminais, automaticamente a tensão também será alterada. Logo, associando o funcionamento do conversor CC-CC (*boost* neste projeto) ao de um transformador, se a carga R conectada à sua saída (modelada neste caso como a resistência associada a absorção de corrente pelo barramento CC) for referida do lado de saída para o lado de entrada, ela torna-se uma função do ganho α do conversor.

Portanto, simplificando o modelo do PV apresentado na Figura 2 de modo a representá-lo através de um circuito equivalente de Thévenin, onde V_{eq} vale o dobro da tensão de máxima potência do módulo e R_{eq} é igual a V_{mp}^2/P_{max} , obtém-se assim um modelo do PV linearizado em torno do ponto de máxima potência, o qual pode ser visto na Figura 5.

Figura 5 – Linearização do modelo do painel utilizando equivalente de Thévenin.



Fonte: Modificado de (BASTOS, 2013)

Sendo assim, o MPPT atua de forma a igualar a impedância vista pelo painel (R/α^2) à impedância série do mesmo (R_{eq}) (BASTOS, 2013). Com isso é possível manipular a tensão V entre os pontos A e B a partir do ajuste adequado do ponto de operação do conversor CC-CC.

$$V = V_{eq} \frac{\frac{R}{\alpha^2}}{R_{eq} + \frac{R}{\alpha^2}} \quad (1.2)$$

O projeto deste conversor foi dimensionado considerando como fonte CC a associação em série de dois módulos fotovoltaicos do fabricante JA Solar, modelo JAP72S01-325/SC, cujas especificações técnicas são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações técnicas dos painéis fotovoltaicos utilizados no projeto.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência Máxima	325	W
Tensão de Circuito Aberto	46,38	V
Tensão de Máxima Potência	37,39	V
Corrente de Curto-Circuito	9,17	A
Corrente de Máxima Potência	8,69	A

1.3.2 Algoritmo MPPT por P&O

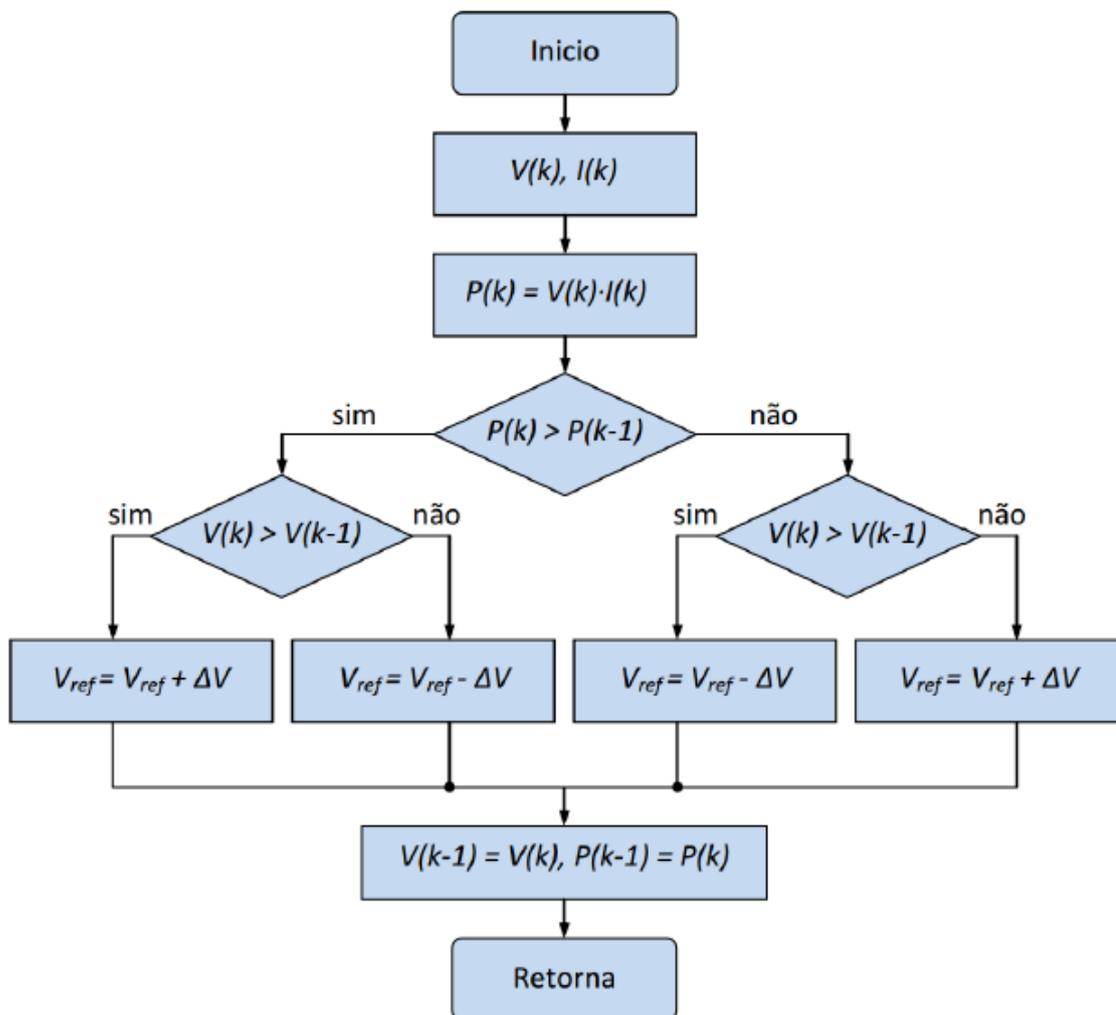
Analisando as curvas apresentadas na Figura 4, é possível perceber que é necessário utilizar alguma técnica que seja capaz de seguir o ponto de máxima potência independente do nível de irradiação. Caso contrário, não haverá o maior aproveitamento na conversão de energia, diminuindo o rendimento do processo como um todo.

A literatura atual sugere algumas técnicas capazes de resolver este problema, dentre elas: algoritmos baseados em modelo, algoritmos baseados em treinamento e algoritmos de busca MPPT (BASTOS, 2016).

A técnica utilizada neste trabalho será a partir do algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), ou algoritmo de busca do ponto de máxima potência. Os métodos mais difundidos atualmente para implementação desta técnica são: Perturbação e Observação (P&O) e Condutância Incremental (MOÇAMBIQUE; MACHADO; OLIVEIRA, 2011), (MOÇAMBIQUE, 2012), (VILLALVA, 2010). A escolha da técnica MPPT por P&O foi devido a simplicidade na implementação do algoritmo, o reduzido número de variáveis medidas e pela praticidade em relação a implementação do controle, uma vez não é necessário conhecer previamente as características do sistema.

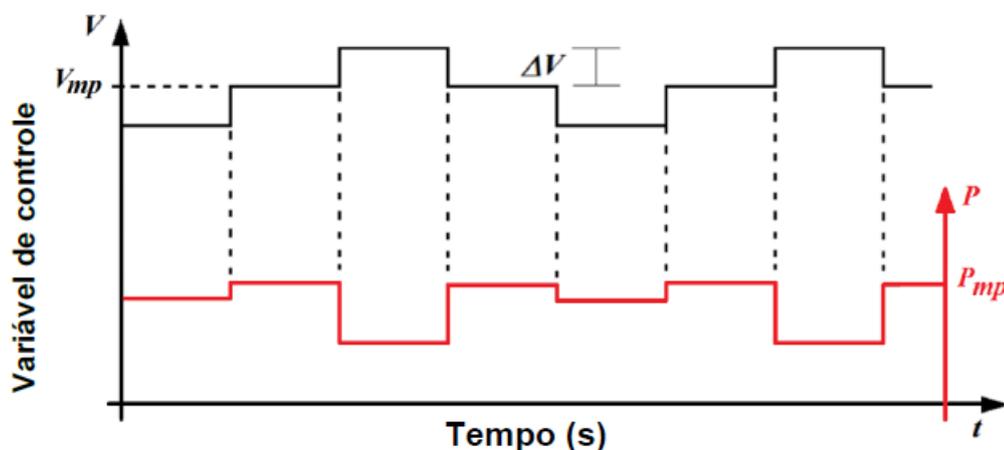
As Figuras 6 e 7 ilustram o funcionamento do algoritmo MPPT por P&O.

Figura 6 – Algoritmo de busca baseado em P&O.



Fonte: (MOÇAMBIQUE, 2012)

Figura 7 – Variável de controle e potência gerada.



Fonte: (BASTOS, 2016)

Com base nas Figuras 6 e 7, o método pode ser assim resumido: A tensão nos terminais do painel é perturbada em um determinado sentido (aumentada ou reduzida) e após a dinâmica transitória inerente à perturbação, a potência de saída do painel é calculada após medidos a corrente e a tensão média nos terminais do mesmo a partir de um número fixo de amostras coletadas. Caso haja aumento na potência, o sentido da perturbação (aumento ou decréscimo no passo de tensão) é mantido, caso contrário, inverte-se o sentido da perturbação.

Esse procedimento de perturbação e observação é mantido até que automaticamente o ponto de máxima potência seja alcançado. Uma consequência deste método é que tanto a tensão quanto a potência nos terminais do painel são oscilantes em torno do ponto ótimo. Vale ressaltar que quanto menor o passo de tensão, maior é a eficiência, pois menos se distancia da potência máxima após encontrado o ponto de máximo durante as perturbações em regime, consequentemente maior é o tempo gasto para se alcançar o objetivo. A recíproca também vale, ou seja, quanto maior o passo de tensão, mais rápida deve ser a convergência, porém menor o rendimento obtido, devido ao maior desvio em relação ao valor da potência máxima durante as perturbações em regime permanente.

1.3.3 Geração Distribuída

A possibilidade de geração de energia pelo próprio consumidor foi estabelecida através da RN (Resolução Normativa) N°482 da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), que passou a vigorar a partir de 17 de abril de 2012 (ANEEL, 2012) e cuja atualização mais recente está contida na RN N°687, vigente a partir de 24 de novembro de 2015. A ANEEL também estabeleceu a diferenciação entre o que chamou de Microgeração e Minigerção distribuída:

- Microgeração – Sistema gerador de energia elétrica através de fontes renováveis, com potência instalada inferior ou igual a 75 kW (quilowatts).
- Minigeração – Sistema gerador de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 3 MW (para fonte hídrica) e menor ou igual a 5 MW para as demais fontes renováveis (solar, eólica, biomassa e cogeração qualificada).

Além disso, a RN 482 também criou o sistema de compensação de energia elétrica, no qual toda energia excedente gerada é injetada na rede da distribuidora, concedida na forma de empréstimo. Essa então volta para o consumidor na forma de créditos energéticos, os quais são utilizados para compensar aquela energia que foi consumida da distribuidora. Esses créditos possuem um prazo de 60 meses para serem utilizados (ANEEL, 2015).

1.3.4 Requisitos para Conexão à Rede de Distribuição

No Brasil, a regulamentação referente a esse tema também é de responsabilidade da ANEEL, mais especificamente através do Módulo 3 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional).

Este documento trata do Acesso ao Sistema de Distribuição (revisão 7) – E estabelece as condições de acesso, compreendendo a conexão e o uso, ao sistema de distribuição, não abrangendo as Demais Instalações de Transmissão – DIT, além de definir os critérios técnicos e operacionais, os requisitos de projeto, as informações, os dados e a implementação da conexão, aplicando-se aos novos acessantes bem como aos existentes (ANEEL, 2017).

Além disso, as distribuidoras locais fornecem aos seus clientes normas de autoria própria, que além de cumprir com os requisitos do Módulo 3 do PRODIST, estabelecem também restrições específicas para os interessados em acessar o seu sistema de distribuição para fornecimento de energia. No estado de Minas Gerais, a CEMIG estabelece tais requisitos através da norma "ND. 5.30 - Requisitos para a Conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição Cemig D – Conexão em Baixa Tensão" (CEMIG, 2018).

Conforme a ND. 5.30, os valores de referência para os parâmetros de qualidade de energia devem estar de acordo com o estabelecido na norma "ABNT NBR 16149:2013 Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição" (ABNT, 2013), os quais estão resumidos nas tabelas a seguir.

Tabela 2 – Distorção harmônica máxima permitida para a corrente conforme a norma ABNT NBR 16149:2013.

Harmônicas Ímpares	Limite
3 ^a a 9 ^a	4,0%
11 ^a a 15 ^a	2,0%
17 ^a a 21 ^a	1,5%
23 ^a a 33 ^a	0,6%
> 33 ^a	Não mencionado
Harmônicas Pares	Limite
2 ^a a 8 ^a	1,0%
10 ^a a 32 ^a	0,5%
> 34 ^a	Não mencionado

Tabela 3 – Demais restrições técnicas referentes a corrente conforme a norma ABNT NBR 16149:2013.

Parâmetro	Valor	Observação
Nível DC	Até 0,5%	Da corrente de saída nominal
THD	Até 5,0%	Na potência de saída nominal
Fator de Potência	> 0,98 indutivo ou capacitivo	Para potência superior a 20% da nominal

Ainda conforme a norma ABNT NBR 16149:2013, o sistema fotovoltaico deve perceber uma condição anormal de tensão e atuar (cessar o fornecimento à rede). As seguintes condições devem ser cumpridas, com tensões eficazes medidas no ponto comum de conexão.

Tabela 4 – Respostas anormais de tensão conforme a norma ABNT NBR 16149:2013.

Tensão no ponto de acoplamento	Tempo máximo de desligamento
$V < 80\%$	0,4 s
$80\% < V < 110\%$	Regime normal de operação
$110\% < V$	0,2 s

O tempo máximo de desligamento refere-se ao tempo entre o evento anormal de tensão e a atuação do sistema fotovoltaico (cessar o fornecimento). O sistema fotovoltaico deve permanecer conectado à rede, a fim de monitorar os parâmetros desta e permitir a "reconexão" do sistema quando as condições normais forem restabelecidas (ABNT, 2013).

Quanto ao monitoramento da frequência da rede, a norma estabelece que o inversor deve injetar energia apenas quando esta estiver no intervalo de 57,5 Hz a 62 Hz, ou seja, caso tais limites sejam excedidos, o sistema fotovoltaico deve cessar o fornecimento em até 0,2 s (ABNT, 2013).

Segundo a norma ABNT NBR IEC 62116:2012 "Procedimentos de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica", um ilhamento é a condição na qual parte da instalação elétrica, contendo carga e gerador,

fica isolada do restante da rede elétrica (ABNT, 2012). Esta é uma situação que as distribuidoras de energia elétrica devem evitar, por fins de segurança dos profissionais que trabalham na rede em tarefas programadas de manutenção, assim como preservação dos equipamentos do próprio consumidor gerador e dos demais consumidores conectados à rede da distribuidora. Os procedimentos para ensaios de anti-ilhamento estabelecidos pela ABNT NBR IEC 62116:2012 não são discutidos neste trabalho.

A literatura internacional ainda sugere a utilização da norma IEEE Std 929 de 2000 como referência a ser seguida para detecção de ilhamento da geração (AGUIAR, 2013). Na Tabela 5 são mostrados os desvios máximos permitidos tanto na frequência quanto na tensão com base nas especificações desta norma, assim como o tempo limite para atuação da proteção de anti-ilhamento no caso de uma delas ou ambas permanecerem fora do intervalo estipulado.

Tabela 5 – Critérios para detecção de ilhamento conforme padrão IEEE Std 929.

Frequência (Hz)	Tempo de detecção (ciclos)
$f < 59,3$	10
$f > 60,5$	10
Tensão (rms)	Tempo de detecção (ciclos)
$V < 60$	10
$60 \leq V < 106$	120
$132 \leq V < 144$	60
$V \geq 144$	10

1.3.5 Técnica de Modulação PWM

A modulação por largura de pulsos é uma técnica que visa diminuir a THD (Distorção Harmônica Total) da corrente de saída em conversores eletrônicos. É mais fácil realizar a filtragem da corrente de saída em um inversor PWM (*Pulse Width Modulation*) do que numa topologia que utiliza onda quadrada como por exemplo em conversores multinível. Embora a saída de um inversor PWM sem filtragem apresente uma THD_i relativamente alta, as harmônicas possuem ordens mais elevadas, o que simplifica o projeto e o custo do filtro passa baixas necessário para atender os requisitos de THD_i máxima permitida (HART, 2012).

Com base nas equações 1.3 e 1.4, note que quanto maior a amplitude e o número de componentes harmônicas, maior o valor da THD_i . Do contrário, caso se tenha um sinal sem nenhuma componente harmônica além da componente fundamental, observe a partir de 1.3 que $I_{rms} = I_{1,rms}$, neste caso, a equação 1.4 implica numa THD_i nula, o que do ponto de vista da qualidade da energia seria o ideal. A taxa de distorção harmônica total de um sinal calculada através de 1.4, é um indicador do nível de "poluição" presente no

mesmo.

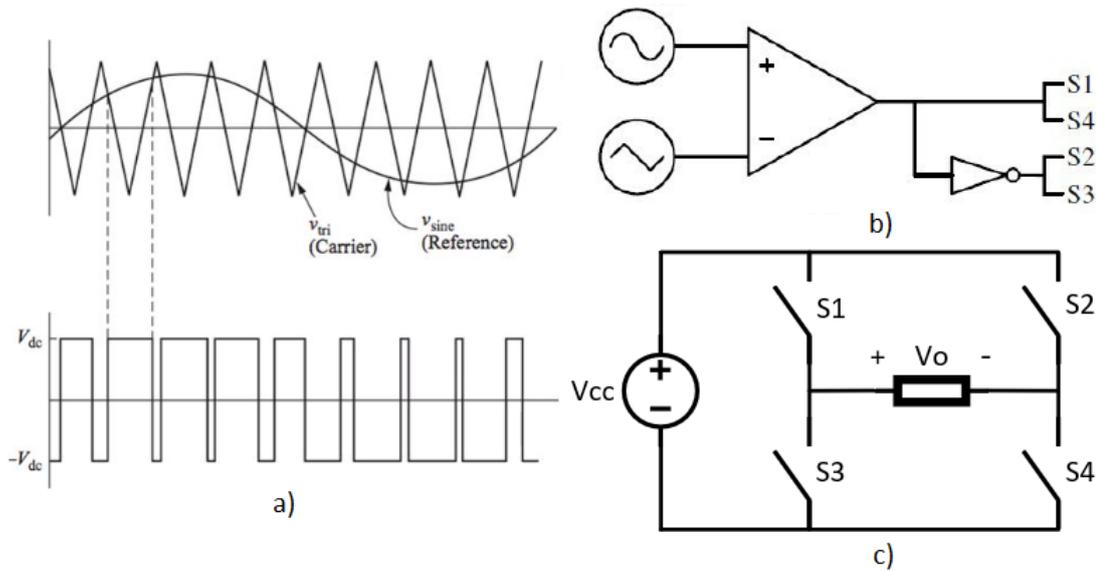
$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \left(\frac{I_{1,max}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{I_{2,max}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{I_{n,max}}{\sqrt{2}}\right)^2} \quad (1.3)$$

$$THD_i = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} \quad (1.4)$$

Em que I_0 é a componente CC, $I_{1,max} \dots I_{n,max}$ são os valores de pico das componentes múltiplas inteiras da frequência fundamental, $I_{1,rms}$ é o valor eficaz da componente com frequência fundamental e I_{rms} o valor eficaz da corrente total.

Neste projeto foi utilizada a modulação por largura de pulso senoidal por chaveamento bipolar. Essa versão de PWM é dita bipolar porque a saída alterna entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. A Figura 8 ilustra como é gerado o sinal de modulação a partir desta técnica.

Figura 8 – Modulação por largura de pulso bipolar.



Fonte: Modificado de (HART, 2012)

A onda quadrada na parte inferior da Figura 8 a) é o sinal PWM (modulado), que é obtido pela comparação entre a onda senoidal (modulante) e a onda triangular (portadora).

Quando $V_{sen} > V_{tri} \Rightarrow$ S1 e S4 estão ligadas, S2 e S3 estão desligadas e $V_o = +V_{cc}$

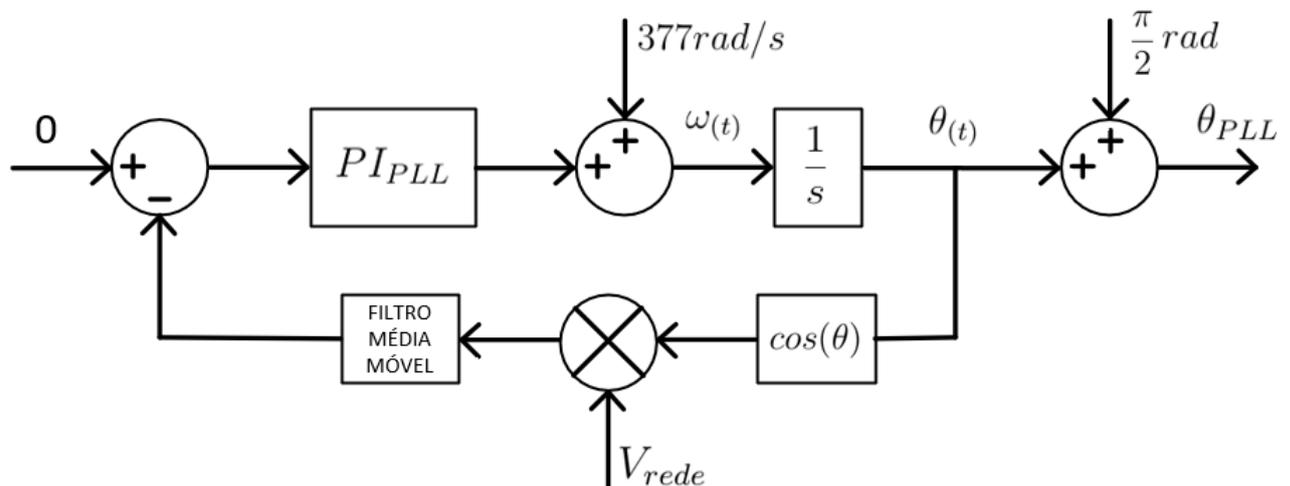
Quando $V_{sen} < V_{tri} \Rightarrow$ S1 e S4 estão desligadas, S2 e S3 estão ligadas e $V_o = -V_{cc}$

Note que o par de chaves (S1, S3) e (S2, S4) são complementares entre si, quando uma chave do par está fechada a outra está aberta (HART, 2012).

1.3.6 Algoritmo de sincronismo PLL

O algoritmo PLL (*Phase-Locked Loop*) é utilizado para obtenção do sincronismo com a rede elétrica de distribuição. A sincronização é realizada a partir das variáveis internas do PLL ($\theta(t), \omega(t)$) (AGUIAR, 2013; MARAFÃO, 2004). Sendo assim, é possível sintetizar a partir da variável de saída (θ_{PLL}) uma senoide de referência com amplitude unitária perfeitamente em fase com a tensão da rede (V_{rede}) normalizada após a amostragem. A Figura 9 ilustra a implementação do algoritmo PLL na forma de diagrama de blocos.

Figura 9 – Diagrama de blocos do Algoritmo PLL.



Fonte: Modificado de (AGUIAR, 2013)

O objetivo do sistema PLL é produzir como saída um valor correspondente ao ângulo de fase da tensão da rede, o qual é utilizado como argumento da senoide de referência do sistema de controle da corrente injetada na rede pelo inversor.

Como será utilizado controle digital, o primeiro passo é a geração de uma senoide de amplitude unitária utilizando a própria função *sin* da linguagem C, a qual é denominada senoide interna. Em seguida, é realizado o produto escalar entre esta e a senoide medida V_{rede} (tensão da rede normalizada). Após realizado o produto ponto a ponto entre as duas senoides e considerando um intervalo de N amostras coletadas (200 no caso da simulação utilizada neste trabalho), é calculado o valor médio do produto ponto a ponto a partir de um filtro média móvel.

Quando o valor médio for zero, por isso o *setpoint* "0" na Figura 9, quer dizer que as duas ondas estão em quadratura, ou seja, 90 graus defasadas entre si. Sendo assim, o regulador PI gera o sinal de controle proporcional à defasagem angular entre a senoide interna e a senoide medida, até que seja alcançada a ortogonalidade entre as duas.

Para se obter $\theta(t)$ basta realizar a integração do sinal $\omega(t)$, uma vez que $\omega = d\theta/dt$. Por isso a presença do integrador $1/s$.

Para gerar o sinal de saída, o ângulo $\theta_{(t)}$ deve ser incrementado de 90 graus ($\pi/2$ rad), resultando portanto um ângulo θ_{PLL} perfeitamente em fase ou em sincronismo com o ângulo da tensão da rede.

Vale ressaltar também que o valor 377 rad/s foi adicionado a saída do PI para acelerar o sincronismo do PLL, uma vez que esta é a velocidade angular correspondente a frequência 60Hz do sistema de distribuição local.

O sistema PLL apresentado na Figura 9 foi implementado em linguagem C e compõe parte do código de controle do inversor que encontra-se disponível no capítulo ??.

A equação 1.5 representa a função de transferência simplificada do sistema PLL em malha fechada. Foi ajustado uma sintonia do controlador PI com $K_p = 150$ e $K_i = 1500$, detalhes sobre a modelagem e projeto do controlador PLL podem ser consultados em (AGUIAR, 2013).

$$H_{mf} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.5)$$

Por fim, é importante mencionar que a utilização do controlador PLL torna o sistema de controle mais complexo e trabalhoso, uma vez que poderia ter sido utilizada a própria tensão amostrada da rede como referência diretamente para o controle da corrente. Entretanto, a principal vantagem da utilização desta técnica é que caso a tensão da rede contenha distorção harmônica, essa característica não é transferida para a referência do controle de corrente, uma vez que o θ_{PLL} está associado apenas a componente com frequência fundamental da senoide de entrada (V_{rede}).

1.4 Estrutura do Trabalho

Os assuntos discutidos neste trabalho encontram-se estruturados da seguinte maneira:

No capítulo 1 foram apresentados os objetivos esperados, uma revisão bibliográfica sobre os principais conceitos teóricos necessários para compreensão do tema e também a motivação para a realização desta pesquisa.

No capítulo 2 é demonstrada toda a metodologia seguida sequencialmente durante as etapas de modelagem dos estágios conversores, projeto dos controladores e escolha dos elementos passivos. No final do capítulo é apresentado um diagrama contendo a topologia completa da eletrônica de potência do inversor, inclusive com os pontos de inserção dos medidores.

Os resultados obtidos por meio de simulação computacional são apresentados no capítulo 3. É realizada uma análise detalhada sobre cada estágio, incluindo: controle do circuito *boost* nos modos carga do barramento e regime permanente, funcionamento do algoritmo MPPT, controle da tensão no barramento CC, funcionamento do algoritmo PLL, controle da injeção de potência ativa na rede com elevado fator de potência e por

fim a verificação da interrupção automática e rápida da geração diante da condição de ilhamento.

O capítulo 4 aborda as discussões técnicas referentes a análise dos resultados experimentais obtidos em laboratório.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões observadas, assim como as sugestões para trabalhos futuros.

2 Metodologia

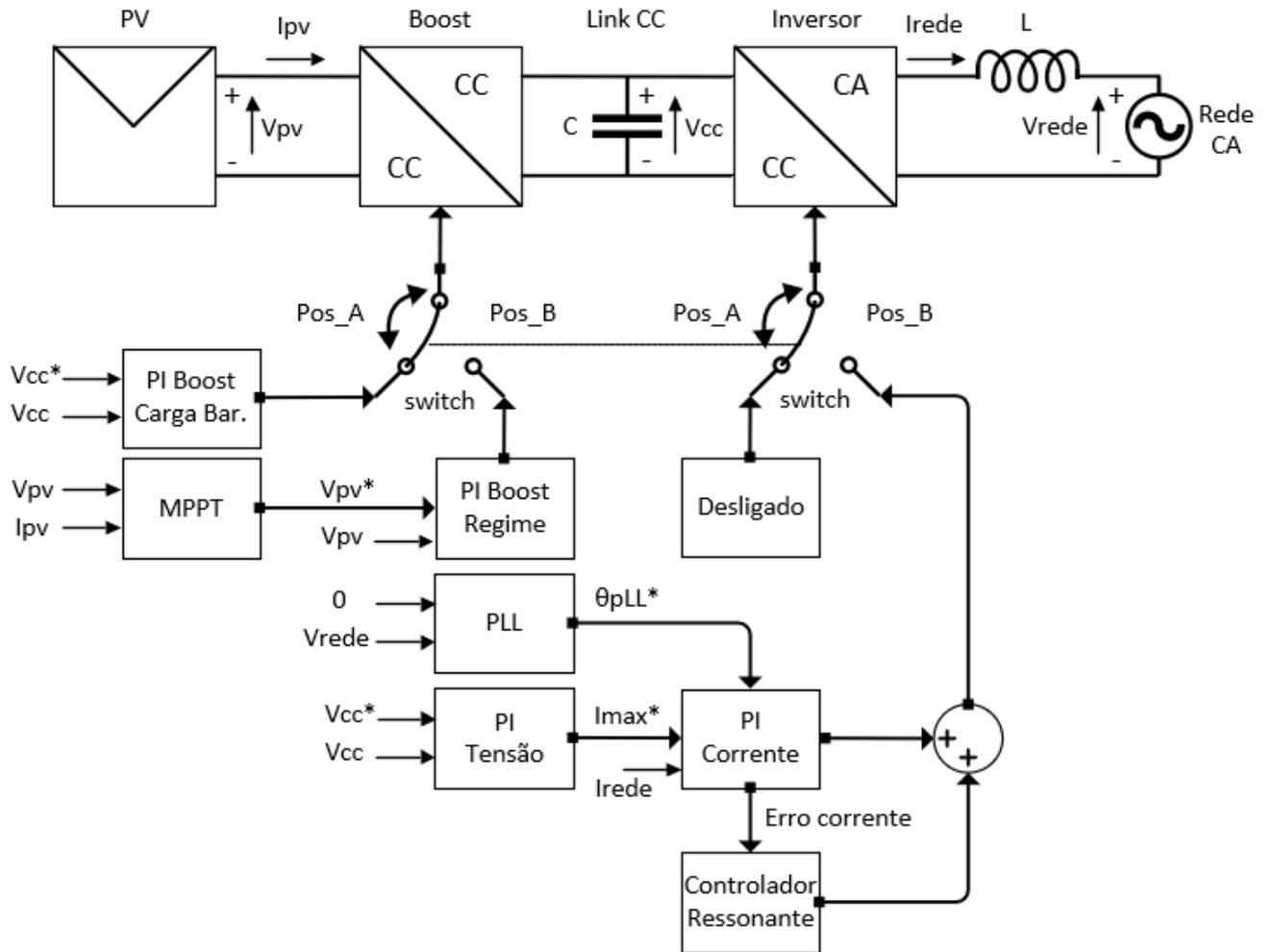
O inversor de tensão monofásico cujo protótipo foi projetado e construído com base na metodologia sugerida neste trabalho, tem como meta atender as seguintes especificações técnicas:

Tabela 6 – Especificações técnicas do inversor monofásico *grid-tie*.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência Nominal	900	W
Tensão Nominal de Entrada	74,8	V _{cc}
Tensão Nominal do <i>Link</i> CC	200	V _{cc}
Corrente Nominal de Entrada	8,7	A
Tensão Nominal de Saída	127	V _{rms}
Corrente Nominal de Saída	7	A _{rms}
Frequência Nominal	50/60	Hz
Temperatura de Operação	-20 a 60	°C
Frequência de Chaveamento	12000	Hz
Fator de Potência	>0,99	-
THD_i	<5	%
Rendimento	>90	%
Número de MPPTs	1	-

Para melhor compreensão do projeto que será realizado neste capítulo, analise a Figura 10, ela ilustra a topologia completa dos estágios conversores e da estratégia de controle utilizada.

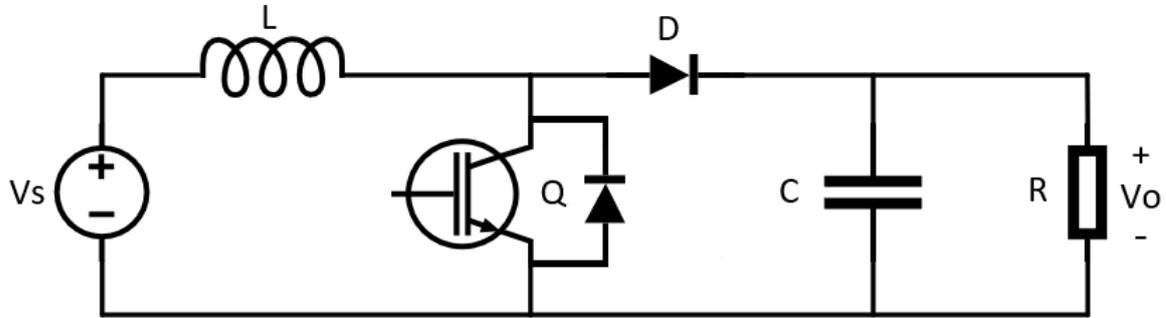
Figura 10 – Topologia completa do conversor *grid-tie*.



Fonte: Autor

2.1 Conversor CC-CC – Boost

O conversor *boost* ou elevador de tensão, pertence a classe dos *choppers*, ou seja, trabalham com sinais de entrada e saída em CC. A topologia do conversor *boost* utilizada neste trabalho é do tipo não isolada, portanto não existe isolamento galvânica entre a fonte aplicada à entrada e o barramento CC ou carga acoplados à saída. A Figura 11 ilustra a topologia simplificada deste conversor.

Figura 11 – Circuito genérico do conversor *boost*.

