

**INSTITUTO FEDERAL DE
EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
GOIÁS**

**PROJETO DE UM INVERSOR DE TENSÃO VSI PARA UM SISTEMA
PSEUDO UPS-SENOIDAL E CARGA RESISTIVA**

GABRIEL MORAIS

JULHO

2017

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
GOIÁS**

**PROJETO DE UM INVERSOR DE TENSÃO VSI PARA UM SISTEMA
PSEUDO UPS-SENOIDAL E CARGA RESISTIVA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Banca Examinadora do Trabalho de Conclusão do Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, em cumprimento às exigências legais como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Prof. **Eric Nery Chaves**, Dr. (IFG) – Orientador

Prof. **Ghunter Paulo Viajante**, Dr. (IFG) – Coorientador

Prof. **Marcos Antônio Arantes de Freitas**, Dr. (IFG)

**INSTITUTO FEDERAL**

Goiás

Câmpus Itumbiara

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
DEPARTAMENTO DE ÁREAS ACADÊMICAS - CÂMPUS ITUMBIARA
COORDENAÇÃO DE CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: PROJETO DE UM INVERSOR DE TENSÃO VSI PARA UM SISTEMA PSEUDO UPS SENOIDAL E CARGA RESISTIVA

AUTOR: Gabriel Moraes

ORIENTADOR: Prof. Dr. Eric Nery Chaves

Aprovado como parte das exigências para obtenção do diploma de Engenheiro Eletricista, do Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara.

Itumbiara, 06 de julho de 2017.

Prof. Dr. ERIC NERY CHAVES

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Prof. Dr. MARCOS ANTÔNIO ARANTES DE FREITAS

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Prof. Dr. GHUNTER PAULO VIAJANTE

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Ficha Catalográfica

M827p

Morais, Gabriel

Projeto de um inversor de tensão VSI para um sistema
pseudo UPS-senoidal e carga resistiva / Gabriel Moraes. --
Itumbiara, 2017.

63 f. : il. color. ; 30 cm.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em engenharia
elétrica) - Instituto Federal de Educação, Ciência e
Tecnologia de Goiás, campus Itumbiara, 2017.

Orientador: prof. Dr. Eric Nery Chaves.

1. Eletrônica de potência. 2. Energia - Fontes
alternativas (Brasil). 3. Geração distribuída de energia
elétrica (Brasil). 4. Redes elétricas. I. Título. II. Chaves,
Eric Nery, orient.

CDD 621.31

Bibliotecário: Fábio Marques Brito da Silva CRB/1-2567

RESUMO

Este trabalho apresenta uma contribuição à implementação de Geração Distribuída de Energia Elétrica através do desenvolvimento de uma fonte de alimentação alternada que se comporta como um sistema pseudo UPS (*uninterruptible power supply*)-senoidal que pode evoluir para um sistema de suprimento de tensão conectado à rede. O sistema UPS senoidal é um sistema de alimentação secundário que entra em operação em caso de falha da rede primária. Enquanto há o fornecimento de energia pela rede primária, um processo de conversão da tensão alternada da rede para tensão contínua é realizado para alimentar um banco de baterias. Após a interrupção da rede, há um processo de inversão dos níveis contínuos de tensão das baterias para alternados a fim de alimentar a carga. Dessa forma, a carga possui tensão com amplitude e frequência totalmente independentes da entrada. A diferença desse sistema para o desenvolvido nesse trabalho está no fato de que a fonte primária não é a rede e sim uma fonte já contínua e não há a alimentação de baterias. O objetivo principal é a construção de uma plataforma experimental capaz de sintetizar uma tensão senoidal, cujos parâmetros de frequência e tensão, sejam os mais próximos possíveis de 60 Hz e 220 V RMS, respectivamente. A fonte primária desse sistema é uma fonte de tensão contínua de 24 V que passa por um processo de inversão, de modo que uma carga resistiva seja alimentada ao final do processo. É projetado e construído um filtro LCR passa-baixas para reduzir a influência dos ruídos de chaveamento oriundos do processo de inversão. O circuito de controle é feito por um processador ARM Cortex-M3, embarcado em um dispositivo da família Arduino. O circuito completo formado pela parte de potência, controlador e carga é modelado a fim de ser avaliado em plataforma de simulação computacional.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Fontes Alternativas de Energia, Geração Distribuída, Conexão com a Rede Elétrica.

ABSTRACT

This work presents a contribution to the implementation of Distributed Generation of Electric Energy through the development of an AC voltage source that behaves as a pseudo UPS (uninterruptible power supply) - sinusoidal system that can evolve to a system of voltage supply connected to the grid . The sine-wave UPS system is a secondary power supply system that starts up in the event of a failure of the primary network. While there is power supply through the primary network, a process of converting the alternating voltage from the mains to DC is performed to power a bank of batteries. After the mains interruption, there is a process of reversing the continuous voltage levels of alternating batteries in order to feed the load. In this way, the load has voltage with amplitude and frequency totally independent of the input. The difference of this system to the developed in this work is in the fact that the primary source is not the network but an already continuous source and there is not the feeding of batteries. The main objective is the construction of an experimental platform capable of synthesizing a sinusoidal voltage whose frequency and voltage parameters are as close as possible to 60 Hz and 220 V RMS, respectively. The primary source of this system is a 24 V DC voltage source that goes through an inversion process so that a resistive load is fed at the end of the process. A low-pass LCR filter is designed and constructed to reduce the influence of switching noise from the inversion process. The control circuit is made by an ARM Cortex-M3 processor, shipped in an Arduino family device. The complete circuit formed by the power, controller and load part is modeled in order to be evaluated in a computer simulation platform.

Keywords: Power Electronics, Alternative Energy Sources, Distributed Generation, Electrical Network Connection.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1: OFERTA INTERNA DE ENERGIA ELÉTRICA - 2015.....	12
FIGURA 2: DIAGRAMA DE BLOCOS DO FUNCIONAMENTO DE SISTEMA UPS	14
FIGURA 3: INVERSÃO MONOFÁSICA POR SPWM	17
FIGURA 4: SINAL DE REFERÊNCIA E PORTADORA DO TIPO DENTE-DE-SERRA.....	18
FIGURA 5: COMPARADOR.....	18
FIGURA 6: SINAL GERADO PARA COMUTAÇÃO DAS CHAVES.	19
FIGURA 7: TENSÃO VAB ALTERNADA A PARTIR DE LINK CC DE 24 V	19
FIGURA 8: ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS DA TENSÃO VAB.....	20
FIGURA 9: SINAL VAB FILTRADO	20
FIGURA 10: ESPECTRO DE FREQUÊNCIA DO SINAL VAB FITRADO	21
FIGURA 11: FILTRO LCR.	21
FIGURA 12: DIAGRAMA DE BODE DO FILTRO LCR.....	22
FIGURA 13: CIRCUITO DE POTÊNCIA COMPLETO.....	25
FIGURA 14: DIAGRAMA DO CONTROLADOR EM CASCATA	32
FIGURA 15: RESPOSTA DA TENSÃO NA CARGA AO DEGRAU UNITÁRIO	33
FIGURA 16: RESPOSTA DA TENSÃO AO DEGRAU - MALHA ABERTA - PSIM	34
FIGURA 17: RESPOSTA DA CORRENTE NO INDUTOR AO DEGRAU UNITÁRIO	34
FIGURA 18: RESPOSTA DA CORRENTE AO DEGRAU - MALHA ABERTA - PSIM	35
FIGURA 19: REPRESENTAÇÃO DE SISTEMA EM MALHA FECHADA	36
FIGURA 20: RESPOSTA DA TENSÃO AO DEGRAU - MALHA FECHADA	37
FIGURA 21: RESPOSTA DA CORRENTE AO DEGRAU – MALHA FECHADA	38
FIGURA 22: CIRCUITO DE POTÊNCIA - FONTE, INVERSÃO, FILTRO, TRAFÓ E CARGA.	40
FIGURA 23: BLOCO EXTRATOR DE VALOR RMS DA TENSÃO NA CARGA.....	40
FIGURA 24: CONTROLADOR DA TENSÃO.....	41
FIGURA 25: LAÇO DE CONTROLE DA CORRENTE.....	41
FIGURA 26: RESULTADO DE SIMULAÇÃO: TENSÕES RMS DE REFERÊNCIA E MEDIDA	42
FIGURA 27: COMPARAÇÃO ENTRE CORRENTE DE REFERÊNCIA E MEDIDA.....	43
FIGURA 28: ARDUINO DUE	44
FIGURA 29: MÓDULO DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	46
FIGURA 30: CIRCUITO DE INTERFACE ENTRE MCU E GATE-DRIVERS	47
FIGURA 31: ATUADORES.....	47
FIGURA 32: VISTA SUPERIOR DA FONTE AUXILIAR.....	48
FIGURA 33: TENSÃO CONTROLADA NA CARGA.....	49
FIGURA 34: CORRENTE CONTROLADA NA CARGA	50

LISTA DE TABELAS

TABELA 1: PARÂMETROS DO FILTRO LCR.....	22
TABELA 2: PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE TENSÃO	37
TABELA 3: PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE	38
TABELA 4: ESPECIFICAÇÕES DE HARDWARE DO MCU	45

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

IFG	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
MME	Ministério de Minas e Energia
PCH	Pequena Central Hidrelétrica
GD	Geração Distribuída
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PWM	<i>Pulse Width Modulator</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulator</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)
PB	Passa-baixas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	12
INTRODUÇÃO.....	12
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	12
1.2 O SISTEMA UPS SENOIDAL	13
1.3 OBJETIVOS	14
1.3.1 <i>Objetivo Geral</i>	14
1.3.2 <i>Objetivos Específicos</i>	14
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	15
CAPÍTULO 2	17
TÉCNICA DE CONVERSÃO CC-CA UTILIZADA	17
2.1 O FILTRO PASSA-BAIXAS	21
CAPÍTULO 3	23
MODELAGEM DO SISTEMA EM ESPAÇO DE ESTADOS.....	23
3.1 A REPRESENTAÇÃO EM ESPAÇO DE ESTADOS.....	23
3.2 O CIRCUITO DE POTÊNCIA	24
3.2.1 <i>O circuito na Etapa I</i>	25
3.2.2 <i>O circuito na Etapa II</i>	27
3.3 MÉDIA DAS VARIÁVEIS DE ESTADO USANDO O CICLO DE TRABALHO	28
3.4 MODELAGEM AC EM PEQUENOS SINAIS	29
3.5 LINEARIZAÇÃO DAS EQUAÇÕES RESULTANTES (REMOÇÃO DOS TERMOS CC E DE 2ª ORDEM)	
.....	29
3.6 TRANSFORMAÇÃO DA EQUAÇÃO DO MODELO CA PARA O DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	30
CAPÍTULO 4	32
PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO E CORRENTE	32
4.1 ANÁLISE DO SISTEMA EM MALHA ABERTA	33
4.2 CRITÉRIOS DE PROJETO	35
4.3 ESCOLHA DO CONTROLADOR	36
4.3.1 <i>Parâmetros do controlador de tensão</i>	37
4.3.2 <i>Parâmetros do controlador de corrente</i>	38
CAPÍTULO 5	40
SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	40
5.1 O CIRCUITO MONTADO NA PLATAFORMA COMPUTACIONAL	40

5.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	42
CAPÍTULO 6	44
PLATAFORMA EXPERIMENTAL.....	44
6.1 ELEMENTOS E PERIFÉRICOS DA PLATAFORMA	44
6.1.1 <i>Unidade de Controle</i>	44
6.1.2 <i>Módulo de Aquisição de Sinais</i>	45
6.1.3 <i>Circuito de Disparo</i>	47
6.2 AQUISIÇÃO DE SINAIS – ASPECTOS DA AMOSTRAGEM.....	48
6.3 RESULTADOS.....	49
CAPÍTULO 7	51
CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	51
APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE DO PROJETO	53
APÊNDICE B – CIRCUITO COMPLETO MONTADO NO PSIM.....	59
APÊNDICE C – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CONDICIONADOR DE SINAIS	60
APÊNDICE D – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GATE-DRIVER E DA FONTE.....	61
ANEXO E – PROJETO DA FONTE AUXILIAR	62
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

CAPÍTULO 1

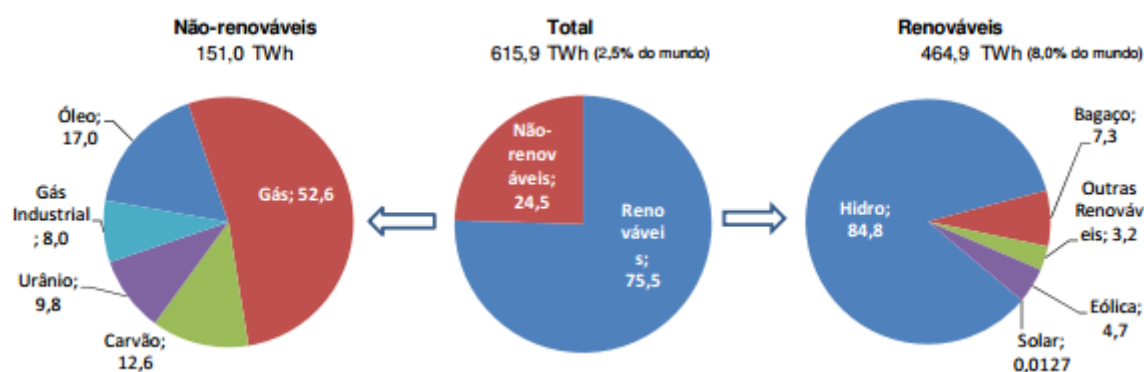
INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O Brasil é um país que serve como referência mundial no campo de energia desde a criação da Usina Hidrelétrica de Itaipu até as recentes descobertas de petróleo [1]. Em 2015, a Usina Binacional de Itaipu produziu um montante de 89,2 milhões de MWh de energia elétrica, 2,5% a mais do que a Usina de Três Gargantas, na China – que, atualmente, apresenta a maior capacidade de geração mundial [1]. Além disso, o país tem um grande potencial para geração de energia através de fontes renováveis – como a eólica e a solar [7].

Os hábitos populacionais recentes estão solicitando cada vez mais conforto tecnológico, o que demanda maior disponibilidade de energia elétrica. O Ministério de Minas e Energia (MME) disponibilizou, em 2016, um material intitulado “Resenha Energética Brasileira” [2], que trata da configuração energética do país em termos da Oferta Interna de Energia, tanto gerais quanto apenas elétrica. A Figura 1 mostra as proporções de cada fonte utilizada no Brasil no ano de 2015.

Figura 1: Oferta Interna de Energia Elétrica - 2015



(Fonte: MME)

Atualmente, no Brasil, a matriz energética para eletricidade é dependente, em sua maioria, de recursos hídricos. No entanto, o potencial hídrico do país não poderá continuar a ser utilizado com a mesma taxa de crescimento que a dos últimos 50 anos, uma vez que 66% desse potencial que ainda não foi explorado se localiza na região Norte, onde já estão previstas, segundo o Instituto de Estudos Socioeconômicos, 30 usinas hidrelétricas para serem construídas. A alternativa para continuar o crescimento do fornecimento de energia elétrica é buscar fontes alternativas, segundo disse Altino Ventura Filho, do MME, em reportagem à revista Valor Econômico [8]. Além disso, a sazonalidade das chuvas faz com que, na falta destas, seja necessário ativar as termelétricas para suprir a demanda energética, o que encarece consideravelmente o preço do kWh de energia comercializado.

A geração centralizada de energia traz problemas relativos ao custo de implantação das linhas de transmissão, bem como ao das perdas oriundas desse processo, além da possibilidade de que uma grande área seja privada do fornecimento de energia em caso de falha em alguma das linhas, uma vez que o sistema elétrico nacional é interligado e as falhas se propagarão em cascata, podendo ser necessário o desligamento de várias subestações. É nesse contexto que a geração distribuída (GD) de energia elétrica torna-se uma opção viável, uma vez que a geração se dará próxima aos centros de consumo, reduzindo os custos com a transmissão. Se a proporção das fontes de energia mostradas na Figura 1 fossem seguidas, seria necessária a construção de PCH's em cada residência para atingir o objetivo de geração distribuída, o que é inviável por razões da inexistência do recurso hídrico necessário para tal aplicação. Fontes alternativas de energia, no entanto, como a solar fotovoltaica e a eólica tornam-se opções fortes para atender ao objetivo da GD.

