



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITOS
E INTERFACE PARA EQUIPAMENTO
MÉDICO: TERAPIA FOTODINÂMICA
DE ALTA POTÊNCIA**

Rodrigo Barbosa Nunes

Brasília, Fevereiro de 2018

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITOS
E INTERFACE PARA EQUIPAMENTO
MÉDICO: TERAPIA FOTODINÂMICA
DE ALTA POTÊNCIA**

Rodrigo Barbosa Nunes

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista*

Banca Examinadora

Prof. Paulo Eduardo Narcizo de Souza, _____
IFD/UnB
Orientador

Prof^a. Suélia de Siqueira Rodrigues Fleury _____
Rosa, FGA/UnB
Co-orientadora

Prof. Adson Ferreira Rocha, ENE/UnB _____
Examinador interno

Prof^a. Gabriela Cunha Possa, FGA/UnB _____
Examinadora interna

Dedicatória

Dedico este trabalho a todos aqueles que contribuíram para a minha jornada ao longo dos anos de estudo de engenharia.

Rodrigo Barbosa Nunes

Agradecimentos

A realização deste trabalho não teria sido possível sem a contribuição e apoio de inúmeras pessoas. São contribuições de natureza acadêmica, profissional e pessoal, que possibilitaram o meu avanço ao longo dos últimos anos. Deixo os meus agradecimentos a todas e, felizmente, são tantos nomes que não seria possível citar todos aqui. Porém, existem alguns indivíduos que certamente me apoiaram e contribuíram de uma forma muito mais intensa e significativa e esses nomes eu farei questão de mencionar.

Primeiramente, gostaria de agradecer à Fundação de Apoio a Pesquisa do Distrito Federal-FAPDF, pelo financiamento deste estudo via processo 193000970/2015. Agradeço também a ajuda de Graziela Caiado e Marina Berti no processo de revisão deste documento.

Gostaria de agradecer também a Arthus Okada, Tiago Vidigal, Antônio Cesar Pereira e Marina Berti por me estenderem a mão em um dos momentos mais difíceis que passei. Extendo também meus agradecimentos a Paulo Souza, Fábio Lopes e Salimar Nunes, que me ofereceram oportunidades que mudaram a minha vida pessoal e profissional quando me conheciam há pouco tempo.

Por fim, gostaria de expressar a minha mais profunda gratidão ao meu pai, Rui Nunes, pois se hoje posso escrever este documento é devido a ele. Eu acompanhei, ao longo do meu crescimento, os inúmeros sacrifícios e esforços feitos pelo meu pai, e agradeço por cada um deles. Posso afirmar que ele participa de todas as minhas conquistas, seja direta ou indiretamente. Pai, sua é minha eterna gratidão.

Rodrigo Barbosa Nunes

RESUMO

Este projeto de graduação tem por objetivo o desenvolvimento dos circuitos e da interface de um equipamento médico, destinado ao uso de Terapia Fotodinâmica de alta potência para pequenas áreas. Para a terapia supracitada, é necessária uma fonte luminosa de comprimento de onda específico cuja intensidade de irradiação possa ser controlada. A fonte deve ser capaz de irradiar de forma uniforme a região a ser tratada.

Primeiramente foram consultadas as referências e exigências técnicas definidas pela ANVISA, agência regulamentadora de equipamentos médicos no Brasil. Outras fundamentações teóricas não abordadas no curso de Engenharia Elétrica da UnB também foram apresentadas.

As informações teóricas estudadas guiaram o processo de desenvolvimento do circuito elétrico que aciona a fonte luminosa do tratamento. Uma vez definido um circuito inicial, foram realizadas diversas implementações de forma a atender as exigências de robustez e redução de emissões.

As escolhas do controlador e do tipo de tela sensível ao toque também foram feitas com base nas referências expostas. O método utilizado para o desenvolvimento da interface humano máquina foi o *top-down*.

Após, foi projetada uma placa de circuito impresso contendo o circuito projetado e sua conexão com o controlador. As conexões de alimentação da tela também foram inseridas na placa desenhada. Por fim, foi definida uma metodologia para a obtenção de medidas e o comportamento do circuito foi validado efetuando comparações entre os resultados obtidos e o previsto pela teoria de funcionamento de seus componentes.

ABSTRACT

The aim of this study is the development of electronic circuits and graphical interface for a high power photodynamic therapy equipment. The aforementioned therapy consists of a specific wavelength luminous source, capable of high intensity emissions that can be controlled, applying energy to the desired surface in a uniform way.

First of all, an analysis of references containing technical and legal information regarding the design of medical equipments was made. Other theories which are not discussed in the Electrical Engineering course at UnB were also introduced.

Employing the studied information as guidelines for the development, an initial circuit was conceived. Afterwards, incremental changes which aimed to decrease radiated emissions and add protection were incorporated to the design.

The choices regarding the controller and the technology used in the touch screen were also made with the technical references in mind. The top-down method was adopted in the coding of the human machine interface.

Subsequently, a printed circuit board of the developed circuit was designed and manufactured. The power circuitry of the touch screen was also implemented on said circuit board.

In the end, an experimental methodology for the acquisition of data was stipulated and the circuit behavior was validated through comparisons between the measured results and those calculated theoretically.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	1
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	1
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	1
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	3
2.1	TERAPIA FOTODINÂMICA	3
2.2	EXIGÊNCIAS NORMATIVAS PARA CIRCUITOS E CONTROLE DE UM EQUIPAMENTO MÉDICO	4
2.2.1	CLASSIFICAÇÕES E EXIGÊNCIAS DA ANVISA	4
2.2.2	CLASSIFICAÇÕES E DEFINIÇÕES CONTIDAS NAS NBRs	5
2.3	MEDIÇÃO DE CORRENTE E LADOS DE CONTROLE	7
2.3.1	ESCOLHA DO RESISTOR	8
2.3.2	DIFERENÇAS ENTRE LADO ALTO E LADO BAIXO	8
2.4	FONTES LINEARES DE CORRENTE CONSTANTE	9
2.4.1	FUNCIONAMENTO	10
2.4.2	EFICIÊNCIA	12
2.4.3	ERRO EM UMA FLCC	13
2.4.4	CONTROLE DIGITAL DA FONTE	14
2.5	ESTUDOS DE PROJETO DE PCI	14
2.5.1	CONSIDERAÇÕES DE CUSTO E COMPONENTES	15
2.5.2	CORRENTES NO PLANO DE TERRA	15
2.5.3	CAPACITORES DE <i>Bypass</i>	17
2.5.4	SETORIZAÇÃO DA PLACA E EVITANDO INTERFERÊNCIA CRUZADA ENTRE SINAIS ANALÓGICOS E DIGITAIS	18
2.6	COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE UMA PCI	21
2.6.1	LAÇOS DE CORRENTE	21
2.6.2	CORRENTES E HARMÔNICOS DOS SINAIS DIGITAIS	22
2.7	ANÁLISE DE TECNOLOGIAS DE INTERFACE SENSÍVEL A TOQUE PARA EQUIPAMENTOS MÉDICOS	24
2.7.1	TECNOLOGIA DO TOQUE	24
2.7.2	PROGRAMAÇÃO DA INTERFACE E SISTEMAS DE CONTROLE	27

3	DESENVOLVIMENTO	29
3.1	INTRODUÇÃO	29
3.2	CARACTERÍSTICAS DA CARGA	29
3.3	DESENVOLVIMENTO DOS CIRCUITOS	30
3.3.1	ESCOLHA DA TOPOLOGIA	30
3.3.2	ESCOLHA DE COMPONENTES E PARÂMETROS DO CIRCUITO	31
3.3.3	ERRO DO CIRCUITO	34
3.3.4	ADIÇÃO DE CONTROLE E OBTENÇÃO DE MEDIDAS	38
3.3.5	CONTROLE TÉRMICO DO CIRCUITO E DA CARGA	40
3.3.6	MEDIDAS ADICIONAIS DE PROTEÇÃO	43
3.3.7	MEDIDAS ADICIONAIS CONTRA INTERFERÊNCIAS E EMISSÕES	44
3.4	PROJETO DA INTERFACE E PROGRAMAÇÃO DO CONTROLADOR	45
3.4.1	PROGRAMAÇÃO DA INTERFACE	46
3.4.2	INTEGRAÇÃO DO MÓDULO COM O CIRCUITO	47
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS PRÉ PCI	49
3.5.1	ADIÇÃO DE CIRCUITO DE RESET DO MÓDULO DE TOQUE	49
3.5.2	ESCOLHA DAS FONTES DE TENSÃO	50
3.5.3	ESCOLHA DOS CONECTORES E CABOS	50
3.5.4	CAPACITORES DE <i>bypass</i>	51
3.5.5	DIAGRAMA DE BLOCOS	51
3.6	IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS EM PCI	51
3.6.1	SETORIZAÇÃO DA PLACA	52
3.6.2	DESENHO DAS TRILHAS	53
4	METODOLOGIA EXPERIMENTAL	57
4.1	MEDIDAS DE CORRENTE	57
4.2	MEDIDAS DE TENSÃO	58
4.3	MEDIDAS DE INTENSIDADE LUMINOSA	58
4.4	MEDIDAS DE TEMPERATURA	58
5	RESULTADOS	60
5.1	RESULTADOS DE PROJETO	60
5.1.1	PCI FABRICADA E ADAPTAÇÕES DE PROJETO	61
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
5.2.1	ERROS DA CORRENTE	62
5.2.2	CURVAS DE TENSÕES E EFICIÊNCIA	65
5.2.3	CURVAS DE AQUECIMENTO	65
6	CONCLUSÕES	70
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	71
	ANEXOS	74