Fonte: Autor

Conforme pode ser acompanhado em (HART, 2012), a dedução da equação 2.1 que relaciona o ganho do conversor *boost*, com o ciclo de trabalho (D), é obtida a partir de uma análise simples, evidenciando-se a variação da corrente no indutor (Δi_L) considerando-se separadamente os modos de operação: chave aberta e chave fechada, somando-se os resultados e igualando a zero, uma vez que a variação líquida da corrente no indutor em regime permanente deve ser nula (HART, 2012). Resolvendo para V_o/V_s obtém-se a equação 2.1.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.1)$$

V_o é a tensão de saída, V_s a tensão de entrada e D o *duty cycle* ou ciclo de trabalho do PWM aplicado no *gate* da chave Q . Vale ressaltar que esta equação foi deduzida considerando elementos ideais, o que não se evidencia na prática. Inclusive isso pode ser rapidamente percebido ao avaliar que para $D = 1$ (100%), ou próximo deste valor, V_s tende a infinito, o que é impossível do ponto de vista real.

Sendo assim, levando-se em consideração a resistência do indutor, novamente detalhado em (HART, 2012) pode-se verificar que a relação de ganho do conversor *boost* real é dada pela equação 2.2

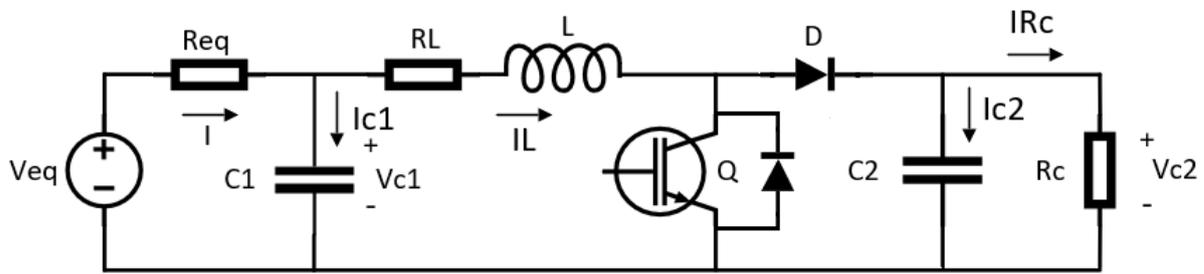
$$\frac{V_o}{V_s} = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{R(1-D)^2}} \right) \quad (2.2)$$

Onde R_L é a resistência do indutor e R a resistência de carga ligada a saída. Por fim, R_L não só interfere no ganho como também na eficiência do conversor, sendo no caso desta última, inversamente proporcional a relação entre elas (HART, 2012). Por fim, na prática também é difícil se obter ganhos superiores a 4 utilizando a topologia genérica apresentada na Figura 11, sendo necessário nestes casos, utilizar alguma configuração mais sofisticada destinada para tal aplicação, como por exemplo as topologias baseadas em célula de comutação de três estados.

2.1.1 Modelagem do *Boost* - Modo Carga do Barramento CC

Inicialmente o barramento CC do inversor deve ser carregado com a tensão mínima de operação, a qual foi adotada igual a 200V neste projeto. Este valor estipulado deve ser superior à tensão de pico da rede (180V) para que o inversor consiga produzir uma tensão com o mesmo nível desta, na verdade o inversor deve produzir uma tensão um pouco superior à tensão da rede, pois deve ser considerada a queda sobre indutor de filtro. O próprio PV será utilizado como fonte para a carga do barramento, sendo aplicada uma referência em rampa para suavizar o crescimento da tensão no banco de capacitores do estágio inversor, não gerando transitórios abruptos de corrente nos mesmos. Considerando o Equivalente de Thévenin do PV linearizado em torno do ponto de máxima potência e já acoplado à entrada do *boost*, têm-se o circuito apresentado na Figura 12.

Figura 12 – Circuito do *boost* acoplado ao Equivalente de Thévenin do PV.

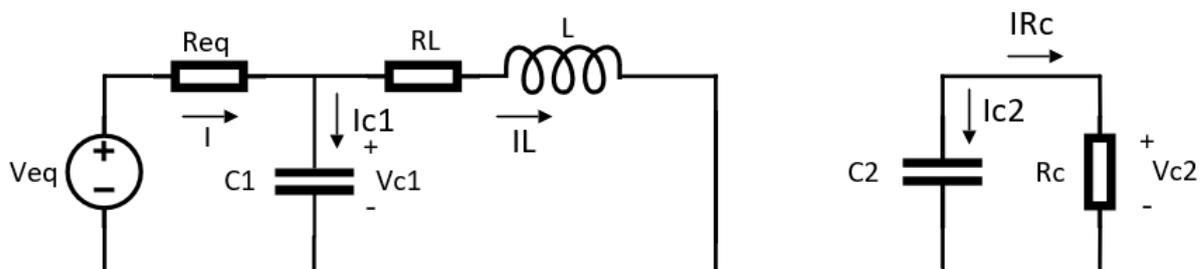


Fonte: Autor

C_1 representa a capacitância de entrada do conversor e C_2 a capacitância do barramento CC do estágio inversor, R_c modela a absorção de corrente pelo barramento, que funciona como uma carga ligada a saída do estágio de *boost*.

Para realizar o projeto dos controladores, inicialmente é necessário obter o modelo matemático que representa o circuito, para isso será utilizada a modelagem em espaço de estados. Assumindo a corrente no indutor, a tensão no capacitor C_1 e a tensão no capacitor C_2 como sendo as variáveis de estado, inicialmente para o intervalo em que a chave Q está fechada têm-se a configuração mostrada na Figura 13:

Figura 13 – *Boost* modo carga do barramento com a chave fechada.



Fonte: Autor

$$I = I_{c1} + I_L \Rightarrow I = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} + I_L \Rightarrow \frac{V_{eq} - V_{c1}}{R_{eq}} = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} + I_L \quad (2.3)$$

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{R_{eq}C_1}V_{eq} - \frac{1}{R_{eq}C_1}V_{c1} - I_L \quad (2.4)$$

$$I_{c2} = -I_{Rc} \Rightarrow C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{V_{c2}}{R_c} \quad (2.5)$$

$$\frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{1}{R_c C_2} V_{c2} \quad (2.6)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_{c1} - I_L R_L \quad (2.7)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} V_{c1} - \frac{R_L}{L} I_L \quad (2.8)$$

Reescrevendo as equações 2.4, 2.6 e 2.8 na forma

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{u} \\ y = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x} \end{cases}$$

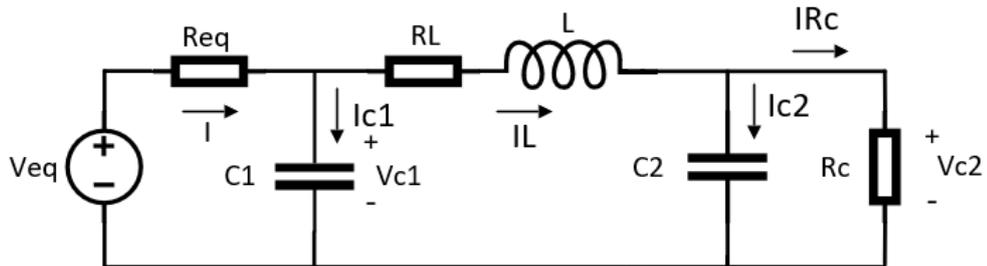
tem-se a representação do circuito em espaço de estados para o intervalo chave fechada no modo carga do barramento:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C_1} & 0 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{R_c C_2} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{eq}C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Em seguida, será realizada a análise do circuito durante o intervalo em que a chave Q permanece aberta, cuja simplificação é mostrada na Figura 14.

Figura 14 – Boost modo carga do barramento com a chave aberta.



Fonte: Autor

$$I = I_{c1} + I_L \Rightarrow I = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} + I_L \Rightarrow \frac{V_{eq} - V_{c1}}{R_{eq}} = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} + I_L \quad (2.11)$$

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{R_{eq}C_1}V_{eq} - \frac{1}{R_{eq}C_1}V_{c1} - I_L \quad (2.12)$$

$$I_L = I_{c2} + I_{Rc} \Rightarrow C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} = I_L - I_{Rc} = I_L - \frac{V_{c2}}{R_c} \quad (2.13)$$

$$\frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}I_L - \frac{1}{R_c C_2}V_{c2} \quad (2.14)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_{c1} - I_L R_L - V_{c2} \quad (2.15)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{c1} - \frac{R_L}{L}I_L - \frac{1}{L}V_{c2} \quad (2.16)$$

Reescrevendo as equações 2.12, 2.14 e 2.16 na forma

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{u} \\ y = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x} \end{cases}$$

tem-se a representação do circuito em espaço de estados para o intervalo chave aberta no modo carga do barramento:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C_1} & 0 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{R_c C_2} & \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{eq}C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Após levantadas as equações de estados das variáveis de interesse para os dois modos de operação da chave Q, deve-se obter a planta ou função de transferência em pequenos sinais do conversor, linearizada em torno do ponto de operação durante um ciclo de chaveamento. Para isto, é necessário ponderar as matrizes de estado encontradas anteriormente no tempo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2000) utilizando as equações 2.19 e 2.20.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (2.19)$$

$$y = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} \quad (2.20)$$

Onde,

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2(1 - D), \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2(1 - D) \text{ e } \mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2(1 - D) \quad (2.21)$$

Note que para simplificar a modelagem do sistema, a técnica utilizada consiste em considerar um modelo médio, uma vez que o sistema é não linear devido ao chaveamento. Vale ressaltar que a chave permanece fechada durante o intervalo de tempo D e aberta durante o intervalo restante do período $(1 - D)$. O vetor de estados em regime permanente é obtido através da equação 2.22.

$$\mathbf{x} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u} \quad (2.22)$$

A modelagem em pequenos sinais consiste basicamente em considerar uma pequena perturbação adicionada tanto às variáveis de estado, quanto ao *duty cycle*. Além do mais, com essa técnica é possível obter a função de transferência que relaciona uma das variáveis de estado (saída) com a variável de controle, ou de entrada D . Sendo assim, a planta do conversor *boost* linearizada em torno do ponto de operação pode ser obtida através de 2.23, cuja dedução detalhada encontra-se em (BASTOS, 2013).

$$G(s) = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{x} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{u}] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{x} \quad (2.23)$$

Em seguida, são apresentados na Tabela 7 os parâmetros de circuito utilizados na etapa de *boost* durante o modo carga do barramento CC. Como neste intervalo o painel não opera com máxima potência e obviamente nem em circuito aberto, será considerado um $V_{eq} = 85,7V$, sendo essa a média entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto, além de $R_{eq} = 4,3\Omega$ por ser a metade do valor de R_{eq} de máxima potência, devido o mesmo motivo citado para a tensão V_{eq} .

Tabela 7 – Parâmetros para modelagem do *boost* no modo carga do barramento.

Parâmetro	Valor
V_{eq}	85,7V
R_{eq}	4,3 Ω
C1	940 μ F
C2	940 μ F
R_L	0,1 Ω
L	3mH
Rc	10k Ω

Com estes valores, calculam-se os coeficientes das matrizes referentes aos modos de operação chave aberta e chave fechada, assim como das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} utilizando a equação 2.21. Adotando um ganho de projeto igual a $V_o(s)/V_s(s) = 200/85,7 = 2,33$, a

partir de 2.1 encontra-se um *duty cycle* de 0,57. Por fim, preservando a variável de saída como sendo a tensão no capacitor C_2 conforme explicitado em 2.10 e 2.18, obtêm-se a partir da equação 2.23 a função de transferência que relaciona a tensão no barramento CC em função de D .

$$G_1(s) = \frac{V_{C_2}(s)}{D(s)} = \frac{-49,35s^2 + 3,041 \times 10^7 s + 3,395 \times 10^9}{s^3 + 145,1s^2 + 6,964 \times 10^4 s + 7,32 \times 10^6} \quad (2.24)$$

É importante mencionar que foi atribuído um valor elevado à resistência R_c simplesmente pelo fato de que durante a carga do barramento, como o estágio inversor está desligado, não há absorção de corrente pelo mesmo, sendo modelado neste caso um valor muito pequeno de corrente circulando em R_c , isso foi feito de modo a se encontrar equações que permitam a modelagem do sistema, caso contrário não seria possível realizar a modelagem utilizando esta técnica.

O *Script Matlab* para realização dos cálculos descritos anteriormente para obtenção de $G_1(s)$ encontra-se nos Apêndices.

2.1.2 Controlador PI do *Boost* - Modo Carga do Barramento CC

Grande parte dos controladores utilizados neste trabalho são do tipo PI, cuja ação de controle é composta pela soma de uma parcela proporcional ao erro e uma parcela proporcional a integral do erro. Para projeto dos ganhos será utilizada a ferramenta de sintonia *Sisotool* disponibilizada no *Software Matlab*. O controlador PI é tradicionalmente utilizado em diversas aplicações justamente por apresentar boa performance dinâmica, além da simplicidade na implementação e sintonia em campo.

$$mv(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \Rightarrow MV(s) = K_p E(s) + \frac{K_i}{s} E(s) \quad (2.25)$$

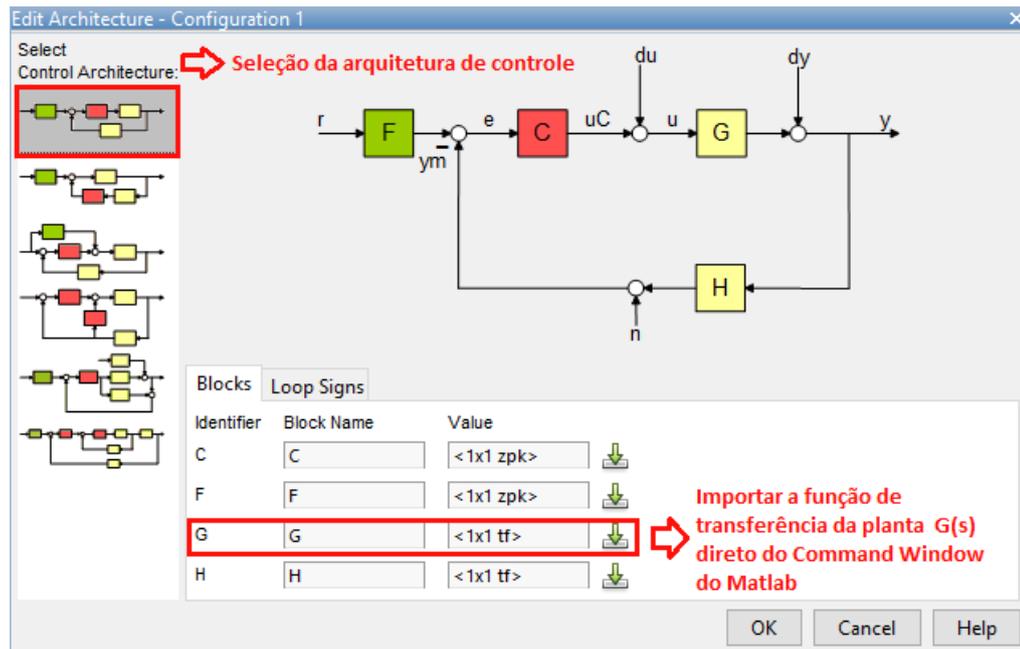
A equação 2.25 relaciona a saída do controlador $mv(t)$, com o erro $e(t)$ que consiste na diferença entre a referência e a variável controlada, além da sua correspondente representação no domínio de Laplace. K_p é o ganho proporcional e K_i o ganho integral.

Vale destacar que as recomendações práticas para projeto de controladores PI para tais aplicações, sugerem uma margem de fase da malha aberta entre 60° e 80° , de modo a não proporcionar considerável sobressinal na resposta do sistema em malha fechada. Além disso, é recomendável projetar uma frequência de corte da malha fechada bem abaixo da frequência de chaveamento, de modo a permitir que a dinâmica do sistema seja mais lenta que a comutação das chaves, caso contrário, o controlador promove uma nova ação de controle antes mesmo que a planta tenha tempo hábil para responder à ação anterior, fato que pode levar à instabilidade do sistema ou até mesmo impossibilitar uma sintonia que atenda as especificações de desempenho desejadas, caso f_c escolhida seja elevada.

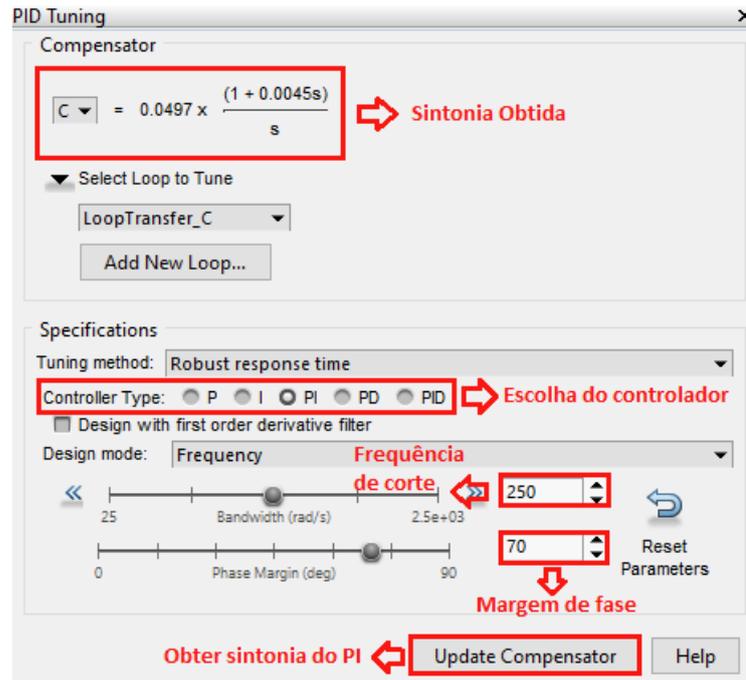
Considerando a planta do *boost* para o modo carga do barramento representada por 2.24, para uma margem de fase da malha aberta igual a 70° e frequência de corte do sistema em malha fechada igual 250 rad/s , têm-se a seguinte sintonia para o PI: $K_p = 0,0002245$ e $K_i = 0,0496$.

As Figuras 15 e 16 ilustram como o procedimento para sintonia é realizado no *Sisotool*.

Figura 15 – Arquitetura do controlador - *Sisotool*



Fonte: Autor

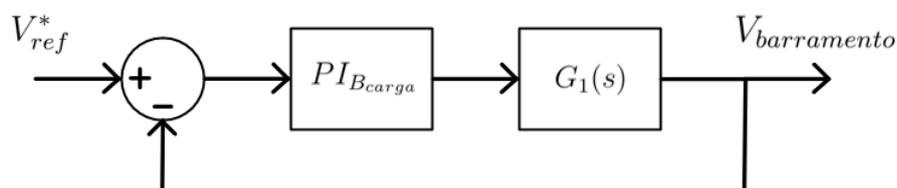
Figura 16 – Sintonia do PI no *Sisotool*

Fonte: Autor

Outra consideração importante que não deve passar despercebida, é que como trata-se de controle digital, é introduzido no sistema um atraso devido a amostragem. O qual pode ser modelado através da equação 2.26.

$$Atraso(s) = \frac{1}{\tau s + 1} = \frac{1}{83,33 \times 10^{-6}s + 1} \quad (2.26)$$

Onde τ é a constante de tempo do atraso igual ao período de chaveamento $1/F_s$. Neste projeto como a frequência de chaveamento é elevada, nota-se a partir de 2.26 que o efeito do atraso na dinâmica do sistema torna-se pouco significativo, portanto ele será ignorado em todas as etapas de modelagem das plantas a partir daqui. Entretanto, nos sistemas cuja comutação das chaves ocorre em frequência mais baixa, ele deve ser considerado devido o aumento de τ . A Figura 17 ilustra o sistema de controle da carga do barramento CC.

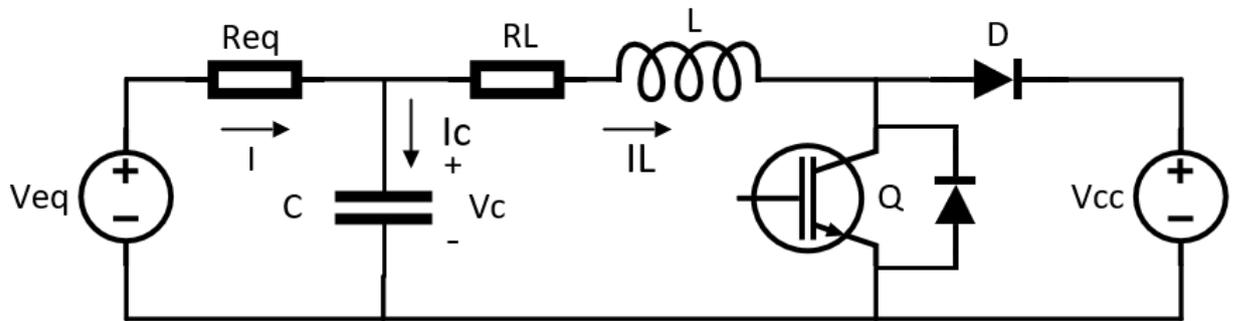
Figura 17 – Diagrama de Blocos - Controle do *Boost* no modo carga do barramento.

Fonte: Autor

2.1.3 Modelagem do Boost - Modo Regime Permanente

Após projetado o controlador responsável pela carga inicial do barramento CC do inversor, prossegue a metodologia utilizada para o projeto do controlador responsável pela operação do *boost* no modo regime permanente. O intuito agora é realizar o controle da tensão sobre o capacitor C do circuito mostrado na Figura 18, ou seja, regular a tensão nos terminais do PV de modo a rastrear o ponto de máxima potência do mesmo. V_{cc} representa a tensão do barramento CC, considerada fixa durante o modo regime permanente.

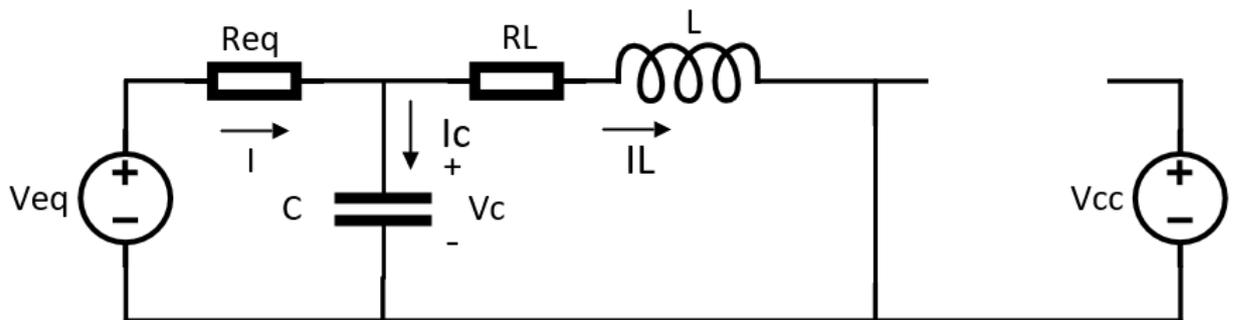
Figura 18 – Circuito do Boost acoplado ao barramento CC.



Fonte: Autor

Aplicando a mesma metodologia descrita de forma detalhada na seção 2.1.1, inicialmente para o intervalo chave Q fechada, têm-se o circuito simplificado apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Boost modo regime permanente com chave fechada.



Fonte: Autor

$$I = I_c + I_L \Rightarrow I = C \frac{dV_c}{dt} + I_L \Rightarrow \frac{V_{eq} - V_c}{R_{eq}} = C \frac{dV_c}{dt} + I_L \quad (2.27)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{R_{eq}C} V_{eq} - \frac{1}{R_{eq}C} V_c - I_L \quad (2.28)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_c - I_L R_L \quad (2.29)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} V_c - \frac{R_L}{L} I_L \quad (2.30)$$

Reescrevendo as equações 2.28 e 2.30 na forma

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{u} \\ y = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x} \end{cases}$$

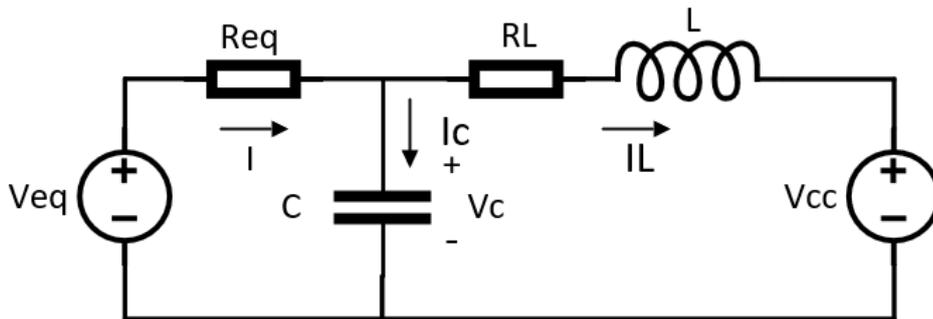
têm-se a representação do circuito em espaço de estados para o intervalo chave fechada no modo regime permanente:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C} & -1 \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{eq}C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Já durante o intervalo em que a chave Q permanece aberta, têm-se a nova configuração apresentada na Figura 20.

Figura 20 – Boost modo regime permanente com chave aberta.



Fonte: Autor

$$I = I_c + I_L \Rightarrow I = C \frac{dV_c}{dt} + I_L \Rightarrow \frac{V_{eq} - V_c}{R_{eq}} = C \frac{dV_c}{dt} + I_L \quad (2.33)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{R_{eq}C} V_{eq} - \frac{1}{R_{eq}C} V_c - I_L \quad (2.34)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_c - I_L R_L - V_{cc} \quad (2.35)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}V_c - \frac{R_L}{L}I_L - \frac{1}{L}V_{cc} \quad (2.36)$$

Reescrevendo as equações 2.34 e 2.36 na forma

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{u} \\ y = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x} \end{cases}$$

têm-se a representação do circuito em espaço de estados para o intervalo chave aberta no modo regime permanente:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq}C} & -1 \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{eq}C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

A partir dos valores especificados na Tabela 8, é realizado o cálculo da nova planta do conversor *boost* no modo regime.

Tabela 8 – Parâmetros para modelagem do *boost* no modo regime permanente.

Parâmetro	Valor
V_{eq}	149,6V
V_{cc}	200V
R_{eq}	8,6 Ω
C	940 μ F
R_L	0,1 Ω
L	3mH

V_{eq} é igual ao dobro da tensão de máxima potência do PV, uma vez que na condição de máxima transferência de potência, a impedância equivalente de entrada do *boost* será igual a resistência de Thévenin do modelo linearizado do painel, logo, metade da tensão V_{eq} é aplicada na entrada do *boost*. Além disso, $R_{eq} = 8,6\Omega$ modela a absorção de 650W, ou seja, potência nominal do arranjo fotovoltaico operando com V_{mp} nos seus terminais. $V_{cc} = 200V$ é a tensão de projeto do barramento CC. Para um ganho em regime igual a $V_o(s)/V_s(s) = 200/74,8 = 2,67$, a partir de 2.1 encontra-se um *duty cycle* de 0,625.

De posse dos parâmetros do circuito, calculam-se os coeficientes das matrizes referentes aos modos de operação chave aberta e chave fechada, assim como das matrizes **A**, **B** e **C** utilizando a equação 2.21. Por fim, preservando a variável de saída como sendo a tensão no capacitor C conforme explicitado em 2.32 e 2.38, obtêm-se a partir da equação

2.23 a função de transferência que relaciona a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico em função de D .

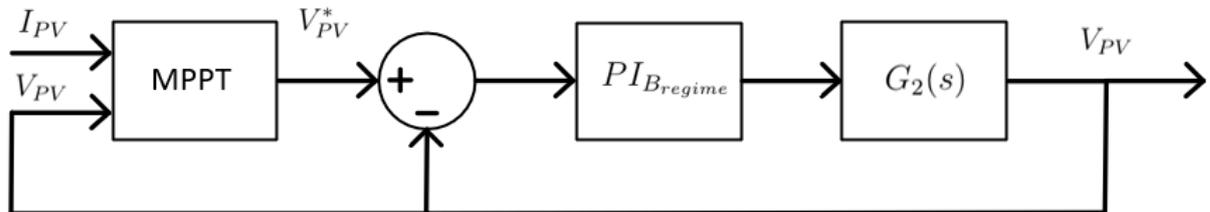
$$G_2(s) = \frac{V_C(s)}{D(s)} = \frac{-7,092 \times 10^7}{s^2 + 157s + 3,587 \times 10^5} \quad (2.39)$$

O *Script Matlab* para realização dos cálculos para obtenção de $G_2(s)$ encontra-se disponível nos Apêndices.

2.1.4 Controlador PI do *Boost* - Modo Regime Permanente

Repetindo o procedimento detalhado na seção 2.1.2, novamente utilizando a ferramenta *Sisotool/Matlab* para sintonia de controladores PI, considerando a planta do *boost* para o modo regime permanente representada por 2.39, para uma margem de fase da malha aberta igual a 70° e frequência de corte do sistema em malha fechada igual 1500 rad/s , tem-se a seguinte sintonia para o PI: $K_p = -0,02687$ e $K_i = -0,705$. A Figura 21 ilustra o sistema de controle do *boost* no modo regime permanente.

Figura 21 – Diagrama de Blocos - Controle do *Boost* no modo regime permanente.



Fonte: Autor

Com base na Figura 21, note que o controlador de MPPT gera a referência de tensão para o controlador do conversor *boost* durante o modo regime permanente, este segundo é responsável por regular a tensão de máxima potência nos terminais do arranjo fotovoltaico.

2.2 Barramento ou *Link CC*

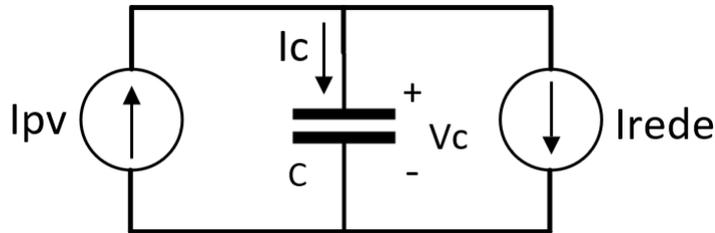
O barramento de tensão contínua do inversor discutido neste trabalho promove o acoplamento entre a saída do conversor *boost* e a entrada do estágio inversor. Este é composto por um banco de dois capacitores eletrolíticos de $470\mu\text{F}/400\text{V}$ cada, associados em paralelo, compondo assim uma capacitância equivalente de $940\mu\text{F}$. O valor atribuído para esta capacitância foi escolhido de modo a não ser baixo o bastante levando o barramento a operar com elevado *ripple* quando o inversor estiver processando potências da ordem da

potência nominal, e nem alto demasiadamente de modo a tornar lenta demais a dinâmica da planta de tensão no barramento, o que acarretaria dificuldade no controle desta etapa.

2.2.1 Modelagem da Tensão no Barramento CC

Nesta secção será apresentado como foi realizada a modelagem da função de transferência que relaciona a tensão no barramento CC, dada uma referência de corrente. De modo simplificado, com base na Figura 22, basicamente deve-se notar que um aumento de I_{pv} deve implicar em um aumento de I_{rede} e vice-versa, ou seja, para se manter V_c constante, a corrente média no capacitor deve ser nula.

Figura 22 – Modelagem do barramento CC a partir de fontes de corrente e capacitância.



Fonte: Autor

$$I_c = I_{pv} - I_{rede} \Rightarrow C \frac{dV_c}{dt} = \Delta I = I \quad (2.40)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em 2.40:

$$sV_c(s) = \frac{1}{C}I(s) \quad (2.41)$$

$$G_3(s) = \frac{V_c(s)}{I(s)} = -\frac{1}{sC} = -\frac{1}{0,00094s} \quad (2.42)$$

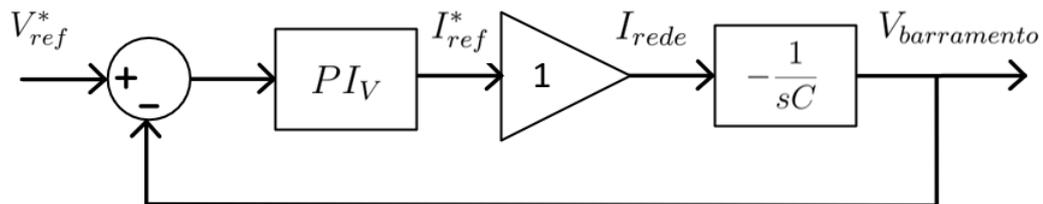
Sendo assim, o arranjo fotovoltaico acoplado ao *boost* é modelado como uma fonte de corrente I_{pv} injetada no barramento CC e o estágio inversor como uma fonte de corrente I_{rede} drenada pela rede CA. O sinal negativo em $G_3(s)$ indica que a ação do controlador deve ser inversa, ou seja, uma tendência de aumento da tensão no barramento deve implicar num aumento da injeção de corrente na rede e vice-versa, com isso mantêm-se a tensão do barramento controlada em torno do valor de referência.

2.2.2 Controlador PI da Tensão no Barramento CC

Considerando a planta de tensão no barramento representada por 2.42, para uma margem de fase da malha aberta igual a 70° e frequência de corte do sistema em malha

fechada igual 150rad/s , tem-se a seguinte sintonia para o PI: $K_p = -0,1325$ e $K_i = -7,23$. A Figura 23 mostra a representação do sistema de controle discutido nessa seção na forma de diagrama de blocos. O ganho unitário presente no diagrama de blocos da Figura 23 representa a planta de corrente que corresponde a malha interna do sistema cascata que será apresentado na seção 2.3.3.

Figura 23 – Diagrama de Blocos - Controle da tensão no barramento CC.