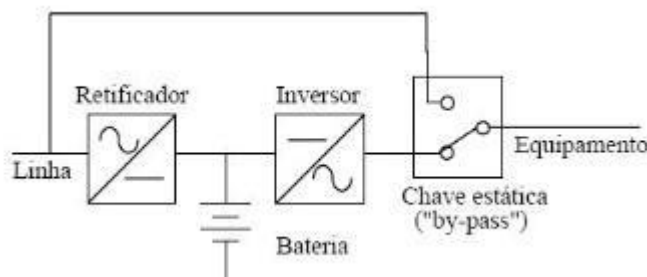
1.2 O SISTEMA UPS SENOIDAL

O sistema de alimentação ininterrupta, ou, do inglês, *Uninterruptible Power Supply* (UPS), também conhecido por *no-break* no Brasil, consiste, no seu tipo mais básico, em uma fonte de alimentação secundária de energia que deve suprir cargas conectadas a ele em caso de falha no fornecimento de energia de uma fonte primária. Normalmente é utilizado em cargas essenciais que não podem ter seu suprimento energético cessado em nenhum momento, como hospitais, servidores de rede empresariais e sistemas de segurança. O processo se dá através da retificação dos níveis CA da rede primária para alimentar baterias

em níveis CC e, em caso de falha da fonte principal de tensão, a tensão das baterias passa por processo de inversão CC-CA para suprir a carga.

A Figura 2 mostra em diagrama de blocos esse processo.

Figura 2: Diagrama de blocos do funcionamento de Sistema UPS



1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo estudar o processo de inversão de tensão de maneira controlada de modo a atender uma carga isolada sob condições específicas de alimentação, a saber: frequência de 60 Hz e 220 V RMS. Inicialmente, será desenvolvida uma plataforma de inversão controlada de tensão a partir de um barramento CC de 24 V. O sistema se comportará como um Pseudo UPS-Senoidal por não conter alguns elementos dos *no-breaks*, uma vez que a fonte primária de energia já está em níveis CC e não há alimentação de baterias. Além disso, o projeto visa possibilitar trabalhos futuros de geração distribuída de energia com conexão com a rede elétrica, uma vez que, para isso, basta substituir a carga por um algoritmo de sincronização de fase da tensão gerada com a fase da tensão da rede.

1.3.2 Objetivos Específicos

Dentre os objetivos específicos, podem ser elencados:

- Estudo do processo de inversão de tensão;
- Estudo do circuito inversor em ponte completa com filtro LCR utilizado via simulação computacional;

- Modelagem do circuito inversor em ponte completa com filtro LCR utilizado para estudo das técnicas de controle;
- Definição e implementação dos critérios de projeto para o controlador de tensão na carga e corrente no indutor;
- Teste dos controladores de tensão e corrente em simulação computacional;
- Projeto, construção e ligação da bancada experimental, bem como dos periféricos de controle;
- Discretização e aplicação dos controladores de tensão e corrente em dispositivo micro controlado;
- Comparação dos resultados obtidos em simulação computacional e na bancada experimental;
- Contribuir cientificamente para a área de estudo;
- Adquirir conhecimento para a conexão do barramento CA filtrado com a rede em trabalhos futuros;
- Propor novas pesquisas a partir do trabalho proposto.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Para alcançar os objetivos propostos, este trabalho foi organizado da seguinte forma:

O **capítulo 2** apresenta uma breve menção às técnicas de conversão CC-CA disponíveis e um melhor detalhamento da técnica adotada nesse trabalho, que é através de um conversor *full-bridge* (ponte completa) VSI (*voltage source inverter* – inversor de fonte de tensão) com modulação por largura de pulso senoidal (*sinusoidal pulse width modulation* – SPWM).

O **capítulo 3** descreve o filtro utilizado para suprimir a presença de sinais de alta frequência, oriundos do processo de chaveamento das chaves semicondutoras.

O **capítulo 4** apresenta a modelagem em espaço de estados do circuito formado pela fonte CC, chaves semicondutoras, filtro passa-baixas e carga, através da modelagem em pequenos sinais e posterior linearização em torno de um ponto de operação.

O **capítulo 5** trata da análise do sistema em malha aberta e da posterior escolha dos critérios de projeto do controlador. Por fim, aborda o tipo de controlador adotado e os seus parâmetros.

O **capítulo 6** mostra o circuito completo implementado numa plataforma computacional para testar o controlador de tensão e corrente em ambiente simulado.

O **capítulo 7** trata dos elementos presentes na bancada experimental, faz uma breve abordagem de cada um desses elementos e apresenta os resultados obtidos.

Por fim, o **capítulo 8** apresenta as considerações finais do trabalho e sugestões para futuros projetos.

CAPÍTULO 2

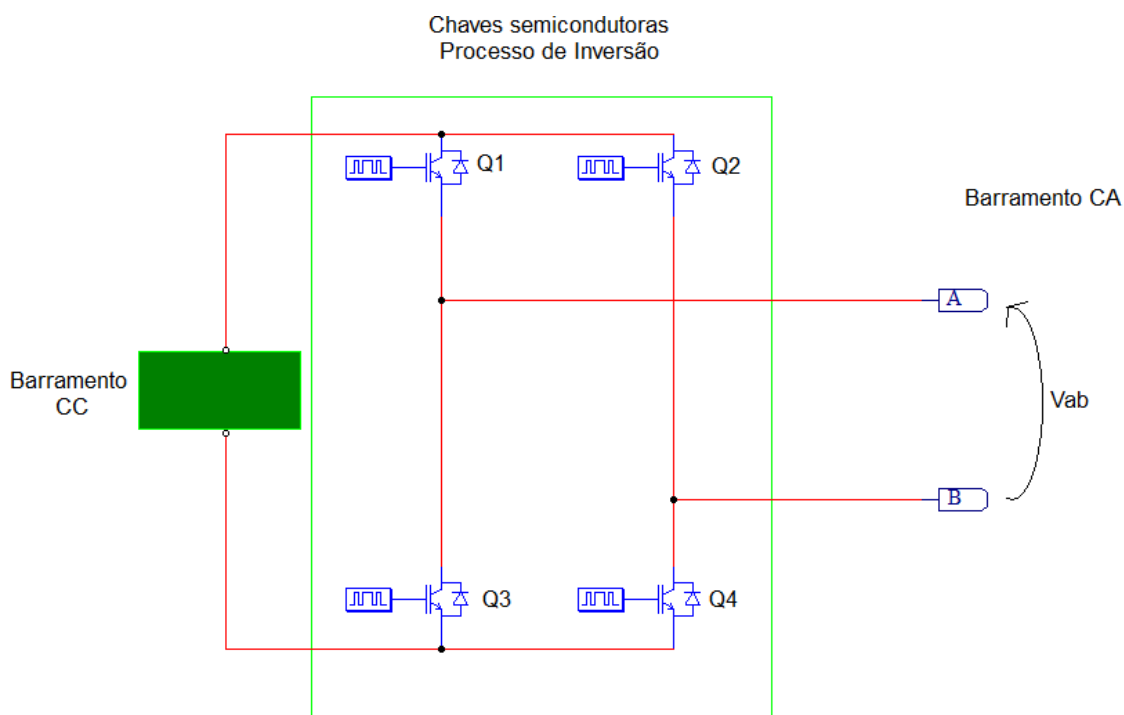
TÉCNICA DE CONVERSÃO CC-CA UTILIZADA

Existem inúmeras técnicas para converter um sinal CC em CA através dos inversores monofásicos e trifásicos, como os não-controlados, semi-controlados e controlados [3]. No entanto, esses conversores geram tensões harmônicas no sistema de alimentação, fazendo com que o fator de potência seja reduzido. Há, porém, alguns artifícios que permitem reduzir tais efeitos intrínsecos e indesejados dos conversores, a saber:

- Controle do ângulo de extinção;
- Controle simétrico do ângulo;
- Controle através da Modulação por Largura de Pulsos (PWM);
- Controle através da Modulação por Largura de Pulsos Senoidal (SPWM).

Nesse trabalho, a técnica utilizada para a inversão de fonte de tensão (*voltage source inverter – VSI*) é através da estrutura de chaves semicondutoras dispostas em ponte completa (*full-bridge*) controladas através de SPWM, cujo circuito genérico é mostrado na Figura 3.

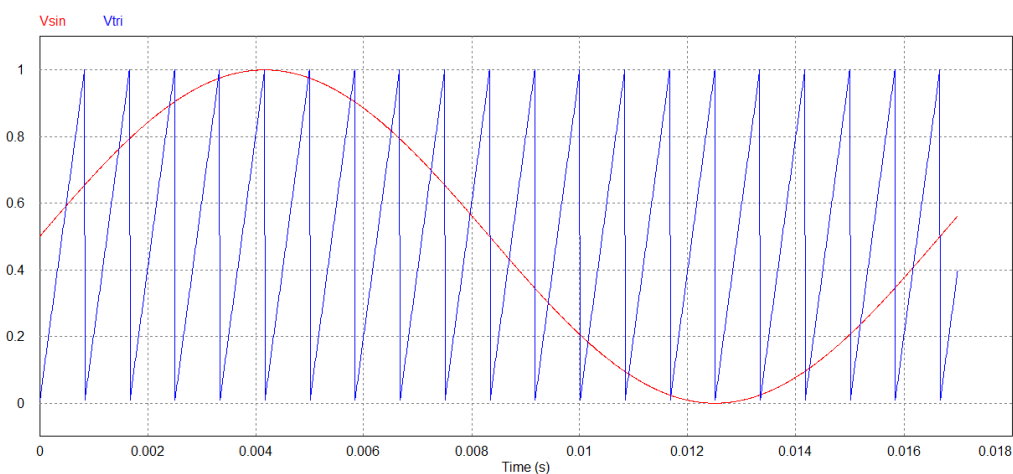
Figura 3: Inversão Monofásica por SPWM



Essa técnica de conversão é realizada através da comutação das chaves semicondutoras (Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4) realizada a uma alta frequência. Essa frequência deve ser de, no mínimo, 20 vezes superior à máxima frequência da onda de referência para que se tenha uma reprodução aceitável da forma de onda desejada sobre a carga após as filtragens [5]. A largura do pulso modulador é variável em função da amplitude do sinal de referência na frequência desejada comparada a uma portadora triangular ou dente-de-serra de alta frequência.

A Figura 4 mostra um sinal de referência senoidal com valor offset de 0,5, de frequência 60 Hz, e uma moduladora do tipo dente-de-serra de frequência 1200 Hz e valor de pico de 1.

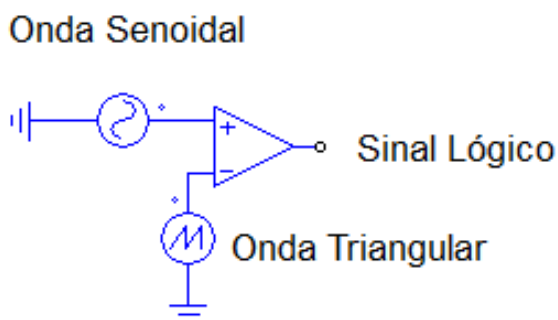
Figura 4: Sinal de referência e portadora do tipo dente-de-serra.



Fonte: Autor

Esses sinais são comparados, conforme exibido na Figura 5.

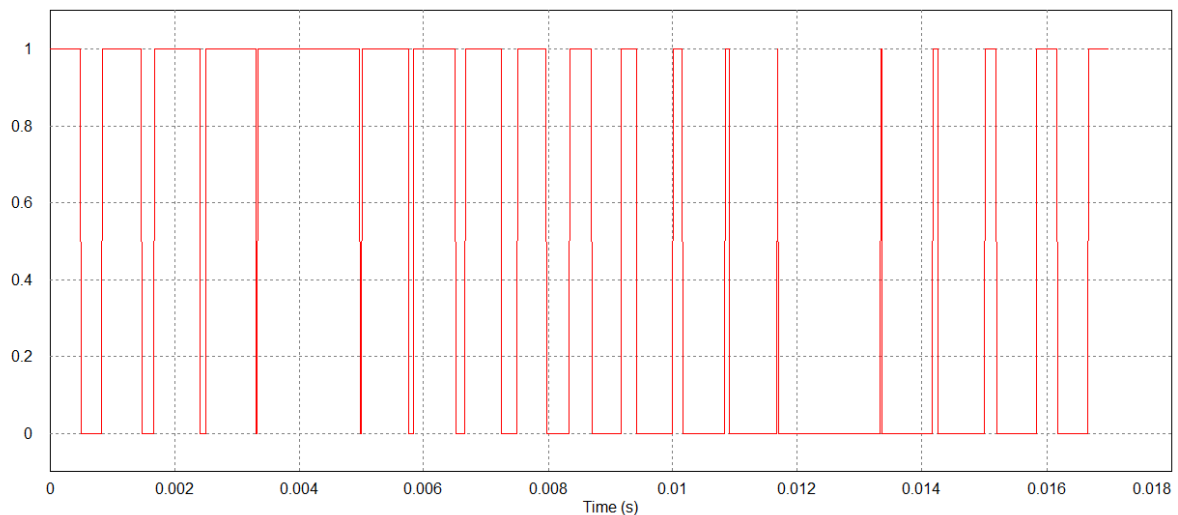
Figura 5: Comparador



Fonte: Autor

A Figura 6 mostra o sinal gerado após a comparação da amplitude dos dois sinais que será utilizado para alterar os estados das chaves semicondutoras. O resultado da comparação é 0 se a função modulante apresenta valor igual ou superior à senoide e 1, caso contrário.

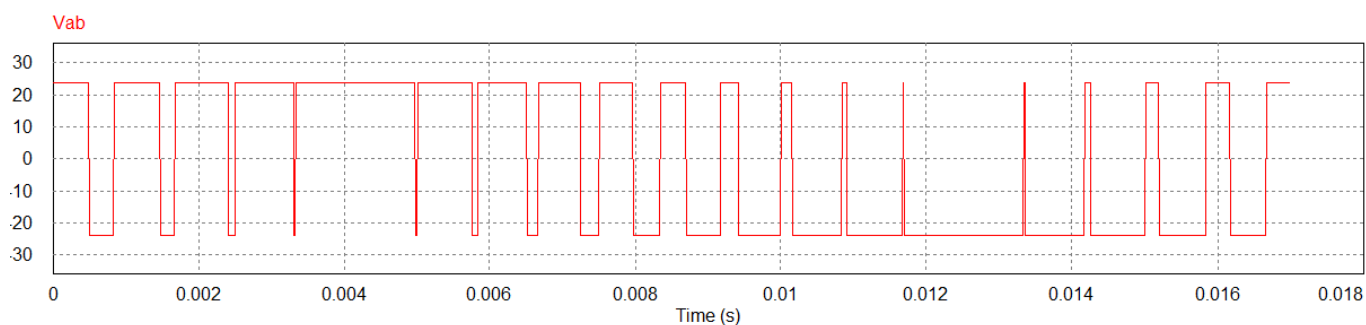
Figura 6: Sinal gerado para comutação das chaves.



Fonte: Autor

A amplitude da tensão de saída V_{AB} que é entregue no lado CA será composta por uma sequência de ondas retangulares e amplitude de mesmo valor à de alimentação ($+V_{cc}$ e $-V_{cc}$), como mostrado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** No exemplo dado, alimentação CC é de 24 V.