I	IMAGENS DA INTERFACE	75
II	DIAGRAMAS DE BLOCOS	79
III	DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS	81
IV	LISTA DE COMPONENTES	85
V	CÓDIGOS COMPUTACIONAIS	86
V.1	CÓDIGOS DE MATLAB	86
V.2	CÓDIGO DE 4DGL.....	91

LISTA DE FIGURAS

2.1	Topologias de medição de corrente.	8
2.2	Blocos de uma FLCC.....	11
2.3	Exemplo de poço de corrente	11
2.4	Simulações do caminho da corrente de retorno.....	16
2.5	Valores de impedância para um MLCC.....	18
2.6	PCI dividida em setores.....	19
2.7	Desenho ruim de uma trilha de circuito.....	20
2.8	Desenho correto de uma trilha de circuito.....	20
2.9	Correntes presentes na comunicação de dois CIs.	22
2.10	Corrente de um sinal chaveado digital	23
2.11	Harmônicos presentes no sinal para diferentes tempos de subida.....	23
2.12	Emissões para diferentes formas de onda.....	24
2.13	Princípio de funcionamento do toque resistivo.	25
2.14	Princípio de funcionamento do capacitivo de superfície.....	26
2.15	Princípio de funcionamento de toque capacitivo de projeção.....	28
3.1	Circuito Equivalente de um LED em Região de Condução	29
3.2	Circuito deslocador de tensão	31
3.3	Circuito para teste do amplificador	34
3.4	Saída do circuito da figura 3.3.....	35
3.5	Saída do circuito deslocador de tensão	35
3.6	Erro teórico máximo pela corrente	38
3.7	Circuito atenuador para obtenção da corrente e tensão.....	39
3.8	Circuito de habilitação da FLCC.....	40
3.9	Saída do circuito com adição de controle.....	41
3.10	Circuitos para controle de ventoinhas	42
3.11	Características do filtro EMILFIL.....	44
3.12	Módulo gen4-uLCD-70DCT-CLB	46
3.13	Diagrama Resumo da HMI	47
3.14	Diagrama de Fluxo do Tratamento	48
3.15	Circuito de reinicialização do módulo	49
3.16	Setorização da PCI projetada	53
3.17	Face superior da PCI sem preenchimento	54
3.18	Face inferior da PCI sem preenchimento	55

3.19	Face superior da PCI com preenchimento	55
3.20	Face inferior da PCI com preenchimento	56
5.1	PCI fabricada a partir do projeto desenvolvido.....	61
5.2	PCI ajustada.....	62
5.3	PCI conectada ao módulo da tela.	63
5.4	Correntes obtidas x Corrente desejada	63
5.5	Erros relativos x Corrente desejada	64
5.6	Tensão do LED x Corrente medida	66
5.7	Potencia da carga e intensidade luminosa pela corrente medida	66
5.8	Eficiência x Corrente medida	67
5.9	Curvas de aquecimento do LED	67
5.10	Curvas de aquecimento do transistor IRF5305S para curto circuito como carga.....	69
5.11	Elevação de temperatura por potência dissipada	69
I.1	Tela de inicialização da HMI desenvolvida.	75
I.2	Tela principal da HMI desenvolvida.	75
I.3	Tela de configurações da HMI desenvolvida.....	76
I.4	Tela de informações do desenvolvedor da HMI desenvolvida.	76
I.5	Tela de instruções de tratamento da HMI desenvolvida.	77
I.6	Tela de tratamento da HMI desenvolvida.	77
I.7	Tela de exibição de detalhes da HMI desenvolvida.....	78
I.8	Tela do teclado da HMI desenvolvida.....	78
II.1	Diagrama de blocos da alimentação do circuito.....	79
II.2	Diagrama da conexão do módulo da tela sensível ao toque à placa.....	79
II.3	Diagrama de blocos da FLCC	80
II.4	Diagrama de blocos dos controladores de ventoinhas e bomba.....	80
III.1	Esquemático dos componentes de alimentação do circuito.	81
III.2	Esquemático dos circuitos analógicos.	82
III.3	Esquemático dos componentes de sinais mistos.....	83
III.4	Esquemático dos componentes de sinais digitais.....	84

LISTA DE TABELAS

2.1	Seção transversal nominal para cabo flexível de alimentação de EM.	6
2.2	Limites da tensão de perturbação nos terminais de energia elétrica para equipamen- tos classe B, grupo 1.	7
2.3	Limites da perturbação por EMR para equipamentos classe B, grupo 1.	7
2.4	Frequências Máximas Típicas para Capacitores	17
3.1	Consumo estimado de corrente para cada componnte.....	50
IV.1	Lista de Componentes	85

Lista de Códigos

V.1	Cálculo do erro máximo teórico	86
V.2	Código para atualização dos resultados experimentais	86
V.3	Processamento dos resultados - Medidas de Correntes	87
V.4	Processamento dos resultados - Medidas de Tensão	88
V.5	Processamento dos resultados - Medidas de Temperatura	89
V.6	Processamento dos resultados - Medidas de Temperatura para Curto Circuito	89
V.7	Código base para o funcionamento da tela e das funções escritas para a HMI do gen4-uLCD-70DCLB.	91

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

A	Área	[m ²]
I	Corrente	[A]
dB	decibel	
P	Potência	[W]
T	Temperatura	[C°]
V	Tensão	[V]

Símbolos Gregos

Δ	Erro de uma determinada medida	
λ	Comprimento de onda	[m]
η	Eficiência	[%]
Ω	Unidade de resistência elétrica (Ohm)	[V/A]
θ	Resistência térmica	[°C/W]

Subscritos

<i>amb</i>	ambiente
<i>cs</i>	sensor de corrente
<i>ca</i>	encapsulamento-ambiente
<i>dis</i>	dissipada
<i>ext</i>	externo
<i>in</i>	entrada
<i>j</i>	junção
<i>ja</i>	junção-ambiente
<i>jc</i>	junção-encapsulamento
<i>ld</i>	carga
<i>max</i>	máximo
<i>min</i>	mínimo
<i>out</i>	saída
<i>ref</i>	referência
<i>teo</i>	teórico

Siglas e Abreviações

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	Conversor Analógico Digital (<i>Analog Digital Converter</i>)
AmpOp	Amplificador Operacional
ANVISA	Agência Nacional de Vigilância Sanitária
BPFC	Boas Práticas De Fabricação e Controle
CI	Circuito integrado
DAC	Conversor Digital Analógico (<i>Digital Analog Converter</i>)
EM	Equipamento médico
EMR	Radiação eletromagnética (<i>Eletromagnetic Radiation</i>)
ERO	Espécie Reativa de Oxigênio
ESL	Indutância em série equivalente (<i>Equivalent Series Inductance</i>)
ESR	Resistência em série equivalente (<i>Equivalent Series Resistance</i>)
FLCC	Fonte linear de corrente constante
HMI	Interface Humano Máquina (<i>Human Machine Interface</i>)
I ² C	<i>Inter Integrated Circuit</i>
LED	Diodo Emissor de Luz (<i>Light Emitting Diode</i>)
MLCC	Capacitor de cerâmica de multi camadas (<i>Multi Layer Ceramic Capacitor</i>)
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora
PCI	Placa de Circuito Impresso
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
PTH	Pino Através de Buraco (<i>Pin Through Hole</i>)
RDC	Resolução da Diretoria Colegiada
SMBUS	<i>System Management Bus</i>
SMD	Dispositivos de Montagem Superficial (<i>Surface-Mount Device</i>)
TACH	Tacômetro
TFD	Terapia Fotodinâmica (<i>PDT - Photodynamic Therapy</i>)

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Existe uma lacuna de equipamentos para terapia fotodinâmica de alta potência no mercado. Para o avanço de estudos na área, é necessário um equipamento confiável e moderno que possa suprir os experimentos que requerem maior intensidade luminosa. Como destina-se a uso médico, tal projeto deve ainda atender às rigorosas exigências da ANVISA acerca da fabricação e às exigências técnicas das NBRs.