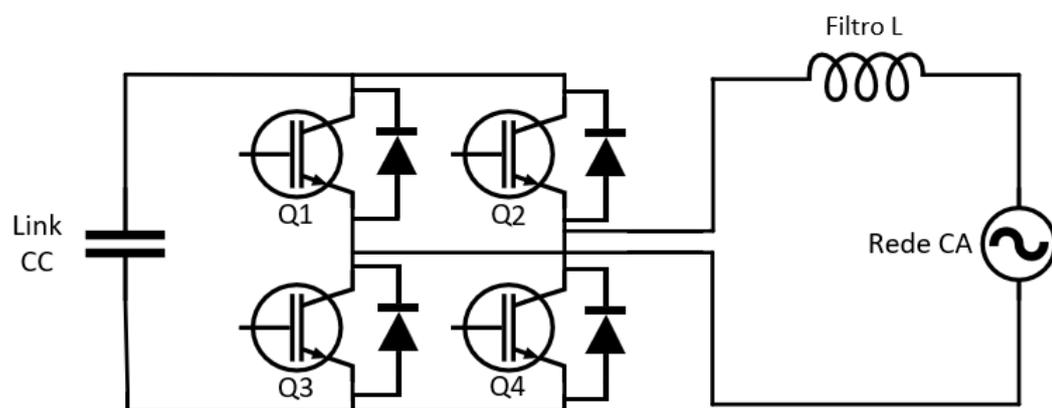


Fonte: Autor

2.3 Conversor CC-CA – Inversor

O circuito denominado inversor pertence a classe dos conversores de potência cujos sinais de entrada são em CC e a saída em CA. A topologia do estágio inversor utilizada neste trabalho é do tipo *full-bridge* monofásica, ou seja, composta por uma ponte completa de IGBTs de dois braços. A Figura 24 ilustra esta topologia.

Figura 24 – Ponte completa monofásica de IGBTs ligada à rede através de filtro L.



Fonte: Autor

É importante salientar que os acionamentos das duas chaves do mesmo braço devem ser intertravados fisicamente entre si, ou seja, sempre que Q1 estiver ligado, Q3 deve estar desligado e vice-versa, o mesmo vale para as chaves Q2 e Q4. É nítido que tal condição deve ser respeitada para não causar curto-circuito no barramento CC. Além

do

que a comutação das chaves do mesmo braço não ocorra de maneira instantânea, o que também pode ocasionar curto-circuito.

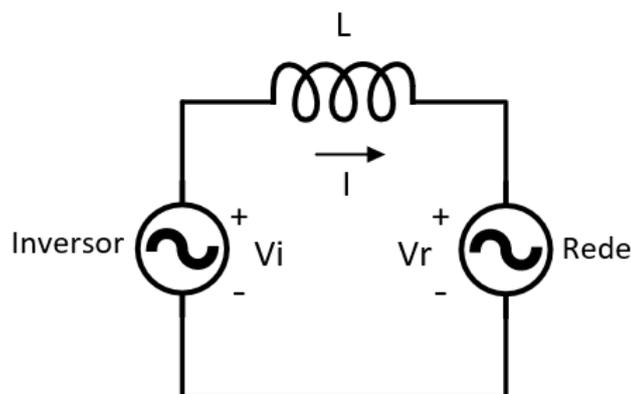
O filtro L promove o acoplamento entre a saída do estágio inversor e a rede elétrica da concessionária. Sua função é filtrar a corrente de saída injetada na rede, diminuindo seu conteúdo harmônico de modo a atender as restrições de qualidade da energia para acesso ao sistema de distribuição.

No protótipo foi utilizado o CI (circuito integrado) FNA41560 da *Fairchild Semiconductor* para implementar o *driver* do inversor, essa escolha foi devido ao seu baixo custo, além de já conter circuitos internos para *gate driver* e controle da carga e descarga dos capacitores de *bootstrap*. Além disso, o CI possui seis IGBTs com seus respectivos diodos de corpo já encapsulados. Como a *full bridge* utiliza apenas quatro transistores, o quinto IGBT disponível e o diodo do sexto IGBT, podem ser utilizados na composição do conversor *boost*. Sendo assim, foi uma solução ótima do ponto de vista econômico, do espaço ocupado e da simplicidade do circuito de disparos necessário. Detalhes do *data sheet* sobre a configuração interna do CI FNA41560 assim como o diagrama de pinos, podem ser consultados nos Apêndices.

2.3.1 Modelagem da Corrente Injetada na Rede

A modelagem da planta da corrente injetada na rede é realizada considerando o inversor e o barramento da concessionária como duas fontes CA, acopladas por meio do filtro L cuja resistência de perdas é desprezível.

Figura 25 – Modelagem da corrente injetada na rede.



Fonte: Autor

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_i - V_r \quad (2.43)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_i - V_r) \quad (2.44)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em 2.44:

$$sI_L(s) = \frac{1}{L}(V_i(s) - V_r(s)) \quad (2.45)$$

$$\frac{I_L(s)}{\Delta V(s)} = \frac{1}{sL} \quad (2.46)$$

Por fim, deve ser considerado um ganho igual ao valor da tensão do barramento CC aplicado a planta $I_L(s)/V(s)$. Uma vez que o sinal de modulação é normalizado entre 0 e 1, porém a saída de tensão $V(s)$ após o PWM é ponderada em relação ao V_{cc} do barramento, portanto:

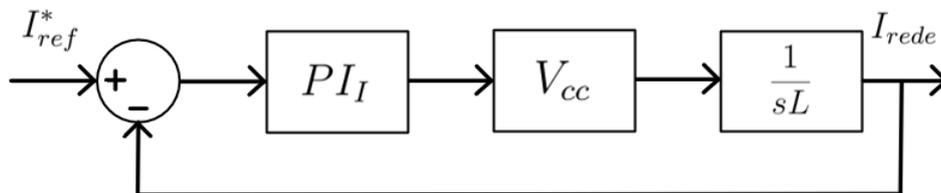
$$G_4(s) = \frac{I_L(s)}{V(s)} = \frac{V_{cc}}{sL} = \frac{200}{0,003s} \quad (2.47)$$

Considerando constante a tensão da rede, $G_4(s)$ modela a variação da corrente injetada na mesma, dada uma variação na tensão nos terminais do inversor.

2.3.2 Controlador PI da Corrente Injetada na Rede

A partir da planta da corrente injetada na rede, representada por 2.47 e seguindo a mesma metodologia de sintonia adotada nas seções anteriores, para uma margem de fase da malha aberta igual a 70° e frequência de corte do sistema em malha fechada igual 7500 rad/s , têm-se a seguinte sintonia para o PI: $K_p = 0,10572$ e $K_i = 288,6$. A Figura 26 ilustra a topologia do controle da corrente injetada na rede, estrutura esta que constitui a malha interna do sistema cascata que será apresentado na próxima seção.

Figura 26 – Diagrama de Blocos - Controle da corrente injetada na rede CA.



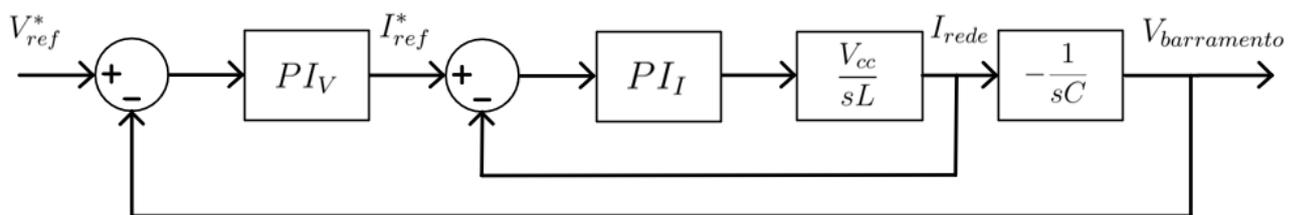
Fonte: Autor

2.3.3 Controle em Malha Cascata entre a Tensão no Barramento CC e a Corrente Injetada na Rede

Usualmente, o controle da tensão é mais lento do que o controle da corrente num determinado elemento, isso se deve às diferenças nos valores das constantes de tempo de cada circuito (BASTOS, 2013). Portanto um bom projeto de controlador que conduza o sistema a operar dentro da região de estabilidade, geralmente não é robusto o bastante para eliminar simultaneamente as indesejáveis oscilações da tensão controlada em relação a uma referência fixa. Sendo assim, para contornar este problema, o controle da tensão no barramento CC será realizado em cascata com o controle da corrente injetada na rede.

Devido a instabilidade de certas malhas de controle, pode-se controlar uma variável indiretamente através de outra variável mais estável (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2000). O projeto da malha em cascata é baseado na malha mais estável e mais rápida, que é definida como a malha interna, sendo neste caso a malha de corrente. O projeto desta, segue o mesmo procedimento do controle direto em corrente, projetado para uma frequência de 1/10 da frequência de chaveamento e margem de fase entre 60° e 80°. Já a malha mais externa, que é mais lenta, deve enxergar a malha interna como uma constante. Em outras palavras, a malha interna deve ser tão mais rápida que a externa a ponto de ser considerada uma constante, logo a velocidade da malha externa deve ser muito menor, para isso deve ser projetada uma frequência de corte de 1/10 (ou menor) da frequência da malha interna. A Figura 27 ilustra a topologia de controle da planta de tensão em cascata com a planta de corrente.

Figura 27 – Diagrama de Blocos - Controle da tensão no barramento em cascata com controle da corrente injetada na rede.



Fonte: Autor

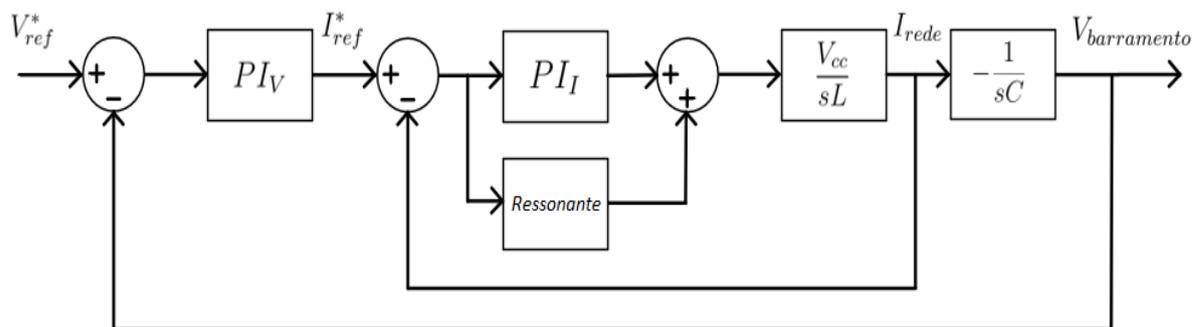
A eficácia da utilização do controle em cascata entre a tensão no barramento e a corrente na rede, do controle do *boost* para os dois modos de operação discutidos neste capítulo, assim como demais observações importantes sobre a dinâmica dos conversores que compõem o protótipo, serão assuntos tratados com detalhes no capítulo 3.

2.3.4 Controlador Ressonante

É importante antecipar que o controlador PI da planta de corrente, ou seja, da malha interna do sistema de controle cascata apresentado na Figura 27, por si só, não consegue compensar totalmente a ação de controle necessária para se alcançar erro nulo em regime permanente. Isto é devido ao tipo da entrada do sistema, que neste caso trata-se de uma referência senoidal (I_{ref}^*). Não apenas nesta, assim como em outras aplicações não mencionadas neste trabalho, como por exemplo no trabalho de (AGUIAR, 2013), faz-se necessário a utilização do controlador do tipo ressonante.

Sendo assim, o controlador ressonante contribui na ação de controle gerada pelo PI da planta da corrente, ou seja, é posicionado em paralelo com o PI conforme pode ser verificado na Figura 28 (AGUIAR, 2013). Sua utilização é restrita às aplicações onde deseja-se adicionar um determinado ganho à variável de controle. Todavia, este ganho só ocorre quando o sinal de entrada (erro da corrente neste caso) oscila na mesma frequência de ressonância utilizada no projeto do controlador. Tratando-se de sistemas que processam sinais com distorções harmônicas, este tipo de controlador pode ser aplicado tanto para compensação da componente fundamental quanto de componentes harmônicas específicas de interesse. Neste trabalho o controlador ressonante será projetado para compensar exclusivamente a componente fundamental do sinal de referência, ou seja, a frequência de 377 rad/s.

Figura 28 – Diagrama de Blocos - Controlador PI cascata mais ressonante.



Fonte: Autor

Em resumo, quando o sinal de entrada oscila na mesma frequência de projeto do controlador ressonante (ω_0), a saída deste controlador no domínio da frequência é um impulso de amplitude K/b , sendo K o ganho CC e b a largura de banda do impulso de saída, em rad/s.

A equação 2.48 representa a função de transferência do controlador ressonante.

$$C(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{Ks}{s^2 + bs + \omega_0^2} \quad (2.48)$$

Para projeto do controlador ressonante deste trabalho foram atribuídos empiricamente um ganho igual a 10 e uma largura de banda na frequência de ressonância igual a 3 rad/s, logo, $K = 30$ e $b = 3$. Daí,

$$C(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{30s}{s^2 + 3s + 376,99^2} \quad (2.49)$$

Para implementar a função de transferência representada em 2.49 no microcontrolador, é necessário realizar a discretização do controlador, encontrando sua nova representação no domínio Z e não mais no domínio de Laplace.

Sendo assim, utilizando o método das diferenças para proceder com a discretização, foi escolhida a técnica *backward difference* em relação a técnica *forwards difference*, uma vez que a partir da simulação foi possível notar que o método das diferenças *backward* apresenta melhor performance, principalmente em relação à estabilidade do sistema de controle.

2.3.5 Discretização *Backward*

O mapeamento de uma função de transferência $G(s)$ no plano Z a partir do método das diferenças *backward*, é feito a partir da simples substituição da variável "s" em $G(s)$:

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (2.50)$$

Onde T_s é o período de amostragem do sistema de controle digital. Sendo assim, substituindo 2.50 em 2.48, fica:

$$C(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{K \left(\frac{1-z^{-1}}{T_s} \right)}{\left(\frac{1-z^{-1}}{T_s} \right)^2 + b \left(\frac{1-z^{-1}}{T_s} \right) + \omega_0^2} \quad (2.51)$$

Após algumas manipulações algébricas em 2.51, é possível provar que:

$$C(z) = \frac{1}{\omega_0^2 T_s^2 + bT_s + 1} \left[(bT_s + 2)z^{-1}Y(z) - z^{-2}Y(z) + KT_s E(z) - KT_s z^{-1}E(z) \right] \quad (2.52)$$

Aplicando agora a Transformada Z inversa em 2.52, obtêm-se a equação de diferenças do controlador digital:

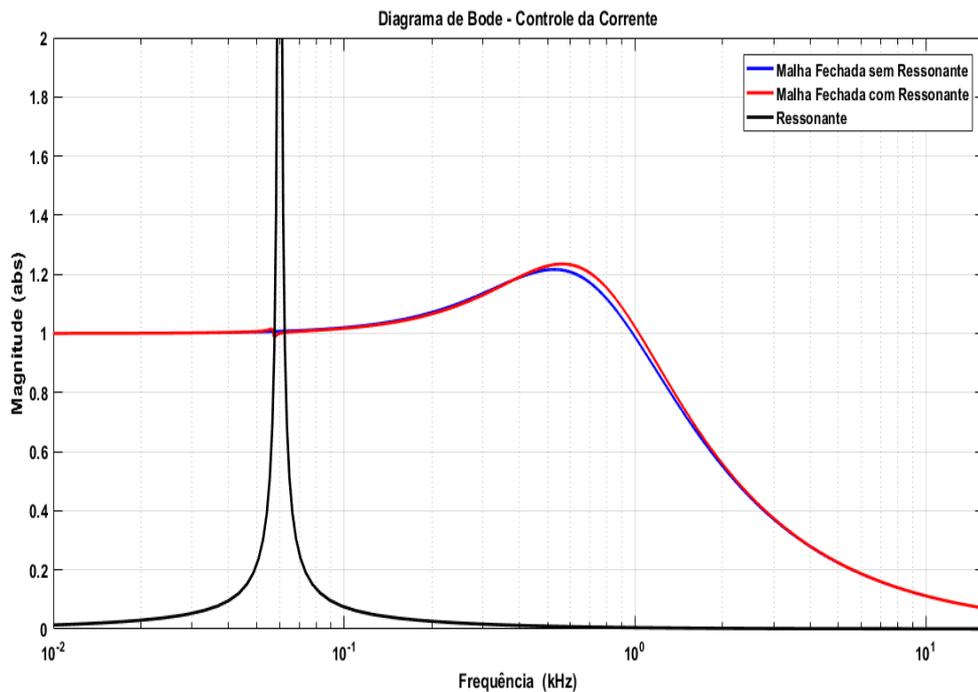
$$C[k] = \frac{1}{\omega_0^2 T_s^2 + bT_s + 1} \left[(bT_s + 2)y_{[k-1]} - y_{[k-2]} + KT_s e_{[k]} - KT_s e_{[k-1]} \right] \quad (2.53)$$

Onde k é a amostra atual processada pelo microcontrolador. Em coerência com a equação 2.49, substituindo $K = 30$, $b = 3$, $\omega_0^2 = 376,99^2$ e $T_s = 1/12000$, têm-se finalmente o projeto do controlador ressonante desejado:

$$C(k) = 1,997747y_{[k-1]} - 0,998749y_{[k-2]} + 0,002497e_{[k]} - 0,002497e_{[k-1]} \quad (2.54)$$

Para comprovar a influência do controlador ressonante na resposta do sistema em malha fechada, observe o Diagrama de Bode mostrado na Figura 29, nele foram plotadas as curvas de magnitude em função da frequência para a função de transferência da malha fechada (apenas a malha interna da Figura 28) sem a adição (apenas controlador PI) e com a adição do controlador ressonante, além da curva referente apenas a função de transferência do controlador ressonante (equação 2.49).

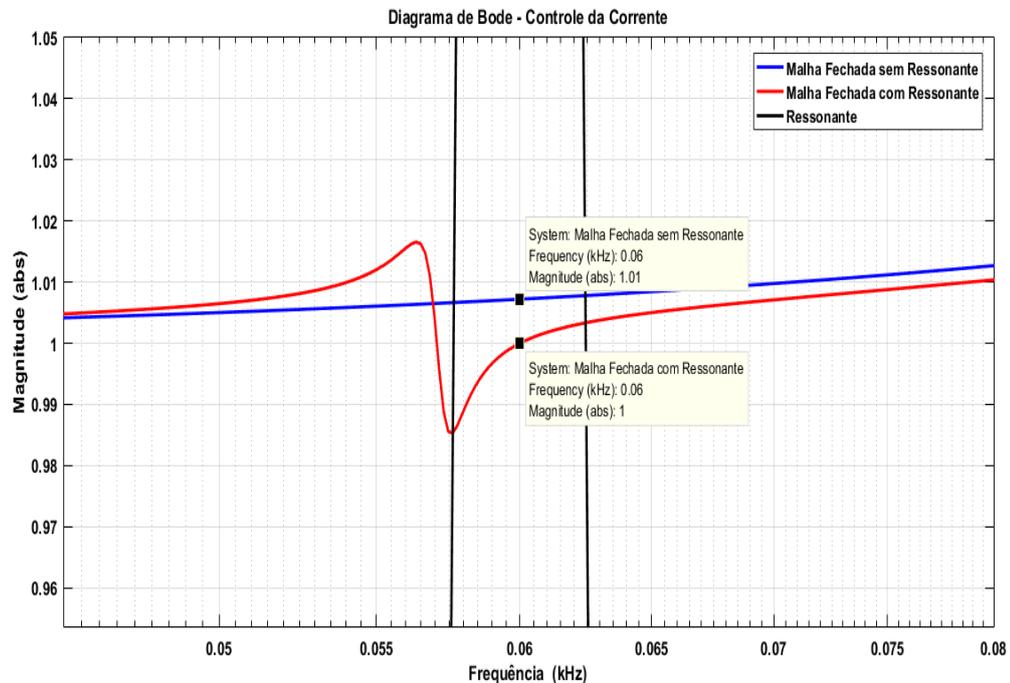
Figura 29 – Análise da planta da corrente no domínio da frequência.



Fonte: Autor

Comparando as curvas vermelha e azul na Figura 29, nota-se que são semelhantes, todavia, aplicando um *zoom* em torno da frequência de operação da planta, repare no detalhe de suma importância apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Detalhe no diagrama de Bode da planta da corrente em torno da frequência de operação.



Fonte: Autor

A partir da curva de magnitude da planta não compensada com o controlador ressonante (azul), ou seja, controle realizado apenas pelo PI, note que o ganho não é unitário em $F = 60Hz$, logo, têm-se dessa maneira, erro não nulo em regime permanente para o sistema de controle da corrente. Será mostrado nos capítulos 3 e 4 que o erro em regime devido a ausência do controlador ressonante se manifesta através de um atraso da corrente injetada na rede em relação a referência senoidal gerada pela malha cascata.

Em contrapartida, repare a partir da curva de magnitude da planta compensada com o controlador ressonante (vermelha), sendo neste caso, a ação de controle composta pela soma do PI mais o ressonante, que a função de transferência da malha fechada apresenta ganho perfeitamente unitário, implicando deste modo, em erro nulo (sem atraso de fase) da corrente injetada na rede em regime permanente.

2.4 Eletrônica de Sinais

Nesta seção são apresentados detalhes sobre alguns componentes e circuitos importantes que compõem o protótipo do inversor *grid-tie*.

2.4.1 Microcontrolador Atmel SAM3X8E

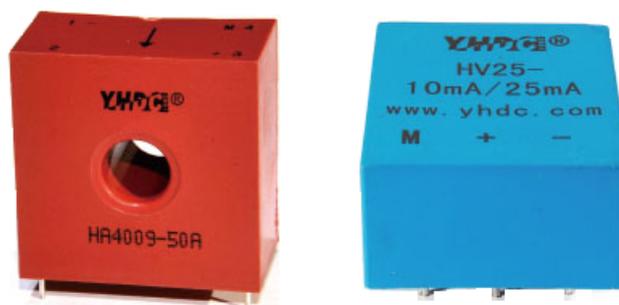
O microcontrolador utilizado para implementação dos controladores digitais foi o Atmel SAM3X8E, do fabricante *Atmega*. A escolha foi baseada no baixo custo, velocidade de processamento razoável para esta aplicação e disponibilidade de interrupção sincronizada com o PWM, funcionalidade útil para se trabalhar com amostragem de sinais e processamento de dados em circuitos chaveados.

A Figura 67 apresentada na seção Apêndices mostra a configuração de pinos da placa Arduino DUE, que já é disponibilizada comercialmente com o microcontrolador Atmel SAM3X8E. Este utiliza arquitetura ARM (*Advanced RISC Machine*), com registradores de 32 bits e conversor analógico-digital (A/D) de 12 bits. Sua máxima velocidade de processamento é 84MHz e quanto a capacidade de memória, apresenta até 512 Kbytes de memória *flash* e até 100 Kbytes de SRAM.

2.4.2 Sensores de Tensão e Corrente

Os sensores utilizados no protótipo funcionam por efeito *Hall*, deste modo é possível isolar as conexões de potência, do circuito de controle. Na Figura 31 são mostrados respectivamente os sensores de corrente (HA4009) e tensão (HV25) do fabricante YHDC utilizados.

Figura 31 – Sensores de Efeito *Hall*.



Fonte: (YHDC, 2018)

Na realidade, ambos sensores funcionam exclusivamente como transformadores de corrente, portanto no caso do medidor de tensão é necessário a utilização de um resistor para converter a tensão de entrada numa corrente adequada ao nível de operação do sensor.

O HA4009 possui relação de transformação de 20A/50mA, tempo de resposta $< 1\mu s$ e largura de banda de 150kHz, enquanto o HV25 possui uma relação de transformação de 10mA/25mA e tempo de resposta de $40\mu s$, ambos são alimentados com $\pm 15V$.

2.4.3 Isolação Óptica

Os sinais de controle gerados pelo microcontrolador devem possuir isolação elétrica em relação aos sinais presentes na parte de potência, com isso aumenta-se a segurança em relação a integridade do processador no caso de falha nas chaves que promovem a *interface* entre o circuito de controle com a rede e com o barramento CC.

Neste projeto foi utilizado o optoacoplador 6N137, a escolha foi baseada basicamente pela sua capacidade de comutação rápida, o que é crucial diante da necessidade de se trabalhar com chaveamento a 12kHz. A Figura 68 disponibilizada na seção Apêndices, mostra a topologia interna simplificada deste CI. Foi constatado experimentalmente que o 6N137 apresenta tempo de resposta (ou seja, comutação da saída dada uma comutação da entrada) igual a $96ns$, o que não representa nem 0,2% do período de chaveamento a 12kHz, garantindo deste modo a eficácia necessária ao projeto.

2.5 Elementos Passivos do Inversor

2.5.1 Indutores

No projeto deste inversor são utilizados dois indutores, um deles compõem o circuito *boost* e o outro funciona como filtro da corrente de saída, promovendo o acoplamento entre a saída do estágio inversor e a rede CA.

Sendo assim, foram utilizados dois indutores de 3mH/10A cada. Esta escolha foi devido a disponibilidade de tais elementos no laboratório que suportam corrente da ordem das correntes nominais do projeto.

Partindo da equação da tensão no indutor,

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.55)$$

Resolvendo para Δi_L , tem-se para o indutor de filtro:

$$\Delta i_L = \frac{V_L}{L} \Delta t = \frac{(V_{cc} - V_{rede})}{L} \Delta t \quad (2.56)$$

É importante mencionar que para este indutor o *ripple* da corrente na saída (Δi_L) é variável, pois V_L varia. Observe na equação 2.56 que como V_{cc} é fixo, quando a tensão da rede é zero tem-se ΔV_L máximo, o que implica no máximo *ripple* na corrente do indutor, em contra partida, quando V_{rede} está no valor de pico, ΔV_L é mínimo e a variação da corrente também.

Portanto, para $V_{cc} = 200V$, $V_{rede} = 0$, $L = 3mH$ e $\Delta t = DT = 0,5/12000$, tem-se um *ripple* máximo $\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = 0,28A$ na corrente do indutor de filtro.

Repetindo a mesma metodologia de cálculo para o indutor do conversor *boost*, realizando a análise do circuito durante o intervalo chave fechada no modo regime permanente, isolando dI_L na equação 2.35 deduzida na seção 2.1.3, tem-se:

$$dI_L = \Delta i_L = \frac{(V_c - I_L R_L)}{L} \Delta t \quad (2.57)$$

Por fim, considerando constante a tensão no capacitor C do circuito apresentado na Figura 18, e como sendo igual a tensão de máxima potência do arranjo de painéis na condição de potência nominal do inversor, $V_c = 74,8V$, $I_{Lmed} = I_{pv} = 8,69A$, $R_L = 0,1\Omega$, $L = 3mH$ e $\Delta t = DT = 0,625/12000$, tem-se então um *ripple* $\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = 1,28A$ na corrente do indutor do *boost*.

2.5.2 Capacitores

De modo semelhante a escolha dos indutores, conforme mencionado na seção 2.2, tanto para o capacitor de entrada do estágio elevador, quanto para o capacitor do barramento CC, foram atribuídos o valor de $940\mu F/400V$.

Conforme deduzido em (HART, 2012), é possível calcular o *ripple* da tensão no capacitor do barramento CC (saída do estágio elevador), utilizando a equação 2.58

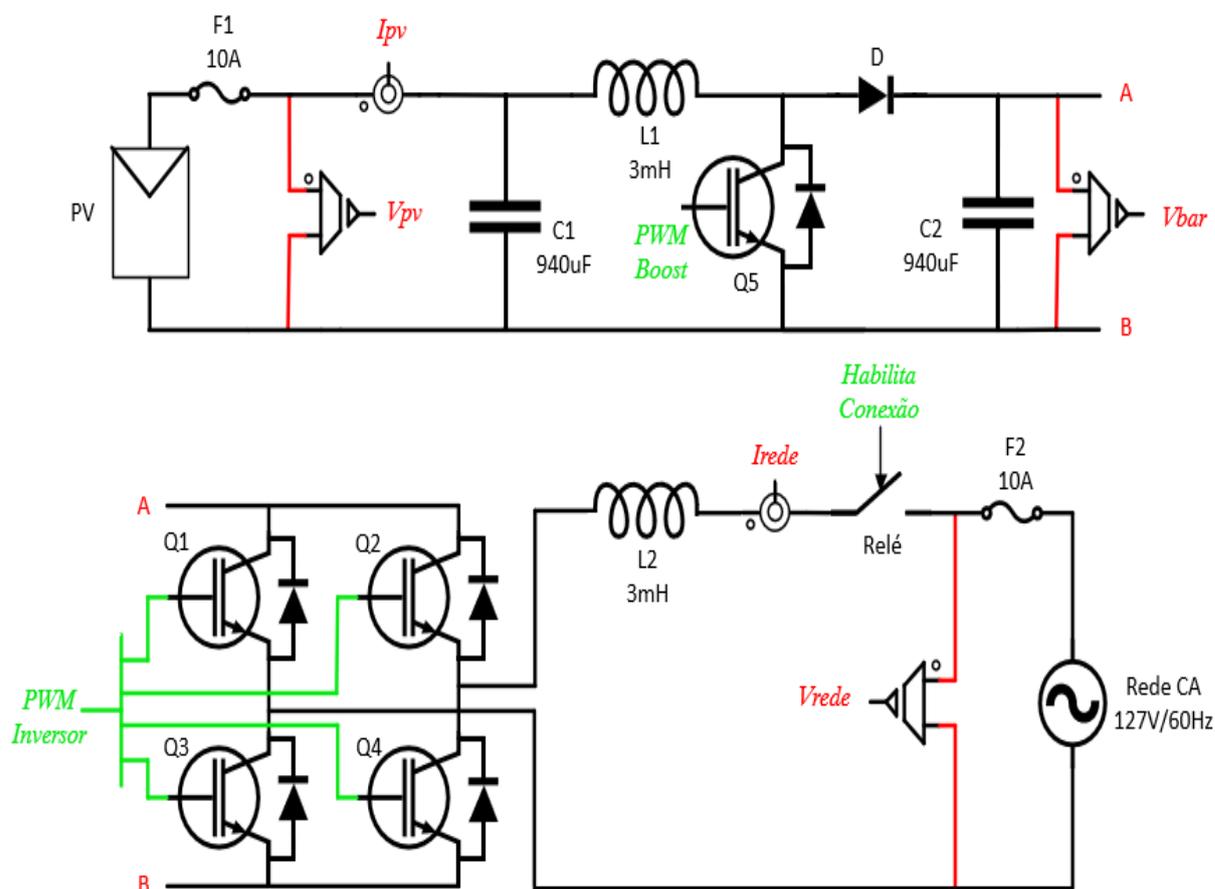
$$\Delta V_C = \frac{D}{RCf} V_{Cmed} \quad (2.58)$$

Sendo assim, considerando R como sendo a resistência que absorve a potência nominal do inversor, conectada de forma fictícia ao barramento apenas para a realização deste cálculo, tem-se: $R = 200^2/650 = 61,53\Omega$, $C = 940\mu F$, $f = 12kHz$, $D = 0,625$ e $V_{Cmed} = 200V$, que resulta em um *ripple* da tensão no barramento $\Delta V_C = 0,18V$. Entretanto, será mostrado na seção 3.3 do capítulo 3 que o *ripple* real da tensão no barramento CC assume um valor bem superior ao calculado aqui, isso se deve a característica de operação do estágio inversor que está acoplado à jusante do barramento, pois como ele drena potência de forma pulsada, isso causa um aumento significativo no *ripple*.

2.6 Eletrônica de Potência

Nesta seção são mostrados os circuitos da etapa de potência, ou seja, os dois estágios conversores de energia que compõem o projeto. Na Figura 32 o circuito da parte superior é o estágio elevador de tensão (*boost*), já na parte inferior é mostrado o estágio inversor e os dispositivos para seccionamento e proteção na saída para conexão com a rede.

Figura 32 – Eletrônica de Potência.



Fonte: Autor.

Os sinais em vermelho são as medidas dos sensores, portanto alimentam as entradas do controle. Os sinais em verde são as duas saídas PWM, além da saída que aciona a conexão e desconexão com a rede mediante as condições adequadas de operação do inversor, as quais serão detalhadas na seção 3.7 do capítulo 3.

Detalhes sobre a eletrônica de acionamento do *driver* FNA41560, como por exemplo circuito de *dead time*, *bootstrap*, filtros, além dos circuitos para condicionamento de sinais a partir dos sensores, podem ser observados nos diagramas eletrônicos disponíveis na seção Apêndices.