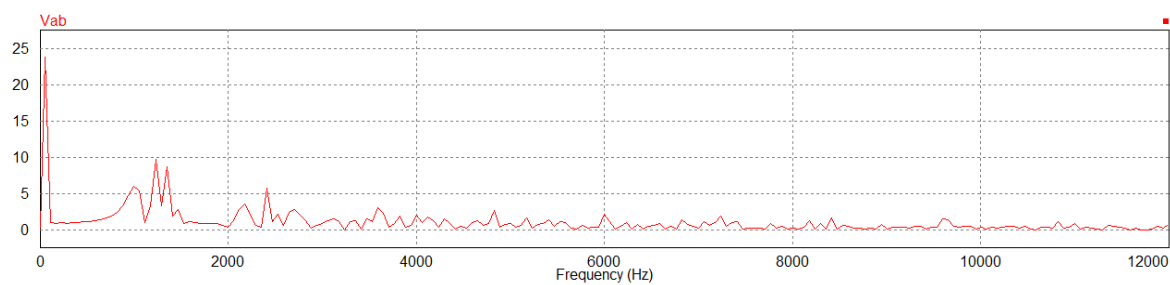
Figura 7: Tensão V_{ab} alternada a partir de link CC de 24 V



Fonte: Autor

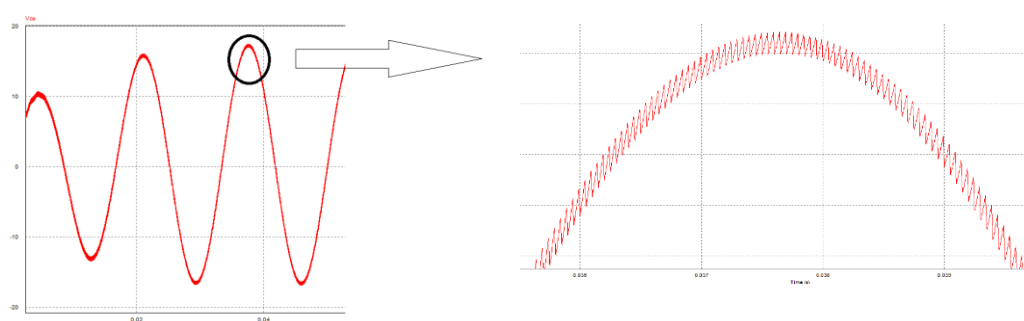
Desse sinal alternado, deseja-se apenas a contribuição da senoide de 60 Hz. Para atenuar a influência das altas frequências a valores desprezíveis, utiliza um filtro passa-baixas de frequência de corte de 60 Hz.

O espectro de frequências do sinal mostrado na Figura 7 é exibido na Figura 8.

Figura 8: Espectro de frequências da tensão Vab

Fonte: Autor

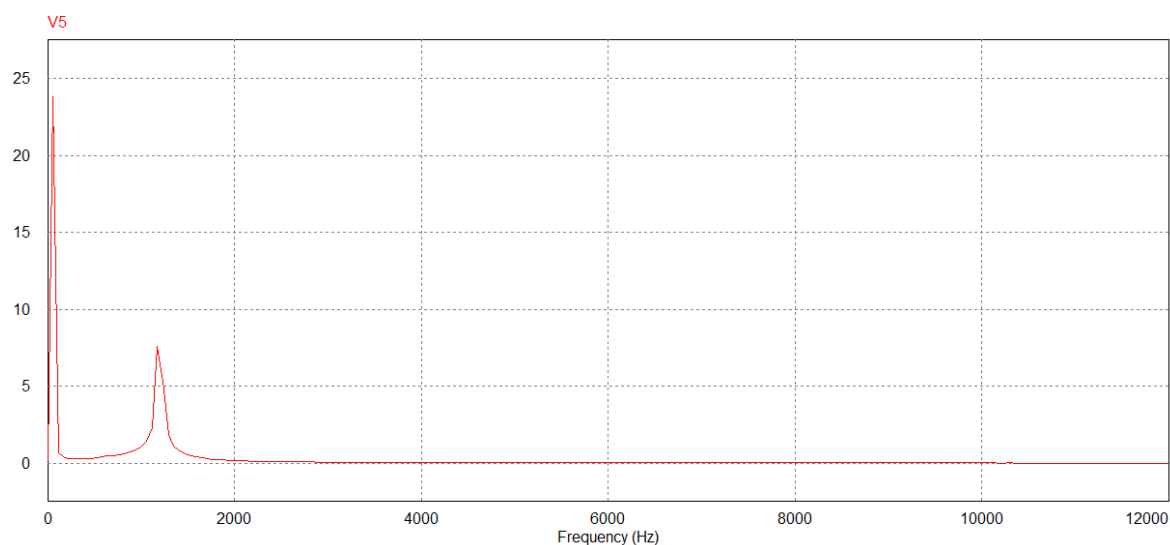
Após as filtragens, tem-se uma senoide oscilante na frequência desejada, porém, mesmo em pequena amplitude, ainda nota-se uma oscilação a alta frequência. A Figura 9 mostra esse fenômeno.

Figura 9: Sinal Vab filtrado

Fonte: Autor

A figura 10 evidencia que o filtro LCR manteve a amplitude do sinal fundamental e atenuou consideravelmente a contribuição da componente de 1200 Hz, atestando a eficácia deste filtro.

Figura 10: Espectro de frequência do sinal Vab filtrado



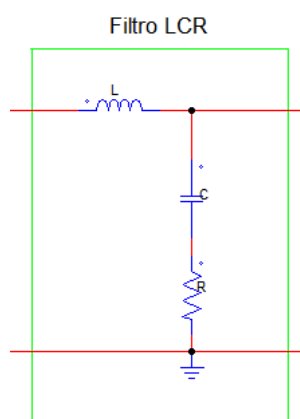
Fonte: Autor

Dessa maneira, um filtro passa-baixas (PB) faz-se necessário para retirar da tensão entregue à carga o efeito causado pela alta frequência do chaveamento.

2.1 O FILTRO PASSA-BAIXAS

Existem diversas topologias de filtro PB. A escolhida nesse trabalho foi a LCR, mostrada na Figura 11, devido à disponibilidade dos componentes.

Figura 11: Filtro LCR.



Fonte: Autor.

A Tabela 1 mostra os parâmetros disponíveis para o indutor (L), capacitor (C) e resistor (R). O indutor disponível apresenta núcleo de ferrite, o que é uma vantagem visto

que esse tipo de núcleo tem um maior valor de relutância que o núcleo de ferro, além de apresentar uma região linear para indutância, o que o torna menos suscetível à saturação causada por sinais de altas frequências.

Tabela 1: Parâmetros do Filtro LCR

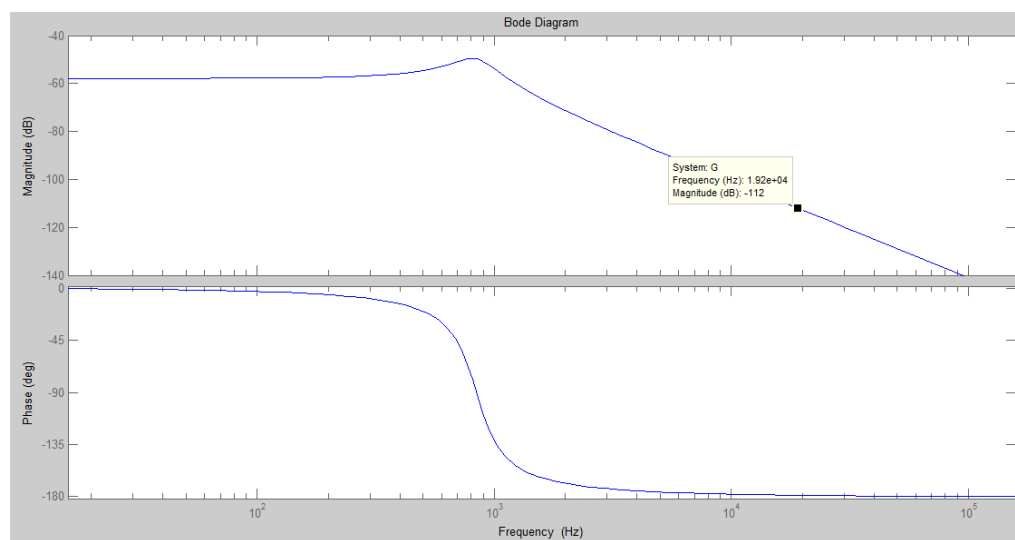
Parâmetro	Valor
L	1,28 mH
C	28 μ F
R	2,64 Ω

A função de transferência desse filtro pode ser vista na equação (2.1) abaixo:

$$G(s) = \frac{1/C}{s^2 + s \cdot \frac{R}{L} + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (2.1)$$

Substituindo os parâmetros da Tabela 1 na equação (2.1) e fazendo a análise de $G(s)_{s \rightarrow j\omega}$ pode-se encontrar o diagrama de Bode, mostrado na Figura 12.

Figura 12: Diagrama de Bode do filtro LCR



Fonte: Autor

Pelo diagrama de Bode mostrado na Figura 12, percebe-se que o filtro consegue provocar uma atenuação de, aproximadamente, 110 dB para uma frequência de 20 kHz, que é a frequência de chaveamento adotada que se deseja filtrar.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM DO SISTEMA EM ESPAÇO DE ESTADOS

Este capítulo apresenta a modelagem em espaço de estados médios do sistema feita para cada uma das duas etapas de condução (1ª etapa – chaves 1 e 4 conduzindo com chaves 2 e 3 em bloqueio; 2ª etapa – o inverso da anterior), que possibilita a aplicação de técnicas de controle da tensão fornecida à carga.

Essa técnica tem por objetivo encontrar um modelo de variáveis médias no espaço de estados que resultam em um modelo linear, em torno do ponto de operação, válido para pequenas perturbações através da linearização. Essa estratégia de modelagem foi utilizada pela primeira vez em [4].

3.1 A REPRESENTAÇÃO EM ESPAÇO DE ESTADOS

De [6], define-se:

- **Variável de estado:** o menor conjunto linearmente independente de variáveis de sistema tal que os valores dos membros do conjunto no instante t_0 , juntamente com as funções forçantes conhecidas, determinam completamente o valor de todas as variáveis do sistema para todos os instantes de tempo $t \geq t_0$;
 - **Vetor de estado:** um vetor cujos elementos são as variáveis de estado;
 - **Espaço de estados:** o espaço n -dimensional cujos eixos são as variáveis de estado;
 - **Equações de estado:** um conjunto de n equações diferenciais de primeira ordem, simultâneas, com n variáveis, onde as n variáveis a serem resolvidas são as variáveis de estado;
 - **Equação de saída:** a equação algébrica que exprime as variáveis de saída de um sistema como combinações lineares das variáveis de estado e das entradas.
-

Feitas as definições acima, pode-se apresentar que a representação de um sistema no espaço de estados é feita da seguinte maneira:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.1)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.2)$$

Onde:

x = vetor de estado;

$\dot{x}$ = derivada do vetor de estado em relação ao tempo;

y = vetor de saída;

u = vetor de entrada ou de controle;

A = matriz de sistema;

B = matriz de entrada;

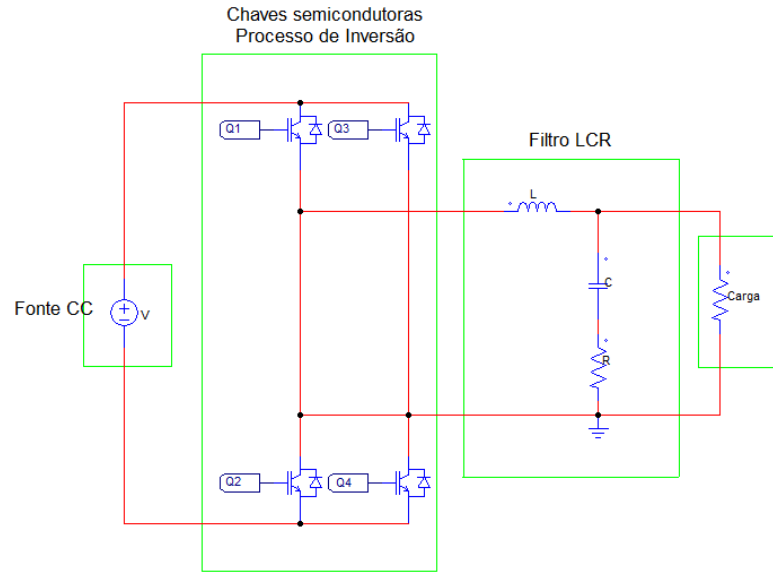
C = matriz de saída;

D = matriz de ação avante.

3.2 O CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito completo que visa atender ao projeto do inversor de tensão para alimentar uma carga resistiva pode ser visto na Figura 13. Ele é formado pela alimentação CC, por 4 chaves semicondutoras (Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4), por um filtro passa-baixas do tipo LCR e pela carga resistiva.

Figura 13: Circuito de potência completo.



Fonte: Autor.

A análise desse circuito deve ser feita em duas etapas: uma quando as chaves Q_1 e Q_4 estiverem conduzindo, estando Q_2 e Q_3 bloqueadas (Etapa I), e a outra quando Q_1 e Q_4 estiverem bloqueadas e Q_2 e Q_3 conduzindo (Etapa II). Na etapa I, a tensão sobre a carga é positiva e na etapa II, negativa.

Haja vista que o circuito se comportará de duas maneiras diferentes para cada estágio, faz-se necessária uma modelagem do circuito que descreva cada um deles.

3.2.1 O circuito na Etapa I

As equações (3.1) e (3.2) podem ser modificadas para a etapa I da seguinte maneira:

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 u_1 \quad (3.3)$$

$$y_1 = C_1 x_1 + D_1 u_1 \quad (3.4)$$

Para o circuito mostrado na etapa I, o vetor de estado e o de entrada são, respectivamente, $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}$ e $u = [v_{in}]$.

Resolvendo-se as equações de Kirchhoff para o sistema, tem-se:

$$v_{in} - L \frac{di_L}{dt} - v_c - Ri_c = 0$$

$$v_{in} - L \frac{di_L}{dt} - v_c - RC \frac{dv_c}{dt} = 0$$

Mas,

$$i_L = i_c + i_{load}$$

$$i_L = C \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c + Ri_c}{R_L}$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{R_L}{C \cdot (R + R_L)} \cdot i_L - \frac{1}{C \cdot (R + R_L)} \cdot v_c$$

Daí,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} \cdot i_L - \frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \cdot v_c + \frac{1}{L} v_{in}$$

Tendo conseguido isolar duas equações diferenciais das variáveis de estado em relação ao tempo, pode-se representar o sistema matricialmente de acordo com o exposto por (3.3):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} & -\frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \\ \frac{R_L}{C \cdot (R + R_L)} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_L)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{in} \quad (3.5)$$

Sabendo que a saída do sistema é a tensão sobre a carga, dada por:

$$y_1 = v_c + R \cdot i_c = v_c + R \cdot C \frac{dv_c}{dt}$$

$$y_1 = \frac{R \cdot R_L}{(R + R_L)} \cdot i_L + \frac{R_L}{(R + R_L)} \cdot v_c$$

Representando na forma matricial,

$$y_1 = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_L}{(R + R_L)} & \frac{R_L}{(R + R_L)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Onde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} & -\frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \\ \frac{R_L}{C \cdot (R + R_L)} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_L)} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_L}{(R + R_L)} & \frac{R_L}{(R + R_L)} \end{bmatrix}$$

$$D_1 = 0$$

3.2.2 O circuito na Etapa II

As equações (3.1) e (3.2) podem ser modificadas para a etapa II da seguinte maneira:

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 u_2 \quad (3.7)$$

$$y_2 = C_2 x_2 + D_2 u_2 \quad (3.8)$$

Resolvendo-se as equações de Kirchhoff para o sistema e fazendo-se manipulações algébricas, tem-se:

$$\begin{aligned} -v_{in} - L \frac{di_L}{dt} - v_c - Ri_c &= 0 \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} \cdot i_L - \frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \cdot v_c - \frac{1}{L} v_{in} \end{aligned}$$

Tendo conseguido isolar duas equações diferenciais das variáveis de estado em relação ao tempo, pode-se representar o sistema de acordo com o exposto por (3.9):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} & -\frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \\ \frac{R_L}{C \cdot (R + R_L)} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_L)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{in} \quad (3.9)$$

A equação matricial para a saída é a mesma encontrada em (3.6). Daí,

$$A_2 = A_1$$

$$B_2 = -B_1$$

$$C_2 = C_1$$

$$D_2 = D_1$$

3.3 MÉDIA DAS VARIÁVEIS DE ESTADO USANDO O CICLO DE TRABALHO

A médias das variáveis de estado foi encontrada através da ponderação das variáveis em cada um dos dois estados em relação ao tempo em que descrevem o circuito, a saber:

$$A_{med} = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)$$

$$B_{med} = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)$$

$$C_{med} = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D)$$

$$D_{med} = D_1 \cdot D + D_2 \cdot (1 - D)$$

D é o tempo em que o circuito se apresenta no Estágio I e $(1 - D)$ o tempo em que se apresenta no Estágio II. Vale ressaltar, ainda, que a soma dos dois intervalos de tempo resulta em um ciclo completo de operação.