1.2 Definição do problema

Para suprir a lacuna supracitada, é necessário o projeto e a construção de uma fonte de corrente de alta potência que alimentará de forma estável o LED utilizado como fonte luminosa. Adicionalmente, o equipamento deverá contar com uma interface humano máquina que permita o seu fácil uso.

1.3 Objetivos do projeto

Este projeto de graduação tem por objetivo ser um primeiro passo rumo a um aparelho médico passível de ser certificado e inserido no mercado. O objetivo é o desenvolvimento do circuito e da interface de um protótipo de equipamento médico, cujo uso principal será em TFD de alta potência para pequenas ou médias áreas. O equipamento terá interface de controle totalmente digital por meio de tela sensível ao toque e poderá ser usado para diferentes tipos de comprimento de onda.

1.4 Apresentação do manuscrito

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema de estudo. Em seguida, o capítulo 3 descreve o processo de concepção dos circuitos e da interface, utilizando as informações apresen-

tadas na revisão bibliográfica. A metodologia para obtenção de medidas experimentais é descrita no capítulo 4. Os resultados do projeto são discutidos no capítulo 5, seguido das conclusões no capítulo 6. Os anexos contém material complementar.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Este capítulo explica os principais conceitos utilizados neste trabalho e que não são tipicamente abordados ao longo do curso.

Esses tópicos dividem-se em legislações referentes a equipamentos médicos, terapia fotodinâmica, eletrônica de instrumentação, projeto de circuitos para PCIs e tecnologias de toque.

2.1 Terapia Fotodinâmica

A Terapia Fotodinâmica (TFD) consiste em uma forma de tratamento em que se utiliza luz monocromática, podendo ser utilizados lasers ou diodos emissores de luz, para ativar uma substância fotossensível, denominada fotossensibilizante, aplicada em um tecido tumoral ou agente patogênico.

O agente fotossensibilizante penetra nas células do tecido tumoral e, ao receber radiação de comprimento de onda específico, passa por uma transição química sendo capaz de converter oxigênio tripleto (3O_2) em uma espécie reativa de oxigênio (ERO), geralmente oxigênio singleto (1O_2), resultando na morte das células tumorais ou patógenos por estresse oxidativo .

A TFD difere de outras terapias convencionais ou sistêmicas (i.e. radioterapia e quimioterapia) por ter efeito direcional e localizado (somente nas regiões que são iluminadas e que acumulam os fotossensibilizantes), apresentando menos efeitos adversos sistêmicos e promovendo a melhoria da qualidade de vida dos pacientes durante a realização do tratamento.

Por serem fontes luminosas muito eficientes, precisas e estáveis, os LEDs são extremamente apropriados para aplicação em TFD. Ainda que os mesmos apresentem variações de intensidade na distribuição espacial dos feixes luminosos, são mais eficientes do que os lasers para tratamentos em áreas extensas. Além disso, um dos elementos fundamentais para a aplicação eficaz da TFD é a qualidade da dosimetria óptica dos equipamentos (AAPM, 2005).

Para a execução de TFD em alta potência, a utilização de LEDs é necessária. Pela disponibilidade de versões desses componente em alta potência e o uso deles, é possível alcançar os mesmo valores de irradiância que os de um laser, porém, com um menor custo e com uma maior área de

incidência.

Devido à alta potência luminosa e ao uso de um LED de alta potência, alguns riscos são introduzidos na terapia. Dependendo da potência utilizada, podem ocorrer queimaduras na epiderme caso a fonte luminosa seja posicionada muito próxima a pele de uma pessoa. Durante o tratamento, o paciente deve utilizar óculos de proteção específicos para o comprimento de onda utilizado, para que não aconteçam lesões à retina.

2.2 Exigências Normativas para Circuitos e Controle de um Equipamento Médico

De acordo com o inciso VI, do §1º, do artigo 8º da lei 9.782/1999, incumbe à ANVISA a regulamentação, o controle e a fiscalização de equipamentos médico-hospitalares no território brasileiro (BRASIL, 1999).

Em 2010, foi liberado um manual para o processo de registro de equipamentos médicos (EMs), produzido pela Gerência de Tecnologia de Equipamentos Médicos da própria ANVISA (GQUIP/ANVISA, 2010). Este documento lista as devidas referências a serem seguidas no processo de registro e também as referências técnicas relacionadas aos fatores de risco presentes em um EM. Esta breve explanação de algumas exigências será focada ao que rege os circuitos e o controle dos equipamentos.

2.2.1 Classificações e exigências da ANVISA

Os equipamentos médicos são divididos em três classes distintas, cada qual com suas diferenças no processo de registro. A classificação dos equipamentos se dá de acordo com o estabelecido nas regras da RDC nº185/01 (ANVISA, 2001a, anexo II), e tem relação com a finalidade do equipamento. Quanto maior for o risco para a saúde do paciente ou quanto maior for o tempo pelo qual o equipamento será utilizado, mais alta será sua classe. Para a classificação, é necessária a leitura de todas as regras, visto que cada uma trata de um aspecto diferente quanto a finalidade ou situação de uso. No caso de um EM para TFD, temos a regra 9 da RDC mencionada, na qual têm-se que "todos produtos médicos ativos para terapia destinados a administrar ou trocar energia enquadram-se na Classe II, exceto se suas características são tais que possam administrar ou trocar energia com o corpo humano de forma potencialmente perigosa, considerando-se a natureza, a densidade e o local de aplicação da energia, neste caso enquadram-se na Classe III" (ANVISA, 2001a, regra 9, anexo II). Logo, devido aos riscos mencionados na seção 2.1 o aparelho enquadraria-se na Classe III.

Das outras referências normativas indicadas no manual e considerando o âmbito deste trabalho, é importante citar a RDC nº56/01 (ANVISA, 2001b), que dispõe dos requisitos essenciais de segurança e eficácia de aparelhos médicos. Neste documento a agência estabelece que os produtos para saúde, neste caso um EM, devem ser projetados e fabricados

1. com atenção à flamabilidade dos materiais utilizados (ANVISA, 2001b, item 7.1, anexo);
2. de forma a eliminar ou reduzir os riscos vinculados a presença de campos magnéticos, influências elétricas externas, descargas eletrostáticas, variações de pressão e temperatura do ambiente e os riscos de interferência recíproca com outros produtos utilizados para diagnóstico ou terapia (ANVISA, 2001b, item 9);
3. de forma a garantir a repetibilidade, confiabilidade e eficácia deste, caso este incorpore sistemas eletrônicos programáveis (ANVISA, 2001b, item 12.1);
4. de modo a minimizar os riscos de geração de EMR prejudicial à operação de outros produtos para saúde na vizinhança destes (ANVISA, 2001b, item 12.5);
5. de modo que o fluxo de energia fornecido possa ser regulado e mantido com precisão suficiente para garantir a segurança do paciente e do operador (ANVISA, 2001b, item 12.8.1).

Observa-se que a resolução estabelece a minimização dos riscos, mas não determina os aspectos técnicos envolvidos neste processo de redução. Tais aspectos são definidos nas normas e referências técnicas. O manual para regularização organiza todas as referências para cada fator de risco envolvido no EM.

2.2.2 Classificações e definições contidas nas NBRs

No âmbito de equipamentos médicos, a ABNT dispõe da NBR IEC 60601, que é composta de diversas partes. A aplicação ou não dessas normas colaterais é vinculada ao tipo e à finalidade do EM em questão. Para este trabalho, são destacadas a NBR IEC 60601-1 (ABNT, 2010), referente à segurança e aos desempenhos básicos gerais; a NBR IEC 60601-2-57 (ABNT, 2015), referente à segurança e desempenho da aplicação de fonte luminosa não laser em particular; a NBR IEC/CISPR11 (ABNT, 2012), referente às emissões de EMR por equipamentos elétricos em geral e a NBR IEC 60601-1-2 (ABNT, 2017), referente às perturbações eletromagnéticas de equipamentos médicos.

Começando a análise dos requisitos pela norma particular NBR IEC 60601-2-57, temos que pelo fato de um equipamento de terapia fotodinâmica emitir radiação óptica por mais de 10s, ele será considerado como um equipamento FL (ABNT, 2015, p. 4) de operação contínua (ABNT, 2015, p. 3), desde que este esteja na faixa de 200 nm a 3000 nm. Fora desses limites de frequência, o equipamento não pode mais ser considerado como equipamento FL e a norma deixa de ser aplicada. Adicionalmente, a norma estabelece uma classificação para os equipamentos FL de acordo com o risco de efeitos adversos para a saúde. A classe à qual o EM pertencerá irá depender do espectro de emissão do LED utilizado. No que diz respeito a eletrônica ou programação do sistema, a norma particular estabelece que as informações constantes na norma geral são aplicáveis, com exceção de algumas adições aos equipamentos de classe III - como indicador de ação iminente e uso de chave de controle mestre - que é a classificação de maior risco disposta na norma (ABNT, 2015).