3 Resultados Simulados

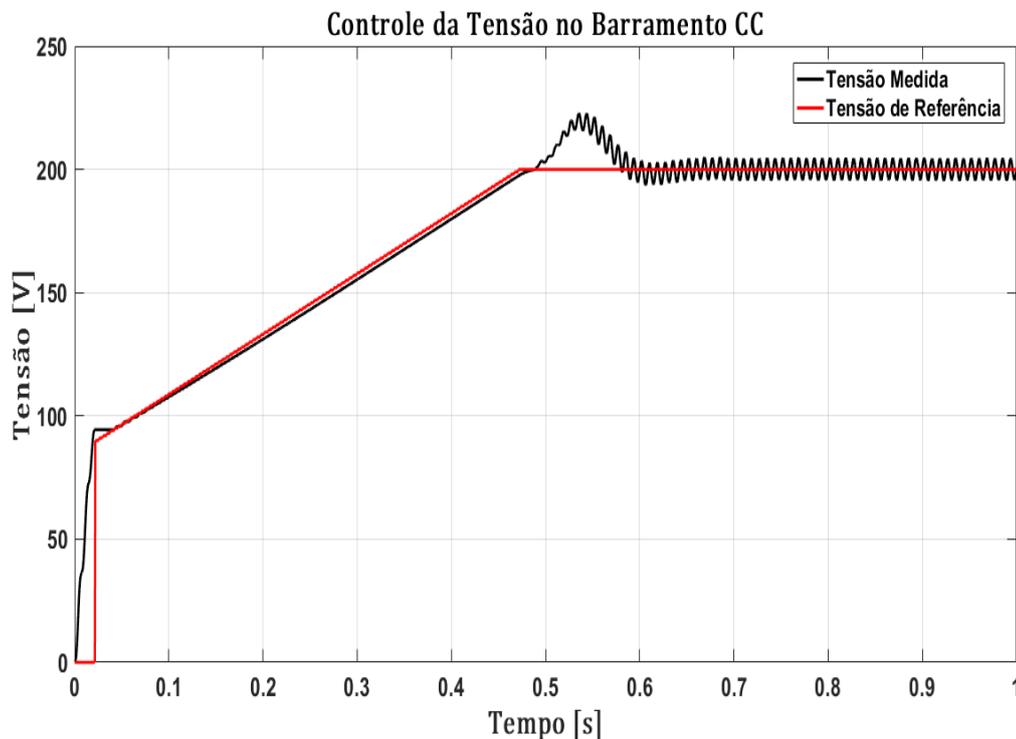
Neste capítulo são discutidos os resultados obtidos através de simulação computacional realizada no *software* PSIM versão 9.0.3.400.

3.1 Controle do *Boost* - Modo Carga do Barramento CC

Como mencionado na seção 2.1.1 do capítulo 2, a carga do barramento CC do inversor será realizada a partir do próprio arranjo fotovoltaico ligado na entrada do estágio elevador de tensão. Além disso, deve ser aplicada uma referência em rampa de tensão de modo a suavizar a carga dos capacitores, não gerando desse modo, sobrecorrentes que podem dentre outras avarias, danificar o diodo de saída do circuito *boost* que está encapsulado no CI FNA41560.

Na Figura 33 pode-se observar o crescimento da tensão no barramento CC em rampa desde a tensão de circuito aberto do PV até a tensão nominal de projeto (200V) em regime.

Figura 33 – Controle da tensão no barramento CC - Modo carga do barramento.



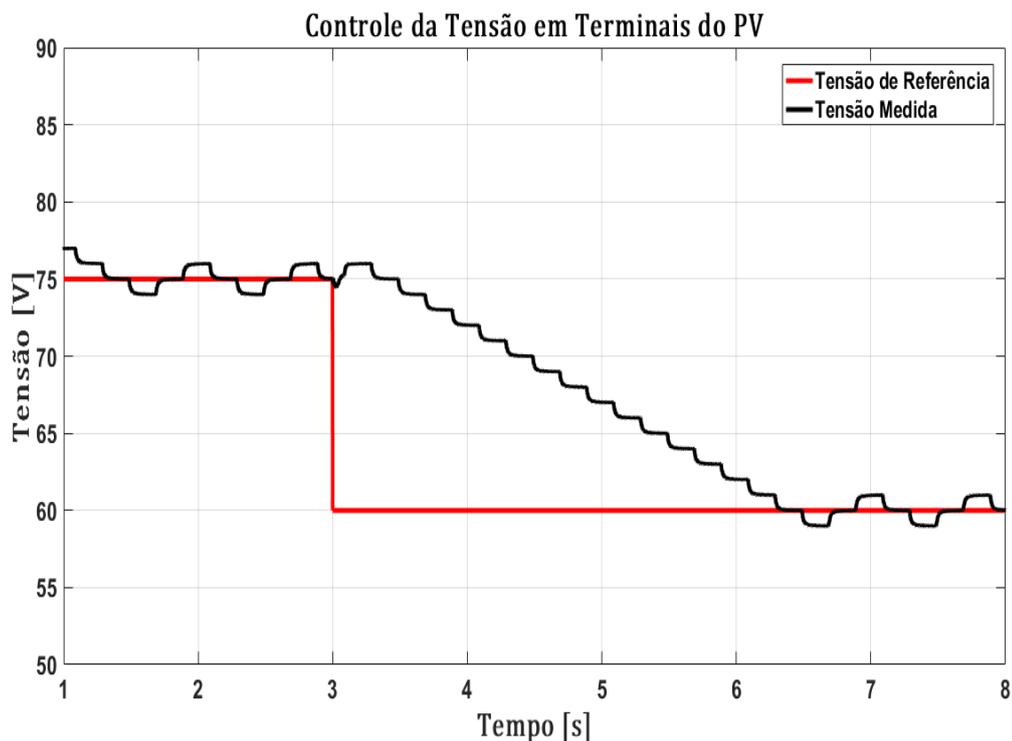
Note que o controlador projetado na seção 2.1.2 apresenta boa performance, de modo que a tensão no barramento segue a referência em rampa com erro desprezível

durante o transitório de carga. Finalizada a rampa em torno de t igual 0,5 segundos, o controle muda automaticamente para o modo regime permanente, daí nota-se um pequeno *ripple* na tensão (menor que 10V), o que já era de se esperar devido ao valor de capacitância atribuída ao banco, cuja justificativa foi detalhada na seção 2.2 e também porque no modo regime permanente tem-se uma nova planta de operação do boost, o que caracteriza uma nova dinâmica da resposta obtida.

3.2 Controle do *Boost* - Modo Regime Permanente Acoplado ao Controle de MPPT do PV

Com base no diagrama de blocos apresentado na Figura 21, vale recapitular que o controle do conversor *boost* no modo regime permanente tem como referência a tensão de máxima potência do arranjo fotovoltaico, a qual é gerada pelo MPPT. A Figura 34 ilustra o MPPT em funcionamento.

Figura 34 – Controle da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico.



Note que nos três primeiros segundos da simulação, a tensão nos terminais do PV encontra-se estabilizada em torno do seu valor de máxima potência (75V), em t igual a 3 segundos é aplicada uma mudança de referência na tensão, passando de 75V para 60V, emulando assim uma queda do nível de irradiação solar. Analisando a Figura 34 para t maior que 3 segundos é possível verificar que o algoritmo realiza o rastreamento

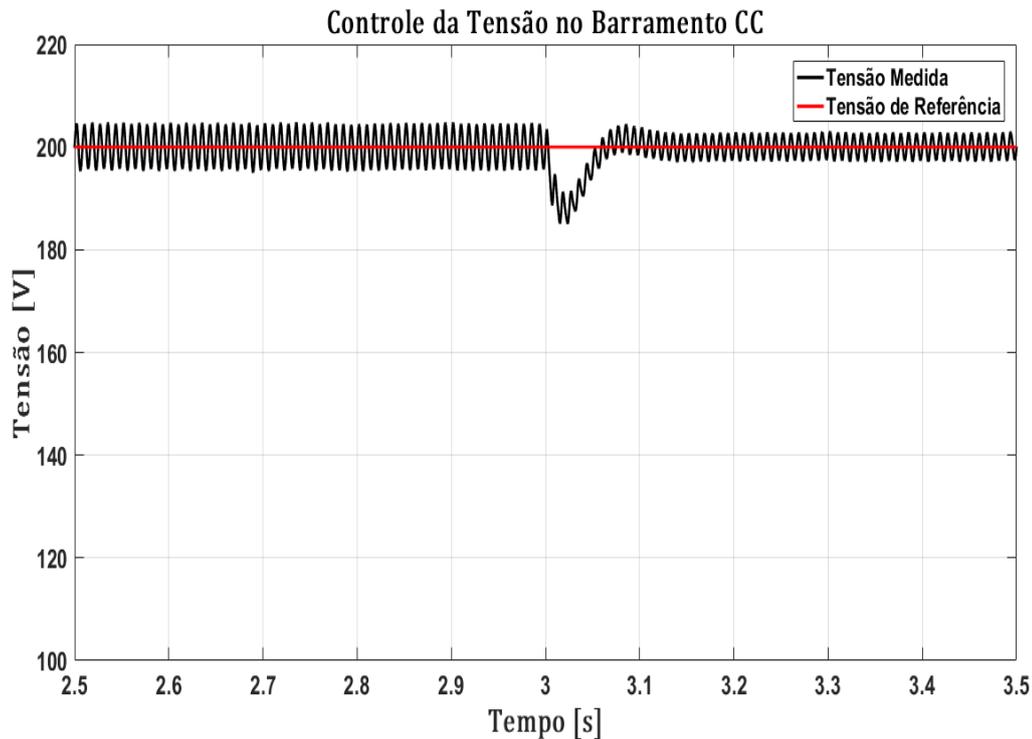
da máxima potência do PV de forma automática, sendo que a partir de 6,5 segundos a tensão média nos terminais do mesmo segue a nova referência.

Vale destacar que durante o modo carga do barramento, o conversor *boost* é operado de modo a controlar o crescimento da tensão no barramento CC, já no modo regime permanente o conversor *boost* passa automaticamente a operar na direção contrária, ou seja, controlando a tensão de máxima potência nos terminais do PV, uma vez que nesta ocasião existe outro controlador dedicado ao controle da tensão do barramento, o qual visa mantê-la estável para operação conjunta com o *boost*.

3.3 Controle da Tensão no Barramento CC

O controle da tensão no barramento CC é muito importante, uma vez que neste ponto é onde ocorre o acoplamento entre os dois estágios conversores de energia. Após implementar o sistema de controle representado pelo diagrama de blocos da Figura 23, são mostradas em seguida algumas curvas que retratam trechos específicos onde fica evidente a boa performance do controlador projetado. A Figura 35 evidencia o controle da tensão no barramento durante o modo regime permanente dados dois pontos de operação do PV, antes de 3 segundos a injeção de potência no barramento é maior, após este ponto, a injeção de potência pelo PV é reduzida, repare a diferença na tensão de *ripple* entre os dois pontos de operação, entretanto, o controlador é capaz de controlar a tensão média em 200V em ambos os casos.

Figura 35 – Controle da tensão no barramento CC - Transitório no ponto de máxima potência do PV.



Note que durante os três primeiros segundos de simulação, a tensão no barramento mantém uma oscilação de aproximadamente 10Vpp em torno da referência 200V. Após a mudança na referência da tensão de máxima potência do PV em t igual a 3 segundos, repare que enquanto o controlador do *boost* no modo regime permanente (discutido na seção anterior) ajusta a tensão nos terminais de entrada do estágio elevador, o controlador da tensão no barramento atua de forma eficaz, mantendo a tensão no mesmo estável em 200V, inclusive com menor *ripple*. Isso se deve ao fato de que, a partir da redução na tensão de entrada, o inversor fornece menos potência, o que implica em menor corrente drenada do barramento para a rede, conseqüentemente menor *ripple* da tensão no mesmo.

Já na Figura 36, pode ser observado o comportamento da tensão no barramento CC diante de variadas condições de operação do inversor. Os eventos que serão discutidos com detalhes mais adiante estão resumidos na Tabela 9.

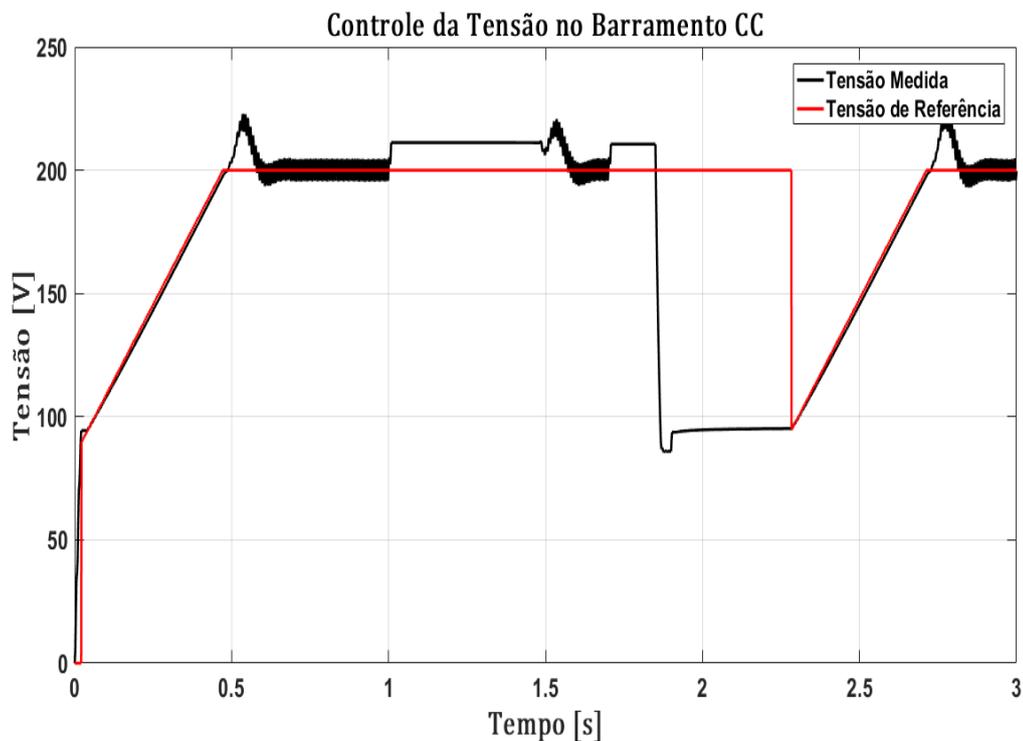
Tabela 9 – Resumo dos eventos simulados na Figura 36.

Instante ou Intervalo	Evento
0 a 0,5s	Carga do barramento
0,5s a 1s	Injeção de energia na rede
1s	1º Ilhamento
1,2s	Retomada da rede
1,5s a 1,7s	Injeção de energia na rede
1,7s	2º Ilhamento
1,85s	Descarga do barramento
2s	Retomada da rede
2,3s a 2,7s	Carga do barramento
2,7s a 3s	Injeção de energia na rede

Entre 0 e 0,5s é retratado a carga do barramento em rampa, cujo controlador responsável é o do *boost* durante o modo carga do barramento e cuja análise detalhada foi realizada na seção 3.1 deste capítulo.

Entre 0,5 e 1 segundo o inversor está injetando potência na rede. Em t igual a 1 segundo ocorre um ilhamento (perda do fornecimento da concessionária), logo o inversor é desligado, nota-se portanto uma elevação da tensão no barramento (211V) devido a parada brusca de injeção de corrente na rede.

Figura 36 – Controle da tensão no barramento CC - Incluindo ilhamento da rede e descarga do barramento.



Em t igual a 1,2 segundos a rede é restabelecida, como o barramento já encontra-se

carregado, a reinjeção de potência ocorre automaticamente a partir de t igual a 1,5 segundos, deve ser mencionado que entre 1,2 e 1,5 segundos o algoritmo PLL está sincronizando a referência de corrente com a tensão da rede novamente.

Em t igual a 1,7 segundos é simulado um novo ilhamento, nota-se mais uma vez a elevação de tensão no barramento, só que agora, em t igual a 1,85 segundos é simulado uma descarga brusca do barramento, ocasionada por exemplo por um curto-circuito no mesmo.

Desta vez, em t igual a 2 segundos a rede é novamente restabelecida, note agora que após o sincronismo do PLL, o controle aciona automaticamente o *boost* no modo carga do barramento, pois detectou que este não estava com tensão suficiente para que o inversor pudesse operar no modo regime permanente.

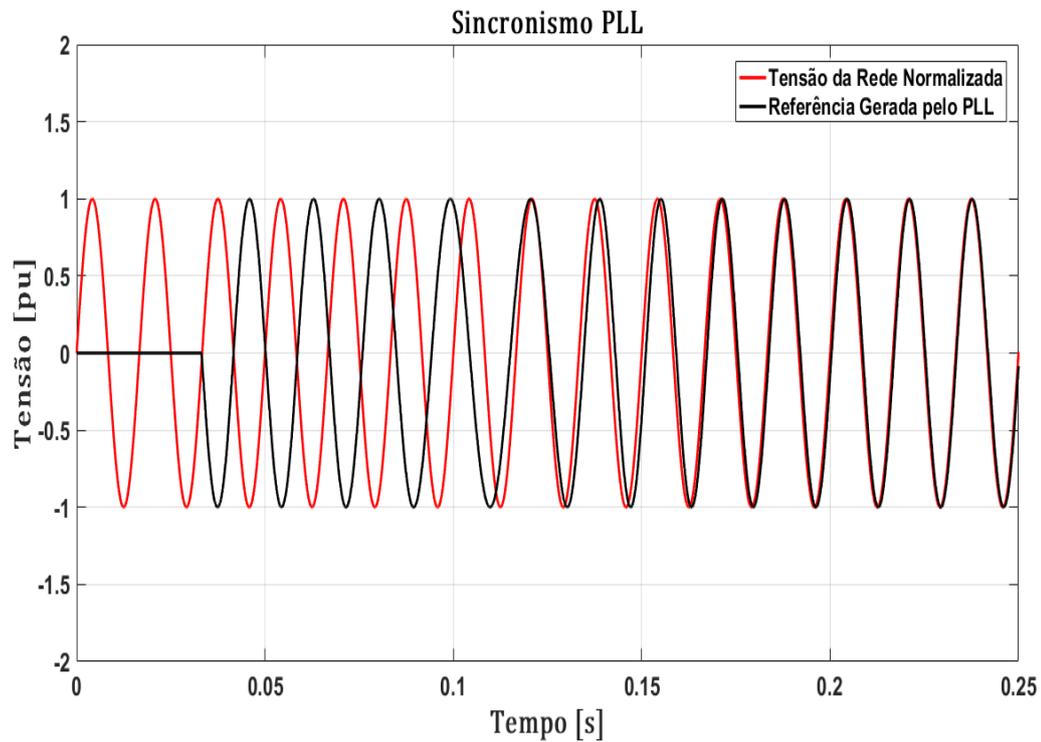
Ao fim da recarga, entra novamente o controle da tensão em regime, mantendo-a estável em 200V.

É importante lembrar que o controle da tensão no barramento foi implementado em cascata com o controle de corrente, (cujos resultados serão discutidos mais adiante) de modo a tornar o controle da tensão mais estável.

3.4 Controle do Sincronismo com a Rede

A seguir é comprovado o funcionamento do sistema de controle PLL. Note a partir da Figura 37 que em aproximadamente 15 ciclos, o controlador é capaz de rastrear a frequência e conseqüentemente o ângulo de fase da tensão da rede, gerando deste modo, uma referência senoidal para o controlador da planta de corrente (diagrama de blocos da Figura 26) perfeitamente em fase com a tensão da rede. Isso força a operação do inversor com elevado fator de potência.

Figura 37 – Controle do sincronismo através do PLL.

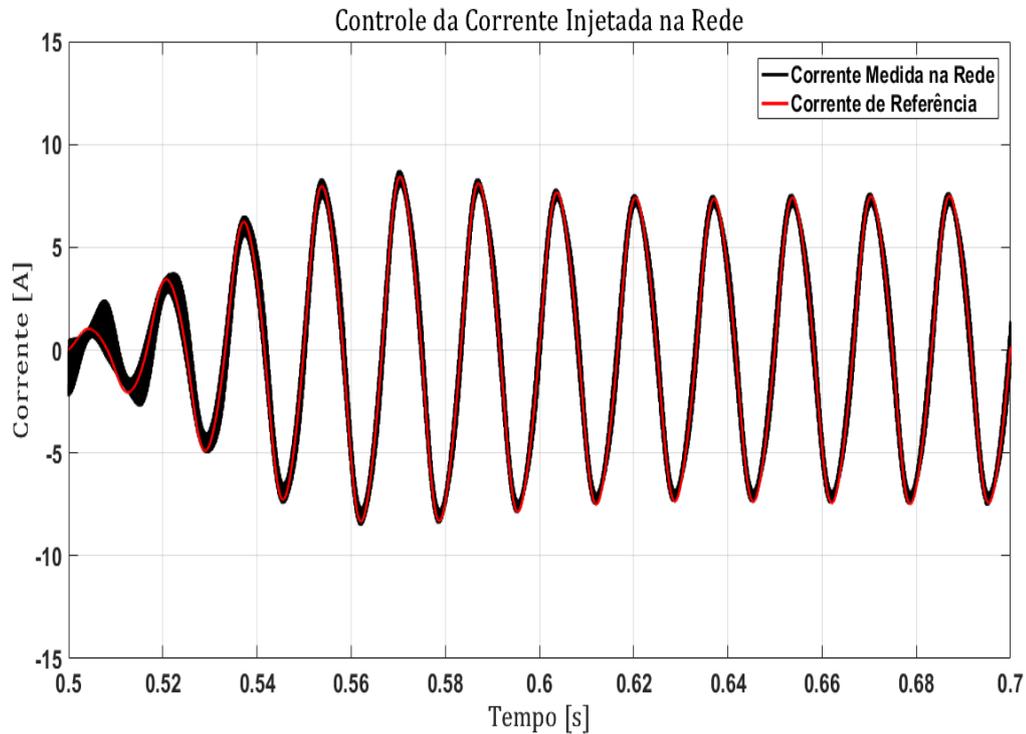


Nos dois primeiros ciclos da tensão da rede o sistema de controle calcula o V_{rms} para detectar a presença da mesma, enquanto isso o controlador do PLL está desativado, por isso a curva em preto é igual a zero até t igual a 33,33ms. Observe que a partir de 0,2 segundos a senoide gerada pelo PLL já está perfeitamente sincronizada com a tensão amostrada da rede.

3.5 Controle da Corrente Injetada na Rede

O controle da injeção de corrente senoidal na rede elétrica possui a topologia representada pelo diagrama de blocos da Figura 28. Começando pela Figura 38, será mostrado a seguir o funcionamento desta última etapa de controle do inversor *grid-tie*.

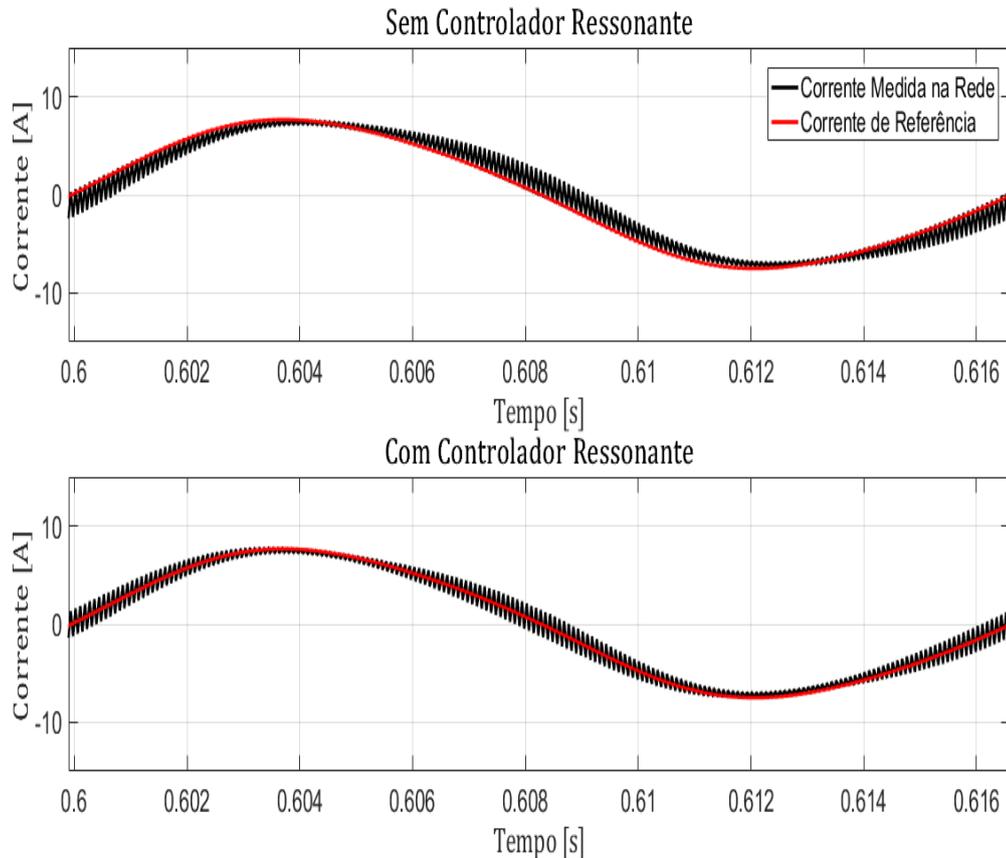
Figura 38 – Controle da injeção de corrente na rede.



Note que o controlador apresenta boa performance. Recapitulando, o controlador de tensão no barramento gera a referência de amplitude para o controlador de injeção de corrente na rede, enquanto o controlador PLL gera a referência de fase para a senoide de referência do controlador de injeção de corrente na rede. Repare que a medida que avançamos no texto, nota-se cada vez mais a interdependência entre os controladores discutidos anteriormente, ou seja, além da malha cascata entre os controladores de tensão no barramento CC e corrente na rede, há toda uma hierarquia de controles independentes, que operando interligados entre si, promovem o correto funcionamento do conversor como um todo.

A Figura 39 mostra com detalhes a forma de onda da corrente gerada, ressaltando o comportamento "dente de serra" característico do chaveamento bipolar. Repare também, a priori apenas pela simulação computacional, a influência da utilização do controlador ressonante, na relação de fase entre a corrente de referência e a corrente gerada.

Figura 39 – Corrente injetada na rede com e sem controlador ressonante.



Note que a corrente de saída filtrada pela indutância L de acoplamento entre o inversor e a rede possui elevado *ripple*, isso se deve ao pequeno valor de indutância utilizada no filtro (3mH), caso fosse estipulado uma indutância de valor mais elevado o *ripple* seria menor.

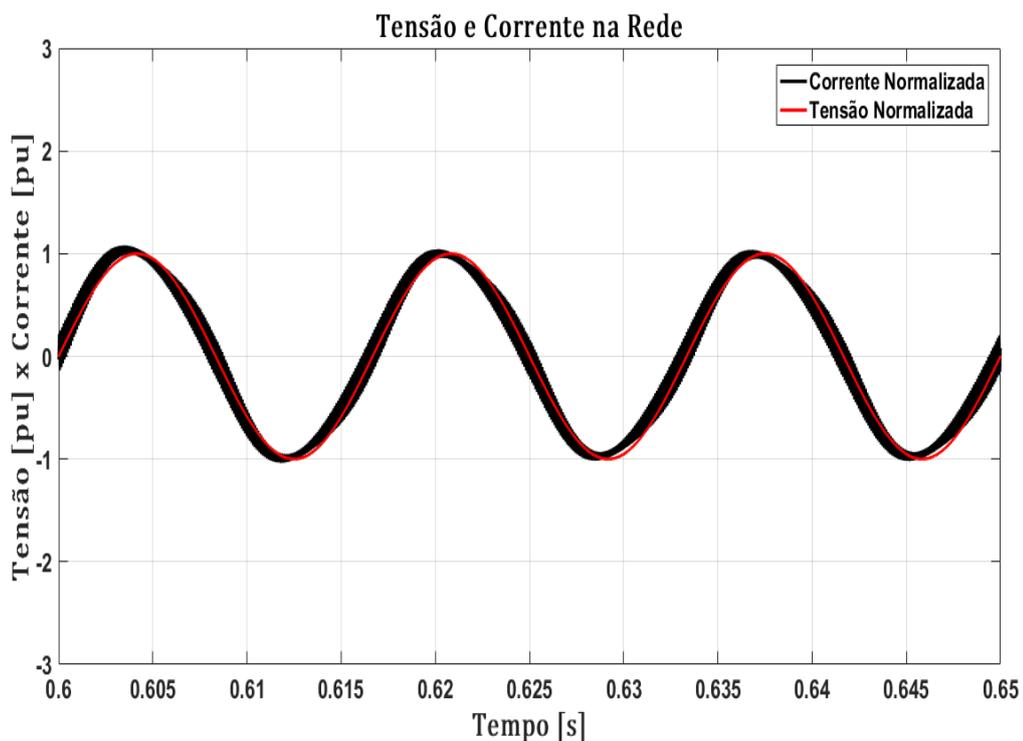
Note na parte superior da Figura 39 que a corrente gerada não segue a referência perfeitamente em fase, ou seja, existe uma defasagem (atraso) entre esta e a senoide de referência. Este fato demonstra a real necessidade da utilização conjunta do sistema de controle ressonante adicionado a ação do PI.

Conforme discutido na seção 2.3.4, mais especificamente, conforme mostrado no Diagrama de Bode da Figura 30, o fato de o ganho da planta do sistema em malha fechada não ser unitário na frequência do sinal de referência, ou seja, na frequência da rede, implica no aparecimento de erro na resposta do sistema em regime permanente. Todavia, repare na parte inferior da Figura 39 que após a adição do controlador ressonante o problema é resolvido, ou seja, a corrente injetada segue a referência perfeitamente em fase.

3.6 Considerações Sobre o Fator de Potência e Qualidade da Energia Gerada

Como mencionado na seção 1.3.6, a vantagem de se implementar o controlador PLL para rastrear a frequência e o ângulo de fase da tensão da rede, é que embora a tensão medida contenha distorção harmônica, a senoide de saída do PLL é associada apenas a componente com frequência fundamental, não gerando deste modo uma referência de corrente distorcida devido uma rede com tensão poluída. Na Figura 40 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente no ponto de acoplamento entre o inversor e a rede.

Figura 40 – Relação de fase entre tensão e corrente na rede.



Observando a forma de onda da corrente na Figura 40, percebe-se uma distorção em relação a uma onda senoidal pura, esta distorção observada próximo a região de pico é devido a forma de onda da tensão no barramento CC, que é oscilante devido às justificativas apresentadas na seção 3.3.

A partir do espectro da corrente gerada mostrado na parte superior da Figura 41, percebe-se a presença da componente fundamental em 60Hz com amplitude máxima e um pequeno conteúdo de terceira harmônica da ordem de 4,5% da fundamental. Deve-se ter em mente que nos inversores que utilizam o chaveamento SPWM bipolar, as primeiras componentes harmônicas da corrente além da fundamental estão localizadas em mf e $mf \pm 2$, onde mf é o chamado índice de modulação em frequência, calculado pela razão entre a frequência de chaveamento e a frequência do sinal de referência modulante (HART,

2012). Sendo assim, para este caso $mf = 12000/60 = 200$, note então na parte central da Figura 41 a presença das componentes em 12kHz e em $12\text{kHz} \pm 120\text{Hz}$. Foram plotadas também as próximas componentes, localizadas em $2mf \pm 1$, ou seja, $24\text{kHz} \pm 60\text{Hz}$. A Tabela 10 apresenta o espectro de forma numérica.

Figura 41 – Espectro simulado da corrente injetada na rede.

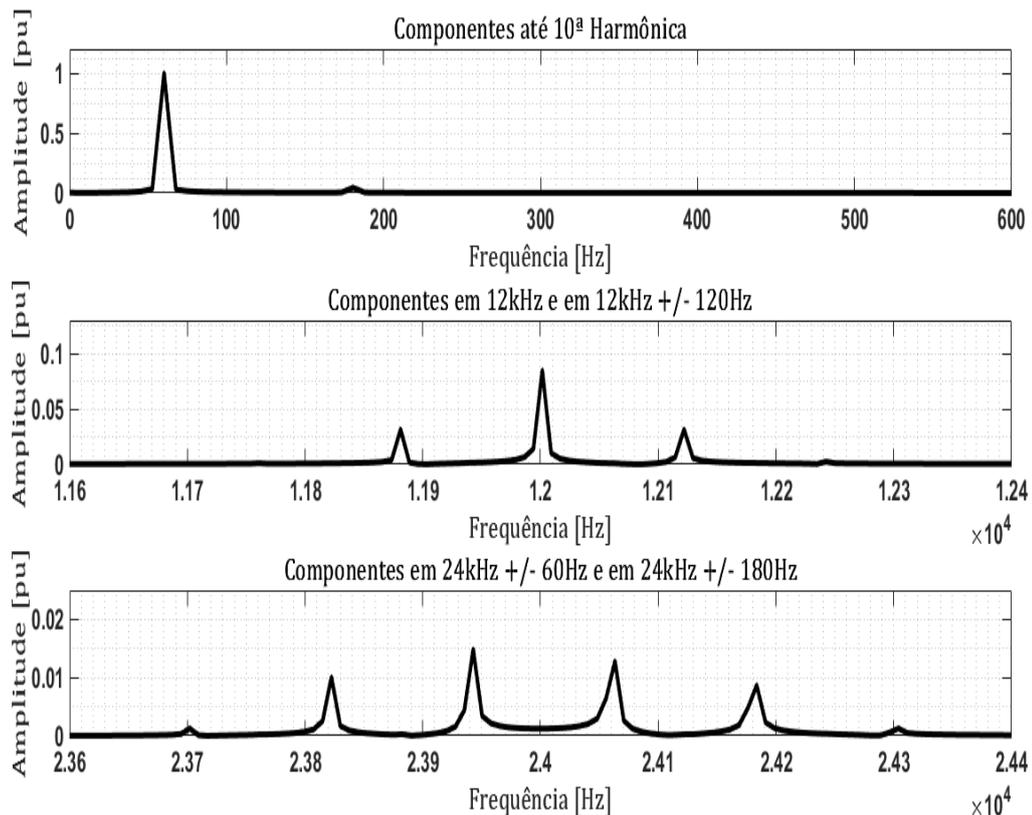


Tabela 10 – Componentes harmônicas da corrente gerada - Simulação.

Ordem	Frequência [Hz]	Amplitude [%]
1	60	100
3	180	4,42
198	11880	3,15
200	12000	8,5
202	12120	3,15
399	23940	1,38
401	24060	1,38

$$THDi = 10,74\%$$

O elevado valor de $THDi$ obtido, prevê deste modo uma desconformidade mediante a recomendação da NRB 16149, sendo que o limite permitido para inversores comerciais

é igual a 5%. Todavia, para aplicação em laboratório este limite de $THDi$ foi ignorado, devido principalmente a limitação do *hardware* utilizado em poder operar com frequência de chaveamento mais elevada.