Essa média precisa ser encontrada para descrever o funcionamento completo do circuito de potência, uma vez que este acontece em duas etapas e foi feita a análise para o mesmo utilizando o princípio da superposição.

Feitas as substituições das matrizes encontradas anteriormente e as manipulações algébricas, chega-se nas seguintes matrizes médias:

$$A_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} & -\frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \\ \frac{R_L}{C \cdot (R + R_L)} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_L)} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{2 \cdot D - 1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$C_{med} = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot R_L}{(R + R_L)} & \frac{R_L}{(R + R_L)} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$D_{med} = 0 \quad (3.13)$$

3.4 MODELAGEM AC EM PEQUENOS SINAIS

Utiliza-se as formas de onda médias em um período de chaveamento para evitar o *ripple* de chaveamento. Para obter o modelo de pequenos sinais, é adicionada uma perturbação nas variáveis no ponto de operação, de tal forma que:

$$\begin{aligned}x(t) &= X + \hat{x} \\u(t) &= U + \hat{u} \\d(t) &= D + \hat{d} \\d'(t) &= 1 - d(t) = 1 - D - \hat{d}(t) = D' - \hat{d}(t)\end{aligned}$$

Substituindo-se o modelo de pequenos sinais médios na equação de estados médios, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med}\hat{x}(t) + B_{med}u(t) \\ \frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= [A_1d(t) + A_2d'(t)]\hat{x}(t) + [B_1d(t) + B_2d'(t)]\hat{u}(t)\end{aligned}$$

Substituindo-se as variáveis em função do tempo por seus valores médios somados com suas respectivas perturbações e fazendo alguns agrupamentos, tem-se:

$$\begin{aligned}\frac{d[X + \hat{x}]}{dt} &= [A_1D + A_2D']X + [A_1\hat{d}(t) - A_2\hat{d}(t)]X + [A_1D + A_2D']\hat{x}(t) + [A_1\hat{d}(t) - A_2\hat{d}(t)]\hat{x}(t) + \\ &+ [B_1D + B_2D']U + [B_1\hat{d}(t) - B_2\hat{d}(t)]U + [B_1D + B_2D']\hat{u}(t) + [B_1\hat{d}(t) - B_2\hat{d}(t)]\hat{u}(t)\end{aligned}\quad (3.14)$$

3.5 LINEARIZAÇÃO DAS EQUAÇÕES RESULTANTES (REMOÇÃO DOS TERMOS CC E DE 2ª ORDEM)

Da equação (3.14), os termos de 2ª ordem podem ser desprezados por apresentarem amplitudes muito pequenas se comparados aos termos de 1ª ordem. Além disso, os termos CC também serão desprezados pois dizem respeito à resposta em regime permanente e o modelo busca a resposta para o circuito CA. Daí, a equação supracitada resume-se a:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = [A_1\hat{d}(t) - A_2\hat{d}(t)]X + [A_1D + A_2D']\hat{x}(t) + [B_1\hat{d}(t) - B_2\hat{d}(t)]U + [B_1D + B_2D']\hat{u}(t)\quad (3.15)$$

Ou:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_{med}\hat{x}(t) + B_{med}\hat{u}(t) + \{[A_1 - A_2]X + [B_1 - B_2]U\}\hat{d}(t) \quad (3.16)$$

Adotando por K os termos que multiplicam o termo $\hat{d}(t)$, tem-se:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_{med}\hat{x}(t) + B_{med}\hat{u}(t) + K\hat{d}(t) \quad (3.17)$$

Sabendo-se que $A_1 - A_2 = 0$, que $B_1 - B_2 = \begin{bmatrix} \frac{2}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$ e que $U = v_{in}$ K torna-se $\begin{bmatrix} \frac{2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}$.

3.6 TRANSFORMAÇÃO DA EQUAÇÃO DO MODELO CA PARA O DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

As equações do modelo CA encontradas na seção anterior estão no domínio do tempo. No entanto, algumas análises necessitam que o sistema esteja representado no domínio da frequência. Visando que a técnica de controle empregada será feita no domínio s, faz-se necessária a transformação do sistema para esse domínio. A ferramenta matemática que permite tal transformação é a Transformada de Laplace.

Aplicando o operador de Laplace em (3.17), tem-se:

$$sI X(s) - \hat{x}(0) = A_{med} X(s) + B_{med} U(s) + K D(s) \quad (3.18)$$

Fazendo $\hat{x}(0) = 0$, considerando que não há perturbação no vetor de entrada e explicitando o termo $X(s)$, tem-se:

$$X(s) = (sI - A_{med})^{-1} K D(s) \quad (3.19)$$

$$G(s) = \frac{X(s)}{D(s)} = (sI - A_{med})^{-1} K \quad (3.20)$$

Uma vez que $A_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot R_L}{L \cdot (R + R_L)} & -\frac{R_L}{L \cdot (R + R_L)} \\ \frac{R_L}{C \cdot (R + R_L)} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_L)} \end{bmatrix}$ e que $K = \begin{bmatrix} \frac{2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}$, a equação

(3.20) torna-se:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{2/L \cdot s + R_L/L \cdot C \cdot (R + R_L)}{s^2 + s \cdot \left(\frac{L + C \cdot R \cdot R_L}{L \cdot C \cdot (R + R_L)} \right) + \frac{R_L}{L \cdot C \cdot (R + R_L)}} \\ \frac{2 \cdot R_L/L \cdot C \cdot (R + R_L)}{s^2 + s \cdot \left(\frac{L + C \cdot R \cdot R_L}{L \cdot C \cdot (R + R_L)} \right) + \frac{R_L}{L \cdot C \cdot (R + R_L)}} \end{bmatrix} \cdot v_{in} \quad (3.21)$$

Vale ressaltar que a função de transferência apresentada na primeira linha da matriz encontrada na equação (3.21) se refere à perturbação da corrente no indutor em relação à perturbação no ciclo de trabalho, enquanto a segunda linha refere-se à perturbação na tensão na carga em relação à perturbação no ciclo de trabalho.

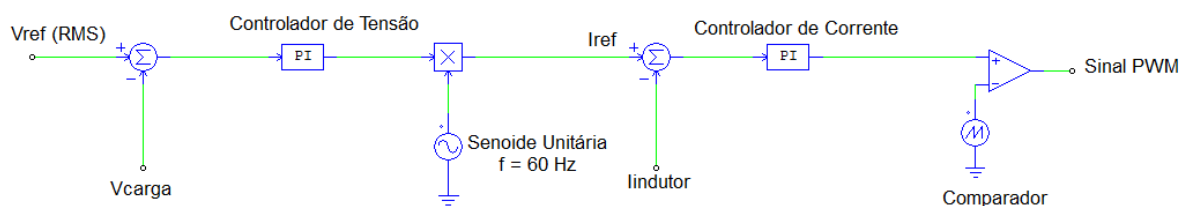
Agora, tem-se uma função de transferência da tensão e da corrente na carga em relação ao ciclo de trabalho. É através delas que os controladores foram projetados. Tal projeto está melhor descrito nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO 4

PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO E CORRENTE

Tendo modelado o sistema de inversão no capítulo 3, o projeto dos controladores pode ser desenvolvido. O objetivo é criar um controle de tensão em cascata com um de corrente, de modo que este último seja realizado num laço interno ao do primeiro e de maneira mais rápida. A dinâmica da corrente à ação de controle deve entrar em regime com velocidade superior à dinâmica da tensão porque é o sinal atuante do controlador de tensão que compõe a referência do controlador de corrente. O diagrama da Figura 14 mostra todas as etapas do controlador em cascata.

Figura 14: Diagrama do controlador em cascata



Fonte: Autor

Um dos objetivos desse trabalho, descrito na seção 1.3.1, é alimentar uma carga resistiva com tensão senoidal de 220 V RMS e frequência 60 Hz. Isso será feito fornecendo a referência de 220 para o laço da tensão, que será comparada com o valor eficaz medido sobre a carga. O erro entre a referência e a saída da variável tensão passará pelo primeiro controlador que deverá zerar o erro de regime permanente num tempo reduzido. Em seguida, a saída desse controlador será multiplicada por uma referência senoidal unitária, de frequência 60 Hz, que comporá a referência para o laço de controle da corrente. Esse laço, por sua vez, deverá zerar o erro entre a referência de corrente e a medida fluindo pelo indutor, através de um segundo controlador.

Inicialmente, é feito um estudo do sistema em malha aberta. Em seguida, os critérios de projeto são definidos e o tipo do controlador é escolhido.

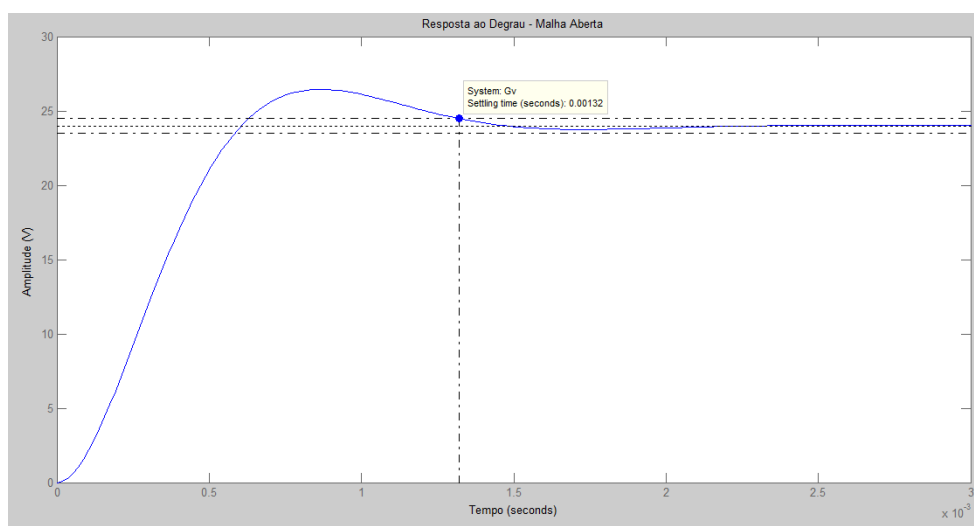
4.1 ANÁLISE DO SISTEMA EM MALHA ABERTA

A função obtida na segunda linha da equação matricial descrita em (3.21), já com os parâmetros da Tabela 1, o valor de carga (R_L) de $6,8 \, \Omega$ e a tensão de entrada (v_{in}) de $24 \, V$ já substituídos, leva à equação abaixo, que é a resposta no domínio da frequência da perturbação da tensão em relação à perturbação do ciclo de trabalho:

$$G_{\frac{v_c}{d}} = \frac{4,8237 \cdot 10^8}{s^2 + 5,2690 \cdot 10^3 \cdot s + 2,0098 \cdot 10^7} \quad (4.1)$$

O software MatLab ® foi utilizado para dar um degrau unitário na função de transferência acima, obtendo o resultado mostrado na Figura 15.

Figura 15: Resposta da Tensão na Carga ao Degrau Unitário



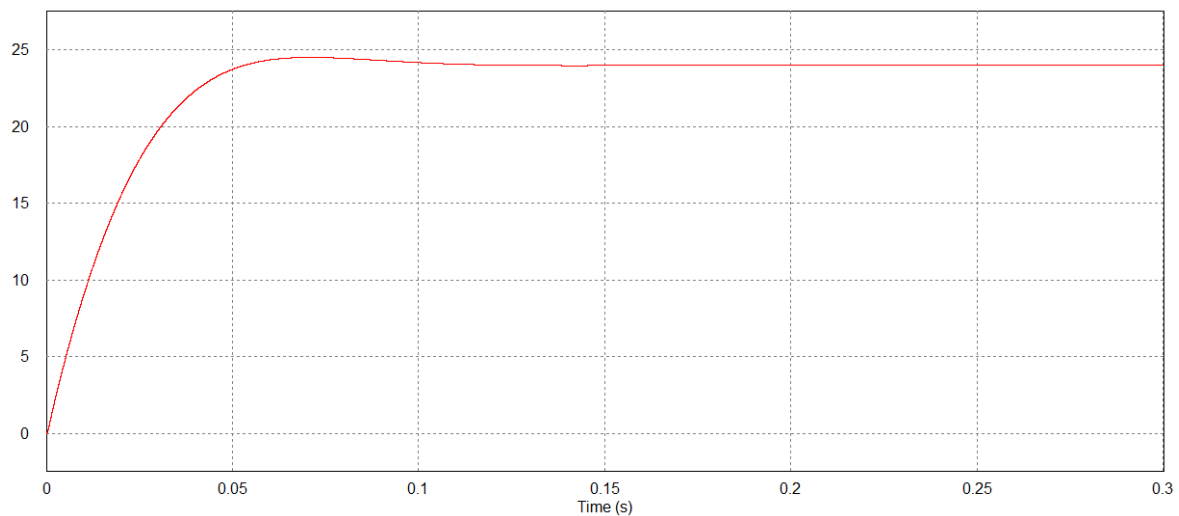
Fonte: Autor

System: Gv
Settling time (seconds): 0.00132

Da figura, percebe-se que o tempo de assentamento (tempo necessário para a resposta do sistema atingir $\pm 2 \, \%$ do valor de regime) foi de $1,32 \, ms$.

Já adiantando um resultado da simulação computacional feita no software PSIM®, assunto esse abordado na seção 5.2, pode-se exibir a resposta da tensão ao degrau unitário para o sistema em malha aberta. A Figura 16 mostra tal resultado.

Figura 16: Resposta da Tensão ao Degrau - Malha Aberta - PSim



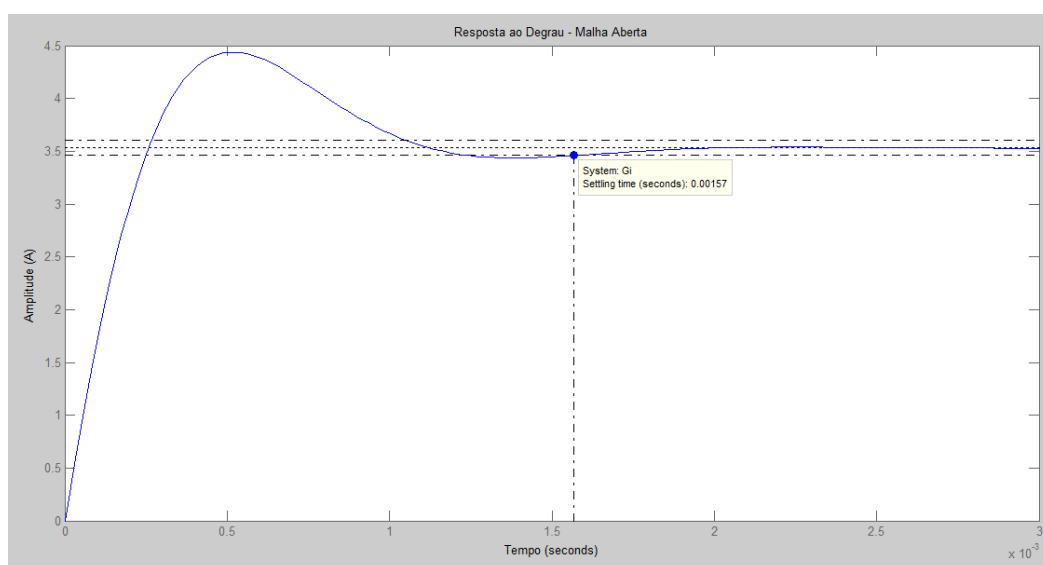
Fonte: Autor

As últimas duas figuras são idênticas, o que valida a modelagem matemática da tensão na carga em função da perturbação no duty-cycle.