Analisando a norma geral, i.e., NBR IEC 60601-1, temos a classificação do equipamento em relação à proteção contra choque elétrico. Caso o EM conte com uma medida de aterramento das

partes metálicas acessíveis além da isolamento básica, ele será Classe I. Caso o equipamento tenha isolamento dupla ou reforçada, com a presença opcional de um pino para conexão ao terra, ele será Classe II. É também definido que qualquer parte interna do EM que possa ser tocada por uma haste de ensaio de metal de 4mm de diâmetro e 100 mm de comprimento devem obedecer ao limite máximo de 60 volts de tensão contínua ou 42,4 V de tensão de pico alternada (ABNT, 2010, item d, sc. 8.4.2). Esses limites são aplicados a equipamentos operando em condição normal ou em condição anormal sob uma única falha. A norma mostra também como é feita a medição de correntes de fuga nos ensaios (ABNT, 2010, fig. 12,p. 71). Sob regime de operação normal ou anormal sob uma única falha, não são permitidas correntes de fuga com valor maior que 5 mA rms e 10 mA rms, respectivamente, sendo que esse valor cai para 100 μA para o caso de toque.

Outra definição aplicável a este projeto é seção mínima necessária para os cabos flexíveis de alimentação. A tabela 2.1 dispõe os valores definidos na norma reguladora (ABNT, 2010, tab. 17,p. 110).

Tabela 2.1: Seção transversal nominal para cabo flexível de alimentação de EM.

Corrente declarada (I) em A	Área de seção transversal em mm^2 Cu
$I \leq 6$	0,75
$6 < I \leq 10$	1
$10 < I \leq 16$	1,5
$16 < I \leq 25$	2,5
$25 < I \leq 32$	4
$32 < I \leq 40$	6
$40 < I \leq 63$	10

Finalizando a análise da norma geral, voltada para o âmbito deste trabalho, é necessária a observação dos seguintes itens

- se o EM possuir dois meios de proteção entre partes de polaridades opostas a serem ligadas à rede e entre essas e o terra, os fusíveis ou desligadores em sobrecorrente podem ser omitidos.
- nenhuma situação perigosa deve decorrer da interrupção e restauração da rede de alimentação, exceto a suspensão da função a qual o EM se destina (ABNT, 2010, item 11.8,p. 150);
- ao possibilitar diversas intensidades de saída, devem ser levados em consideração os riscos associados à seleção acidental de valores excessivos de saída.

Passando ao âmbito de compatibilidade eletromagnética, na NBR 60601-1-2 é estabelecido que, salvo as exceções previstas na norma, os equipamentos médicos devem atender as especificações da NBR IEC/CISPR11 (ABNT, 2017, item 7.1.1,p. 15). Para um EM de TFD, não é identificável nenhuma exceção. Além disso, é disposto como deve ser feita a classificação dos EM nos grupos e classes da CISPR11 (ABNT, 2017, anexo C). Segundo a norma, os EM devem atender aos requisitos do grupo B caso sejam destinados a cuidados domiciliares ou para consultórios médicos que podem estar localizados em áreas residenciais.

Consequentemente, em análise da CISPR11 temos a divisão em classes e grupos dos equipamentos quanto as aplicações desta norma (ABNT, 2012, item 5.3,p. 5). Por não emitir radiofrequência intencional, um EM para TFD de alta potência é enquadrado no grupo 1. Para a adequação mais rígida, que permite inclusive o uso do equipamento em estabelecimentos domésticos, a classe atribuída é a B, conforme recomendado na NBR IEC 60601-1-2 (ABNT, 2017, item C.3,anexo C). Para tal classe, as medições devem ser feitas em local de ensaio específico. A tabela 2.2 dispõe os limites de perturbação nos terminais de energia elétrica permitidos (ABNT, 2012, tab. 3,p. 7) e a tabela 2.3 dispõe os limites de perturbação por EMR (ABNT, 2012, tab. 5,p. 8). Nas frequências de transição, aplicam-se os limites mais rigorosos dispostos na tabela aplicável e para a medição de radiação eletromagnéticas, a distância de 3 m é utilizada caso o equipamento seja classificado como pequeno, i.e., ocupe um volume cilíndrico de ensaio com 1,2 m de diâmetro com 1,5 m de altura incluindo seus cabos.

Tabela 2.2: Limites da tensão de perturbação nos terminais de energia elétrica para equipamentos classe B, grupo 1.

Faixa de frequências (MHz)	Quase pico $dB(\mu V)$	Valor médio $dB(\mu V)$
0,15 - 0,50	66, Decrescendo linearmente com o logaritmo da frequência para 56	56, Decrescendo linearmente com o logaritmo da frequência para 46
0,50 - 5	56	46
5 - 30	60	50

Tabela 2.3: Limites da perturbação por EMR para equipamentos classe B, grupo 1.

Faixa de frequências (MHz)	Distância de medição de 10 m Quase pico $dB(\mu V)$	Distância de medição de 3 m Quase pico $dB(\mu V)$
30 - 230	30	40
230 - 1000	37	47

2.3 Medição de Corrente e Lados de Controle

Em um circuito em que se deseja regular a corrente, deve-se contar com pelo menos um método de medição e controle dessa grandeza.

A medição de uma corrente contínua pode ser feita por meio da utilização de um resistor, que atuará como um conversor de corrente para tensão. Tal resistor é denominado resistor *shunt* ou simplesmente resistor sensor de corrente (R_{cs}). A princípio, qualquer elemento resistivo pode ser empregado, entretanto, existem resistores específicos para este fim, com baixa tolerância e compostos por materiais com baixo coeficiente de temperatura, e.g., folha metálica, filme fino, fio enrolado (HARRISON, 2005, p. 22).

Essa tensão convertida pelo resistor é utilizada para o controle de elementos capazes de regular a corrente através de seus terminais, como MOSFETs. O tipo de MOSFET a ser empregado dependerá de qual lado para controle o circuito utilizará.

2.3.1 Escolha do resistor

Para não impactar a eficiência do circuito em casos que a corrente a se medir é de escala maior que a de miliamperes, o resistor *shunt* deve ser projetado de forma a minimizar as perdas por efeito Joule. Existem diversas opções comerciais disponíveis cujos valores de resistência são da ordem de miliohms. Porém, mantendo a tolerância constante, quanto menor o valor, mais caro será o componente.

Uma consequência de se utilizar valores menores de resistência é uma menor tensão diferencial resultante nos terminais do resistor e, por tal razão, maior susceptibilidade ao ruído. A técnica utilizada para compensar o pequeno valor de tensão é uso de amplificadores de diferença, o que adiciona um outro componente ao sistema.

Outro fator determinante no uso de resistores de baixo valor é a resistência da conexão entre os terminais do resistor e o circuito de medição. Uma medição feita em resistores tradicionais, com dois terminais, sofre influência da resistência dos próprios terminais do componente. Este valor, da ordem de miliohms, já não pode mais ser desprezado ao se utilizar um resistor *shunt* da mesma ordem de valor. A solução empregada é o uso de resistores de quatro terminais, sendo dois para a passagem da corrente de carga e dois utilizados para a medição da tensão. O uso dessa solução reduz o erro por resistência parasita e por coeficientes de temperatura (??). Porém, novamente, deve ser considerado o fator custo, uma vez que resistores de quatro terminais são mais caros.

Após considerar todas as especificações necessárias, cabe ao projetista do circuito balancear a dissipação de calor da medição de corrente deste e sua acurácia com o custo necessário para evitá-la.

2.3.2 Diferenças entre Lado Alto e Lado Baixo

Lado alto de um circuito corresponde ao trecho entre a fonte de tensão e a carga que está sendo alimentada, enquanto lado baixo refere-se ao caminho entre o retorno da carga e a referência. Em uma medição ou controle em lado alto, os componentes são posicionados no caminho da corrente entre a fonte e a carga, ficando o retorno desta conectado diretamente à referência do circuito. Já para em lado baixo, os componentes são conectados entre a carga e a referência (REGAN et al., 2005). As figuras 2.1(a) e 2.1(b) mostram tal diferença.

Ambas topologias apresentam vantagens e desvantagens e seu uso dependerá da aplicação a



Figura 2.1: Topologias de medição de corrente. Extraído de (REGAN et al., 2005, p. 2)

qual se destinam. Tratando-se de segurança, posicionar o resistor *shunt* em lado baixo deixa a carga vulnerável a curtos circuitos entre o terminal negativo desta e a referência ou o terra, e entre a própria fonte de alimentação e o terra. Isto ocorre pois neste caso apenas a corrente que retorna da carga através de seus terminais é medida. Além disto, caso o elemento de controle seja posicionado em lado baixo, enquanto o circuito estiver energizado, a carga estará conectada à tensão de alimentação mesmo que a corrente esteja definida para ser nula. Dependendo das tensões envolvidas, tal situação representaria um risco de choque para os usuários da aplicação.