3.7 Interrupção da Geração Diante da Contingência de Ilhamento

Uma funcionalidade importantíssima de inversores conectados à rede elétrica de distribuição é a capacidade de detectar e interromper a geração quando da ocorrência de um ilhamento, ou seja, se por algum motivo programado ou não, houver a perda do fornecimento de energia por parte da concessionária.

Essa restrição é imposta principalmente por questão de segurança, de modo a não manter a rede ilhada energizada diante de um desligamento programado por exemplo.

Existem várias técnicas para detecção de ilhamento disponíveis na literatura. Neste projeto foi utilizada a técnica de detecção passiva a partir de pequenos desvios no valor eficaz da tensão e/ou na frequência de saída do inversor.

Existem condições de fácil detecção a partir desta técnica, principalmente se a impedância de Thévenin da rede no ponto de conexão for muito baixa ou então muito alta no momento do ilhamento, daí os desequilíbrios de tensão são facilmente perceptíveis e pode ser tomada uma ação de isolamento da geração de forma rápida.

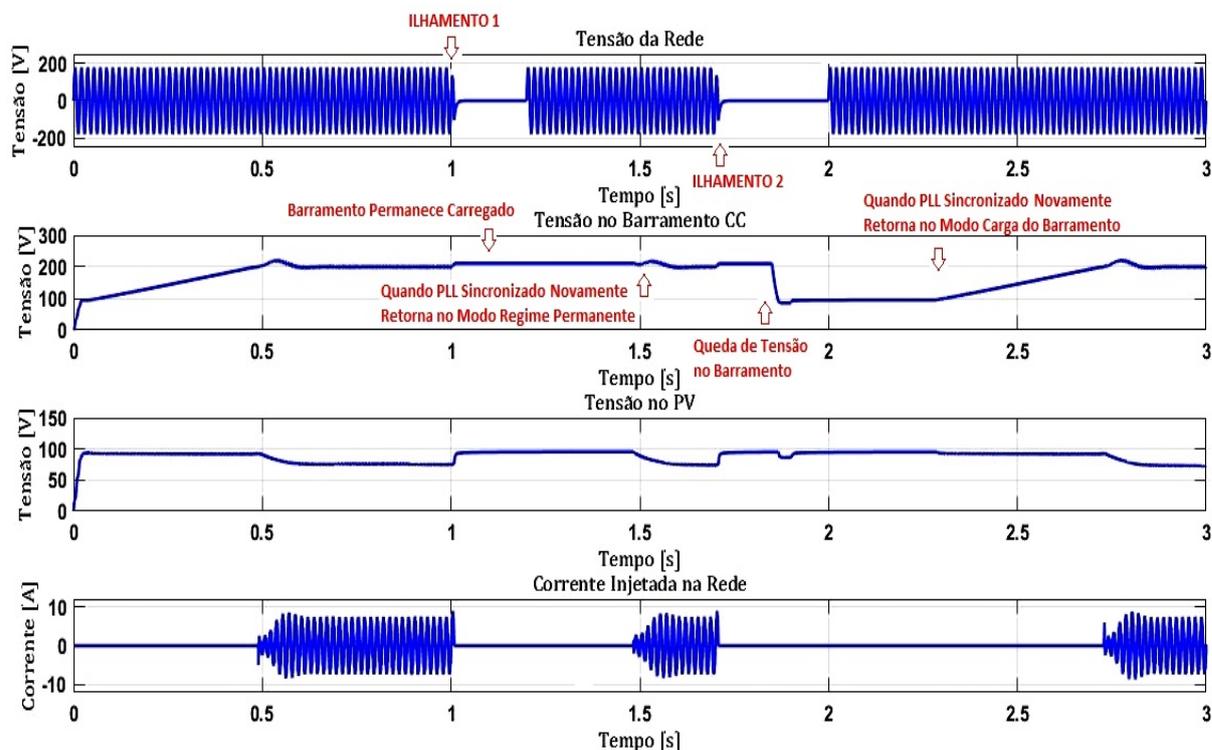
O caso crítico para utilização desta técnica, é quando a impedância de Thévenin da rede no momento em que o ilhamento ocorrer for exatamente (ou próximo) do valor que absorve carga nominal do inversor. Nesta condição a tensão e frequência sofrerão pouco ou nenhum desvio, logo, essa técnica passiva pode não detectar o evento dentro do intervalo de tempo estabelecido por norma. Neste caso é necessário utilizar alguma técnica ativa, assunto do qual não será foco de discussão neste trabalho.

Observe na Figura 42 o comportamento de algumas grandezas cuja importância é relevante para compreensão do projeto deste inversor *grid-tie* como um todo, principalmente nos momentos de ilhamento e restabelecimento da rede. Acompanhe na Tabela 11 os eventos simulados na Figura 42.

Tabela 11 – Resumo dos eventos simulados na Figura 42.

Instante ou Intervalo	Evento
0 a 0,5s	Deteção da rede e carga do barramento
0,5s a 1s	Injeção de corrente
1s	Interrupção da injeção de corrente
1,2s a 1,5s	Retomada da rede e sincronismo do PLL
1,5s a 1,7s	Injeção de corrente
1,7s	Interrupção da injeção de corrente
1,85s	Descarga do barramento
2s a 2,3s	Retomada da rede e sincronismo do PLL
2,3s a 2,7s	Carga do barramento
2,7s a 3s	Injeção de corrente

Figura 42 – Detecção de ilhamento e restabelecimento automático da geração.



Entre 0 e 0,5 segundos a rede está presente, entretanto o barramento CC está descarregado, ou seja, sua tensão é igual a tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico ligado à entrada do estágio elevador. Nota-se então que automaticamente o modo carga do barramento é ativado com referência em rampa, enquanto isso o controlador do PLL já está atuando, quando a tensão no barramento atinge a tensão de projeto (200V) já houve tempo suficiente para o sincronismo do PLL. Portanto satisfeitas as duas condições: sincronismo com a rede e *link* CC carregado, começa a injeção de corrente na rede em t igual a 0,5 segundos.

Entre 0,5 e 1 segundo o sistema opera conectado à rede fornecendo potência ativa. Observe que ocorre uma leve queda de tensão no PV, devido a adição de carga ao mesmo. Este intervalo foi chamado no texto de modo regime permanente, e é quando ocorre a atuação do MPPT.

Em t igual a 1 segundo ocorre o primeiro ilhamento da rede, note que o fornecimento de corrente é interrompido de forma praticamente instantânea. Observa-se uma pequena elevação de tensão no barramento devido a desconexão abrupta da carga.

Em t igual a 1,2 segundos a rede é restabelecida e o barramento encontra-se carregado, todavia a injeção de corrente não é imediatamente iniciada pois o PLL deve obter novamente o sincronismo com a tensão da rede antes da reconexão, de modo a evitar possíveis sobrecorrentes que podem danificar principalmente as chaves do *driver* de potência.

Em t igual a 1,5 segundos as restrições são novamente satisfeitas simultaneamente, ou seja, sincronismo obtido e barramento carregado, daí inicia-se a reinjeção de energia.

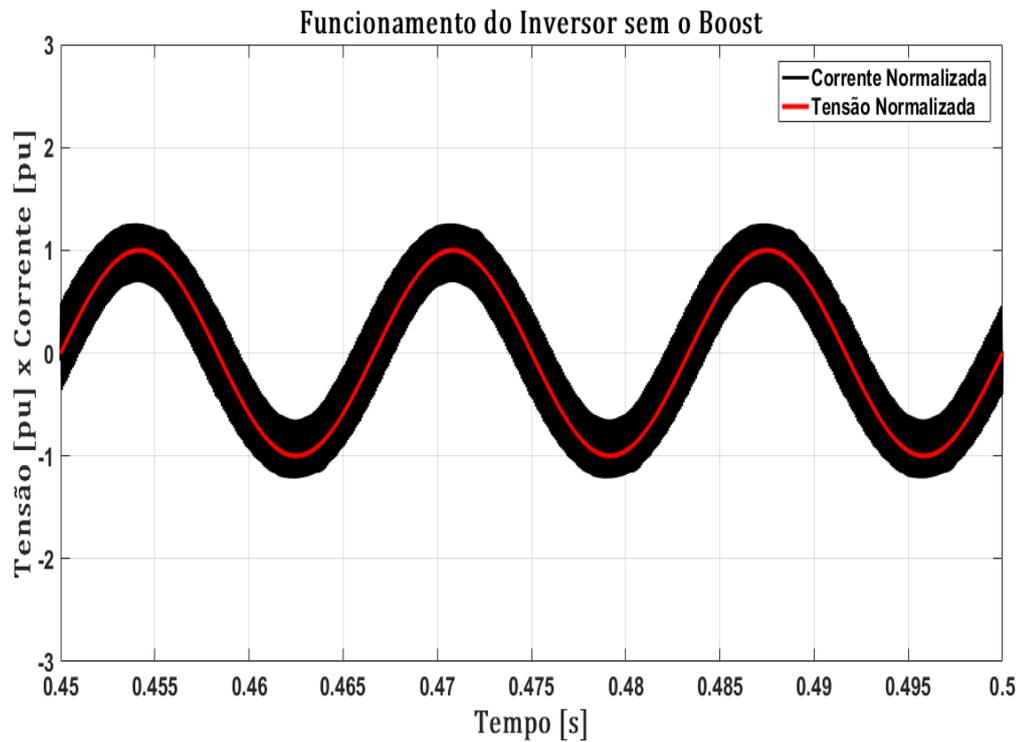
Em t igual a 1,7 segundos ocorre o segundo ilhamento, só que desta vez é simulado uma descarga não esperada do barramento em t igual a 1,85 segundos, sendo assim, observe agora que quando a rede é restabelecida pela segunda vez em t igual a 2 segundos, automaticamente a lógica de controle do inversor detecta subtensão no barramento e ao invés de ligar o modo regime permanente, vira o controle novamente para o modo carga do barramento.

Observe que a tensão no PV volta a subir durante o modo carga do barramento devido ao alívio de carga. Por fim, por volta de 2,5 segundos note que satisfeitas novamente as condições necessárias para ativação do estágio inversor, recomeça automaticamente pela segunda vez a reinjeção de potência ativa na rede.

Foi verificado que todas as tomadas de decisão da lógica de controle projetadas funcionam de forma automática, baseadas apenas nas medições das tensões e correntes no PV e na rede CA, além da tensão no barramento CC.

Por fim, terminam neste ponto o projeto e as simulações do conversor sob estudo. Devido as justificativas que serão apresentadas logo mais no início do capítulo 4, embora o projeto dos dois estágios conversores tenha sido concluído com êxito, na prática foi construído apenas o estágio inversor. Deste modo, não serão mostrados no capítulo seguinte, resultados práticos pertinentes ao funcionamento do MPPT nem do *boost*, ou seja, serão mostrados o funcionamento do PLL, do controle ressonante e do controle da corrente gerada.

Dito isso, para maior coerência na comparação entre as curvas simuladas e reais, foi necessário realizar uma nova simulação do projeto, ignorando o estágio elevador e o controlador de MPPT. A Figura 43 mostra o funcionamento apenas do estágio inversor, considerando o *link* CC com tensão fixa de 311V, obtida na saída de um retificador trifásico não controlado de 6 pulsos com filtro.

Figura 43 – Operação do estágio inversor desacoplado do conversor *boost*.

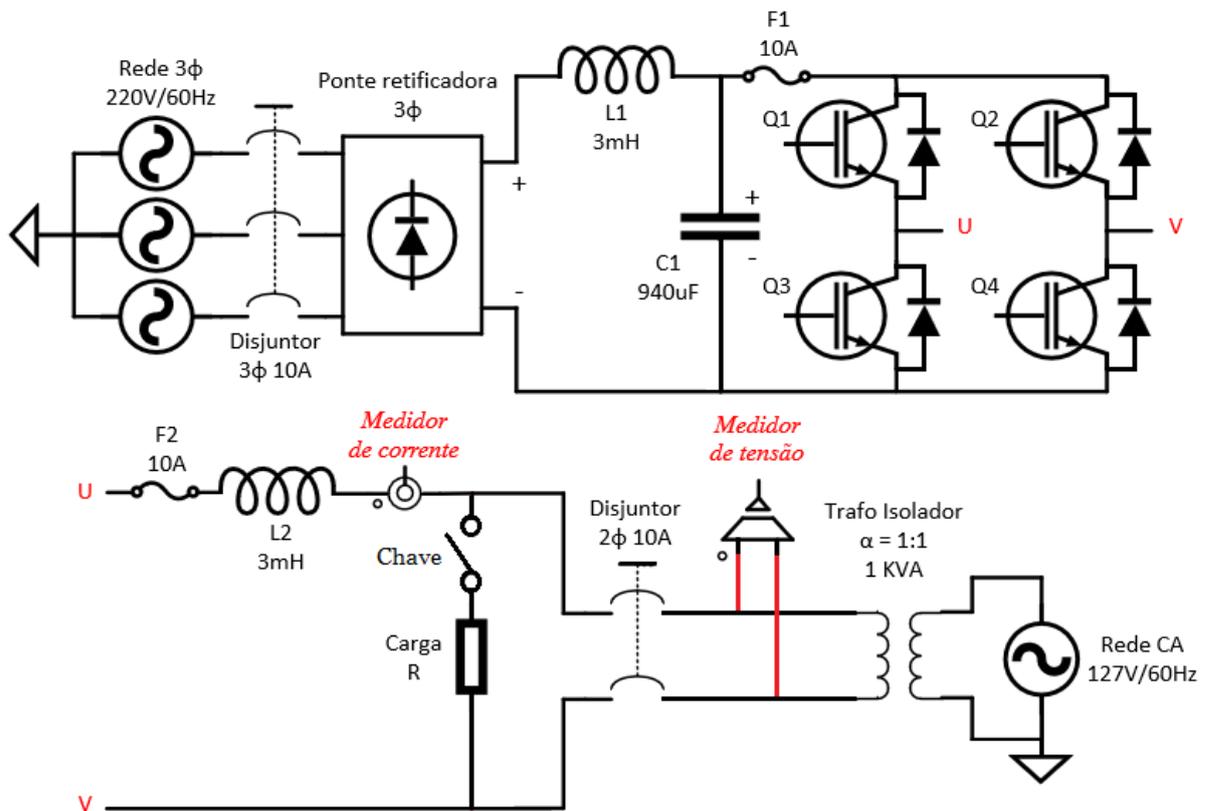
Percebe-se a partir da Figura 43 que a simulação da corrente gerada considerando fixa a tensão no *link* CC apresenta menor distorção em comparação com a corrente gerada mostrada na Figura 40, situação na qual ocorre o controle cascata. Isso se deve ao fato de que nesta ocasião o barramento CC foi simulado com tensão fixa, já no caso do projeto original, como dito na seção 3.3, o *ripple* da tensão no barramento que foi mostrado na Figura 35 influencia na forma de onda da corrente gerada.

Além do mais, vale destacar mais uma vez a forte influência do controlador ressonante na relação de fase entre a corrente gerada e a tensão da rede.

4 Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados alguns resultados práticos obtidos após testes realizados em laboratório. Embora tenha sido abordado até agora, o projeto completo dos dois estágios conversores, ou seja, o *boost* e o inversor, daqui em diante serão discutidos apenas os resultados pertinentes ao funcionamento do estágio inversor. Sendo assim, não foram realizados os testes práticos do estágio elevador de tensão nem do controlador MPPT. A justificativa para tal, foi a limitação da capacidade de processamento do *hardware* utilizado, uma vez que a implementação simultânea de todos os controladores digitais estourou o tempo de processamento da rotina de interrupção do microcontrolador, pois o intervalo de processamento do controle deve ser inferior a um ciclo de chaveamento ($1/12\text{kHz}$), ou seja, $83,33\mu\text{s}$. Uma alternativa para solução deste problema seria a troca do Atmel SAM3X8E por um DSP mais veloz. A Figura 44 mostra o circuito montado para realização dos testes do estágio inversor.

Figura 44 – Circuito implementado para a etapa de testes do estágio inversor.



Fonte: Autor

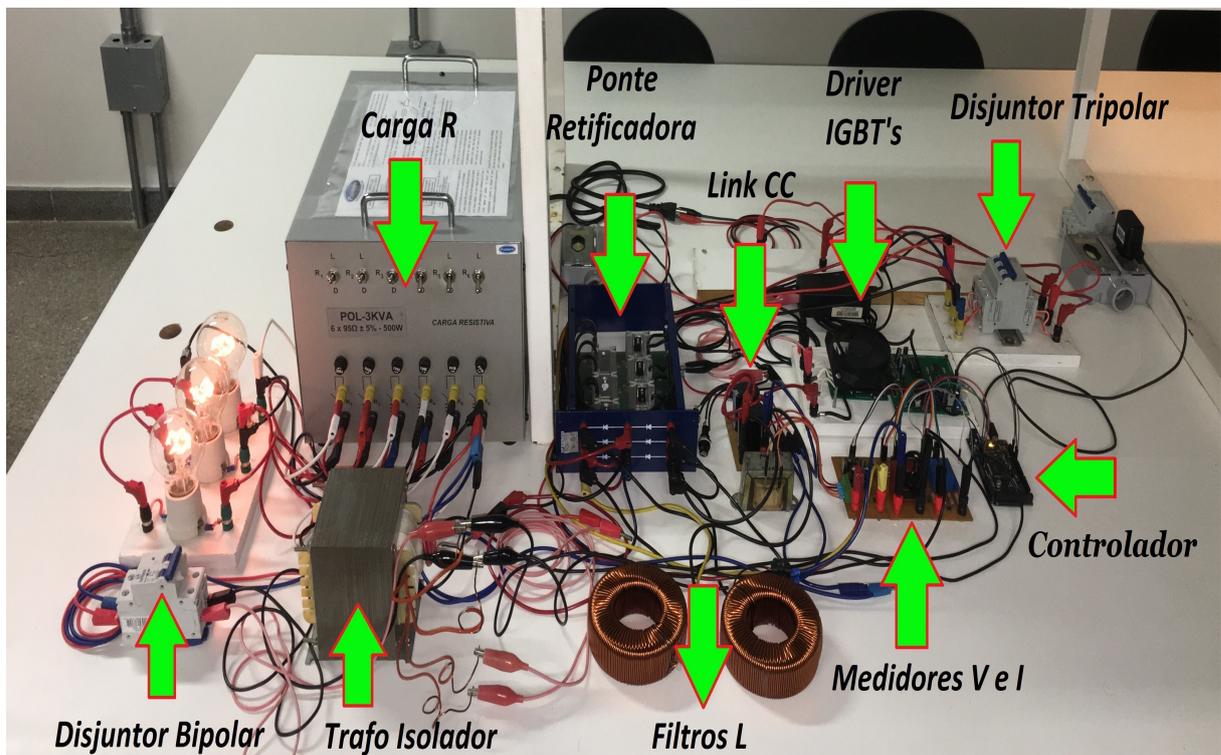
Embora não fosse objetivo específico deste trabalho, vale ressaltar que o transformador isolador de 1KVA utilizado para isolamento da referência aterrada da rede, foi projetado

e construído única e exclusivamente para esta aplicação. Uma vez que foi utilizada a retificação da rede CA para geração do *link* CC, foi necessário incluir este dispositivo para isolamento elétrica entre a fonte CC obtida e a saída do inversor para reconexão à própria rede CA.

Com base na Figura 44, para a obtenção de um *link* CC com tensão suficiente para a operação do inversor conectado à rede, ou seja, $V_{CC} > 180V$, foi utilizado um retificador trifásico ao invés de uma fonte bifásica, tal finalidade foi a diminuição do *ripple* na tensão do *link* CC. Sendo assim, para o retificador de seis pulsos com filtro LC na saída, têm-se $V_{CC} = 311V$.

Na Figura 45 são mostrados os detalhes da implementação prática do inversor. Note a coerência entre o esquema elétrico apresentado na Figura 44 e a montagem apresentada na Figura 45..

Figura 45 – Protótipo do inversor montado em bancada.



4.1 Inversor Operando Isolado da Rede

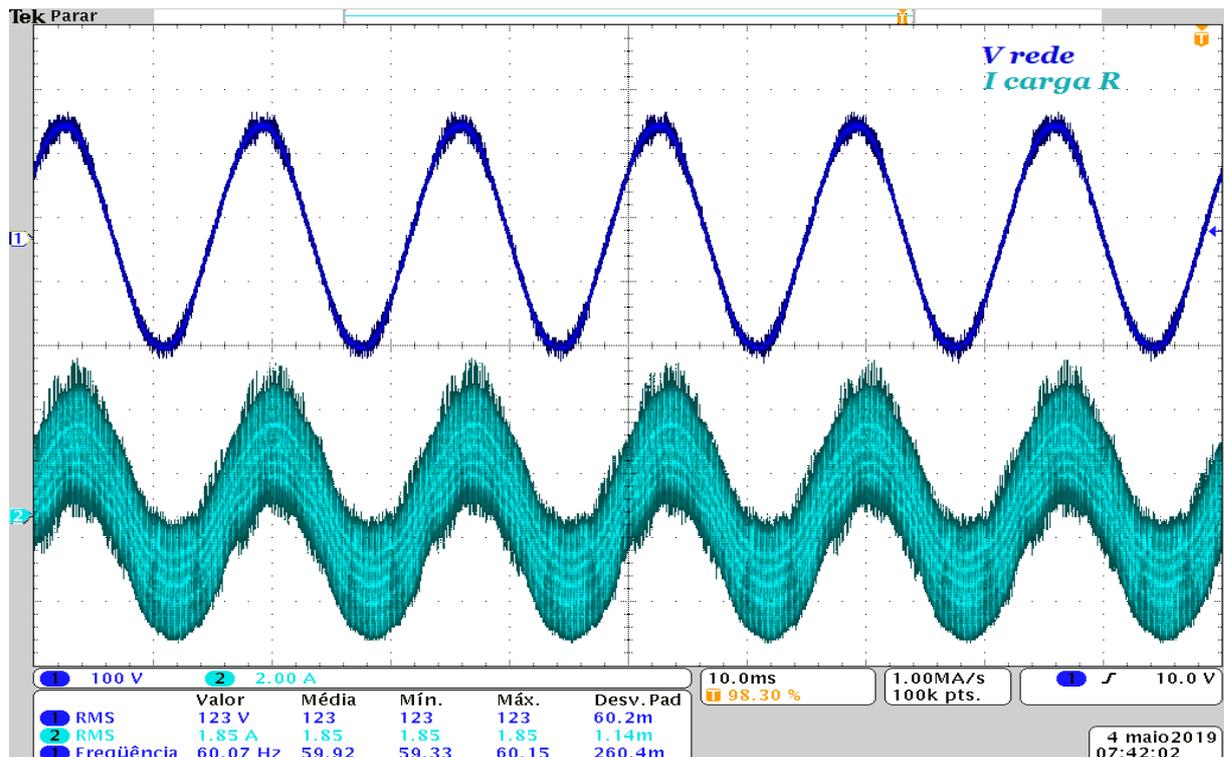
Nesta seção será discutido o funcionamento do inversor operando isolado da rede elétrica, alimentando a priori uma carga resistiva composta por seis resistores de $95\Omega/500W$ cada, com possibilidade de comutação das chaves para variação da carga equivalente.

O primeiro ensaio realizado na operação isolada foi a verificação da influência do controlador ressonante na forma de onda da corrente. Vale ressaltar que embora as curvas

apresentadas nesta seção se referirem a operação isolada, o ângulo de fase da senoide de referência utilizada foi obtido através do algoritmo PLL, cuja entrada é a tensão da rede medida e normalizada.

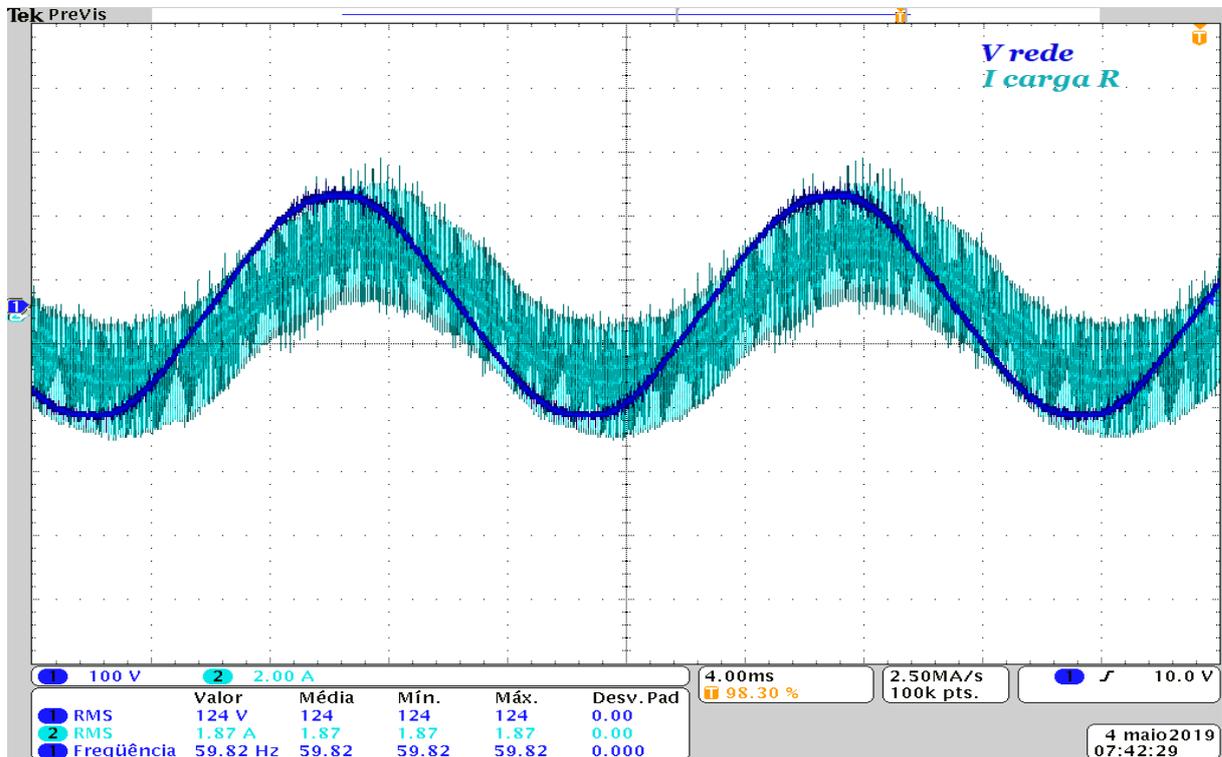
Na Figura 46 é mostrado que o inversor é capaz de gerar uma corrente senoidal que segue a tensão da rede elétrica, todavia fica evidente a baixa qualidade em sua forma de onda, dado o elevado *ripple*.

Figura 46 – Operação isolada sem controlador ressonante.



Mais especificamente na Figura 47, na qual as duas curvas foram sobrepostas, note que além do *ripple* elevado diante da ausência do controlador ressonante, como previsto na seção 2.3.4 do capítulo 2, a corrente gerada possui um atraso em relação a referência.

Figura 47 – Relação de fase entre tensão e corrente durante a operação isolada sem controlador ressonante.



Em contrapartida, note a partir da Figura 48 a considerável diferença na forma de onda da corrente após a adição do controlador ressonante à ação do PI. Repare que além da redução do *ripple*, a corrente agora segue a tensão da rede com defasagem praticamente nula.

Neste ponto é interessante comparar as curvas reais mostradas na Figura 48 com as curvas simuladas mostradas na Figura 43. Note a semelhança entre o resultado esperado e o resultado prático obtido.

Para dar enfoque a atuação esperada do controlador ressonante, foi plotado na Figura 49 um ciclo dos sinais de interesse, repare novamente a relação de fase entre as ondas medidas.

Figura 48 – Relação de fase entre tensão e corrente durante a operação isolada com controlador ressonante.

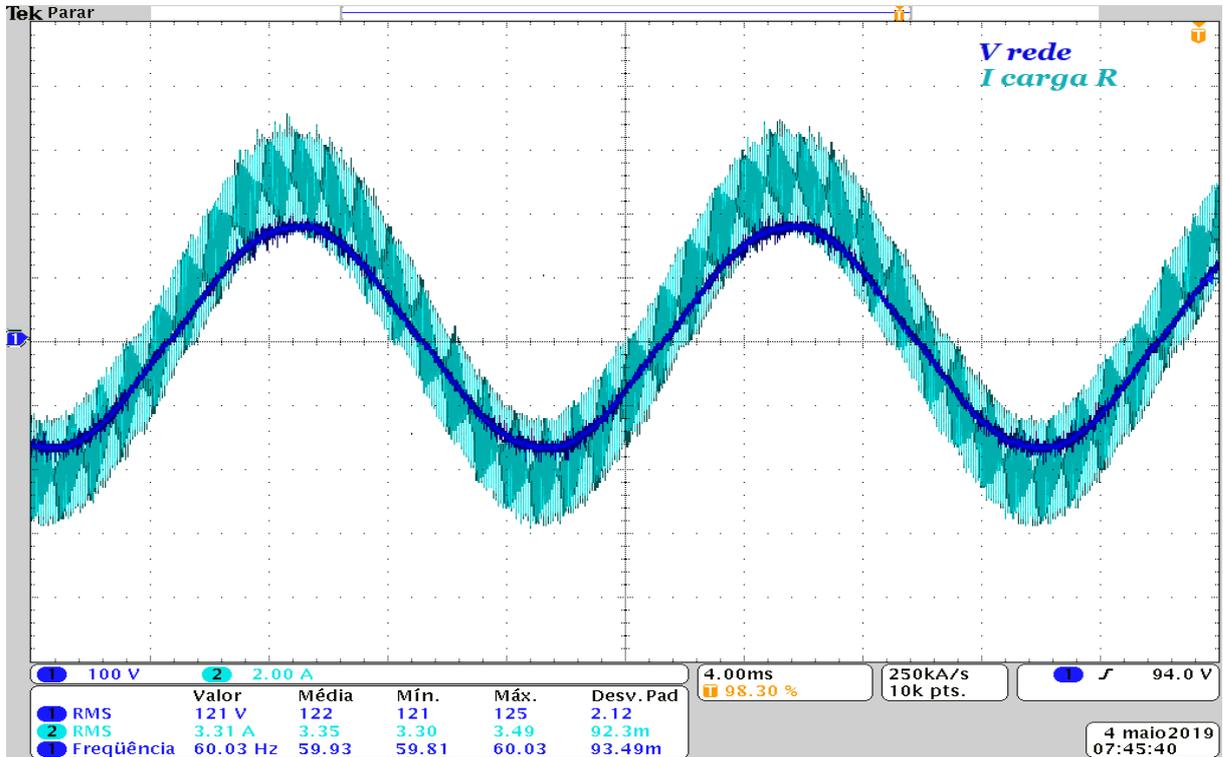
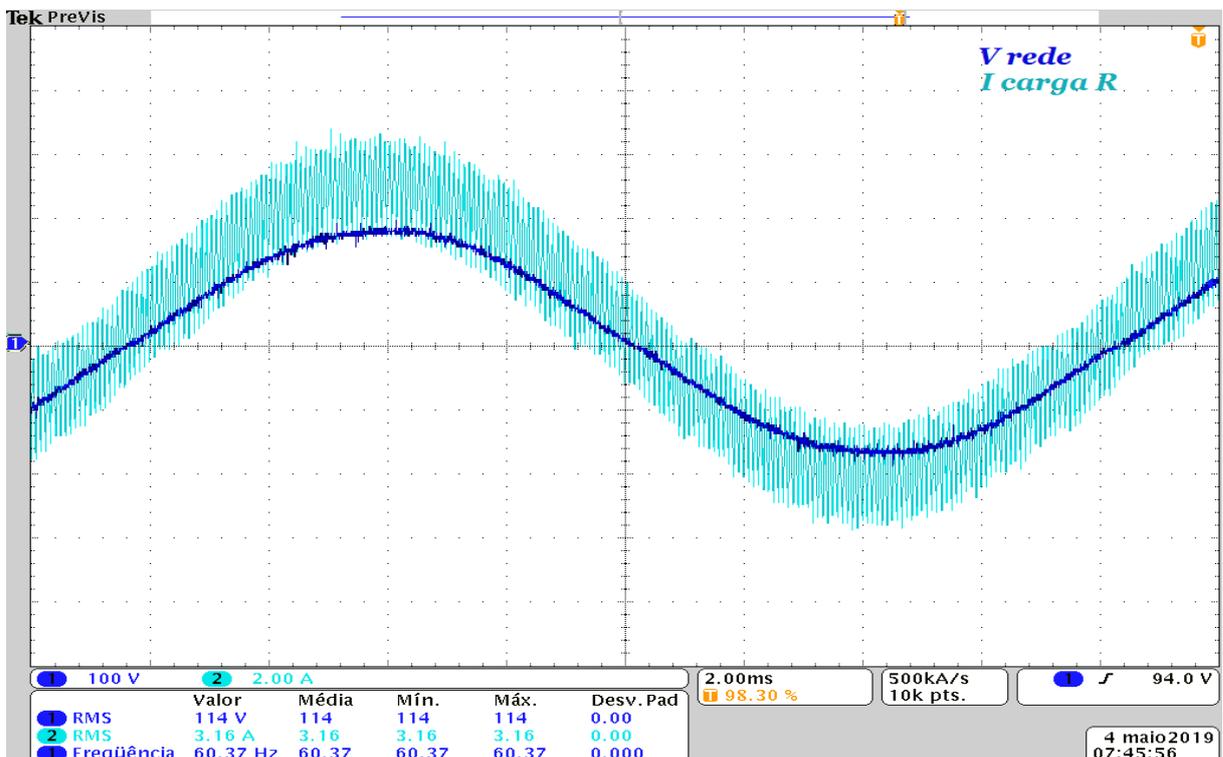
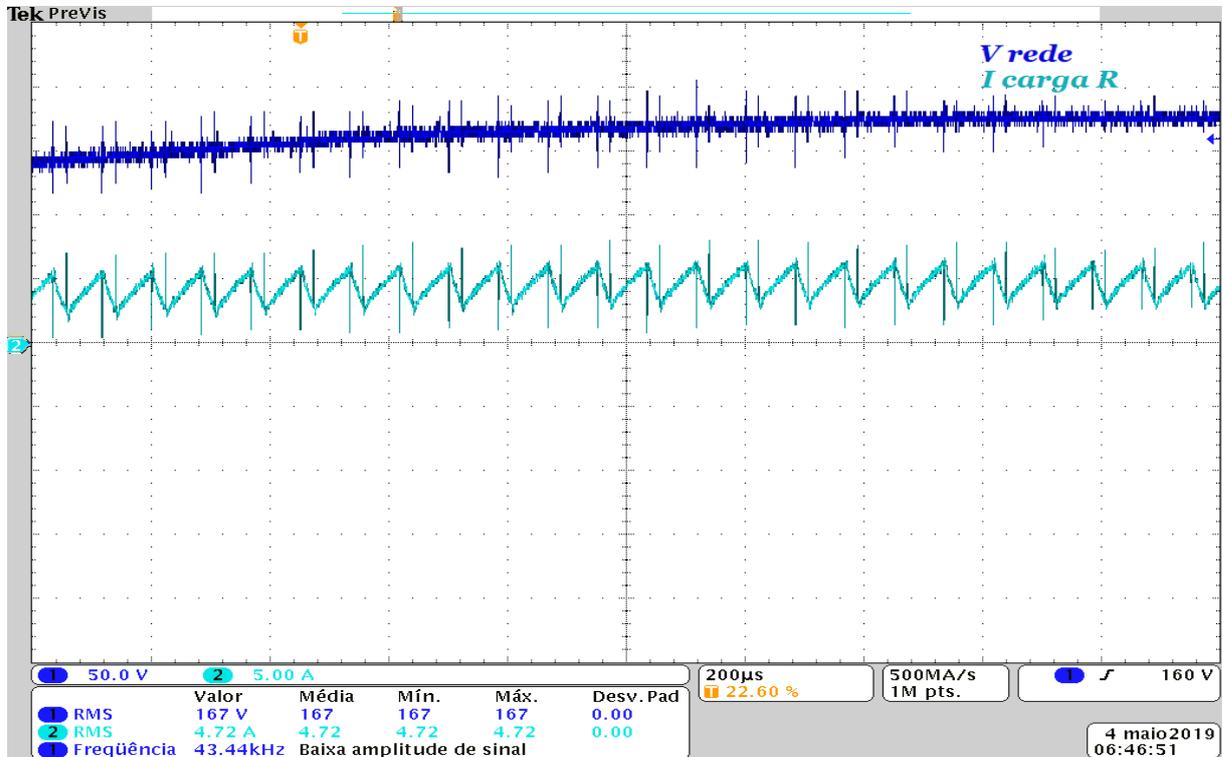


Figura 49 – Detalhe na relação de fase entre tensão e corrente durante a operação isolada com controlador ressonante.