Fazendo-se a mesma análise, agora para a resposta da perturbação da corrente no indutor ($\hat{i}_L$) em relação à perturbação no ciclo de trabalho ($\hat{d}$), obtém-se a função abaixo e o sistema responde como no exposto na Figura 17.

$$G_{\hat{i}_L/\hat{d}} = \frac{1,8751 \cdot 10^4 \cdot s + 7,0937 \cdot 10^6}{s^2 + 5,2690 \cdot 10^3 \cdot s + 2,0098 \cdot 10^7} \quad (4.2)$$

Figura 17: Resposta da Corrente no Indutor ao Degrau Unitário



Fonte: Autor

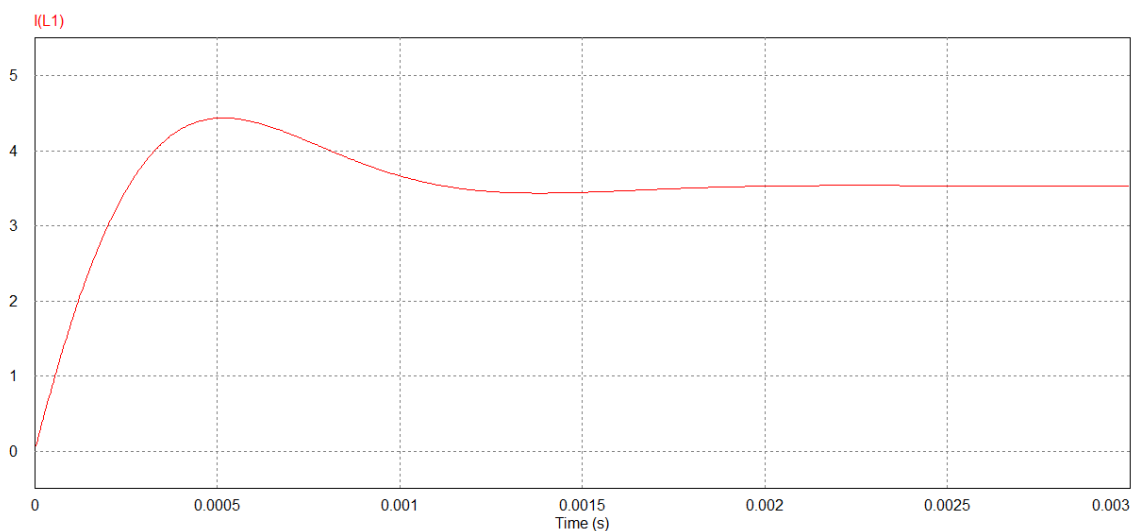
System: Gi
Settling time (seconds): 0.00157

Da Figura 17, nota-se que o tempo de assentamento da resposta da corrente é igual a 1,57 ms.

Percebe-se que as respostas da corrente no indutor e da tensão na carga apresentam quase a mesma velocidade.

Novamente, pode-se validar a modelagem matemática da resposta da corrente no indutor à perturbação no ciclo de trabalho exibindo, como na Figura 18, o resultado da simulação computacional.

Figura 18: Resposta da Corrente ao Degrau - Malha Aberta - PSim



Fonte: Autor

4.2 CRITÉRIOS DE PROJETO

Como já anteriormente, faz-se necessário que a corrente entre em regime com velocidade superior à tensão, uma vez que o laço de controle daquela é interior ao laço de controle dessa. Define-se, aqui, o critério de que o controlador da corrente consiga gerar uma resposta 10 vezes mais rápida que o controlador da tensão. Além disso, a forma de onda de tensão deve ser senoidal, de frequência 60 Hz e com 220 V RMS.

4.3 ESCOLHA DO CONTROLADOR

Os subsistemas descritos pelas equações (4.1) e (4.2) são ditos do Tipo 0, uma vez que não possuem nenhum integrador no ganho de malha aberta [6]. Dessa maneira, pretendendo-se zerar o erro de regime permanente de modo que o sistema seja um seguidor da referência com erro nulo, um controlador que contenha pelo menos um integrador faz-se suficiente para esse fim.

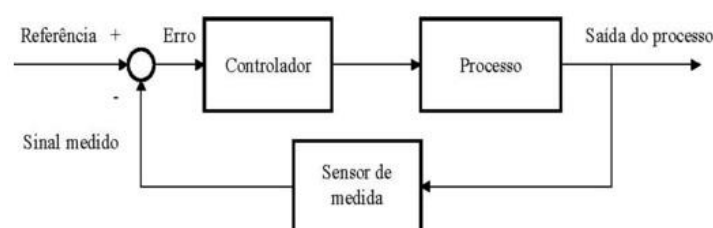
O controlador Proporcional Integral (PI) foi, então, adotado. Sua função de transferência pode ser vista na equação (4.3).

$$G_{PI} = \frac{K_p \cdot \left(s + \frac{1}{T}\right)}{s} \quad (4.3)$$

Deve-se encontrar o valor do ganho K_p e o valor da constante de tempo T do sistema. Sabe-se, da Teoria de Controle, que se a constante de tempo for elevada, o sistema apresenta uma resposta lenta e a ação proporcional predomina. Caso a constante T seja pequena, o sistema começa a ficar mais rápido, uma vez que a ação integradora se torna a predominante. No entanto, valores muito pequenos de T fazem com o que o sistema tenda a oscilar, podendo se tornar instável. Uma correta sintonia entre os dois parâmetros do controlador é o que garante a eficiência do controlador.

No domínio da frequência, a função de transferência do controlador deve ser multiplicada pela função que descreve a variável a ser controlada. Busca-se, então, nas próximas seções, a equação do controlador do laço da tensão e da corrente. O sistema resultante dessa multiplicação deve passar por uma realimentação unitária, de modo que o controlador possa impor sua ação sobre o erro gerado pela operação de subtração entre a referência e a saída. O diagrama de blocos representado na Figura 19 mostra esse processo. O sistema, após tal realimentação, passa a ser representado em Malha Fechada.

Figura 19: Representação de Sistema em Malha Fechada



Fonte: Autor

A função de transferência oriunda do processo de realimentação negativa da equação obtida pela multiplicação de $G(s)$ por $G_{PI}(s)$ é encontrada pela equação abaixo [6]:

$$T(s) = \frac{G(s)G_{PI}(s)}{1 + G(s)G_{PI}(s)} \quad (4.4)$$

4.3.1 Parâmetros do controlador de tensão

Após feita a sintonia dos parâmetros do controlador via tentativa e erro, chegou-se aos seguintes resultados:

Tabela 2: Parâmetros do Controlador de Tensão

Parâmetro	Valor
Kp	0,1
T	0,01

Do exposto na Tabela 2, a equação (4.3) torna-se:

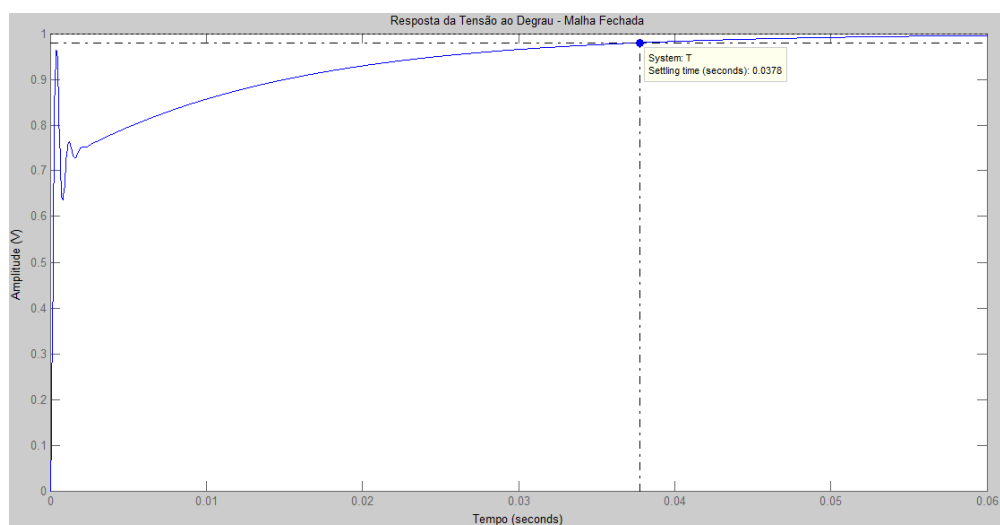
$$G_{PI} = \frac{0,1 \cdot (s + 100)}{s} \quad (4.5)$$

Escrevendo (4.4) após as devidas substituições de (4.1) e (4.5), tem-se a equação:

$$T(s) = \frac{1,0612 \cdot 10^{10} \cdot (s + 100)}{(s + 70,97) \cdot (s^2 + 5198s + 6,797 \cdot 10^7)} \quad (4.6)$$

Utilizando o software MatLab ® para obter a resposta da função (4.6) ao degrau unitário, obtém-se o exposto na Figura 20:

Figura 20: Resposta da Tensão ao Degrau - Malha Fechada



Fonte: Autor

System: T
Settling time (seconds): 0.0378

Percebe-se o erro de regime permanente foi zero, uma vez que o valor final da resposta temporal foi de 1, conforme era esperado devido à entrada em degrau unitário.

4.3.2 Parâmetros do controlador de corrente

Após feita a sintonia dos parâmetros do controlador, chegou-se aos seguintes resultados:

Tabela 3: Parâmetros do Controlador de Corrente

Parâmetro	Valor
Kp	0,1
T	0,0001

Do exposto na Tabela 3, a equação (4.3) torna-se:

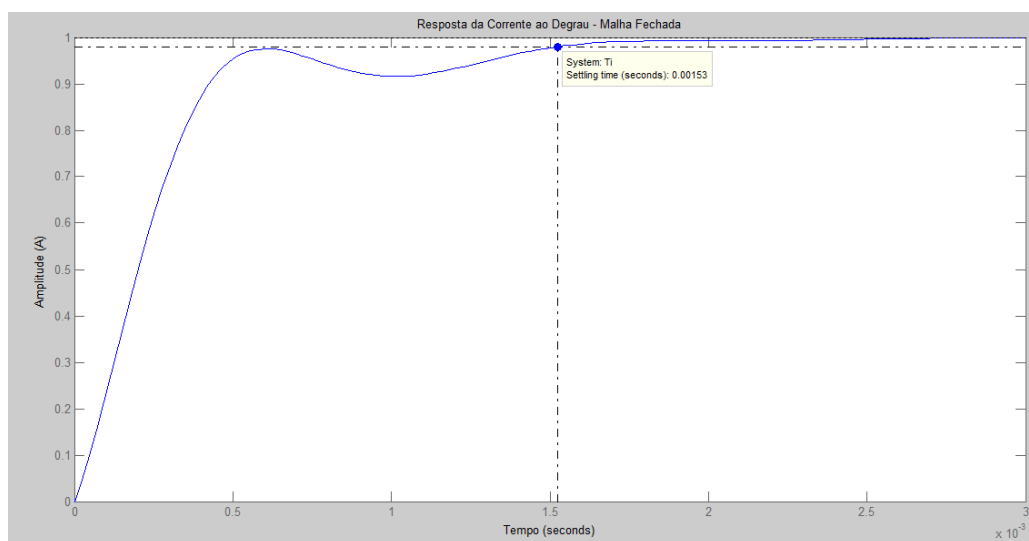
$$G_{PI} = \frac{0,1 \cdot (s + 10000)}{s} \quad (4.7)$$

Escrevendo (4.7) após as devidas substituições de (4.2) e (4.7), tem-se a equação:

$$T(s) = \frac{1875 \cdot (s + 10000)}{s \cdot (s^2 + 5269s + 2,01 \cdot 10^7)} \quad (4.8)$$

Utilizando o software MatLab ® para obter a resposta da função (4.8) ao degrau unitário, obtém-se:

Figura 21: Resposta da Corrente ao Degrau – Malha Fechada



Fonte: Autor

System: Ti
Settling time (seconds): 0.00153

Novamente, o erro de regime permanente foi 0. Nota-se, também, que o tempo de assentamento da resposta da corrente ao degrau (1,53 ms) foi de 24 vezes menor que o tempo gasto para a tensão adentrar pela última vez a região de $\pm 2\%$ do valor final, que foi de 37,8 ms. Isso mostra que o critério de projeto definido na seção 4.2 foi atingido.

Para conseguir esse efeito de dinâmica da corrente com velocidade superior à da tensão, a constante de tempo desta (0,01) tinha, de fato, que ser maior que a daquela (0,0001).

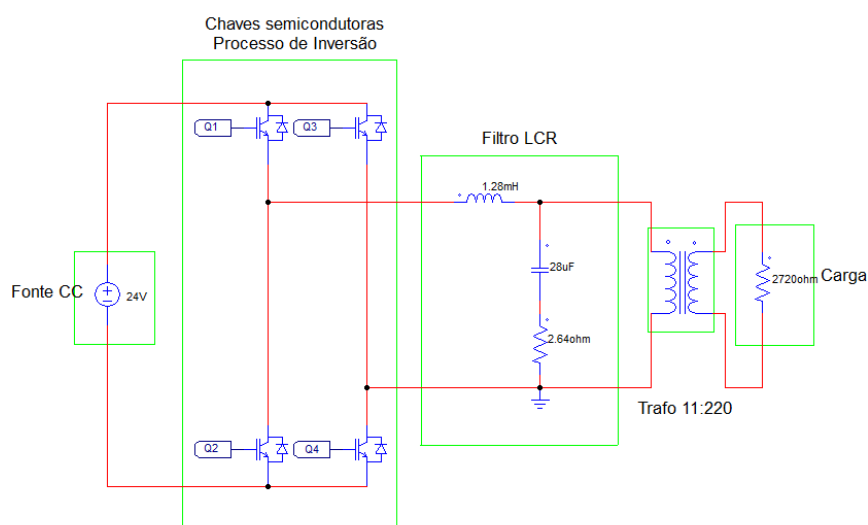
CAPÍTULO 5

SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

5.1 O CIRCUITO MONTADO NA PLATAFORMA COMPUTACIONAL

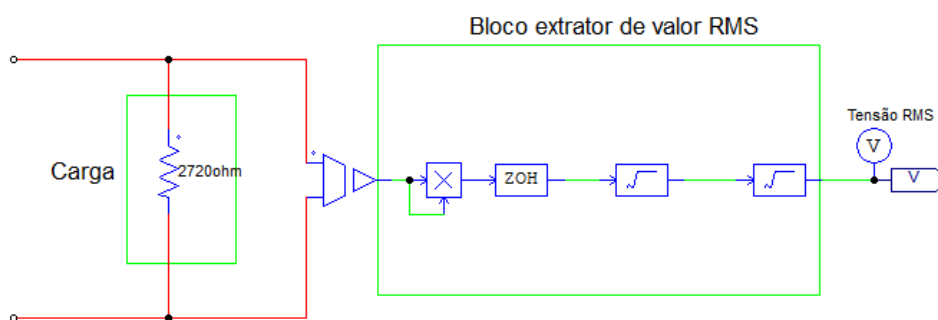
O Apêndice B contém o circuito completo que foi montado no software PSIM, a plataforma de simulação computacional escolhida. No entanto, as figuras 22 a 25 mostram esse mesmo circuito particionado de modo que seja facilitada a explicação de seu funcionamento.

Figura 22: Circuito de Potência - fonte, inversão, filtro, trafo e carga.



Fonte: Autor

Figura 23: Bloco extrator de valor RMS da tensão na carga.

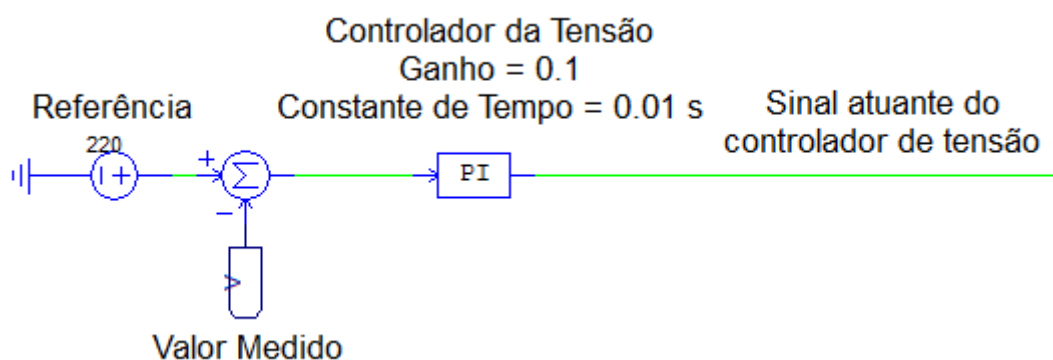


Fonte: Autor

Como dito na seção 5.1, a primeira etapa do controlador é zerar o erro entre a referência de 220 V e o valor de tensão RMS medido na carga. Para isso, fez-se necessário extrair o valor eficaz dessa tensão. Tal extração se deu através da raiz quadrada um sinal filtrado. Esse sinal filtrado é composto pelo quadrado da tensão da carga pós processo de inversão que, como dito no Capítulo 2, apresenta um sinal oscilante na frequência de chaveamento. Para eliminar essa componente de alta frequência e extrair de maneira mais fiel o valor de tensão eficaz, foi implementado um filtro digital passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte de 10 Hz.