Colocar o MOSFET de controle e o resistor em lado alto elimina os problemas de segurança acima descritos, uma vez que a corrente aferida será a corrente que flui da fonte para o sistema e que em uma situação de corte, a carga estará conectada à referência. Todavia, utilizar elementos em lado alto adiciona complexidade à eletrônica do sistema.

Primeiramente, temos a tensão de modo comum presente nos terminais do resistor shunt, i.e., a parte da tensão que é igual em ambos os terminais. Ao se utilizar um amplificador de tensão no lado alto, como mostra a figura 2.1(b), os terminais daquele amplificador estarão sujeitos a uma tensão próxima da tensão de alimentação. Dependendo deste valor, componentes capazes de suportar essa condição serão mais caros. Por outro lado, tal problema não ocorre no lado baixo, onde a tensão de modo comum é um valor muito próximo da referência.

Outro problema relacionado à medição de corrente em lado alto é o fato de a diferença de potencial nos terminais do resistor sensor não estar referenciada ao terra do circuito. Isto exige o uso de amplificadores que mudem o nível de tensão da saída para que esta seja referenciada ao terra.

Por último, temos a escolha do tipo de MOSFET a ser utilizado. Devido à menor resistividade e melhor performance, os MOSFETs de canal N são muito mais empregados em circuitos de força (VISHAY, 1997). Contudo, para que este FET seja utilizado em lado alto, é necessária uma tensão em sua porta maior que a de seu terminal fonte. Isso pode ser atingido por meio de um circuito de impulso, que eleva temporariamente a tensão na porta acima da tensão de alimentação ou utilizando-se uma fonte de tensão independente. A primeira solução é utilizada apenas em aplicações de chaveamento, devido à curta duração do impulso na tensão.

Outra possibilidade para o controle com MOSFET em lado alto é a utilização de MOSFET de canal P. Este dispositivo permite que o circuito seja alimentado apenas com uma fonte de tensão, pois o controle do fluxo de corrente se dá pela diferença $V_{sg} = -V_{gs}$. Logo, é possível controlar totalmente o MOSFET de canal P em lado alto por meio de um circuito cuja saída possa variar entre a tensão de referência e a tensão de alimentação.

2.4 Fontes Lineares de Corrente Constante

Uma fonte linear de corrente constante (FLCC) é um elemento que regula a corrente elétrica em um ramo de um circuito através da dissipação de energia. O funcionamento linear da fonte baseia-se no comportamento ôhmico da conversão de energia elétrica em energia térmica, no qual têm-se

a relação linear entre tensão e corrente. Ou seja, a fonte linear irá repassar para a carga apenas a quantidade de potência necessária para que a corrente nesta seja igual ao valor de referência desejado. Segundo este princípio, temos

$$P_{dis} = P_{in} - P_{ld} . \quad (2.1)$$

Embora referida nesta seção como fonte de corrente, os mesmos princípios se aplicam aos circuitos poço de corrente linear. A diferença entre poço e fonte de corrente consiste na diferença de controle em lado baixo ou em lado alto, respectivamente, conforme tratado na seção 2.3.2.

2.4.1 Funcionamento

O controle da corrente se dá de forma ativa, através do uso de transistores operando na região linear ou CIs reguladores de tensão (ZHANG, 2013). É possível utilizar resistores para um controle passivo da corrente, porém cada carga exigiria valores diferentes para estes, inserindo limitações consideráveis no projeto.

Os elementos utilizados para o controle da corrente serão os responsáveis por eliminar a potência extra presente no circuito. Esse valor a ser dissipado seria controlado por meio de realimentação de um componente externo, como no caso da utilização de MOSFETs, ou de realimentação do próprio elemento de controle, como no caso dos CIs reguladores de tensão.

O valor a ser realimentado seria um valor de tensão proporcional à corrente atual fluindo pelo ramo que se deseja controlar. Essa conversão de corrente para tensão é feita através do uso de um resistor sensor de corrente, cujo valor dependerá do valor de tensão que se deseja obter para a leitura. Para o escopo deste trabalho, interessa-se em correntes da ordem de 4 A, o que torna interessante a utilização de resistores com os menores valores possíveis. O impacto da escolha do resistor sensor de corrente na precisão da FLCC e na eficiência é discutido nas seções 2.4.3 e 2.4.2, respectivamente.

A figura 2.2 representa uma topologia de uma FLCC em que o controle de feedback é interno ao próprio controlador da corrente, que é a típica configuração de uma FLCC utilizando-se CIs reguladores de tensão. O controle de feedback dessa topologia varia de acordo com o CI utilizado. A vantagem imediata de utilizar-se desta montagem é minimizar número de componentes necessários. Porém, os CIs disponíveis em larga escala são limitados a correntes de intensidade de aproximadamente 2 A.

Para correntes maiores, é necessário o uso de um transistor MOSFET externo ao controlador de feedback. Esse transistor atuará como uma carga ativa que irá oferecer um determinado valor de resistência entre o dreno e a fonte de acordo com a tensão no seu terminal de porta. A tensão na porta é controlada pela saída de um amplificador operacional. O amplificador operacional possuirá realimentação negativa, na qual a saída do circuito sensor de corrente será conectada em sua entrada inversora. Desta forma, este dispositivo regulará sua saída de modo que as tensões em sua entrada inversora (V^-) e não inversora (V^+) sejam iguais. Por fim, é conectada uma tensão

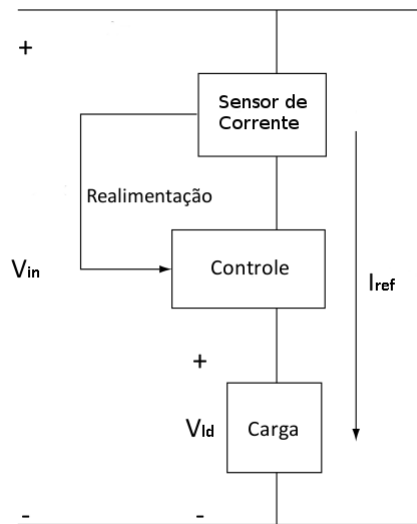


Figura 2.2: Representação em blocos dos elementos de uma FLCC. Adaptado de (WINDER, 2016, p. 21)

de referência à entrada não inversora do amplificador operacional.

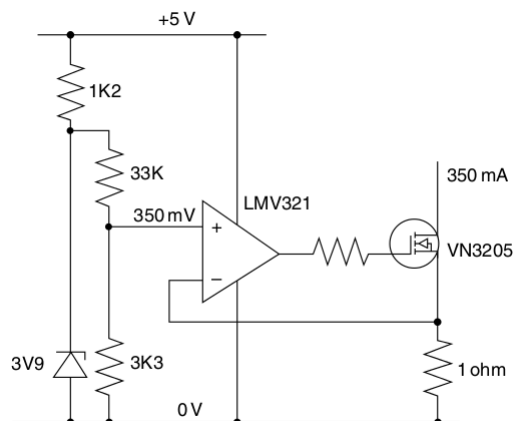


Figura 2.3: Circuito exemplo de um poço de corrente utilizando um NMOSFET e amplificador operacional. Retirado de (WINDER, 2016, p. 36)

A figura 2.3 mostra um exemplo de arquitetura de um poço de corrente linear que poderia ser modificado para altas correntes. Observa-se que o amplificador operacional ajusta a saída de forma que exista uma tensão de 350 mV sobre o resistor de $1\ \Omega$. Para que esse valor de tensão se estabeleça nos terminais do resistor, é necessária uma corrente de 350 mA . As equações 2.2 e 2.3 descrevem este comportamento.

$$V^- = I \cdot R_{cs} \quad (2.2)$$

Pelo princípio do curto virtual, têm-se que

$$V^+ = V^- \rightarrow V_{ref} = I \cdot R_{cs} \rightarrow I = \frac{V_{ref}}{R_{cs}} \quad (2.3)$$

2.4.2 Eficiência

Para circuitos elétricos, temos que a potência depende da tensão e da corrente. Assim, considerando a potência de entrada e as potências consumidas na carga e no resistor sensor de corrente, a equação 2.1 pode ser reescrita como

$$P_{dis} = (V_{in} \cdot I_{ref} - V_{ld} \cdot I_{ref}) + I_{ref}^2 \cdot R_{cs} = (V_{in} - V_{ld} + V_{Rcs}) \cdot I_{ref} . \quad (2.4)$$

É importante observar que quanto maior a diferença entre a tensão de entrada e a tensão consumida pela carga, maior será a potência dissipada e menor será a eficiência.

$$\eta = \frac{P_{ld}}{P_{ld} + P_{dis}} \quad (2.5)$$

Apesar de funcionar através da dissipação térmica de energia, isto não significa que a FLCC seja ineficiente ou uma escolha pior que uma fonte chaveada. A eficiência está atrelada intimamente ao tipo de carga que será alimentada.