Quanto à forma de onda da corrente gerada, a Figura 50 mostra com detalhes o comportamento dente de serra esperado.

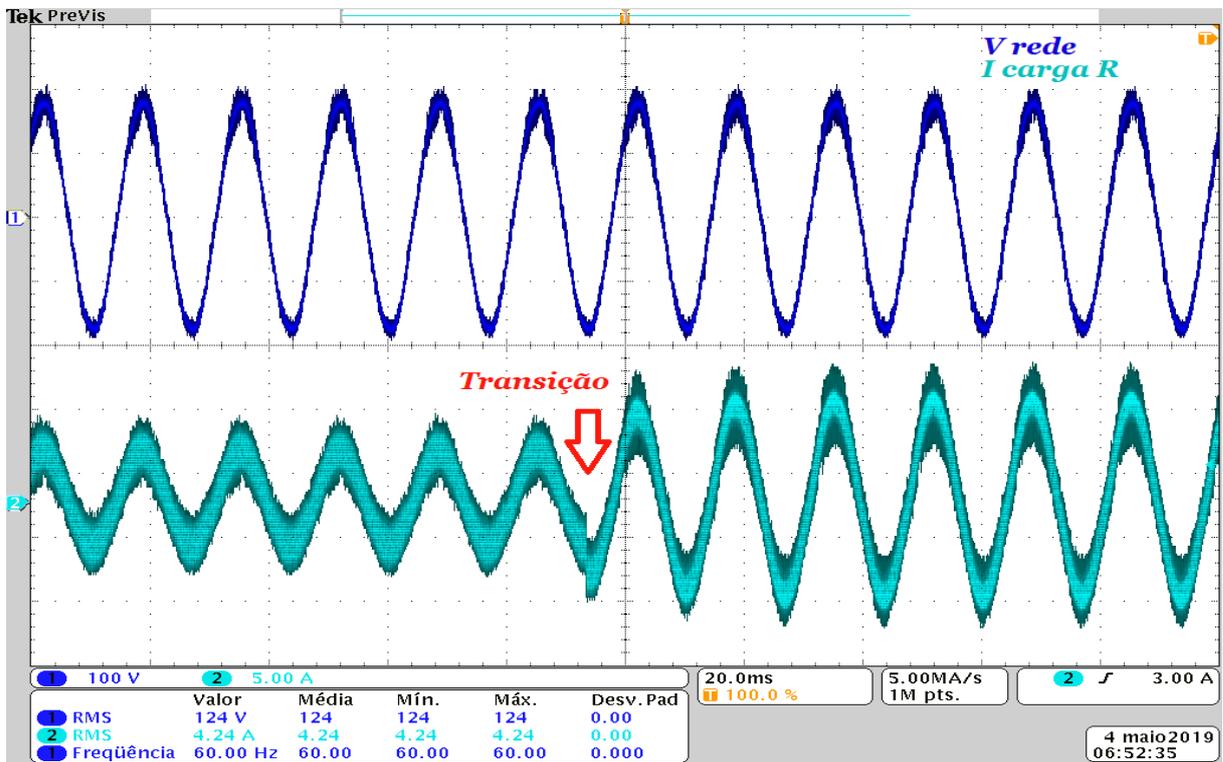
Figura 50 – Detalhe na forma de onda da corrente durante a operação isolada.



O próximo experimento realizado foi a variação na amplitude da referência da corrente gerada. Primeiramente na Figura 51 é mostrado o desempenho rápido do sistema de controle dada uma transição na referência de I_{max} , passando de $4A_{pico}$ para $8A_{pico}$.

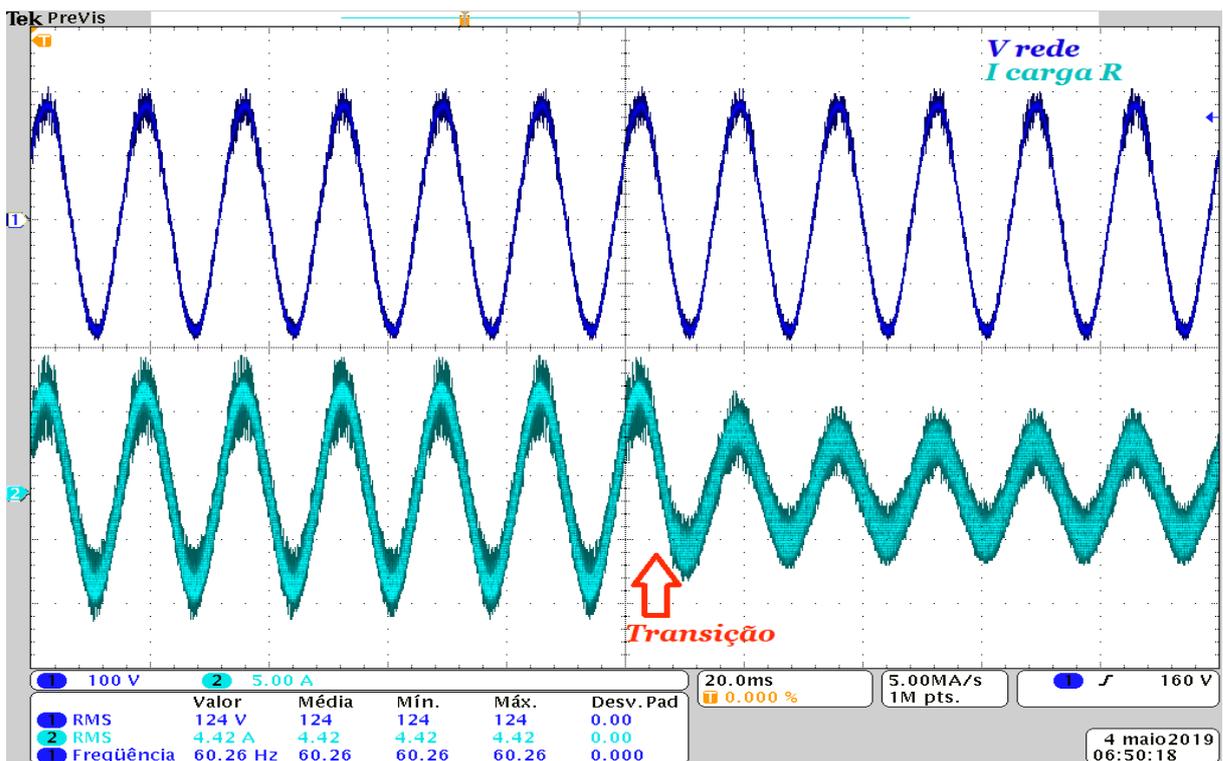
Vale destacar a partir deste ponto, principalmente a rapidez com que o sistema de controle responde as variações de *set point* tanto de amplitude quanto de fase da corrente gerada.

Figura 51 – Transição ascendente na amplitude da corrente durante a operação isolada.



Já na Figura 52 é mostrado o comportamento da corrente dada uma transição descendente na referência, passando agora de $8A_{pico}$ para $4A_{pico}$.

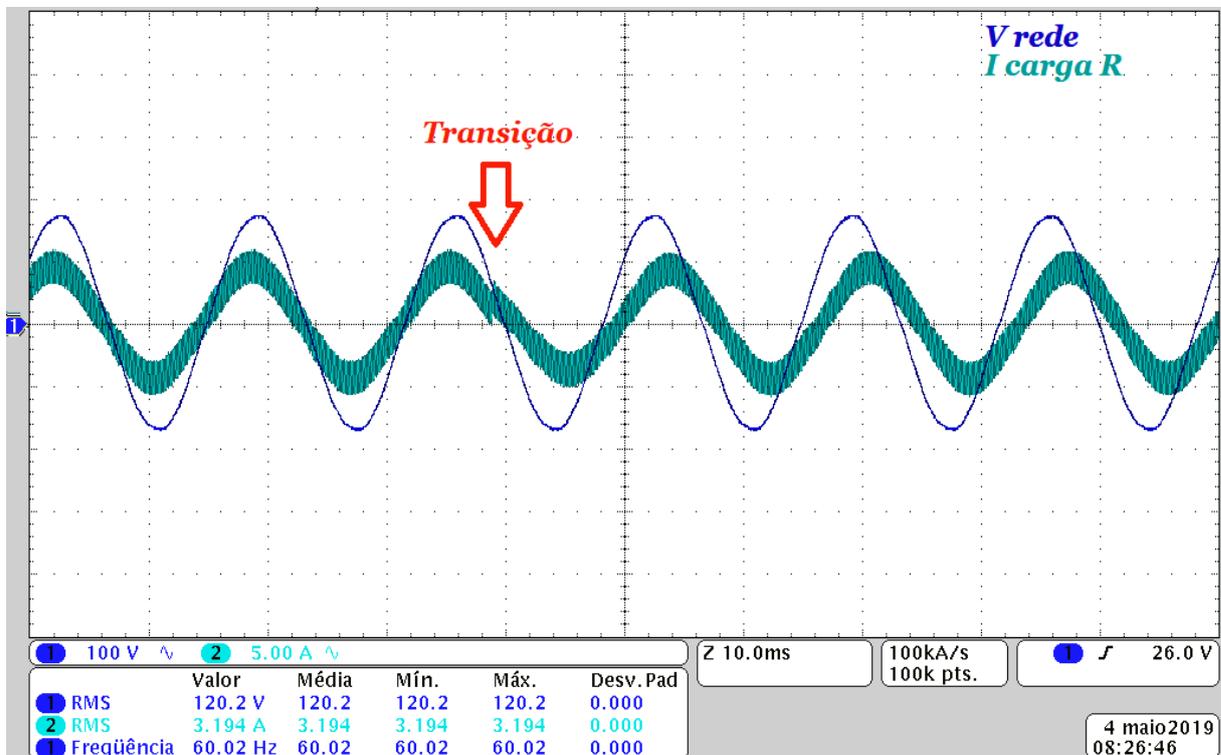
Figura 52 – Transição descendente na amplitude da corrente durante a operação isolada.



Embora o sistema de controle deste inversor seja projetado para operar com fator de potência unitário quando conectado à rede elétrica, testes de mudança na fase da corrente em relação a tensão da rede também foram realizados, de modo a justificar por exemplo, sua utilização em conversores que envolvam o controle de potência reativa, como por exemplo, em condicionadores de energia, compensadores estáticos de VAr (*Static VAR Compensator*), etc.

Para realizar a transição de fase, basta somar ou subtrair o ângulo de defasagem de interesse, ao ângulo gerado pelo algoritmo PLL (θ_{PLL}). Sendo assim, observe na Figura 53, o comportamento da corrente na carga resistiva dada uma variação de fase na referência desta em relação a tensão da rede, passando de 0° para -45° .

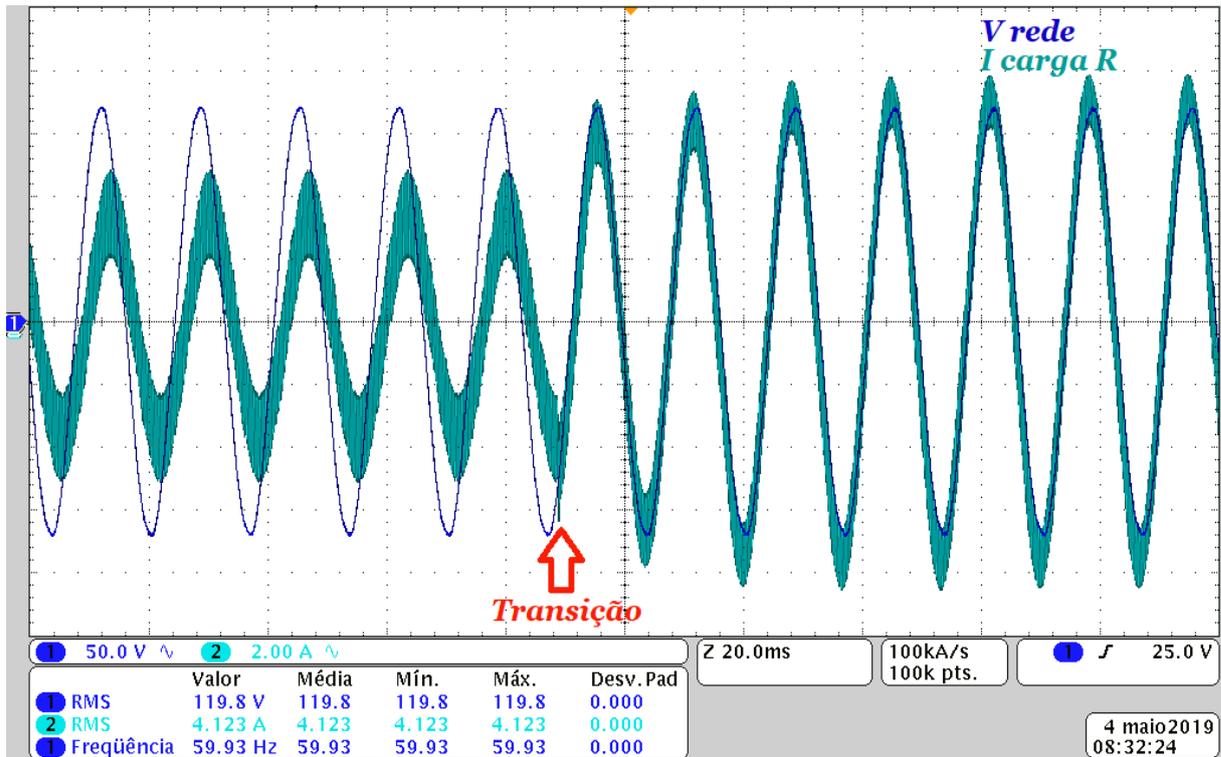
Figura 53 – Transição na fase da corrente durante a operação isolada.



Repare que no ciclo seguinte após a transição de fase o sistema já encontra-se estabilizado com $\theta_i = -45^\circ$.

Para finalizar os testes iniciais realizados com o inversor operando com carga isolada, foi realizado um ensaio para avaliar o desempenho do sistema de controle dada uma variação simultânea tanto na amplitude quanto na fase da corrente gerada. A Figura 54 mostra este resultado.

Figura 54 – Transição na amplitude e na fase da corrente durante a operação isolada.



Antes das mudanças de referência, o sistema estava gerando corrente com $I_{ref}^* = 5A_{pico}$ e defasagem $\theta_{ref}^* = -45^\circ$. Após a transição, os novos valores de referência passaram para $I_{ref}^* = 8A_{pico}$ e $\theta_{ref}^* = 0^\circ$. O curto tempo de assentamento e erro praticamente nulo em regime observados na Figura 54, sugerem a priori, uma boa expectativa para o correto funcionamento do inversor na operação conectada.

Deve ser destacado que na operação isolada não foi realizado o controle da tensão de saída sobre a carga resistiva, ou seja, o objetivo dos testes realizados até então foi a verificação do controle da corrente gerada pelo inversor, avaliar sua performance dadas as mudanças de referência e o seu desempenho mediante perturbações externas.

Tratando-se de perturbações externas, o único teste realizado para verificar a robustez do sistema de controle foi a aplicação repentina de um curto-circuito nos terminais da carga resistiva isolada. Sendo assim, após a realização de todos os testes anteriores com sucesso, como era de se esperar, mesmo operando em curto-circuito, ou seja, chaveando apenas sobre a indutância do filtro, o controlador de corrente demonstrou-se capaz de ajustar o *duty cycle* do PWM de modo a não ultrapassar o valor da corrente de referência.

4.2 Inversor Operando Conectado à Rede

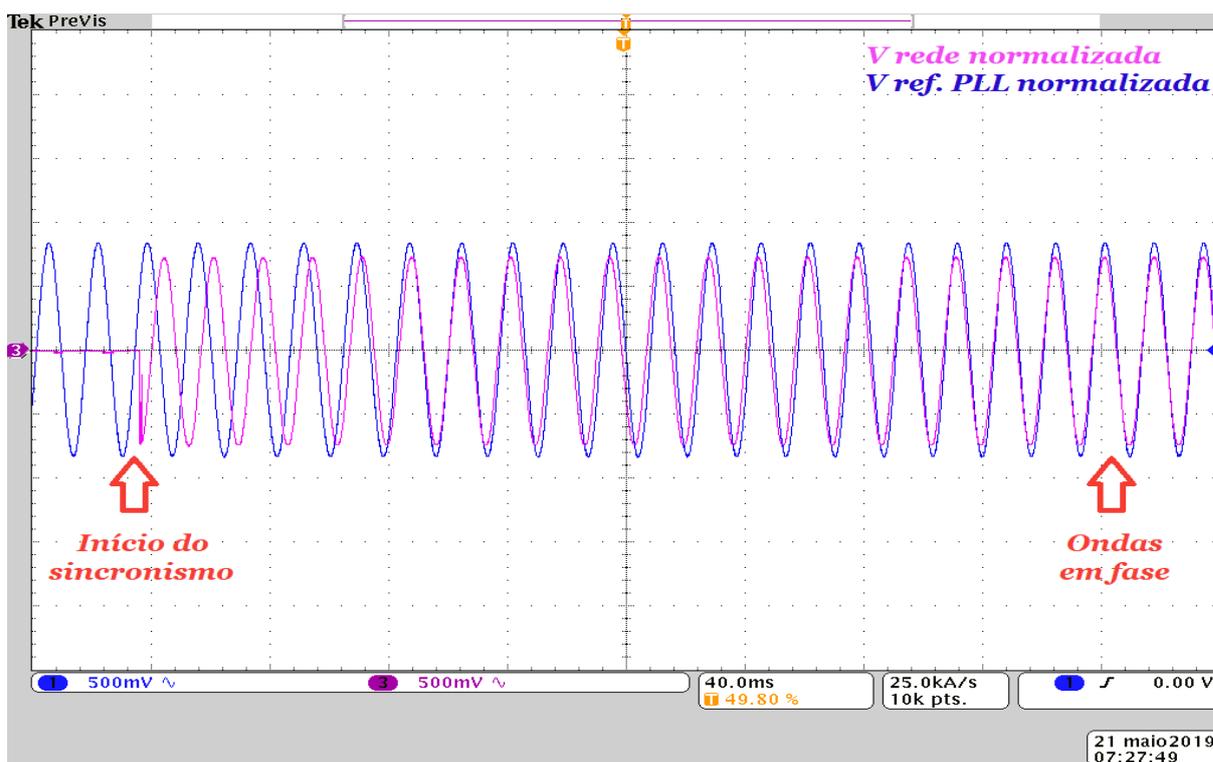
Nesta seção são mostrados os resultados obtidos a partir da operação do inversor conectado à rede elétrica da concessionária local.

Esta etapa foi realizada após a conclusão dos testes com carga isolada principalmente devido à segurança, uma vez que a operação conectada é mais complexa, dada a necessidade do sincronismo com a rede, assim como devido ao baixo valor de impedância característico no ponto de acoplamento comum.

Antes de conectar o inversor à rede é importante verificar se o algoritmo PLL está gerando de fato uma referência de ângulo θ_{PLL} perfeitamente sincronizado com a tensão desta.

Observe na Figura 55 a atuação do controlador PLL. Antes do início do sincronismo, este gera uma senoide interna com defasagem aleatória, a partir do momento que a tensão da rede começa a ser medida, o algoritmo PLL automaticamente altera a fase da senoide interna conforme diagrama de blocos mostrado na Figura 9 do capítulo 1, esse processo ocorre até que o sincronismo entre as duas senoides seja alcançado e assim mantido enquanto V_{rede} estiver sendo medida.

Figura 55 – Sincronismo com a rede gerado pelo algoritmo PLL.

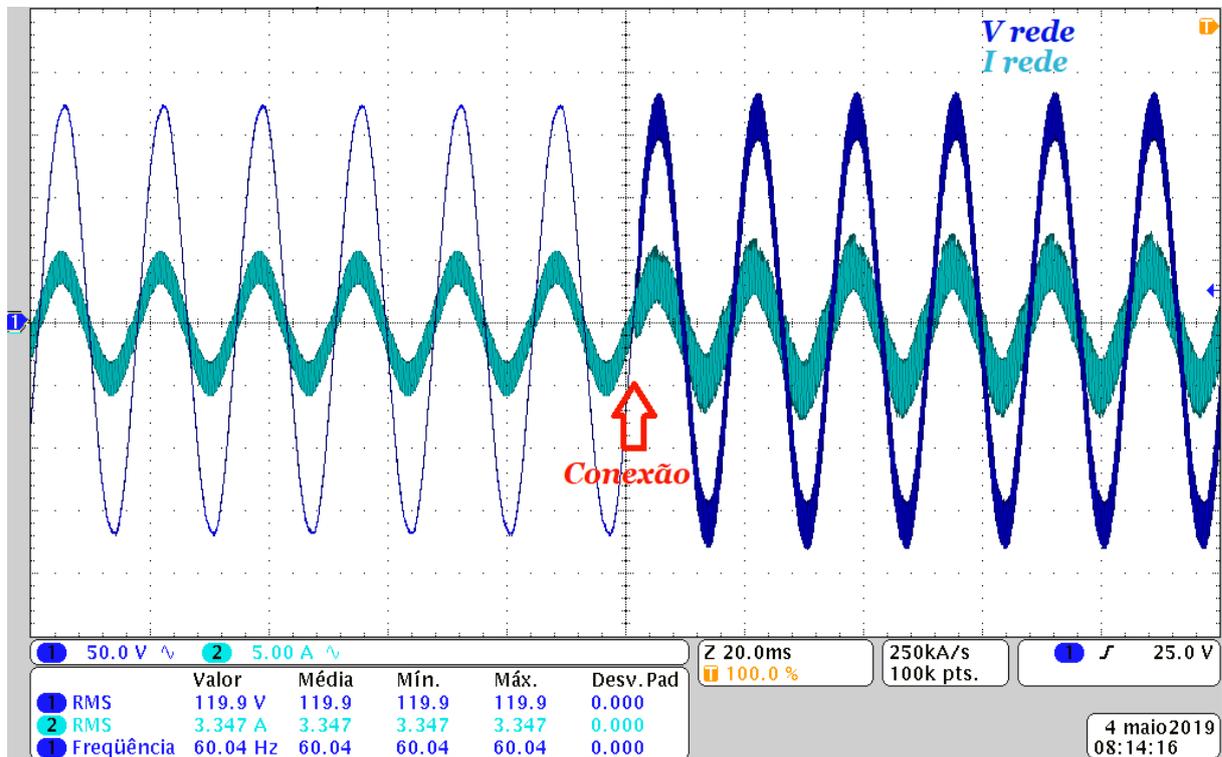


Repare que conforme previsto na seção 3.4, em aproximadamente 15 ciclos de 60Hz o PLL já converge e segue perfeitamente o ângulo da tensão da rede.

Uma vez verificado o correto funcionamento do PLL, observe na Figura 56 o instante exato da conexão do inversor com a rede CA. Isso foi realizado manualmente a partir do fechamento do disjuntor bipolar explicitado nas Figuras 44 e 45. Antes da conexão com a rede o inversor estava alimentando a carga resistiva, após a conexão a carga resistiva foi desligada. Nota-se portanto, uma considerável adição de ruído às medições após a conexão,

em relação a operação com carga isolada. Todavia, atente-se que o sistema de controle continua funcionando normalmente, mantendo-se estável dadas as referências de fase e amplitude para a corrente.

Figura 56 – Momento da conexão com a rede elétrica.



Semelhante ao resultado mostrado na Figura 50, a Figura 57 mostra novamente o detalhe na forma de onda da corrente gerada, entretanto repare que o ruído associado a presença da rede e ao chaveamento em alta frequência influencia até mesmo na medição da tensão pelo osciloscópio.

A presença de ruído inerente a operação conectada, não impacta fortemente o sistema de controle pois a própria amostragem já introduz um efeito de filtragem do tipo passa-baixas às variáveis que são realimentadas.

A Figura 58 ilustra o mesmo resultado apresentado na Figura 56, considerando porém, maiores detalhes na forma de onda da corrente no instante exato da conexão, neste momento a referência da corrente era $I_{ref}^* = 5A_{pico}$ e $\theta_{ref}^* = 0^\circ$.

Assim como na operação isolada, também foram realizadas transições nas referências de amplitude e fase da corrente com o inversor conectado à rede.

Inicialmente pode ser visto nas Figuras 59 e 60 o desempenho do controlador de corrente mediante as mudanças em degrau na referência de amplitude. Passando de $I_{ref}^* = 4A_{pico}$ para $I_{ref}^* = 8A_{pico}$ na Figura 59 e de $I_{ref}^* = 8A_{pico}$ para $I_{ref}^* = 4A_{pico}$ na Figura 60.

Figura 57 – Detalhe na forma de onda da corrente durante a operação conectada.

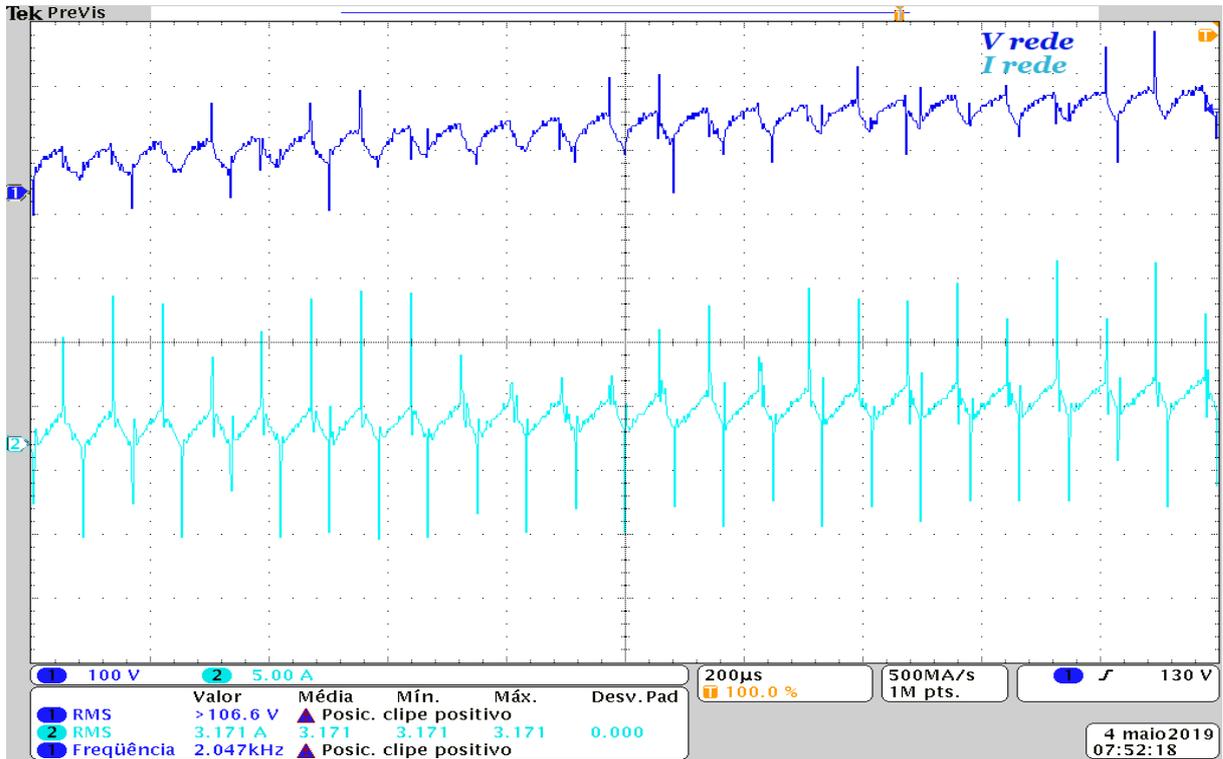


Figura 58 – Detalhe na forma de onda da corrente no momento da conexão com a rede.

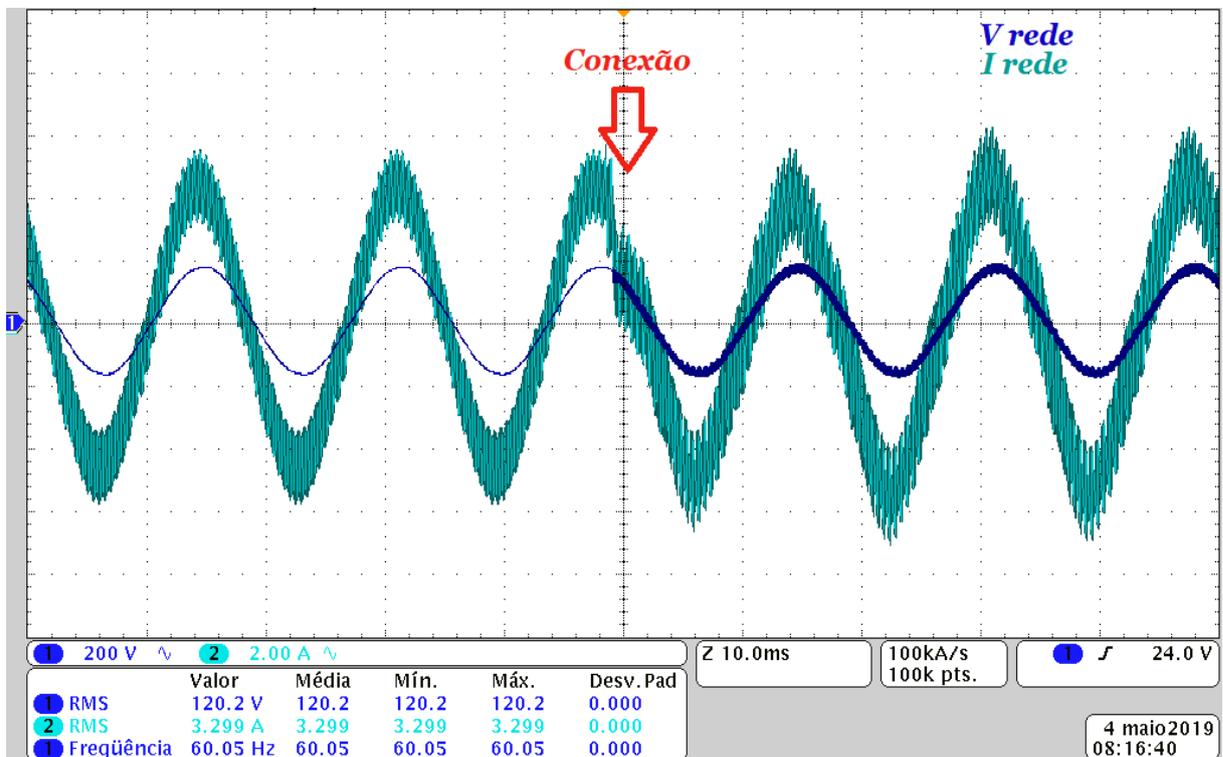


Figura 59 – Transição ascendente na amplitude da corrente com o inversor conectado à rede.