Extraído o valor RMS de tensão na carga, este é comparado com a referência e o erro gerado dessa operação passa pelo primeiro Controlador Proporcional Integral, conforme exibido na Figura 24.

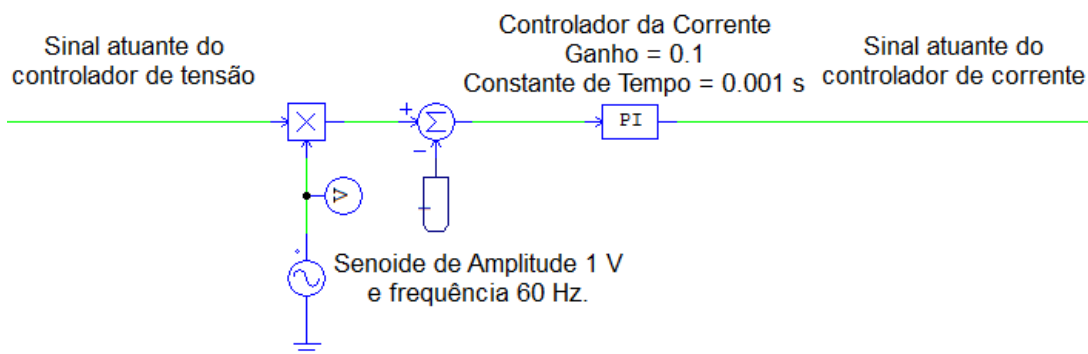
Figura 24: Controlador da Tensão



Fonte: Autor

A ação de controle do primeiro controlador é, então, multiplicada por uma senoide unitária de frequência 60 Hz, para compor o sinal de referência do laço de controle da corrente.

Figura 25: Laço de Controle da Corrente



Fonte: Autor

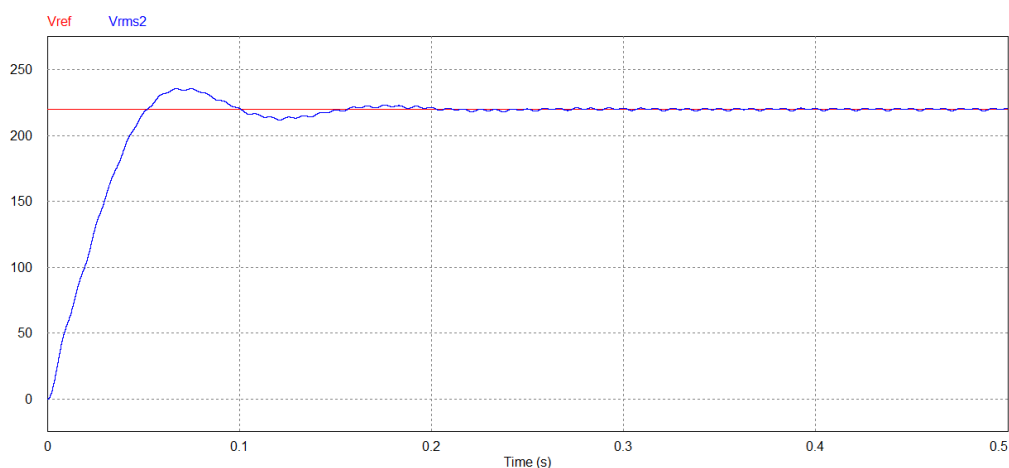
A referência é comparada ao valor de corrente na carga, cujo erro entre os dois sinais é controlado pelo segundo bloco PI. A ação de controle desse último compensador será uma senoide normalizada com amplitude variável entre -0,5 e 0,5 e frequência de 60 Hz. A fim de gerar um sinal modulante para as chaves semicondutoras (Q1, Q2, Q3 e Q4), a ação de controle final é acrescida de um valor offset de 0,5, de modo que esta agora tenha amplitude oscilante entre 0 e 1. O resultado dessa soma é comparado a uma onda do tipo dente de serra de amplitude 1 V e frequência 20kHz. Essa comparação gerará um sinal PWM de frequência 20 kHz com amplitude 1. O sinal PWM gerado é levado para as chaves semicondutoras de modo que estas, ao receberem 1 entram em condução e, no caso de 0, bloqueio. A porcentagem do tempo em que a resposta é 1 em relação ao tempo de um ciclo ($1/20\text{kHz}$) é o parâmetro D (duty-cycle) levado em consideração nas equações de modelagens encontradas anteriormente.

5.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Respeitados os parâmetros fornecidos nas tabelas de 1 a 3, simulou-se o circuito numa plataforma computacional, o software PSIM®. Para testar a eficácia do controle, busca-se conhecer a resposta do controle da tensão RMS, cuja referência é de 220 V, e do controle de corrente, cujo valor de frequência deve ser o mais próximo possível de 60 Hz.

A Figura 26 mostra a comparação entre a referência (sinal contínuo em vermelho) e o valor medido da tensão RMS (sinal azul).

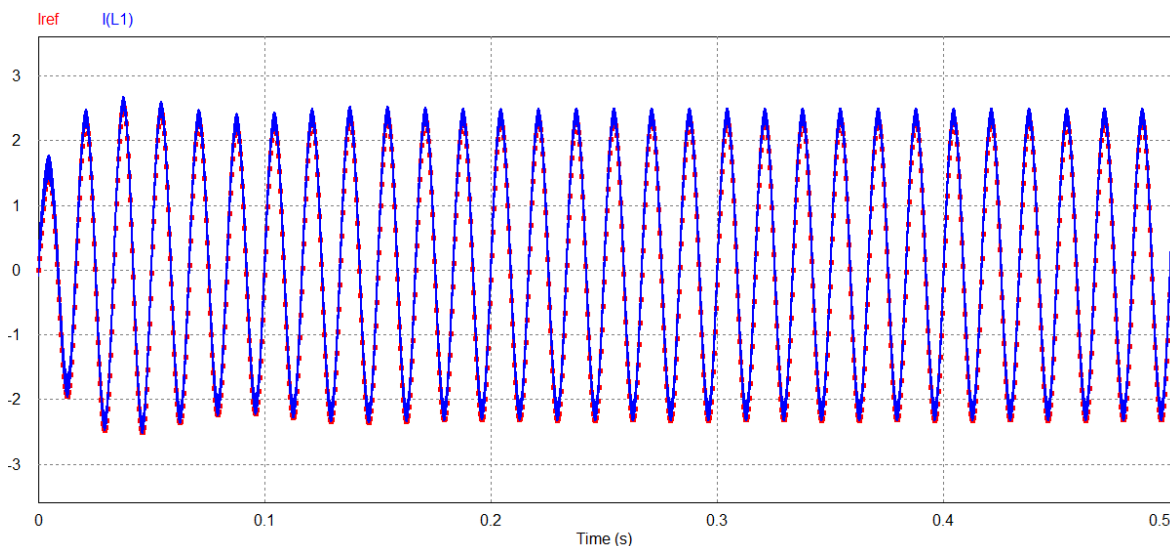
Figura 26: Resultado de Simulação: tensões RMS de referência e medida



Fonte: Autor

A Figura 27 mostra as correntes de referência (retângulos vermelhos) e a medida na saída do filtro LCR (linha contínua azul). É possível perceber que o sinal de controlado sobrepõe a referência, evidenciando a eficácia do controlador.

Figura 27: Comparação entre Corrente de Referência e Medida



Fonte: Autor

Visando uma avaliação da qualidade da energia elétrica entregue à carga, é possível encontrar, na simulação, a distorção harmônica total de corrente e tensão. A primeira totaliza 7%, enquanto que a segunda não ultrapassa 3,5%. A ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica, disponibilizou através da Resolução Normativa N° 728/2016 a oitava revisão do Módulo 8 do PRODIST, que estabelece sugestões de parâmetros da energia que atendam aos critérios de qualidade. No material, sugere-se que em redes de baixa tensão (inferiores a 1kV), a distorção total de tensão não ultrapasse 10%. Uma vez que o sistema projetado não gera tensão com THD superior a 3,5%, conclui-se que os critérios de qualidade foram atendidos.

CAPÍTULO 6

PLATAFORMA EXPERIMENTAL

6.1 ELEMENTOS E PERIFÉRICOS DA PLATAFORMA

A plataforma experimental dispõe de uma placa de aquisição de sinais de tensão e corrente via efeito *Hall*, de um condicionador de sinais, de uma unidade de controle com microcontrolador (MCU) digital, de *drivers* para acionamento das chaves semicondutoras, de um filtro LCR, de uma carga e de um inversor *full-bridge* na configuração já apresentada na seção 6.1. Os dispositivos ainda não mencionados anteriormente serão detalhados nos próximos tópicos.

6.1.1 Unidade de Controle

O presente trabalho apresenta um controlador digital da família Arduino®, apresentado na Figura 28, cujas principais especificações estão na Tabela 4.

Figura 28: Arduino Due

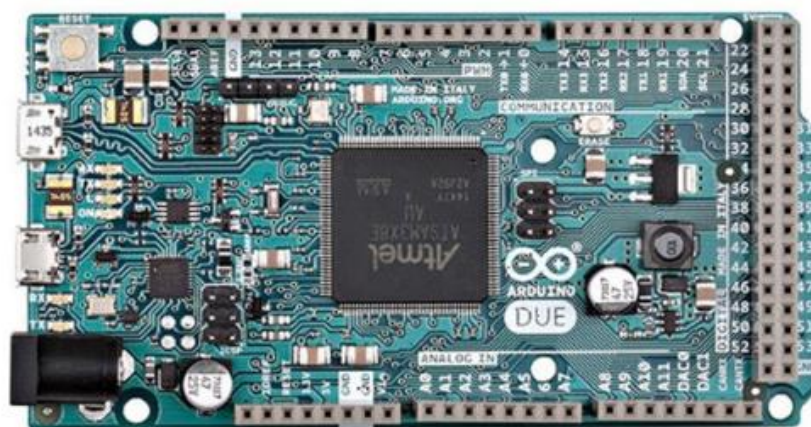


Tabela 4: Especificações de Hardware do MCU

Microcontrolador	AT91SAM3X8E
Tensão de Operação	3,3 V
Tensão de Entrada (nominal)	7 - 12 V
Tensão de Saída (limites)	6 - 16 V
Pinos Digitais (I/O)	54
Canais PWM	12
Canais de Entrada Analógica	12
Corrente CC por pino I/O	130 mA
Corrente CC por pino 3,3 V	800 mA
Frequência de Clock	84 MHz

Fonte: store.arduino.cc/usa/arduino-due

As entradas analógicas recebem a leitura dos sinais dos sensores, presentes na placa de aquisição de sinais, em níveis condicionados de tensão (0 a 3 V), ao passo que as portas digitais que apresentam saída modulada por largura de pulso (PWM) emitem o sinal de comando aos *gate drivers* para acionamento do inversor.

6.1.2 Módulo de Aquisição de Sinais

O módulo utilizado foi cedido pelo Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Ele tem por função a leitura e tratamento de sinais de tensão e corrente para que estes possam ser interpretados por um MCU. Estes módulos têm em seu corpo basicamente 2 sensores Hall, um de tensão e outro de corrente, 5 AO's (Amplificadores Operacionais), 1 regulador de tensão e outros componentes simples (conectores, beads, resistores, trimpots e capacitores). O detalhamento de cada componente desse módulo não é o escopo desse trabalho, contudo o esquemático do condicionador de sinais consta no Apêndice C. A Figura 29 mostra a vista superior dessa placa de circuito.

Figura 29: Módulo de aquisição de sinais



A placa precisa ser alimentada por uma fonte simétrica de +15/-15V e consegue ler valores de corrente na faixa de -70 a 70 A. Já o range de medição de tensão depende do resistor de precisão *shunt* agregado a ela. Para um resistor de 50 k Ω , a tensão RMS máxima medida é de 500 V; para um resistor de 30 k Ω , 300 V. A relação é linear. Nesse trabalho, o resistor *shunt* utilizado foi um de 6,66 k Ω . Dessa maneira, o fundo de escala para tensão é de 66,6 V. O funcionamento dessa placa depende da calibração inicial que deve ser feita para dar o nível de zero para o microcontrolador. A unidade MCU adotada utiliza tecnologia CMOS. Desse modo, a tensão de referência para o conversor A/D é de 3,0 V. Sendo assim, a leitura “a vazio” foi regulada para 1,5 V através dos trimpots disponíveis para esse fim na placa de aquisição de sinais.

A calibração visa converter valores analógicos de tensão e corrente em níveis digitais entendidos pelo MCU. Após alguns testes, a regra de conversão convergiu para os seguintes equacionamentos:

$$V_{real} = \frac{(V_{binária} - 1895)}{13,6} + 0,3 \quad (5.1)$$

V_{real} é o valor de tensão medido, em volts, e $V_{binária}$ é o valor de tensão convertido na escala binária que, no microcontrolador escolhido, varia de 0 a 4095, uma conversão de 12 bits..

Para a conversão de corrente, a equação obtida foi a que segue:

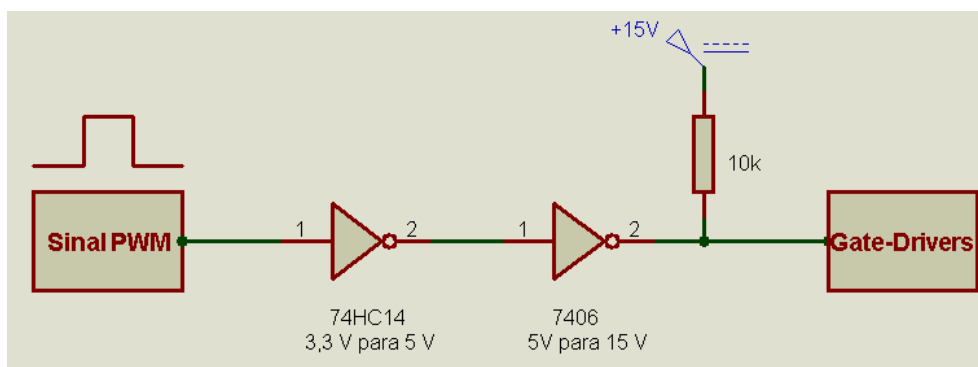
$$I_{real} = \frac{(1912 - I_{binária})}{220} \quad (5.2)$$

I_{real} é o valor de corrente medido, em ampére, e $I_{binária}$ é o valor de corrente convertido na escala binária.

6.1.3 Circuito de Disparo

O MCU apresenta tecnologia CMOS. Dessa maneira, faz-se necessário um circuito que realize a interface CMOS para TTL, uma vez que as chaves operam com +15V de tensão gate-emissor no estado de chave fechada e com 0V de tensão no mesmo ponto para chave bloqueada. A Figura 30 mostra o esquema utilizado para realizar essa adequação de sinais.

Figura 30: Circuito de interface entre MCU e Gate-drivers

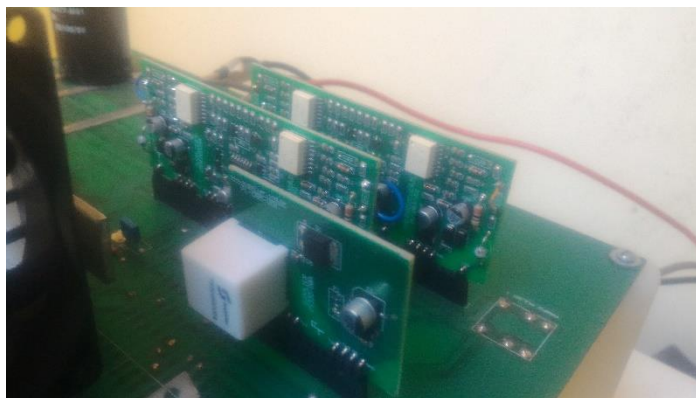


Fonte: Autor

O Circuito Integrado (CI) 74HC14 faz a conversão de 3,3V para 5V, seguida da conversão de 5V para 15V via CI 74LS06. O nível de tensão condicionado é enviado aos gate-drivers que alimentam as chaves. O driver utilizado é duplo, do modelo DRO100D25, consiste de um driver duplo usado para comandar transistores de até 1200 V e operar com frequência de comutação de até 100kHz. Aliado a esse componente, é necessário a utilização de uma fonte para suprir os níveis de corrente das chaves, sendo esta do tipo DS320-08A. Ambos, a fonte e o driver, são da família *supplier*®. A Figura 31 mostra a fonte e a placa de driver duplo.