Assumindo que o circuito seja alimentado com uma tensão constante de valor fixo, o rendimento da fonte iria variar somente quando o valor de tensão na carga também variar. Isto pode ser expresso matematicamente ao combinarmos as equações 2.5 e 2.4:

$$\eta = \frac{V_{ld} \cdot I_{ref}}{V_{ld} \cdot I_{ref} + (V_{in} - V_{ld} + V_{Rcs}) I_{ref}} = \frac{V_{ld}}{V_{in} + V_{Rcs}} \quad (2.6)$$

Para que a potência dissipada pelo resistor sensor de corrente não seja relevante, é necessário escolhermos o seu valor de forma que V_{in} seja muito maior que V_{Rcs} . Caso essa condição seja satisfeita, temos

$$V_{in} \gg V_{Rcs} \rightarrow \eta \approx \frac{V_{ld}}{V_{in}} , \quad (2.7)$$

O valor ideal de eficiência, $\eta = 1$, é obtido na situação em que $V_{ld} = V_{in}$. Mas, o propósito de se ter uma fonte linear de corrente é que ela possa regular a corrente em um determinado intervalo de valores. Isso implica em mudanças no valor de V_{ld} conforme a curva $V \times I$ da carga. Assim, para garantir a maior eficiência possível, utiliza-se como V_{in} o menor valor de tensão necessário para alimentar o maior valor nominal de V_{ld} . Na prática, o valor de V_{in} será um pouco maior que $V_{ld,max}$ devido à resistência interna mínima do elemento de controle da corrente e da queda de tensão nos terminais do resistor sensor de corrente. Por exemplo, para o caso de uma FLCC utilizando um MOSFET, temos que o melhor valor para a tensão de alimentação será

$$V_{in} = V_{ld,max} + R_{mos,min} \cdot I_{ref,max} + R_{cs} \cdot I_{ref,max} . \quad (2.8)$$

Em geral, o valor de R_{cs} é escolhido de forma que esse valor não influencie no circuito e seja desprezível. Para uma situação na qual $I_{ref} = 4 \text{ A}$ e $V_{in} = 24 \text{ V}$, um $R_{cs} = 5 \text{ m}\Omega$ causaria uma queda de tensão de apenas 20 mV .

Aplicando a equação acima, pode-se garantir que a maior eficiência possível seja atingida na situação em que $V_{ld,max}$, e consequentemente $I_{ref,max}$. Agora, podemos calcular o quanto a eficiência irá variar ao aplicarmos outros valores de corrente

$$\frac{d\eta}{dI} = \frac{1}{V_{in}} \cdot \frac{d\eta}{dV_{ld}} \frac{dV_{ld}}{dI} = \frac{1}{V_{in}} \frac{dV_{ld}}{dI} . \quad (2.9)$$

Logo, quanto maior for a variação de tensão da carga ao longo do intervalo de correntes que se quer controlar, maior será a variação no intervalo de eficiência. Consequentemente, pode-se dizer que para um grande intervalo de valores de corrente, a FLCC é mais recomendada para cargas, ou regiões de operação destas, cuja derivada $\frac{dV_{ld}}{dI}$ seja pequena. Caso a carga não satisfaça essa condição, a FLCC pode ser utilizada com essa carga para pequenos intervalos de corrente, sem grande comprometimento da eficiência.

2.4.3 Erro em uma FLCC

A acurácia de uma FLCC que utiliza um amplificador operacional e resistor sensor de corrente é definida pelas não idealidades destes componentes.

Todo resistor comercial é classificado de acordo com o seu valor e sua tolerância, que indica a faixa de valores que aquele componente pode assumir, e o seu coeficiente de temperatura.

Já para fins de cálculo de erro, o amplificador possuiria tensão de *offset* e seu respectivo coeficiente de temperatura, taxa de rejeição de modo comum e taxa de rejeição da tensão de alimentação. Estas últimas características influenciam no quanto a FLCC seria capaz de manter sua acurácia ao operar com ruído de modo comum presente no circuito e ao sofrer mudanças na tensão de alimentação, respectivamente (HARRISON, 2005, 286-294).

A tensão de *offset* do AmpOp representa o quanto de tensão deve ser aplicada entre as entradas deste, através de dois resistores iguais, para que a saída seja forçada a zero. No contexto de FLCC, ela representa um erro entre a tensão de referência e a tensão nos terminais do resistor sensor de corrente.

Além disso, devido ao amplificador tentar igualar a tensão de suas entradas, temos que a equação 2.3 pode ser reescrita como

$$V^+ - V^- = 0 \rightarrow (V_{ref} \pm \Delta V_{ref}) - (V_{cs} \pm \Delta V_{cs}) = 0 \pm \Delta V_0 \quad (2.10)$$

onde

$$\Delta V_{ref} = V_{ref} \cdot Tol_{V_{ref}} + V_{offset} \quad (2.11)$$

e, considerando que o erro de uma medida com incerteza multiplicada por uma constante é o valor da incerteza vezes o módulo da constante (FIS/UC, 2010, p. 55),

$$V_{cs} \pm \Delta V_{cs} = R_{cs} * I \pm R_{cs} \cdot Tol_{R_{cs}} * I. \quad (2.12)$$

O cálculo do erro decorrente de uma soma ou subtração é dado pela soma das incertezas de ambos números envolvidos (FIS/UC, 2010, p. 51). Assim, o erro na comparação dos terminais do amplificador da FLCC será dado por

$$\Delta V_0 = \Delta V_{ref} + \Delta V_{cs} \rightarrow \Delta V_0 = V_{ref} \cdot Tol_{V_{ref}} + V_{offset} + R_{cs} \cdot Tol_{R_{cs}} * I \quad (2.13)$$

O erro na corrente pode ser calculado por meio da equação 2.3, que permite calcular a corrente resultante do erro de tensão aplicado no resistor sensor de corrente. Logo, é possível escrever que

$$\Delta I = \frac{\Delta V_0}{R_{cs}} = \frac{V_{ref} \cdot Tol_{V_{ref}} + V_{offset} + R_{cs} \cdot Tol_{R_{cs}} * I}{R_{cs}} = \frac{V_{ref} \cdot Tol_{V_{ref}} + V_{offset}}{R_{cs}} + Tol_{R_{cs}} * I \quad (2.14)$$

2.4.4 Controle digital da fonte

A implementação de uma FLCC que possa ser controlada digitalmente pode ser feita através do uso de circuitos ou CIs que possibilitem o controle da tensão de referência por meio de um microcontrolador.

O método mais empregado é a utilização de um conversor digital-analógico(DAC). Este dispositivo funciona alternando entre um determinado número de saídas discretas. A quantidade de saídas possíveis determina a resolução em bits (TI, 1995). Isto significa que um DAC com resolução de 10 bits pode dividir uma tensão de entrada em 1024 saídas de tensão, variando do próprio valor ao terra do circuito.

O erro total de um DAC definirá o erro na tensão de referência, i.e., a tolerância da referência, impactando a acurácia da fonte de corrente. Esse erro é descrito na folha de dados dos CIs disponíveis comercialmente e deve ser levado em consideração ao se efetuar um projeto.

2.5 Estudos de Projeto de PCI

Uma placa de circuito impresso é a representação bidimensional das conexões necessárias em um circuito. A confiabilidade e o desempenho de um circuito irão depender em grande parte da forma como os componentes foram dispostos, da geometria dos traços e do posicionamento destes no plano de cobre.

2.5.1 Considerações de custo e componentes

A maior parte das placas de circuito comercialmente disponíveis utilizam substrato FR-2 para o caso de placas simples ou FR-4 para placas dupla face (CARTER, 2002). Estas permitem o uso de um plano de tensão em uma das faces. O mais comum é a utilização de um plano de terra.

Apesar de uma placa dupla face ter maior custo, os benefícios de se ter um plano de terra tem grande influência na performance da placa (CARTER, 2002, p. 5). Alguns destes estão dispostos abaixo

- Adição de uma capacitância distribuída em todas as conexões do circuito, reduzindo a condução não desejada de ruído de alta frequência;
- O plano atua como um escudo contra ERM vindo através deste;
- Menor impedância de terra, reduzindo ruído de modo comum e flutuações de tensão;
- Maior facilidade para conexão de componentes ao terra, uma vez que este ocupa totalmente um dos lados da placa.

Além do material do substrato, devem ser definidos os tipos de componentes que serão utilizados na PCI. Estes são categorizados em componentes PTH (*Pin Through Hole*), que são aqueles cujos pinos passam por um buraco e são soldados no lado oposto da placa, e em SMD (*Surface Mount Device*), que são aqueles cujos terminais são soldados na mesma superfície na qual o componente se encontra.