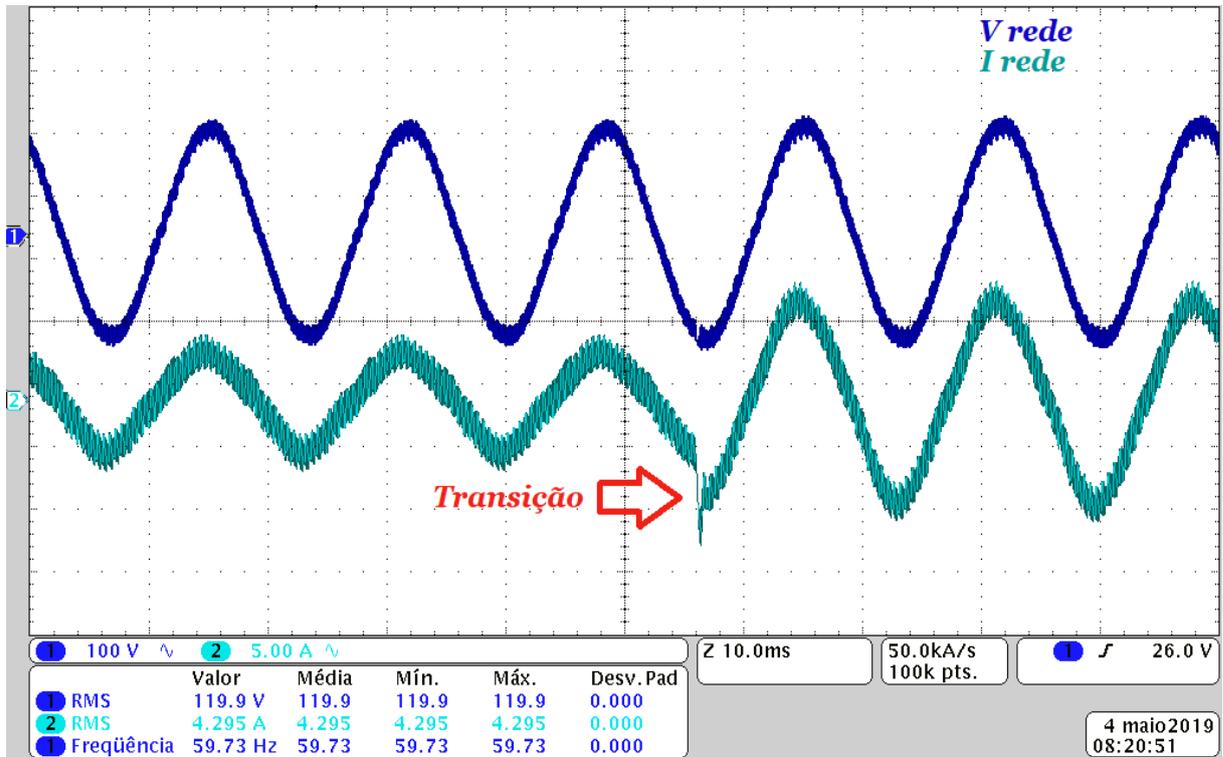
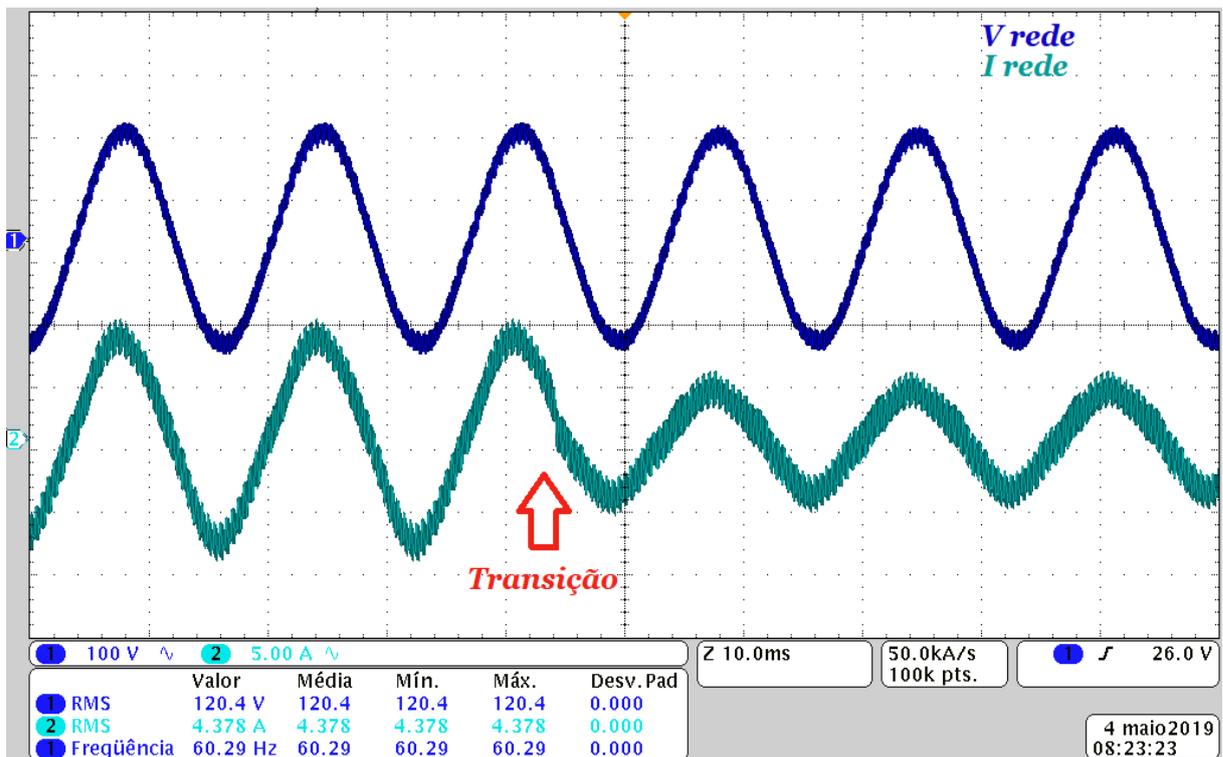


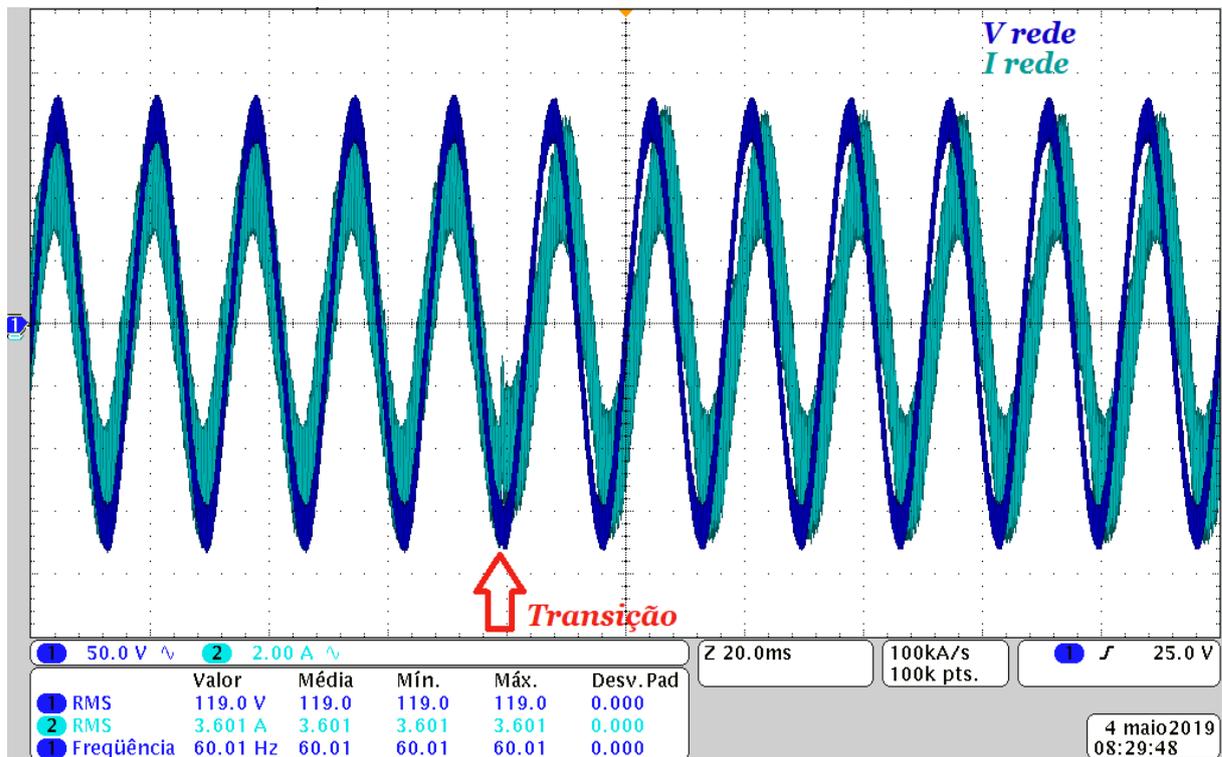
Figura 60 – Transição descendente na amplitude da corrente com o inversor conectado à rede.



Já os resultados mostrados a seguir, referem-se à mudança na referência de fase da corrente quando o inversor está conectado, ou seja, agora além da injeção de potência ativa na rede, ocorre também a injeção de potência reativa.

A Figura 61 comprova o que foi mencionado anteriormente, note que antes da transição apenas potência ativa estava sendo gerada/injetada, após a transição θ_{ref}^* passa de 0° para -45° e daí em diante o inversor passa a injetar simultaneamente potência ativa e reativa na rede.

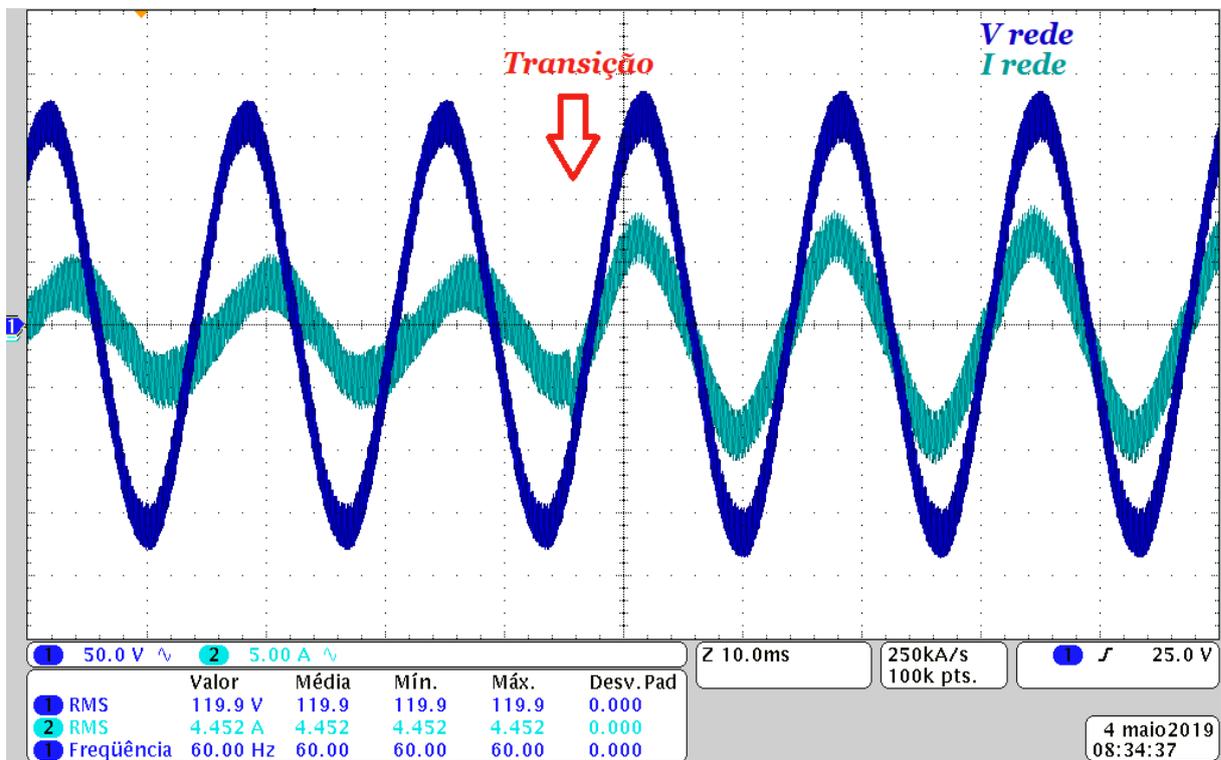
Figura 61 – Transição na fase da corrente com o inversor conectado à rede.



Novamente de modo semelhante à operação com carga isolada, foi realizado o teste de transição simultânea tanto na referência de amplitude quanto na referência de fase da corrente gerada, essas transições foram as mesmas aplicadas na operação com carga isolada, ou seja, I_{ref}^* passando de $5A_{pico}$ para $8A_{pico}$ e θ_{ref}^* passando de -45° para 0° . Observe portanto na Figura 62 o desempenho do sistema dadas essas mudanças.

A partir da análise dos resultados discutidos até aqui, pode-se concluir que o sistema de controle do inversor projetado e construído conforme a metodologia descrita neste trabalho, demonstrou apresentar curto tempo de resposta diante das alterações de *set point*, boa robustez perante a presença de ruído e capacidade de contornar perturbações externas como por exemplo o teste de curto-circuito aplicado na operação com carga isolada.

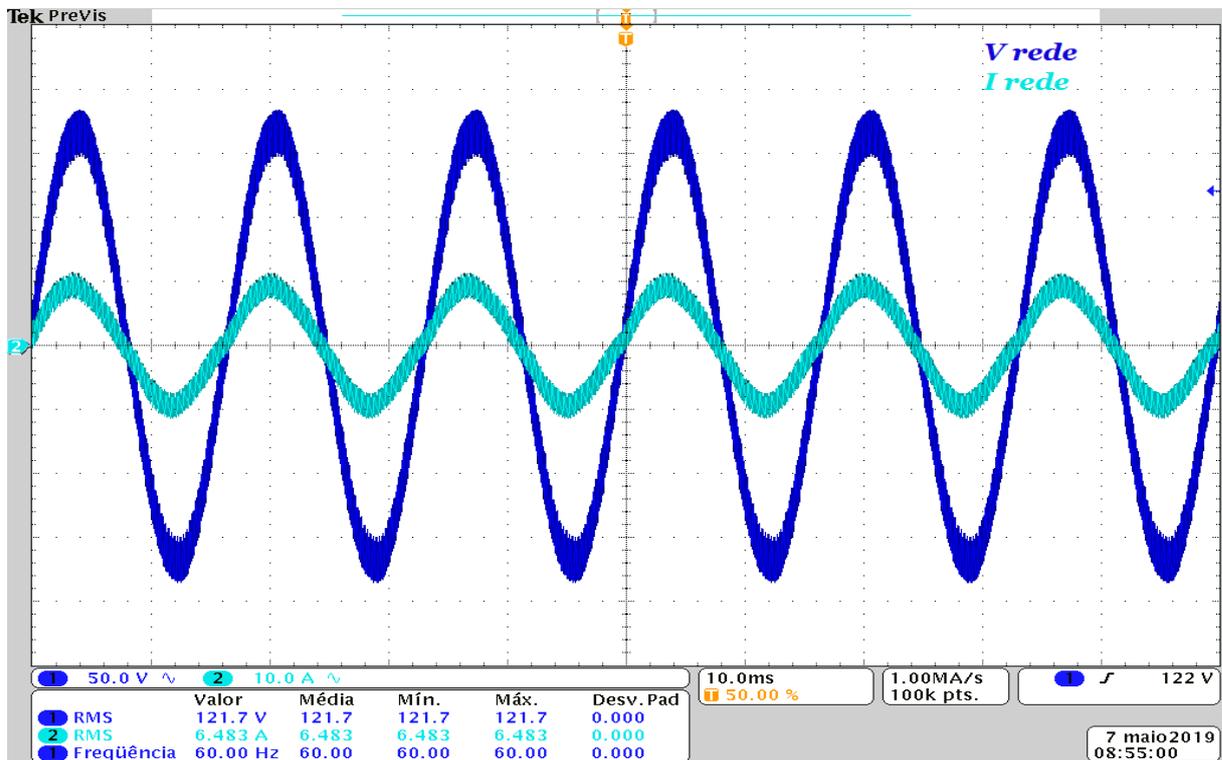
Figura 62 – Transição na amplitude e na fase da corrente com o inversor conectado à rede.



Por fim, um último ensaio foi realizado operando o inversor próximo da sua capacidade nominal de projeto, explorando deste modo o limite admissível de corrente nos indutores, que é de 10A.

Note na Figura 63 que o inversor foi capaz de injetar $10A_{pico}$ ou $6,48A_{rms}$, com uma tensão terminal de $121,7V_{rms}$, desde modo, considerando praticamente nula a defasagem angular em relação a tensão, ou seja, geração com fp unitário, têm-se uma potência gerada $P_G = 121,7 \times 6,48 = 788,6W$, o que equivale a 87,6% da capacidade nominal de 900W que foi informada na Tabela 6 do capítulo 2.

Figura 63 – Inversor injetando 788,6W na rede elétrica.



A partir da medida da corrente mostrada na Figura 63, foi plotado o seu espectro, o qual pode ser observado na Figura 64.

Diante do que foi apresentado na seção 3.6 do capítulo 3, note que os resultados simulados puderam então ser comprovados. Principalmente a presença das componentes harmônicas da corrente localizadas em mf , $mf \pm 2$ e $2mf \pm 1$, além também da presença da 3ª Harmônica.

Além do mais, repare que embora muito próximos, o valor medido de $THD_i = 11,73\%$, supera o valor simulado de $THD_i = 10,74\%$ apresentado na Tabela 10.

Figura 64 – Espectro medido da corrente injetada na rede.

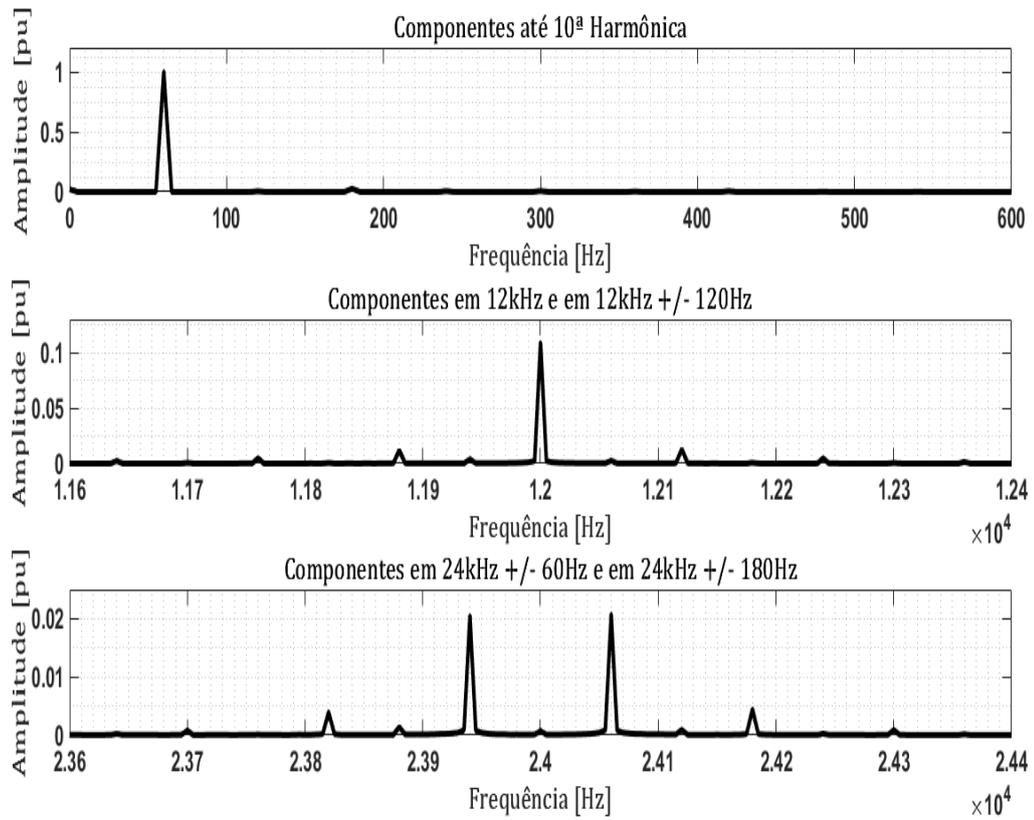


Tabela 12 – Componentes harmônicas da corrente gerada - Real.

Ordem	Frequência [Hz]	Amplitude [%]
1	60	100
3	180	2,69
198	11880	1,19
200	12000	10,91
202	12120	1,19
397	23940	2,06
403	24060	2,06

$$THDi = 11,73\%$$

5 Conclusões

Conforme pôde ser acompanhado com detalhes nos capítulos 3 e 4, foram alcançados resultados satisfatórios dentro do previsto com base na metodologia de projeto apresentada no capítulo 2. Isso indica que as etapas de modelagem dos conversores, projeto dos controladores, construção do protótipo e a implementação dos códigos foi realizada de forma eficaz.

Diante da justificativa apresentada no início do capítulo 4, não foi possível concluir os testes práticos do estágio *boost*. Em relação aos resultados práticos obtidos apenas para o estágio inversor, alguns poderiam ser melhorados com base em um maior aprimoramento do *hardware* confeccionado, como por exemplo, a diminuição do *ripple* da corrente injetada na rede a partir da utilização de um filtro com maior indutância e da aplicação de uma frequência de chaveamento mais elevada.

Como já havia sido previsto na simulação, a elevada distorção harmônica total medida da corrente gerada é outro fator que deve ser melhorado no caso da construção de um protótipo comercial, uma vez que foi superado o limite de 5% permitido pela norma NBR 16149.

Embora a qualidade da corrente alternada gerada possa ser melhorada, outros resultados mostrados foram nitidamente alcançados com sucesso, como por exemplo, a simulação do funcionamento do MPPT por P&O, da detecção do ilhamento a partir da técnica passiva, do sincronismo com a rede através do PLL e por fim pela capacidade dos controladores projetados no capítulo 2 serem capazes de atuar de forma interligada entre si.

Outro resultado comprovado que demonstrou significativa melhoria na qualidade da corrente gerada, além da solução do problema do erro em regime (atraso), foi a eficácia com que a ação do controlador ressonante adicionada à ação proporcional-integral melhorou a forma de onda da corrente.

Durante a etapa de comissionamento do conversor para posterior coleta dos resultados práticos, a maior dificuldade encontrada foi em relação a operacionalização correta do circuito de *gate-driver*, o que causou algumas vezes a queima parcial de IGBTs do *driver* FNA41560, implicando deste modo, na necessidade de substituição deste dispositivo.

5.0.1 Trabalhos Futuros

Como sugestão ao prosseguimento dos estudos que foram abordados neste trabalho, ficam as seguintes sugestões:

- Implementação do estágio *boost* e execução prática do algoritmo MPPT, aplicado num arranjo fotovoltaico real, numa fonte emuladora de PV ou até mesmo a partir da utilização do circuito equivalente de Thévenin sugerido no capítulo 1.
- Realização de testes práticos para avaliar o desempenho da técnica passiva para detecção de ilhamento.
- Desenvolvimento e implementação de técnicas ativas de anti-ilhamento.
- Projeto e implementação de um sistema de proteção mais aprimorado para as chaves de potência, não se limitando apenas à utilização de fusíveis, principalmente devido a necessidade de uma atuação ultra-rápida em caso de falhas nesses componentes.
- Substituição do microcontrolador Atmel SAM3X8E por um DSP capaz de executar simultaneamente o código de todos os controladores num intervalo de tempo inferior a um ciclo de chaveamento.
- Elevar a frequência de chaveamento do inversor de modo a reduzir a THD da corrente gerada, condicionado a substituição do CI FNA41560.
- Construção do protótipo em menor escala, de modo a se tornar um dispositivo portátil.

Referências

- ABNT. *NBR 62116:2012 Procedimentos de ensaio de anti-ilhamento para inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica*. [S.l.], 2012. 29
- ABNT. *NBR 16149:2013 Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*. [S.l.], 2013. 27, 28
- AGUIAR, C. R. de. *Estudo e Análise de Algoritmos de Detecção de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída Conectados à Rede de Distribuição*. Dissertação (Mestrado) — USP São Carlos, 2013. 29, 31, 32, 53
- ANEEL. *Resolução Normativa Nº 482, de 17 de abril de 2012*. [S.l.], 2012. 26
- ANEEL. *Resolução Normativa Nº 687, de 24 de novembro de 2015*. [S.l.], 2015. 27
- ANEEL. *Módulo 3 do PRODIST*. [S.l.], 2017. 27
- ARDUINO. 2018. <https://components101.com/sites/default/files/component-pin/Arduino-Due-Pinout.png>. 113
- BASTOS, R. F. *Sistema de Gerenciamento para Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-Ácido) e para Busca do Ponto de Máxima Potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistema de Geração Distribuída*. Dissertação (Mestrado) — USP São Carlos, 2013. 20, 21, 24, 40, 52
- BASTOS, R. F. *Sistema de Gerenciamento para a Integração em CC de Fontes Alternativas de Energia e Armazenadores Híbridos Conectados a Rede de Distribuição via Conversores Eletrônicos*. Tese (Doutorado) — USP São Carlos, 2016. 21, 22, 24, 26
- BRITO, M. A. G. de et al. Avaliação das principais técnicas para obtenção de mppt de painéis fotovoltaicos. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on. IEEE*, p. 1–6, 2010. 20
- CEMIG. *ND. 5.30 - Requisitos para a Conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição Cemig D – Conexão em Baixa Tensão*. [S.l.], 2018. 27
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Eletronics*. [S.l.]: Kluwer Academic Publisher, 2000. 39, 52
- GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *Electric Power Applications, IEEE Proceedings*, v. 146, n. 2, p. 193–200, 1999. 20
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência, análises e projetos de circuitos*. [S.l.]: bookman, 2012. 29, 30, 36, 59, 71
- MARAFÃO, F. P. *Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, 2004. 31

MERLUZZI, O. Procura-se "eletricidade", alternativas e oportunidades na matriz energética do brasil. *MundoCoop*, 2019. 18

MOÇAMBIQUE, N.; MACHADO, R.; OLIVEIRA, V. A fuzzy pd-pi control strategy to track the voltage references of photovoltaic arrays. *9th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA) 2011*, p. 1162–1167, 2011. 20, 25

MOÇAMBIQUE, N. E. M. *Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e Controladores Lineares e/ou Fuzzy para a Regulação da Tensão Terminal de Painéis Fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado) — USP, São Carlos, 2012. 22, 23, 25

VILLALVA, M.; GAZOLI, J.; FILHO, E. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic array. *Power Electronics IEEE Transactions on*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009. 20

VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Unicamp, Campinas, 2010. 25

YHDC. 2018. [Http://www.yhdc.com/](http://www.yhdc.com/). 57

A Apêndices

Código implementado no PSIM e executado a cada ciclo de chaveamento:

```
//Variaveis PLL
float media[200]={0};
int pos=0;
float soma=0,mediaM=0,thetaPLL=0,theta=0,Vinterno=0; float Vrede=0,ang=0;

//PI PLL
float erroPLL=0,P=0,I=0,PI=0;
float KpPLL=150, KiPLL=1500;
int PLL=0, u=0;

//PI Carga do Barramento
int Bi=0;
float erroBi=0,PBi=0,IBi=0,piBi=0;
float kpBi=0.1,kiBi=0.3;

//PI Boost PV e MPPT em regime
float vp=0,ip=0,p=0,pant=0;
int k=0,direcao=1;
float vrefB=75,erroB=0,PB=0,IB=0,piB=0;
float kpB=-0.02687,kiB=-0.705;

//PI Tensao Barramento - Malha Externa
float vrefBar=0,erroV=0,P3=0,I3=0,sp=0;
float kpV=-0.1325,kiv=-7.23;

//PI Corrente de Saida - Malha Interna
float iref=0,erroC=0,P2=0,I2=0,saida=0;
float kp=0.10572, ki=288.6;

//Ressonante
float K=30.0, a=3.0, b= 142122.2894, Ts=0.00008333333;
float E=0, E1=0, O=0, O1=0, O2=0;

//Demais Variaveis
```

```
float f=12000,pi=3.14159265359, vrms=0, vacum=0;
float Vr=0,Ir=0,Vb=0,Vpv=0,Ipv=0;
int flag=1,aux=0,j=0,i=0,m=0;

//INICIO

//Leitura das entradas
Vr = in[0];
Ir = in[1];
ang = in[2];
Vb = in[3];
Vpv = in[4];
Ipv = in[5];

//Se barramento carregado e PLL sincronizado, habilita modo regime: flag = 2
if( Vb >= 200 && PLL == 1) flag = 2;

//Se sistemailhado, quando rede restabelecida, habilita modo regime: flag = 2
//ou habilita modo carga do barramento: flag = 1, caso baixa tensao no mesmo
if(flag == 0 && vrms > 125 && vrms < 139 && PLL == 1){
if(Vb < 200) flag = 1;
else flag = 2;
}

//Deteccao do ilhamento e parada do controle
if(flag == 2 && ( vrms < 115 || vrms > 139 || PI < 370 || PI > 384 ) ){
flag = 0;
out[0] = 0; out[1] = 0; out[2] = 0;
erroPLL=0; P=0; I=0; PI=0;
Bi=0; erroBi=0; PBi=0; IBi=0; piBi=0;
vp=0; ip=0; p=0; pant=0;
erroB=0; PB=0; IB=0; piB=0;
vrefBar=0; erroV=0; P3=0; I3=0; sp=0;
iref=0; erroC=0; P2=0; I2=0; saida=0;
vrms = 0, aux = 0; PLL=0; u=0;
}

//Calculo do Vrms
if(i<400){
```

```
vacum = vacum + Vr*Vr;
i++;
}
if(i==400){
vrms = sqrt( vacum/400 );
out[4] = vrms;
vacum = 0;
i = 0;
}

if(vrms > 125 && vrms < 139){

//Leitura das entradas do PLL
Vrede = Vr;
Vrede=Vrede/180.0;
Vinterno=cos(theta);
ang = ang*0.017453292;

//Media movel
soma = soma - media[pos];
soma = soma + (Vinterno*Vrede);
media[pos]=(Vinterno*Vrede);
pos = pos +1;
if(pos==200) pos=0;
mediaM = soma/200;

//Controlador PI do PLL
erroPLL = 0 - mediaM;
P = KpPLL*erroPLL;
I = I + (KiPLL*erroPLL)/f;
PI = P + I + 377;
theta = theta + PI/f;
if(theta>=6.283185) theta=0;
thetaPLL = theta + pi/2;
thetaPLL = thetaPLL + ang;

u++;
if(u == 3000){PLL = 1; u = 0;}
```

```

}

//CARGA DO BARRAMENTO
//Controlador PI da carga do barramento CC
if(flag == 1 && Vpv > 30){

    if(aux == 0 && Vpv>90){
        Bi=Vpv;
        aux = 1;
    }
    if(Bi<200 && aux==1){
        j++;
        if(j>48){
            Bi++;
            j=0;
        }
    }

    if(aux==1){
        erroBi = Bi - Vb;
        PBi = kpBi*erroBi;
        IBi = IBi + (kiBi*erroBi)/f;
        if(IBi < 0) IBi = 0;
        if(IBi > 1) IBi = 1;
        piBi = PBi + IBi;
        if(piBi < 0) piBi = 0;
        if(piBi > 1) piBi = 1;
        out[1]=piBi;
    }

}

//REGIME PERMANENTE
//Controle apos carga do barramento e sinc. do PLL
if(flag==2){
    out[2]=1;
    //MPPT do PV - Regula a referencia do Conversor Boost em regime permanente
    k++;
    if(k>=1200){

```

```

        p = p + Vpv*Ipv;
    if(k==2400){
        p = p/1200;
        if(p < pant) direcao = -direcao;
        vrefB = vrefB + direcao;
        pant = p;
        p=0;
        k=0;
    }
}

//Controlador PI do Boost em regime permanente com MPPT
erroB = vrefB - Vpv;
PB = kpB*erroB;
IB = IB + (kiB*erroB)/f;
piB = PB + IB;
if(piB < 0) piB = 0;
if(piB > 1) piB = 1;
out[1] = piB;

//Controlador PI da tensao no barramento CC - Malha Externa
vrefBar=200;
erroV = vrefBar - Vb;
P3 = kpV*erroV;
I3 = I3 + (kiv*erroV)/f;
if(I3<0)I3=0;
if(I3>10)I3=10;
sp = P3 + I3;
if(sp<0)sp=0;
if(sp>10)sp=10;

//Controlador PI da corrente de saida do inversor - Malha Interna
iref = sp*cos(thetaPLL);
erroC = iref - Ir;
P2 = kp*erroC;
I2 = I2 + (ki*erroC)/f;

//Controlador Ressonante 60Hz
E1 = E;

```

```
E = erroC;
```

```
O2 = O1;
```

```
O1 = O;
```

```
O = ( 1 / (b*Ts*Ts + a*Ts + 1) ) * ( (a*Ts + 2)*O1 - O2 + K*Ts*E - K*Ts*E1 );
```

```
saida = P2 + I2 + O;
```

```
out[0] = saida;
```

```
}
```

```
//FIM
```