O circuito esquemático desse driver pode ser encontrado no Apêndice D.

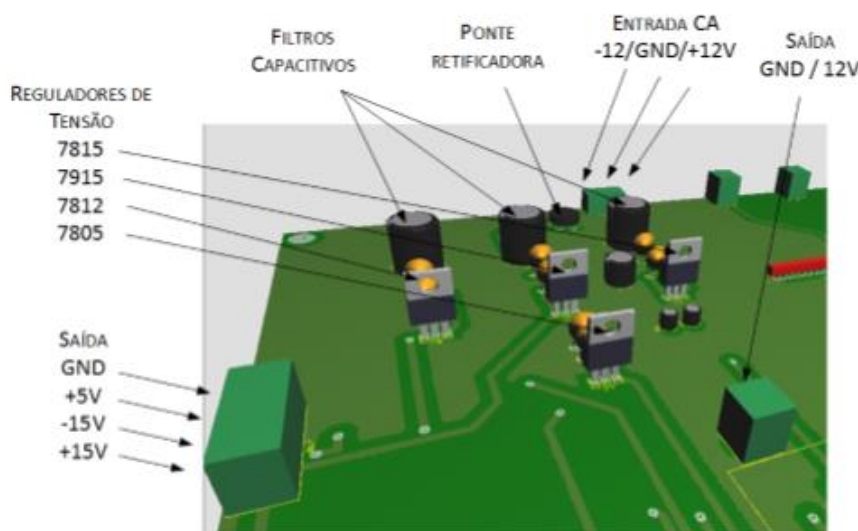
Figura 31: Atuadores



Fonte: Autor

Tanto os sensores, como o *driver* e periféricos gerais necessitam de um suprimento de tensão em faixas de ± 15 V, estes são alimentados por uma fonte linear cujo projeto é apresentado na Apêndice E. Ele conta com ponte retificadora e diversos reguladores de tensão. A vista superior da fonte auxiliar é dada na Figura 32.

Figura 32: Vista superior da fonte auxiliar



Fonte: Autor

6.2 AQUISIÇÃO DE SINAIS – ASPECTOS DA AMOSTRAGEM

A amostragem se deu numa frequência de 10 kHz. Essa taxa foi escolhida de modo que as equações de diferenças dos controladores e do filtro digital pudessem ser feitas dentro do período de interrupção do timer do MCU, considerando que este foi programado para fazer contas em ponto flutuante. A frequência de chaveamento foi definida para 20 kHz, de modo que houvesse poucas perdas devido ao chaveamento e, como um bônus, o som provocado pelo chaveamento estivesse em uma faixa de oscilação superior à audível pelo ouvido humano. Foi criada uma rotina de interrupção por hardware que garantisse a amostragem no período escolhido. Os códigos em linguagem C utilizados para esse fim localizam-se no Apêndice A.

A partir dessa consideração de amostragem, todos os controladores foram discretizados utilizando a técnica Tustin, obtendo-se, assim, as equações de diferenças para o controlador de tensão, controlador de corrente e o extrator de valor RMS.

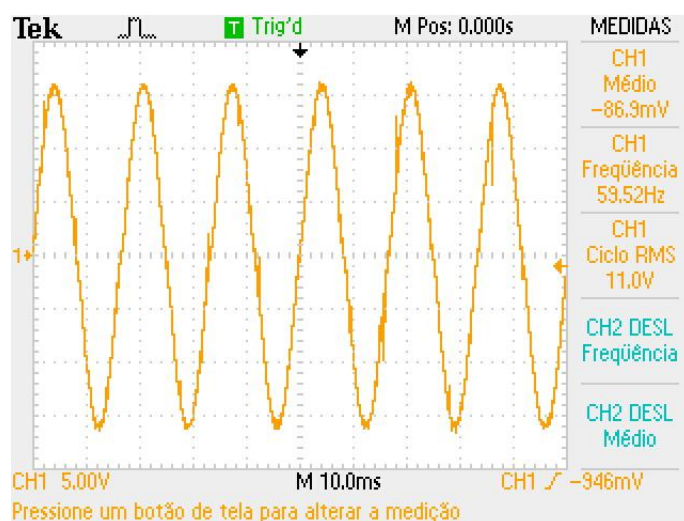
6.3 RESULTADOS

Após embarcados todos os códigos no microcontrolador, foi possível atestar o desenvolvimento do trabalho. Antes de testar o circuito completo, escolheu-se suprimir o transformador, de modo que os primeiros testes foram feitos em níveis menores de tensão, mais precisamente com a referência em 11 V RMS.

Para compor a carga resistiva, foram utilizados 4 resistores de $6,8\Omega/20W$ na configuração 2x2, ou seja, dois arranjos em paralelo, formados, cada um, por dois resistores em série, de modo que a resistência equivalente da carga foi de 8Ω e a potência 80 W.

A Figura 33 mostra a tensão na carga, valor este obtido através do osciloscópio Tektronix® TDS 2012B, de dois canais.

Figura 33: Tensão controlada na carga

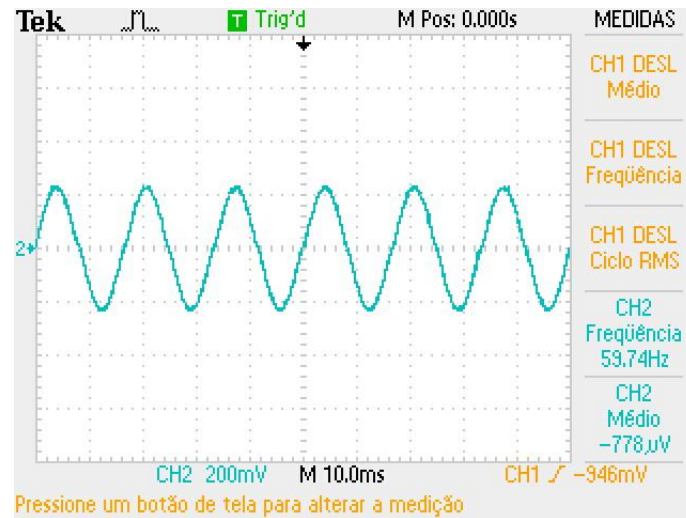


Fonte: Autor

Na figura, é possível perceber que o valor eficaz da tensão é de 11 V, exatamente o valor de referência. Pode-se perceber, ainda, que a frequência do sinal é de 59,52 Hz, senoidal, com pouca distorção visível, novamente atestando que os critérios de projeto foram atingidos.

Utilizando um alicate amperímetro da marca Tektronix®, calibrado na escala de 100 mV/A, foi possível verificar os níveis de corrente na carga resistiva. A Figura 34 mostra os valores.

Figura 34: Corrente controlada na carga



Fonte: Autor

Estando a imagem do osciloscópio calibrada verticalmente em 200 mV/divisão, percebe-se que a corrente medida pode ser dada, aproximadamente, por 2,4 A. Já com relação à frequência, esta atende os critérios de projeto, pois é levemente inferior aos 60 Hz projetados, é senoidal com pouca distorção e baixo conteúdo harmônico visível.

O próximo passo seria a inserção do transformador elevador com relação de transformação 11:220. Para que a carga de $6,8\Omega/80W$, antes colocada no lado do primário do transformador, possa demandar a mesma potência quando conectada ao secundário, esta deve ter um valor de resistência que obedece à equação (5.3), onde α representa a relação de transformação, R_1 a resistência no primário e R_2 a resistência no secundário.

$$R_2 = R_1 \cdot \alpha^2 \quad (5.3)$$

Dessa forma, o valor de resistência procurado é de 2720Ω . Devido à indisponibilidade desse valor de carga, optou-se pela supressão do transformador, de modo que a tensão final entregue ao barramento CA fosse senoidal, de frequência 60 Hz, com pouca distorção e conteúdo harmônico visível, porém com valor RMS de 11 V.

Capítulo 7

Considerações Finais e Sugestões para trabalhos futuros

Durante o desenvolvimento desse trabalho, foram abordados diversos assuntos relacionados ao tema.

Os aspectos teóricos de inversão de sinais elétricos foram estudados e aplicados durante a concepção e projeto, bem como a teoria de controle que serviu como o principal suporte desse trabalho.

As dificuldades encontradas no desenvolvimento deste projeto devem-se principalmente à quantidade de assuntos envolvidos, dada a natureza multidisciplinar do circuito de acionamento e controle das chaves. Um outro fator dificultoso durante a execução foi o fato de que os controladores e o filtro extrator de valor RMS foram todos embarcados no microcontrolador com parâmetros que apresentam ponto flutuante. No entanto, o MCU não apresenta hardware específico para realizar contas com esse tipo de variável. Isso tornou dificultoso para o hardware executar todas as instruções da rotina programada dentro do período de interrupção.

As questões abordadas aqui mostram-se pertinentes ao campo energético brasileiro atual, visto que esse passa por um processo de transição das fontes convencionais de energia para as renováveis. Os resultados experimentais foram satisfatórios pois provaram a possibilidade de realização dos objetivos propostos.

Apenas com o que foi conquistado nesse trabalho, já é possível atender cargas isoladas, como bombas d'água e pontes de luz em fazendas e comunidades distantes dos grandes centros, por exemplo. Mas essa aplicação não se limita a esses casos. Há, ainda, uma vasta área para continuidade de estudos.

Por essa razão, sugere-se alguns temas pertinentes ao assunto que podem utilizar esse trabalho como base, a saber:

- Conexão do sistema à rede elétrica através de circuito controlador de fase de tensão para injeção de potência ativa;
 - Utilização de sistemas fotovoltaicos para compor o barramento CC pré-inversão e, dessa maneira, fornecer energia a cargas através de fontes puramente renováveis;
-

- Estudar novas topologias de filtros, como a LCL, e controlar a tensão no segundo indutor;
 - Redução da quantidade de componentes e estudo da amortização financeira do protótipo para disponibilização a comunidades de baixa renda.
-

APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE DO PROJETO

```
#include <DueTimer.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>

const float pi = 3.141592;
const float frequencypwm = 20e3; //frequência de atualização da ação de controle
const float Tpwm = 1/frequencypwm;
float boost, erroa, errob;
float fs = 10e3; //frequencia da portadora e de amostragem
float Ts = 1/fs; //período de amostragem
float sin_frequency = 60; //frequencia da senoide
int tam = 167;
long double senoide[167];
////////////////////////////////////
//parâmetros de controle de tensão
const float kv = 0.001, zerov = -100 ;
const float b1v = -kv*( 1 + ((zerov*0.5)/fs) );
const float b0v = kv*( 1 - ((zerov*0.5)/fs) );
////////////////////////////////////
//parâmetros de controle de corrente
const float ki = 0.01, zeroi = -100;
const float b1i = -ki*( 1 + (zeroi*0.5)/fs );
const float b0i = ki*( 1 - ((zeroi*0.5)/fs) );
////////////////////////////////////
//parâmetros necessários ao filtro que simula extração de valor RMS de sinal
volatile int cont = 0;
volatile int repeticoes = 1;
//variáveis para relizar o filtro que simula a leitura RMS do sinal
const float f = 10e3; // frequência de amostragem
const float fc = 10; // frequência de corte
```

```

const double wc = 2*pi*fc;
const double zeta = sqrt(2)/2;
const double aux = pow(f,2);
const double aux2 = pow(wc,2);
const double a0 = 4*aux + 4*f*zeta*wc + aux2;
const double a1 = (2*aux2 - 8*aux)/a0;
const double a2 = (4*aux - 4*f*zeta*wc + aux2)/a0;
const double b0 = aux2/a0;
const double b1 = 2*aux2/a0;
const double b2 = aux2/a0;

////////////////////////////////////

volatile float I[2] = {0.0,0.0};          // registro de corrente
volatile float PI_tensao[2] = {0.0,0.0};    // ação de controle do laço de tensao
volatile float PI_corrente[2] = {0.0,0.0};  // ação de controle do laço de corrente
volatile float xV[2] = {0.0,0.0};          // registro do erro de tensão
volatile float xI[2] = {0.0,0.0};          // registro do erro de corrente
volatile float V = 11, Iref = 0;           // valores de referência
volatile float tensao[3] = {0.0,0.0,0.0}, ultimaLeitura = 0, leitura_tensao = 0.0, rms = 0.0,
corrente = 0.0;
volatile float v[3] = {0.0,0.0,0.0};       // filtro que simula tensão RMS

////////////////////////////////////

void setup(){
    Serial.begin(9600);
    pinMode(6, OUTPUT); //pino PWM
    analogWrite(6, 0); //habilita alguns registradores
    pinMode(49, OUTPUT); // ativa reset
    pinMode(51, INPUT); //erro boost
    pinMode(52, INPUT); //erro a
    pinMode(53, INPUT); //erro b
    pinMode(50, OUTPUT); // ativa boost
    analogWrite(49, 255); //seta reset em nivel logico alto
    for (int i = 0; i < (tam); i++)
    {

```

```

        senoide[i] = sin(2*pi*60*i*Ts);
    }
    Timer3.attachInterrupt(le_valores).start(Ts*1000000); // In every Ts seconds
    interruption is called
    pmc_enable_periph_clk(PWM_INTERFACE_ID);
    PWMC_ConfigureClocks(frequency_pwm * PWM_MAX_DUTY_CYCLE , 0,
    VARIANT_MCK);
    adc_setup();
}

volatile float aux3 = 0; //apagar
volatile int k = 0, acao_controle = 0, duty = 0;
void atualiza_pwm()
{
    PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, PWM_CH7, 255*aux3);
}

void le_valores()
{
    tensao[0] = tensao[1];
    tensao[1] = tensao[2];
    adc_enable_channel(ADC, ADC_CHANNEL_7);
    ultimaLeitura = 0;
    for (int i = 0; i < repeticoes; i++)
    {
        while ((adc_get_status(ADC) & ADC_ISR_DRDY) != ADC_ISR_DRDY)
        {};
        ultimaLeitura += adc_get_latest_value(ADC);
    }
    leitura_tensao = (ultimaLeitura/repeticoes - 1916)/13.2; //(ultimaLeitura/repeticoes -
1895)/13.6 + 1.4;
    tensao[2] = pow(leitura_tensao, 2);
    v[0] = v[1];
    v[1] = v[2];
    v[2] = b2*tensao[0] + b1*tensao[1] + b0*tensao[2] - (a1*v[1] + a2*v[0]);

```

```
rms = sqrt(v[2]);

xV[0] = xV[1];
xV[1] = (V - rms); //quando tiver o trafo, tem que dividir por 20

PI_tensao[0] = PI_tensao[1];
PI_tensao[1] = b0v*xV[1] + b1v*xV[0] + PI_tensao[0];

Iref = PI_tensao[1]*senoide[k];
/*if (Iref > 3.5)
    Iref = 3.5;
if (Iref < -3.5)
    Iref = -3.5;*/

I[0] = I[1];

adc_disable_channel(ADC, ADC_CHANNEL_7);
adc_enable_channel(ADC, ADC_CHANNEL_6); // just one channel ena
corrente = 0;
for (int i = 0; i < repeticoes; i++)
{
    while ((adc_get_status(ADC) & ADC_ISR_DRDY) != ADC_ISR_DRDY)
        {}; //Wait for end of conversion
    corrente += adc_get_latest_value(ADC); // Read ADC
}
I[1] = (1912 - corrente/repeticoes)/220 - 0.02;
adc_disable_channel(ADC, ADC_CHANNEL_6);

xI[0] = xI[1];
xI[1] = Iref - I[1];

PI_corrente[0] = PI_corrente[1];
PI_corrente[1] = b0i*xI[1] + b1i*xI[0] + PI_corrente[0];/*/>
```