As principais diferenças entre os tipos SMD e PTH, são o tamanho final do componente e o espaço que este ocupa na placa, após soldado. Por necessitarem de buracos e terminais que devem ser facilmente manejados para serem inseridos, os dispositivos PTH são mais volumosos e ocupam um percentual maior da placa. Contudo, esses componentes permitem uma protipagem fácil e rápida através do uso de *protoboards*. Já os componentes SMD podem alcançar tamanhos da ordem de 1 milímetro e devido a suas dimensões reduzidas, as características parasitas de seus terminais são menores (TI, 1999, p. 1). Além disso, por não necessitarem que seus terminais sejam dobrados e inseridos em buracos, permitem uma montagem automática. A maior desvantagem é a incapacidade de se fazer protótipos em SMD sem soldar os componentes.

Ao serem comprados em larga escala, o custo de ambos tipos são muito próximos e baixos. Porém, no Brasil há maior disponibilidade de componentes PTH e existe também uma grande dificuldade em encontrar componentes SMD com as devidas especificações técnicas. Muitas vezes as lojas não fornecem sequer o nome do fabricante, o que obriga o projetista de circuitos mais elaborados a comprar essas partes de fornecedores internacionais.

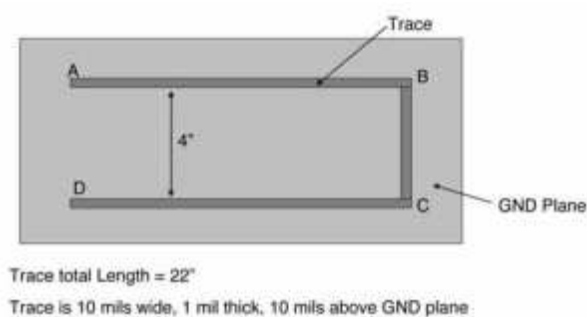
2.5.2 Correntes no Plano de Terra

Para projetar corretamente uma PCI, é necessário saber qual caminho os sinais do sistema percorrem. Considerando uma placa na qual as conexões são feitas na camada superior e a inferior

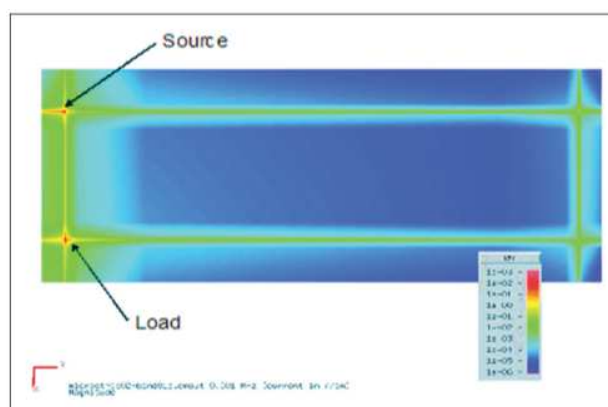
é composta por um plano de terra, o caminho de retorno das correntes não é intuitivo e deve ser levado em consideração para evitar efeitos indesejados no sistema.

Uma corrente elétrica sempre percorre um caminho fechado e este caminho será aquele cuja impedância seja a menor possível. Para circuitos de corrente contínua, isto é equivalente a afirmar que será percorrido o caminho de menor resistência. Porém, ao lidarmos com sinais de maiores frequências, como sinais digitais, a reatância do caminho também deve ser considerada.

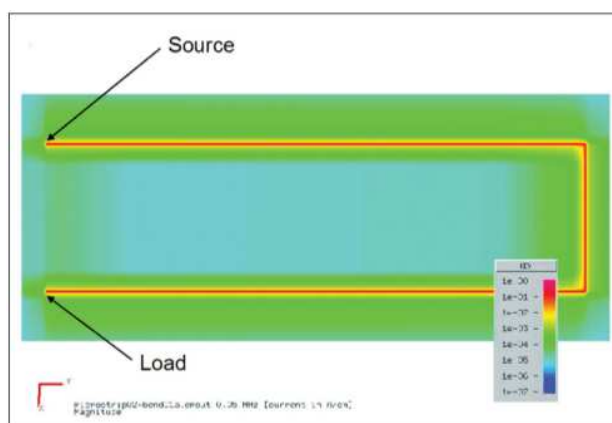
Em um estudo (ARCHAMBEAULT, 2008) realizado pelo Dr. Bruce Archambeault, este tema é abordado e nele são mostrados como a corrente percorre um plano de terra de acordo com a frequência desta. O Dr. Archambeault realizou simulações empregando o Método de Momentos para os casos de 1 kHz, 50 kHz e 1 MHz. Os resultados são mostrados nas figuras 2.4(b), 2.4(c) e 2.4(d). A figura 2.4(a) mostra o circuito que foi simulado. No caso, um dos lados da PCI é composto por um traço de cobre formato de U e o outro lado é um plano sólido de cobre que serve como plano de terra.



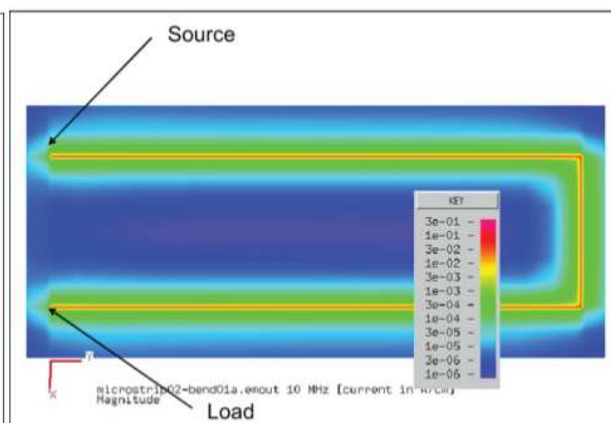
(a) Geometria do circuito.



(b) Corrente de frequência de 1 kHz.



(c) Corrente de frequência de 50 kHz.



(d) Corrente de frequência de 1 MHz.

Figura 2.4: Resultados das simulações feitas pelo Dr. Archambeault. Vermelho indica uma maior densidade de corrente e azul uma menor. Retirado de (ARCHAMBEAULT, 2008, p. 1,3)

Analisando os resultados, o autor do estudo mostra que a influência da indutância passa a ser predominante sobre a resistência a partir de poucos quilohertz. Doravante, a corrente passa a retornar para a fonte predominantemente por baixo do traço de cobre do plano superior, seguindo

o caminho de menor indutância.

2.5.3 Capacitores de *Bypass*

Capacitores de *bypass* possuem duas funções em um circuito: filtrar ruídos elétricos de alta frequência presentes na alimentação do circuito (CARTER, 2002) e fornecer as correntes de alta frequência necessárias para o funcionamento do dispositivo ao qual estão próximos (FORTUNATO, 2012; TI, 1999). A escolha do capacitor a ser utilizado deve levar em consideração a frequência dos sinais que estão presentes no sistema. Um capacitor real tem indutância parasita, que passa a dominar a impedância do capacitor acima de determinada frequência e o faz ter comportamento indutivo para esses tipos de sinais. A tabela 2.4, adaptada de (CARTER, 2002, p. 21), mostra as frequências máximas típicas recomendadas para cada tipo de capacitor. O valor real máximo dependerá do processo de fabricação e é definido na folha de dados fornecida pelo fabricante de cada capacitor.

Tabela 2.4: Frequências Máximas Típicas para Capacitores

Tipo de Capacitor	Frequência Máxima
Eletrolítico de Alumínio	100 kHz
Eletrolítico de Tântalo	1 MHz
Mica	500 MHz
Cerâmica	1 GHz

O modelo elétrico equivalente dos capacitores reais é composto por um capacitor ideal em série com um resistor e um indutor ideal. Os valores de indutância e de resistência desse modelo são chamados respectivamente de indutância em série equivalente (ESL) e resistência em série equivalente (ESR). O módulo da impedância equivalente é dado por

$$Z = \sqrt{ESR + \omega \cdot ESL - \frac{1}{\omega \cdot C}} \quad (2.15)$$

A figura 2.5 mostra as diferentes impedâncias ao longo da frequência para um mesmo tipo de capacitor para diversos valores de capacitância.

Percebe-se que após uma determinada frequência, a impedância do capacitor de cerâmica multi camadas (MLCC) começa a aumentar. A primeira parte da curva corresponde a região na qual o componente se comporta como um capacitor ideal. Ao entrar em auto ressonância, a impedância cai para o valor de ESR, visto que $\omega \cdot ESL$ e $\frac{1}{\omega \cdot C}$ adquirem o mesmo valor. Daí em diante, a impedância passa a crescer como se fosse um indutor pois $\omega \cdot ESL > \frac{1}{\omega \cdot C}$, i.e., o capacitor passa a se comportar como um indutor devido a indutância parasita.

Para compensar o comportamento não ideal, múltiplos capacitores em paralelo podem ser empregados, com valores em ordens de grandeza diferentes. Dessa forma, cada capacitor terá uma baixa impedância em uma determinada faixa de frequências e o conjunto deles garantirá uma impedância baixa ao longo de uma faixa de frequências mais ampla.