%% Script *Matlab* para Projeto do Boost Modo Carga do Barramento

```

clear;clc;
syms s;
V = [85.77;0;0];
Req = 4.3;
RL = 0.1;
L = 3e-3;
Cap1 = 940e-6;
Cap2 = 940e-6;
RC = 10000;
D = 0.57;
I = [1 0 0 ; 0 1 0 ; 0 0 1];

%% Matrizes para o modelo chave fechada
A1 = [-1/(Req*Cap1) 0 -1 ; 0 -1/(RC*Cap2) 0 ; 1/L 0 -(RL/L)];
B1 = [1/(Req*Cap1) 0 0 ; 0 0 0 ; 0 0 0];
C1 = [0 1 0];

%% Matrizes para o modelo chave aberta
A2 = [-1/(Req*Cap1) 0 -1 ; 0 -1/(RC*Cap2) 1/(Cap2) ; 1/L -1/L -(RL/L)];
B2 = [1/(Req*Cap1) 0 0 ; 0 0 0 ; 0 0 0];
C2 = [0 1 0];

%% Matrizes para o modelo médio
A = A1*D + A2*(1-D);
B = B1*D + B2*(1-D);
C = C1*D + C2*(1-D);

%% Regime permanente
X = -inv(A)*B*V;

%% Função de transferência
Bfinal = (A1 - A2)*X + (B1 - B2)*V;
Dfinal = (C1 - C2)*X;
[num,den] = ss2tf(A,Bfinal,C,Dfinal);
GV = tf(num,den);

%% Malha fechada

```

```
cont = tf([0.0002245 0.0496],[1 0]);
ma = series(cont,GV);
mf = feedback(ma,1);

%% Impressão
disp('Valores de regime permanente [Vc1 Vc2 IL]” :');
disp(X);
disp('GV(s) = VC2(s)/D(s):');
display(GV);
disp('GC(s) =');
display(cont);
disp('Malha Fechada = ');
display(mf);

step(mf);
hold on;
grid on;
set(gca,'FontSize',16,'FontName','Arial');
xlabel('Tempo','FontSize',20,'FontName','Cambria Math','FontWeight','bold');
ylabel('Amplitude','FontSize',20,'FontName','Cambria Math','FontWeight','bold');
title('Resposta ao Degrau','FontSize',20,'FontName','Cambria Math','FontWeight','bold');

//FIM
```

%% Script *Matlab* para Projeto do Boost Modo Regime Permanente

```

clear;clc;
syms s;
V = [200 149.6]';
Req = 8.6;
RL = 0.1;
L = 3e-3;
C = 940e-6;
D = 0.625;
I = [1 0 ; 0 1];

%% Matrizes para o modelo chave fechada
A1 = [-(RL/L) 1/L ; -(1/C) -1/(Req*C)];
B1 = [0 0 ; 0 1/(Req*C)];
C1 = [0 1];

%% Matrizes para o modelo chave aberta
A2 = [-(RL/L) 1/L ; -(1/C) -1/(Req*C)];
B2 = [-(1/L) 0 ; 0 1/(Req*C)];
C2 = [0 1];

%% Matrizes para o modelo médio
A = A1*D + A2*(1-D);
B = B1*D + B2*(1-D);
C = C1*D + C2*(1-D);

%% Regime permanente
X = -inv(A)*B*V;

%% Funções de transferência
Bfinal = (A1 - A2)*X + (B1 - B2)*V;
Dfinal = (C1 - C2)*X;
[num,den] = ss2tf(A,Bfinal,C,Dfinal);
GV = tf(num,den);

%% Malha fechada
cont = tf([-0.02687 -0.705],[1 0]);
ma = series(cont,GV);

```

```
mf = feedback(ma,1);

%% Impressão
disp('Valores de regime permanente [IL VC]” :');
disp(X);
disp('GV(s) = VC1(s)/D(s):');
display(GV);
disp('GC(s) =');
display(cont);
disp('Malha Fechada = ');
display(mf);

step(mf);
hold on;
grid on;
set(gca,'FontSize',16,'FontName','Arial');
xlabel('Tempo','FontSize',20,'FontName','Cambria Math','FontWeight','bold');
ylabel('Amplitude','FontSize',20,'FontName','Cambria Math','FontWeight','bold');
title('Resposta ao Degrau','FontSize',20,'FontName','Cambria Math','FontWeight','bold');

//FIM
```

```

/*=====
Universidade Federal de Ouro Preto

Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia Elétrica:
"Modelagem, Projeto e Implementação de um Inversor Monofásico para
Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica".

Autor: André Lage Almeida Dias
Orientador: Dr. Renan Fernandes Bastos

Data: maio/2019
Microcontrolador: Atmel SAM3X8E Placa Arduino DUE.
/*=====*/

// Define o pino do PWM.
uint32_t pwmPin9 = 9; // Canal 1.
uint32_t pwmPin8 = 8; // Canal 2.

// Atribui a porta ao PWM.
uint32_t channel_1 = g_APinDescription[pwmPin9].ulPWMChannel;
uint32_t channel_2 = g_APinDescription[pwmPin8].ulPWMChannel;

// Variaveis PLL.
float theta = 0, soma = 0, mediaM = 0, Wref = 0, integral = 0;
float Vrede = 0, Vinterno = 0;
int i = 0, pos = 0, f = 12000, cont = 0, thetaPLL = 0, j = 0;
long int seno_da[200];
float seno[200], media[200];
float KpPLL = 150, KiPLL = 1500, pi = 0;

// Variaveis PI Corrente de Saida - Malha Interna.
float Irede_med = 0, iref = 0, erroC = 0, P2 = 0, I2 = 0, saida = 0;
float sp = 10.0;
//float kp=0.1, ki=288.0; //sintonia de projeto -> VB = 200V
float kp = 0.068, ki = 185.6; //sintonia de projeto -> VB = 311V

// Variaveis Ressonante.
float K = 30.0, a = 3.0, b = 142122.2894, Ts = 0.00008333333;
float E = 0, E1 = 0, O = 0, O1 = 0, O2 = 0;
float A = 0, B = 0, C = 0, D = 0;

void SetPin(uint8_t pwmPin) {
    PIO_Configure(g_APinDescription[pwmPin].pPort,
        g_APinDescription[pwmPin].ulPinType,
        g_APinDescription[pwmPin].ulPin,
        g_APinDescription[pwmPin].ulPinConfiguration);
}

```

```

void setup() {
  Serial.begin(115200);
  pinMode(13, OUTPUT);
  digitalWrite(7, LOW);
  analogWriteResolution(12);

  // Cria tabela da função seno durante a configuração inicial.
  for (i = 0; i < 200; i++) {
    theta = 0.031573795 * i;
    seno[i] = cos(theta);
    seno_da[i] = (1600.0 * seno[i] + 1900.0);
  }

  // Constantes do controlador ressonante.
  A = 1 / (b * Ts * Ts + a * Ts + 1);
  B = a * Ts + 2;
  C = K * Ts;
  D = K * Ts;

  SetPin(pwmPin8); // Habilita o canal.
  SetPin(pwmPin9); // Habilita o canal.

  // Habilita a utilização do clock.
  pmc_enable_periph_clk(PWM_INTERFACE_ID);

  //Configurando o canal 1.
  PWMC_ConfigureChannelExt(PWM_INTERFACE, channel_1,
  PWM_CMR_CPRE_MCK_DIV_2, PWM_CMR_CALG, 0, 0, PWM_CMR_DTE,0,0);
  //Configurando o canal 2.
  PWMC_ConfigureChannelExt(PWM_INTERFACE, channel_2,
  PWM_CMR_CPRE_MCK_DIV_2, PWM_CMR_CALG, PWM_CMR_CPOL,0, PWM_CMR_DTE,0,0);

  /*=====
  Para definir a frequência de Amostragem/chaveamento, basta definir
  o CPRD. PWMC_SetPeriod(PWM_INTERFACE, channel_1, CPRD);
  CPRD define a frequência de chaveamento de acordo com
  CPRD = 84MHz/(2*X*freq), para 10kHz com preSCALER 2 TEM-SE ->>>>
  CPRD = 84MHz/(2*X*freq) = 84MHz/(2*2*10000) = 2100
  X podendo ser atribuído pelos valores 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128,
  256, 512, ou 1024)
  =====
  */

  PWMC_SetPeriod(PWM_INTERFACE, channel_1, 1750); // 1750 para 12kHz.
  PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_1, 0); // Duty cycle inicial 0%.
  PWMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_1); // Ativar PWM no canal.

```

```

PMMC_SetPeriod(PWM_INTERFACE, channel_2, 1750);
PMMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_2, 0);
PMMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_2);

// Enable interrupt on channel 4 - 00010000.
PWM_INTERFACE->PWM_IER1 = 0x10;
// Enable interrupt on channel 5 - 00100000.
PWM_INTERFACE->PWM_IER1 = 0x20;

NVIC_DisableIRQ(PWM_IRQn);
NVIC_ClearPendingIRQ(PWM_IRQn);
NVIC_SetPriority(PWM_IRQn, 0);
NVIC_EnableIRQ((IRQn_Type)36);
NVIC_EnableIRQ(PWM_IRQn);
PMMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_1);
PMMC_EnableChannel(PWM_INTERFACE, channel_2);
}

void loop()
{
/*=====
  programa geralmente não faz nada no loop. Apenas espera
  a interrupção ocorrer. Aqui qualquer função não prioritária
  pode ser incluída. Não utilizar nenhuma função que
  desabilite as interrupções.
  =====
*/
}

// Rotina de processamento da interrupção. A cada ciclo
// de chaveamento, esta função é executada uma única vez.

void PWM_Handler()
{
digitalWrite(13, HIGH);
/*=====
  Usa-se a porta 13 do arduino como saída para verificar se
  a interrupção ocorreu. A saída 13 marca o tempo que o código
  da interrupção demora a ser executado. Enquanto a saída 13
  está em nível alto, a função da interrupção ainda está
  sendo executada.
  =====*/

/*=====
  A cada ciclo de chaveamento o arduino roda uma vez este loop.
  Aqui é realizada a amostragem das entradas, o cálculo dos
  controladores e a atualização das saídas dos PWMs.
  =====*/
}

```

```

// Leitura das entradas.
Irede_med = analogRead(A0);
Irede_med = (Irede_med - 510) * 0.01955;
Vrede = analogRead(A1);
Vrede = (Vrede - 510) * 0.001145;

// Algoritmo PLL.
Vinterno = seno[cont];
soma = soma - media[pos];
soma = soma + (Vinterno * Vrede);
media[pos] = (Vinterno * Vrede);
pos = pos + 1;
if (pos == 200) pos = 0;
mediaM = soma * 0.005;
integral = integral - mediaM * KiPLL * 0.00008333;
pi = -KpPLL * mediaM + integral;
Wref = 377.0 + pi;
theta = theta + Wref * 0.00008333;
if (theta >= 6.2831) theta = 0;
cont = int(theta * 31.83);
thetaPLL = cont + 50;
if (thetaPLL >= 200) thetaPLL = thetaPLL - 200;
if (thetaPLL < 0) thetaPLL = 0;
analogWrite(DAC1, seno_da[thetaPLL]);

// PI Corrente - Malha Interna.
iref = sp * seno[thetaPLL];
erroC = iref - Irede_med;
P2 = kp * erroC;
I2 = I2 + (ki * erroC) * 0.000008333;
if (I2 < -1) I2 = -1;
if (I2 > 1) I2 = 1;

// Controlador Ressonante em 60Hz - Discretização Backward
E1 = E;
E = erroC;
O2 = O1;
O1 = O;
O = A * ( B * O1 - O2 + C * E - D * E1 );
if (O < -1) O = -1;
if (O > 1) O = 1;

// Saida do controle
saida = P2 + I2 + O;
if (saida < -1) saida = -1;
if (saida > 1) saida = 1;
saida = 875 * (saida + 1);

```

```

/*=====
Fim do código. Basta agora atualizar os PWMs, EX:
PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_1, PWM);
onde PWM = Duty * CRPD = Duty * 1750 para o caso
F=12kHz. Onde 0 < Duty < 1.
=====*/

PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_1, saida); // PWM U Inversor.
PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, channel_2, saida); // PWM V Inversor.

volatile long dummy = PWM_INTERFACE->PWM_ISR1; // Clear interrupt flag.
dummy = PWM_INTERFACE->PWM_ISR2; // Clear interrupt flag.

digitalWrite(13, LOW);
/* Fim da marcação de tempo da interrupção.
Quando a saída 13 vai a nível baixo, significa que a interrupção
acabou. Note que o tempo de interrupção DEVE ser menor que o
período do PWM. Ou seja, para um PWM de 12kHz, o tempo de
interrupção deve ser menor que 83,33us.
*/

} // Fim da interrupção.

```

Figura 65 – Circuito interno do FNA41560.

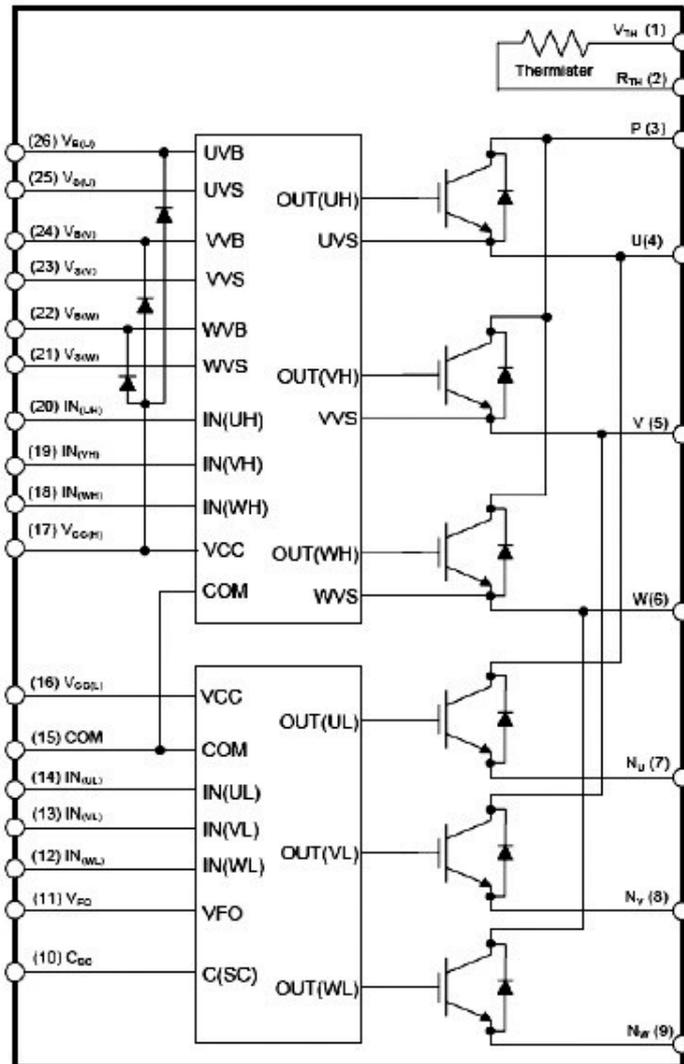


Figura 66 – Configuração de pinos do FNA41560.

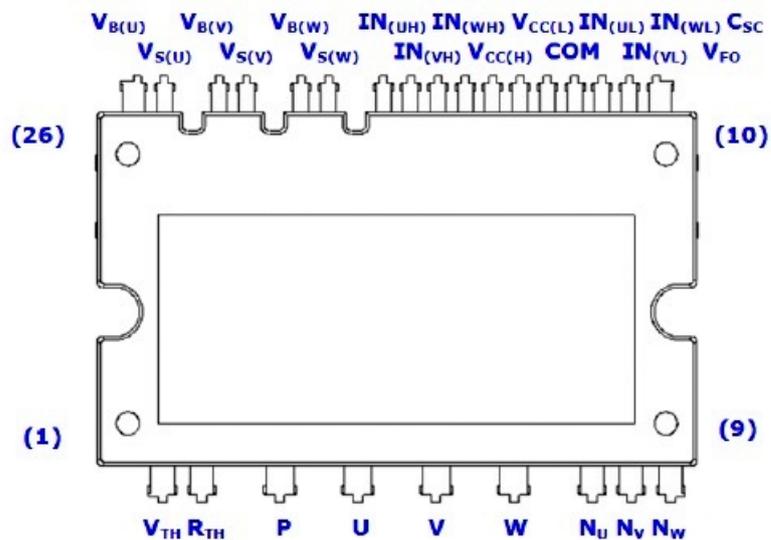
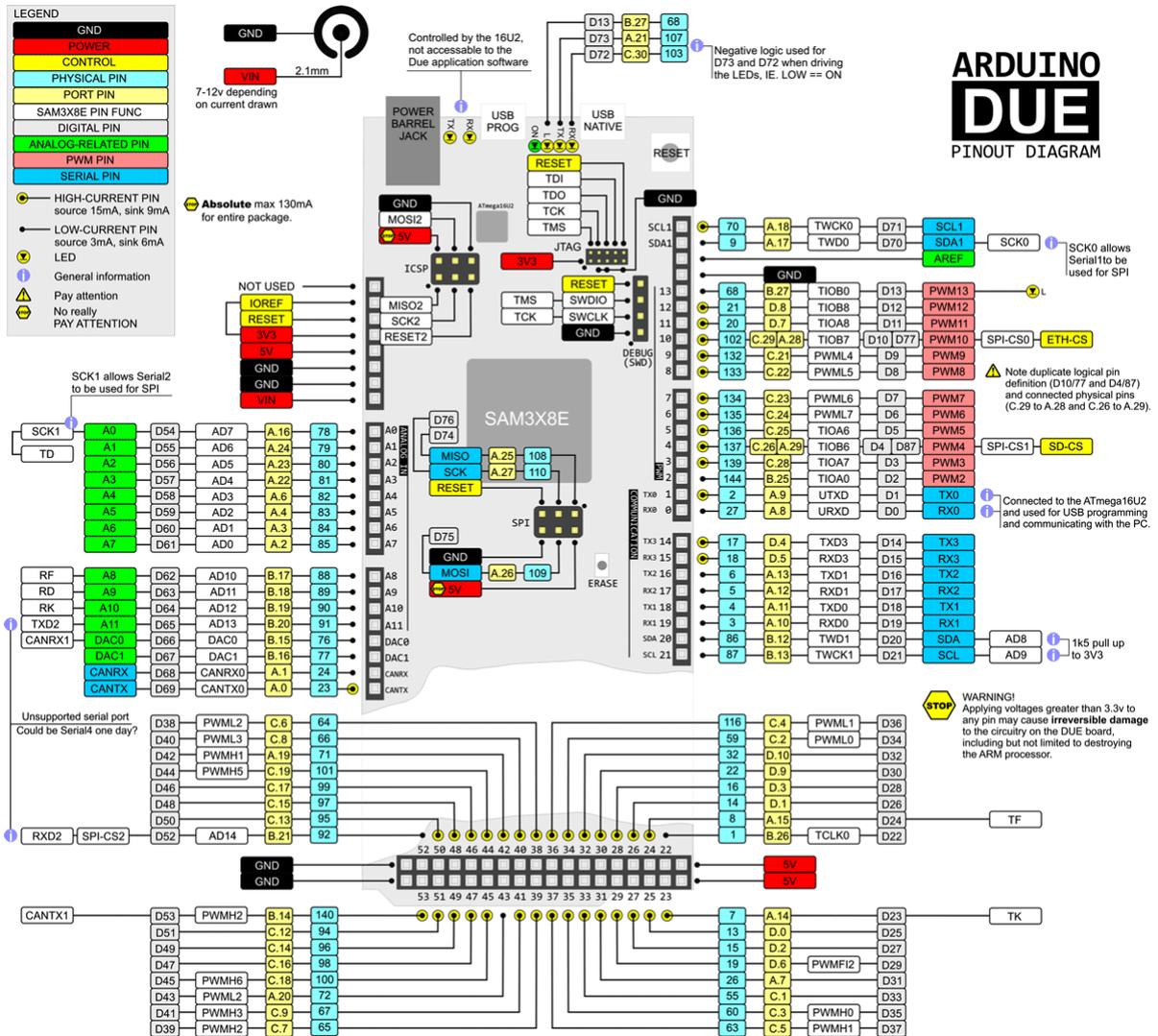
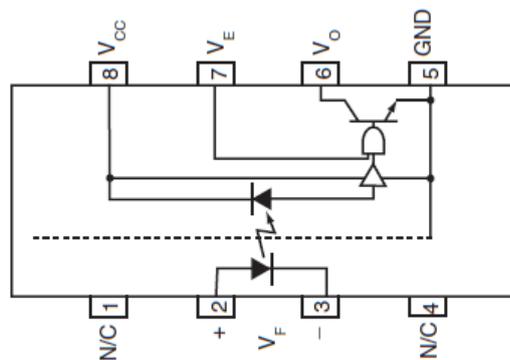


Figura 67 – Diagrama de pinos placa Arduino DUE.

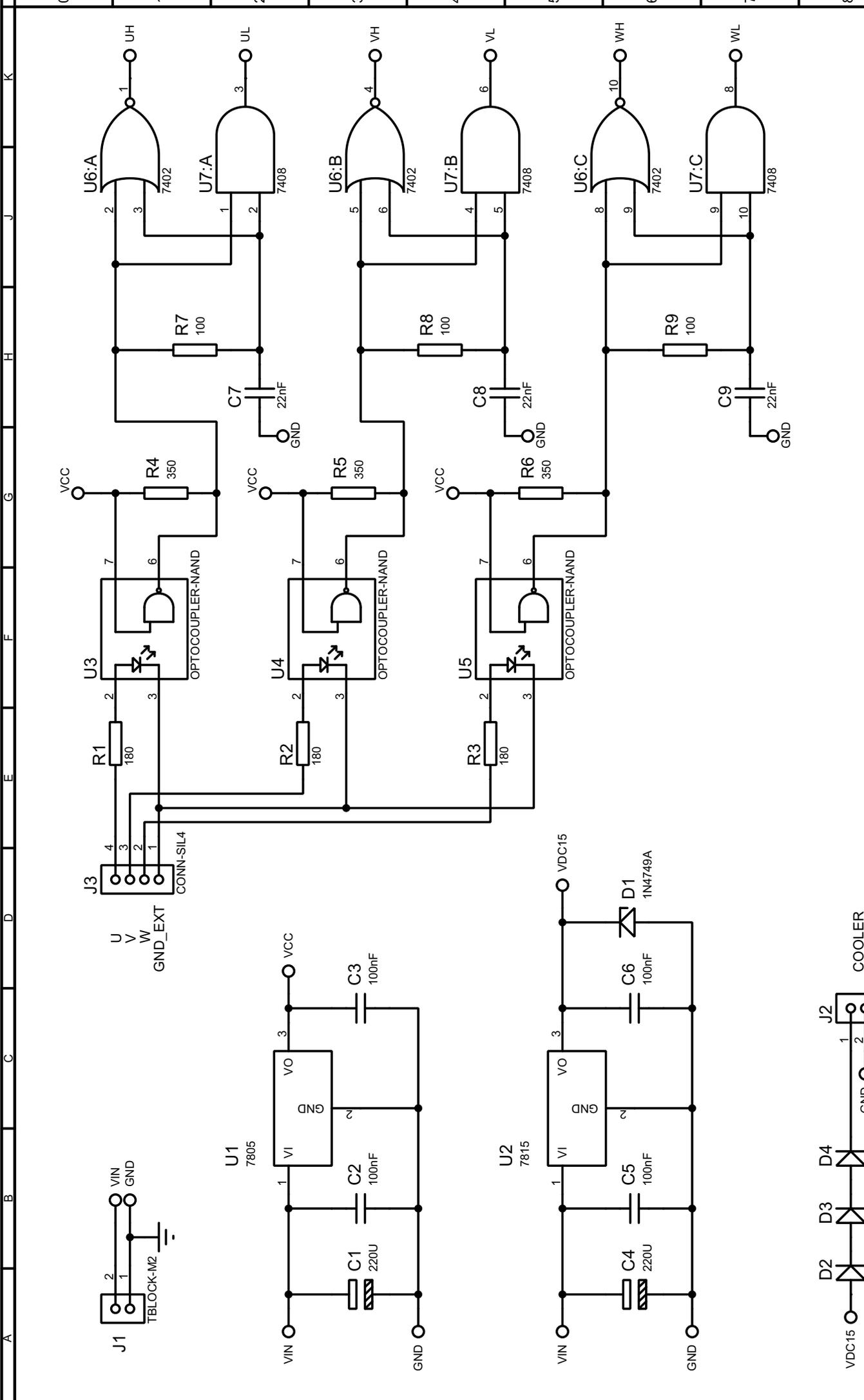


Fonte: (ARDUINO, 2018)

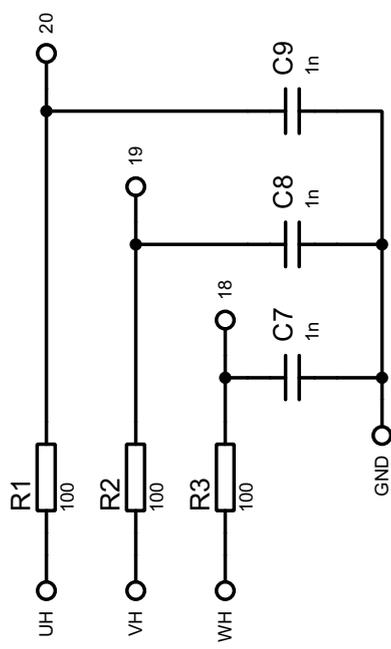
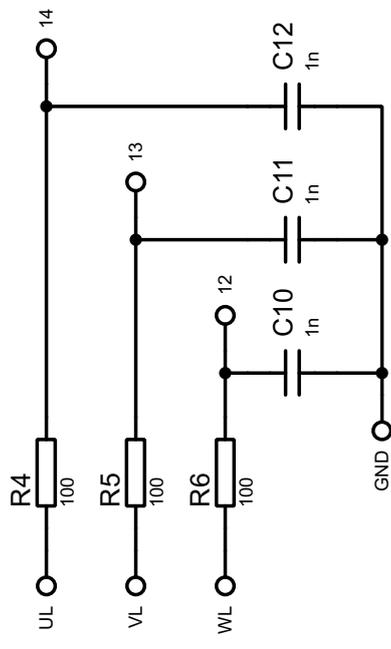
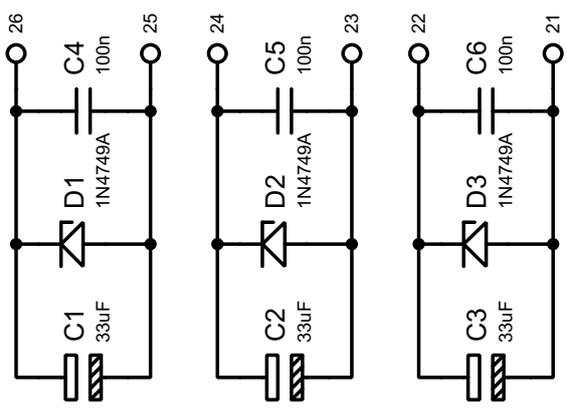
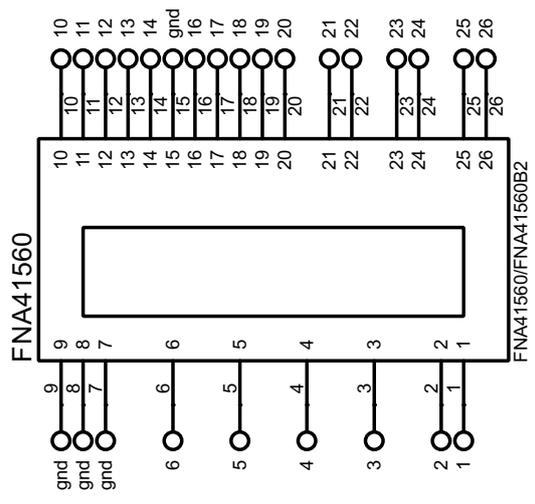
Figura 68 – Circuito interno simplificado do opto-acoplador 6N137.



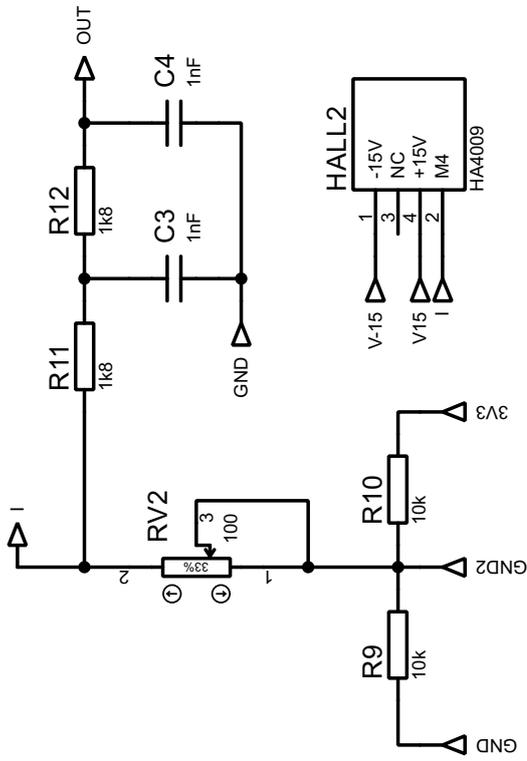
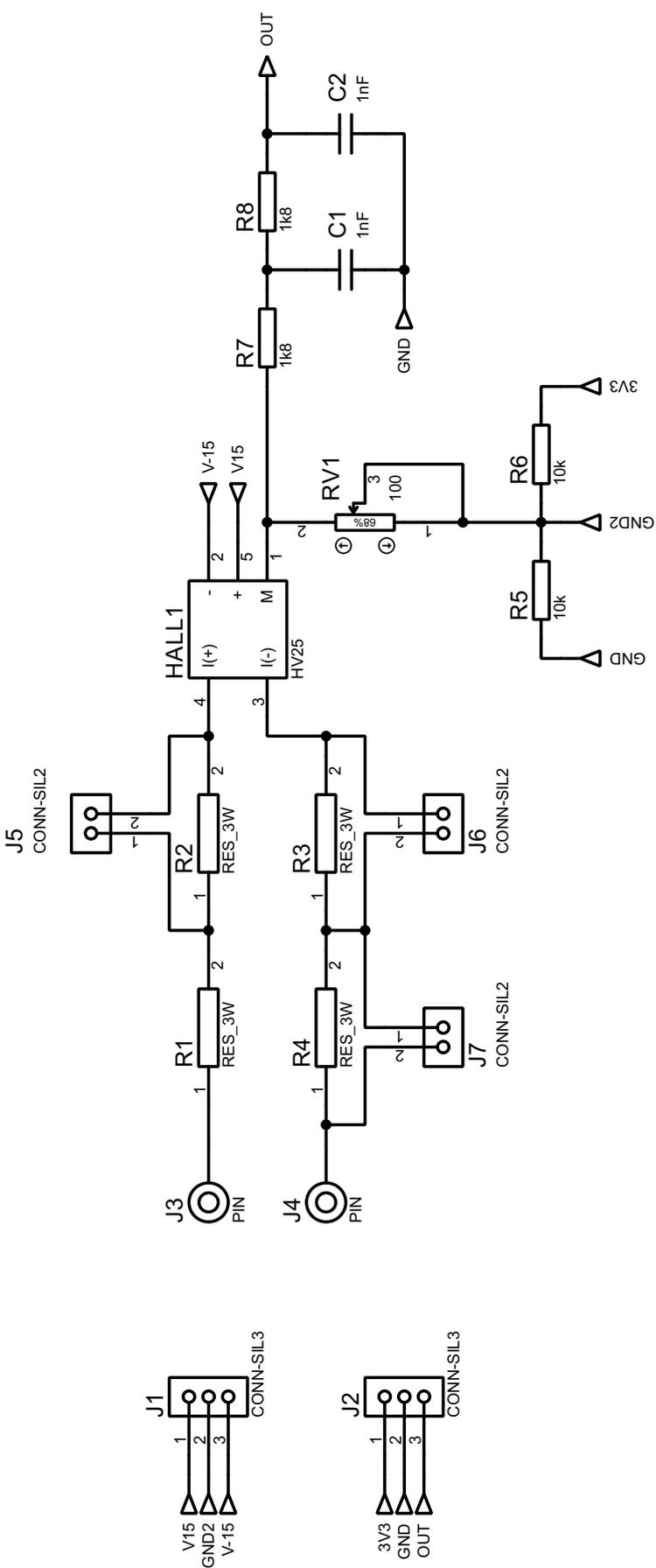
Fonte: Data Sheet 6N137



FILE NAME:	Esquemático_1.pdsprj	DATE:	06/05/2019
DESIGN TITLE:	Dead Time e Fonte CC	PAGE:	1
PATH:	C:\Users\andre\Desktop\Esquemático_1.pdsprj	REV:	1
BY:	André L. A. Dias	TIME:	12:17:16



FILE NAME:	Esquemático_2.pdsprj	DATE:	06/05/2019
DESIGN TITLE:	Driver IGBTs e Bootstrap	PAGE:	1
PATH:	C:\Users\andre\Desktop\Esquemático_2.pdsprj	TIME:	12:12:50
BY:	André L. A. Dias	REV:	1



FILE NAME: **Sensores.pdsprj**
 DESIGN TITLE: **Cond. Sinais**
 PATH: C:\Users\andre\Desktop\Sensores.pdsprj
 BY: **André L. A. Dias**
 REV: **0**

DATE: **03/12/2018**
 PAGE: **1** of **1**
 TIME: **03:16:47**