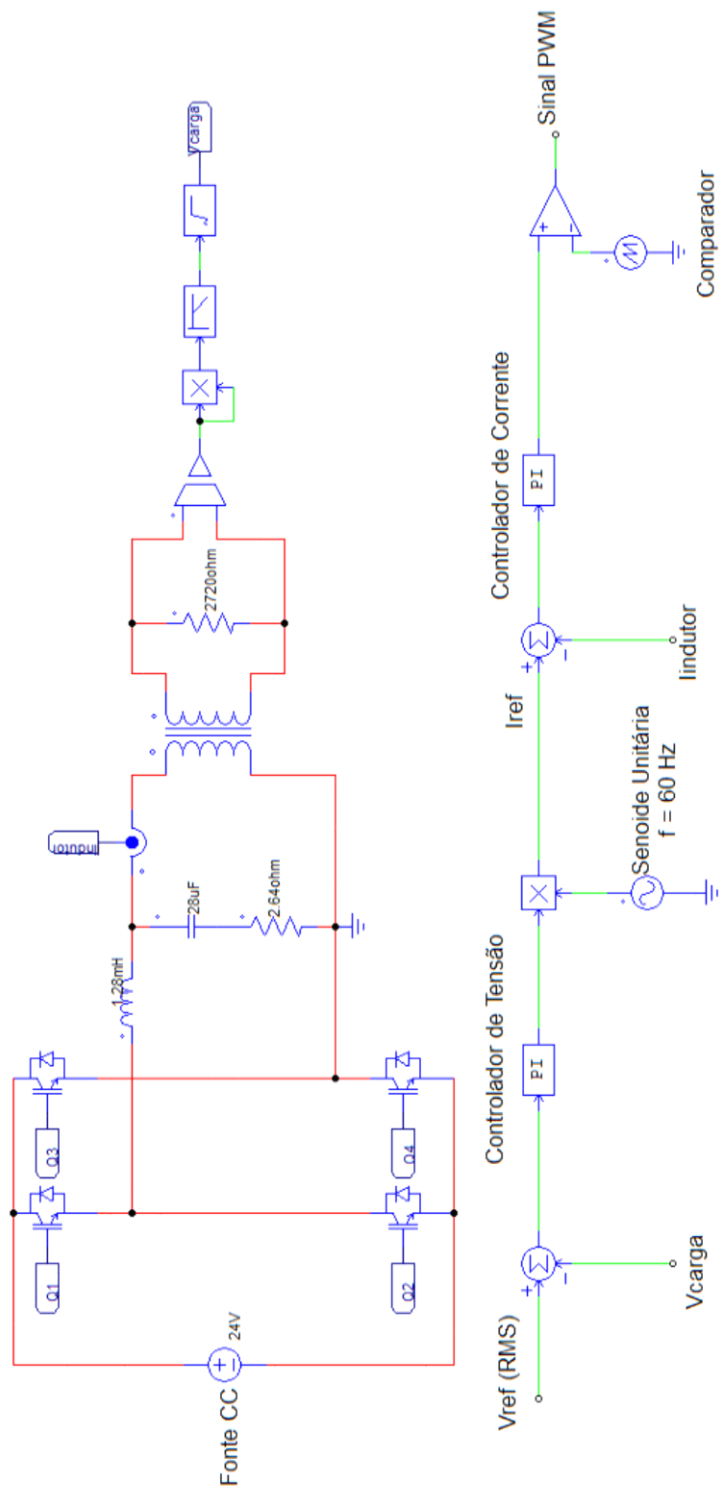
```
    aux3 = Iref + 0.5;
    if (aux3 > 0.95)
        aux3 = 0.95;
    if (aux3 < 0.05)
        aux3 = 0.05;

    aux3 = floor (aux3*255);
    ++cont;
    if (cont == 5000)
    {
        Serial.println(rms, 10); //, Serial.print(" "),
        cont = 0;
    }
    ++k;
    if (k == tam) k = 0;
    PWMC_SetDutyCycle(PWM_INTERFACE, PWM_CH7, aux3);
}

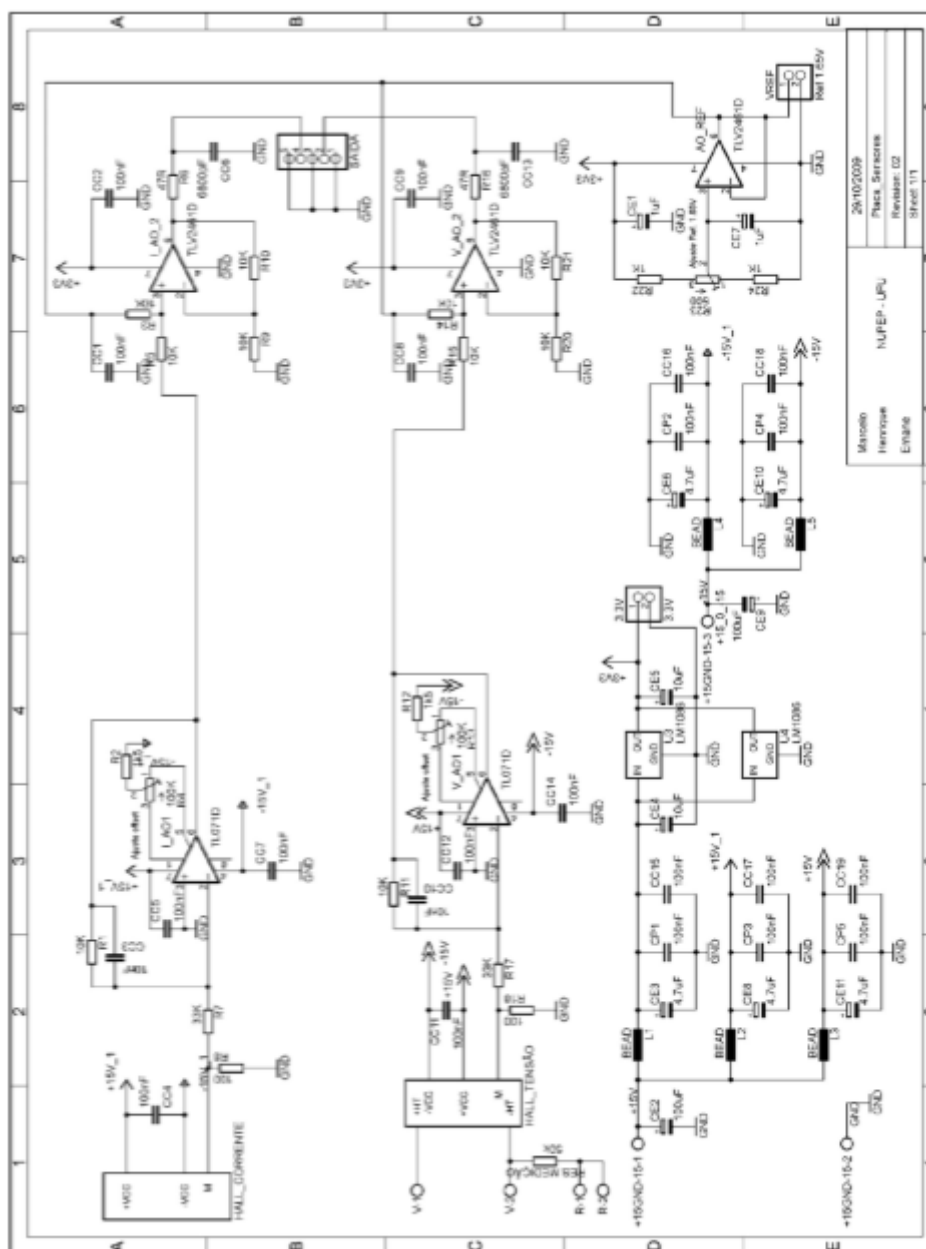
void adc_setup(){
    // Setup all registers
    pmc_enable_periph_clk(ID_ADC); // To use peripheral, we must enable clock distributon
to it
    adc_init(ADC, SystemCoreClock, ADC_FREQ_MAX, ADC_STARTUP_FAST); //
initialize, set maximum posibble speed
    adc_disable_interrupt(ADC, 0xFFFFFFFF);
    adc_set_resolution(ADC, ADC_12_BITS);
    adc_configure_power_save(ADC, 0, 0); // Disable sleep
    adc_configure_timing(ADC, 0, ADC_SETTLING_TIME_3, 1); // Set timings - standard
values
    adc_set_bias_current(ADC, 1); // Bias current - maximum performance over current
consumption
    adc_stop_sequencer(ADC); // not using it
```

```
adc_disable_tag(ADC); // it has to do with sequencer, not using it
adc_disable_ts(ADC); // disable temperature sensor
adc_disable_channel_differential_input(ADC, ADC_CHANNEL_7);
adc_configure_trigger(ADC, ADC_TRIG_SW, 1); // triggering from software, freerunning
mode
adc_disable_all_channel(ADC);
adc_start(ADC);
}
void loop(){ }
```

APÊNDICE B – CIRCUITO COMPLETO MONTADO NO PSIM

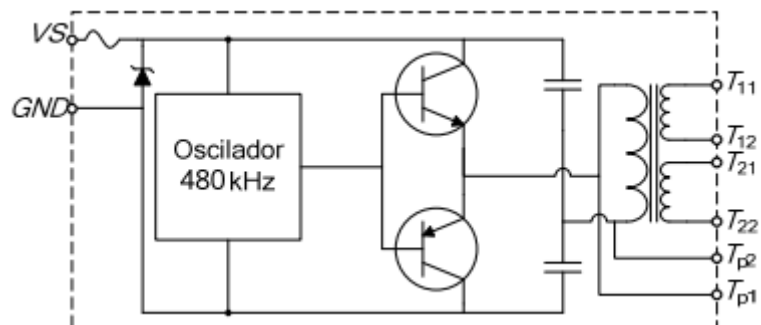
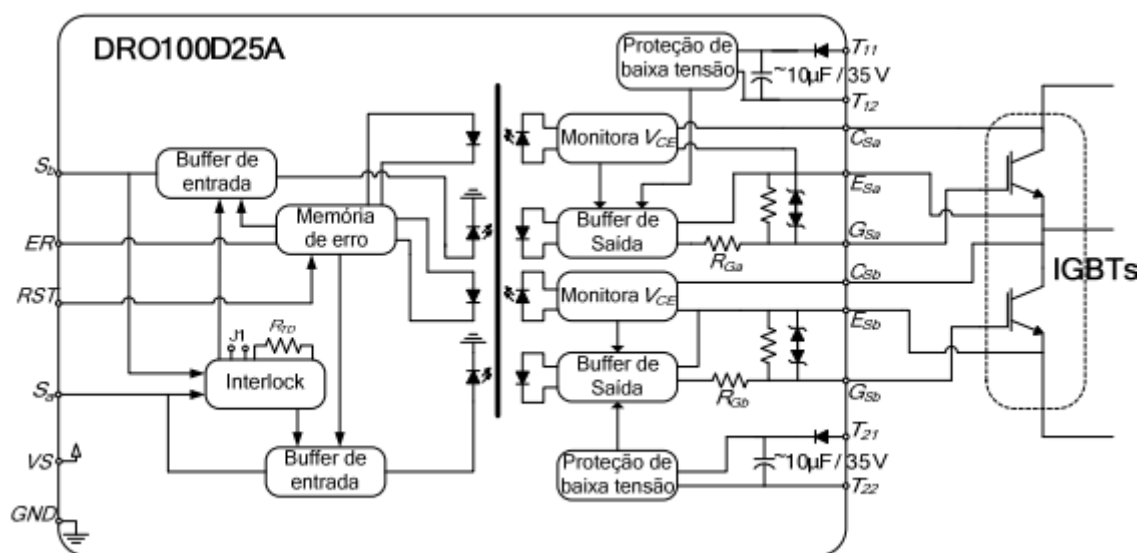


APÊNDICE C – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CONDICIONADOR DE SINAIS

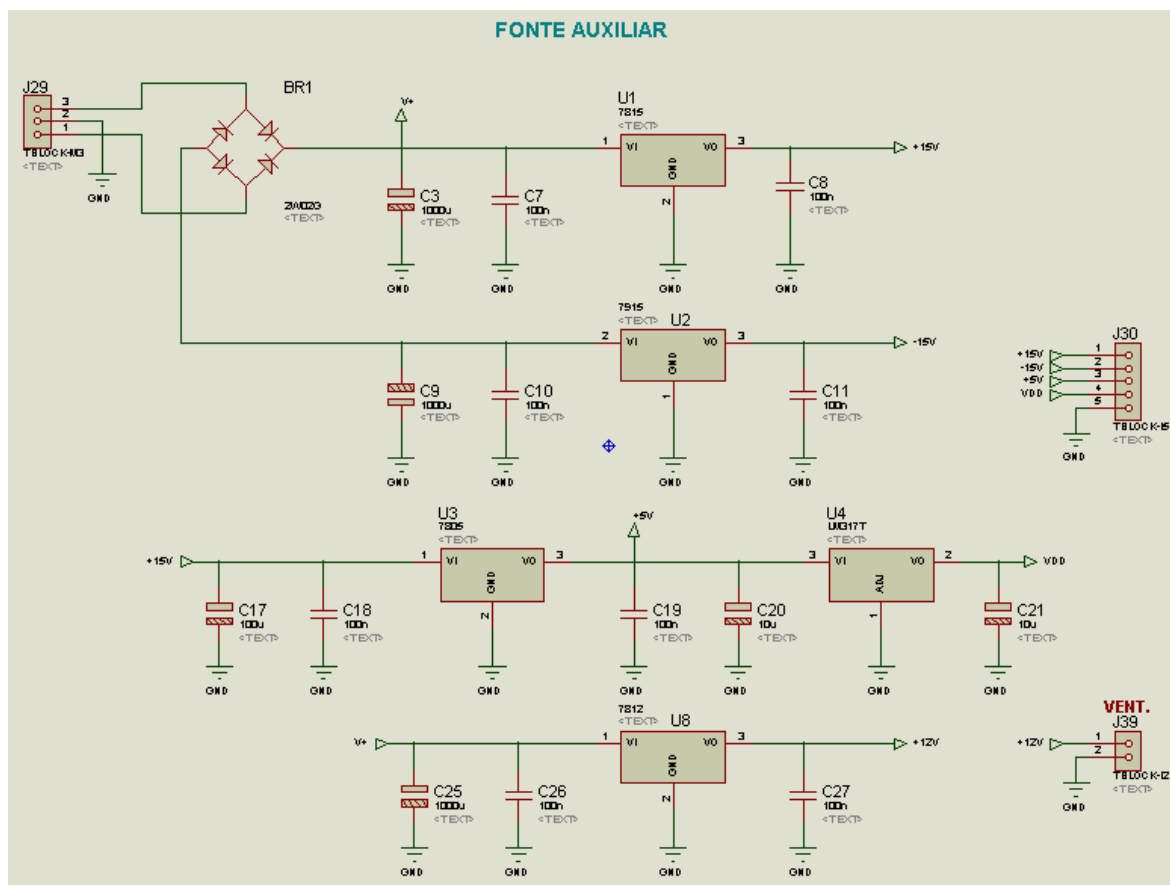


Fonte: NUPEP – UFU

APÊNDICE D – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GATE-DRIVER E DA FONTE



ANEXO E – PROJETO DA FONTE AUXILIAR



Fonte: Autor, desenvolvida no software Proteus

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Itaipu Binacional. *Itaipu Binacional*. [Online] 06 de Janeiro de 2016. [Citado em: 01 de Março de 2017.] www.itaipu.gov.br
- [2] Ministério de Minas e Energia. ***Resenha Energética Brasileira***. [Online] Maio de 2016. [Citado em 22 de Março de 2017. www.mme.gov.br.
- [3] Rashid, M. H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. Tradução: Carlos Alberto Pavato. 4ª Edição. São Paulo: Makron Books, 1999.
- [4] Middlebrook, R.D., Cuk, S. J. A. **A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages**. IEEE Power Electronics Specialists Conference. Cleveland, 1976.
- [5] Pomilio, J. A. **Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica**. Notas de Aula, Módulo 6. Unicamp, 2013.
- [6] Nise, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Editora LTC, Quinta edição, 2011.
- [7] Atlas Solarimétrico do Brasil: banco de dados solarimétricos. Coordenador Chigueru Tiba... et al.- Recife: Ed. Universitária da UFPE, 2000. 111 p.
- [8] Valor econômico. *Energia brasileira é cara e afeta competitividade, afirma ministério*. [Online]. <http://www.valor.com.br/brasil/4345774/energia-brasileira-e-cara-e-afeta-competitividade-afirma-ministerio>. Citado em 27/06/2017.
-