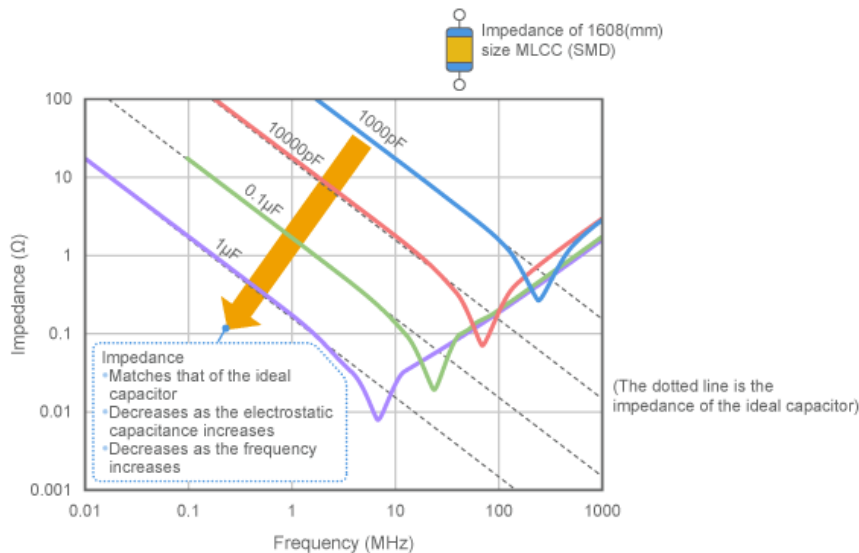


Figura 2.5: Valor de impedância para diversos valores de capacitância de um MLCC SMD de tamanho 1608. A linha pontilhada corresponde à impedância de um capacitor ideal. Retirado de (MURATA, [201-?], ch. 6,sc. 5,fig. 4)

Garantir uma impedância baixa é essencial para que o capacitor desempenhe ambas funções a qual se destina. Caso a impedância deste seja alta para uma dada frequência, a corrente será fornecida pela opção que apresentar menor impedância, como os cabos da fonte de alimentação ou a capacitância distribuída das trilhas de alimentação sobre o plano de terra (TI, 1999, p. 9).

2.5.4 Setorização da Placa e Evitando Interferência Cruzada entre Sinais Analógicos e Digitais

No âmbito de projeto de aparelhos médicos, medições de temperatura, correntes e tensões são necessárias para obtenção de dados e monitoramento do funcionamento do próprio equipamento. Tais sinais são obtidos de forma analógica, sendo depois convertidos em sinais digitais para o processamento pela unidade controladora. Em consequência, existirão sinais de natureza tanto analógica, quanto digital na PCI de um equipamento médico.

Por carregarem informação baseada no valor de tensão, os sinais analógicos são diretamente suscetíveis a ruído e interferência que geram erros no valor obtido. Essas interferências podem ter origem externa à placa, e.g., ondas de telecomunicação, aparelhos elétricos emitindo EMR, ou ter origem na própria PCI. Por exemplo, os sinais digitais percorrendo a placa podem causar interferência ao acoplarem magneticamente com os circuitos analógicos.

Uma boa prática do desenvolvimento de PCI é a divisão desta em zonas de acordo com o tipo e a finalidade dos componentes presentes em cada uma. Uma divisão de setores bem feita permite que os sinais analógicos fiquem localizados o mais longe possível dos sinais digitais, minimizando o acoplamento entre os traços de tipos diferentes. Adicionalmente, a setorização reduz o comprimento dos traços necessários para as conexões, uma vez que todos os componentes que necessitam ser conectados estarão fisicamente próximos. A figura 2.6 mostra um exemplo de possível separação

para uma PCI.

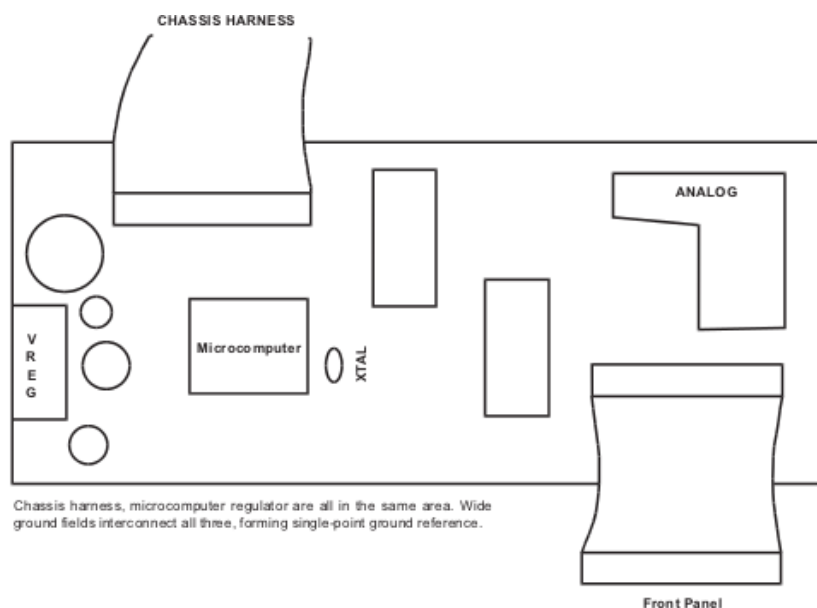
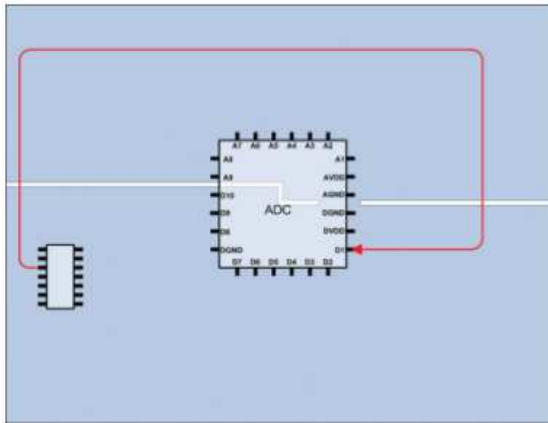


Figura 2.6: Uma PCI dividida em setores de acordo com a finalidade e tipo. Retirado de (TI, 1999, p. 12)

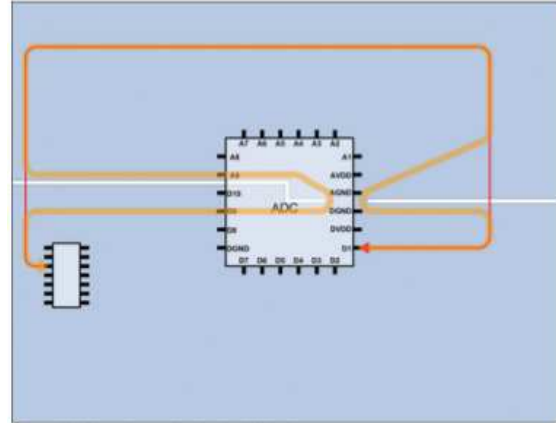
Aplicando-se a setorização da PCI é possível também efetuar a divisão de plano de terra em duas partes: analógica e digital. Os sinais de retorno de cada tipo ficam confinados aos respectivos planos de terra e, dessa maneira, as correntes de retorno digitais não passarão por baixo dos traços analógicos, aumentando a distância e reduzindo o acoplamento. Idealmente, esses planos ficam conectados apenas na parte do circuito que conecta os sinais digitais e analógicos, i.e., nos conversores analógicos digitais (ADCs) ou nos DACs. Ao se traçar corretamente as conexões do circuito, a divisão física do plano de terra pode ser retirada sem alteração no comportamento das correntes.

A figura 2.7 mostra uma situação na qual existe uma divisão de planos de terra e uma trilha da PCI foi traçada sem consideração pela corrente de retorno. Nota-se que a corrente percorre um caminho mais extenso e cria um laço de corrente de maior área devido à conexão no plano do sinal ter atravessado um corte no plano de terra. Dessa forma, simplesmente dividir os planos não garantiria um melhor projeto.

A maneira correta de efetuar as conexões e garantir as divisões dos planos de terra está mostrada na figura 2.8(a). Ve-se que mesmo com o corte, as correntes de retorno ficam confinadas aos respectivos planos devido às trilhas estarem confinadas fisicamente à mesma área desses. Repare que a separação física dos terras não se torna mais necessária, visto que as correntes já não percorrem o plano indevido. Logo, o corte pode ser removido e assim obtêm-se um plano de terra fisicamente uniforme, mas cujos sinais de retorno digitais e analógicos não se encontram. A ausência de cortes facilita o retorno das correntes contínuas de alimentação dos variados componentes. Isso é evidenciado na figura 2.8(b).

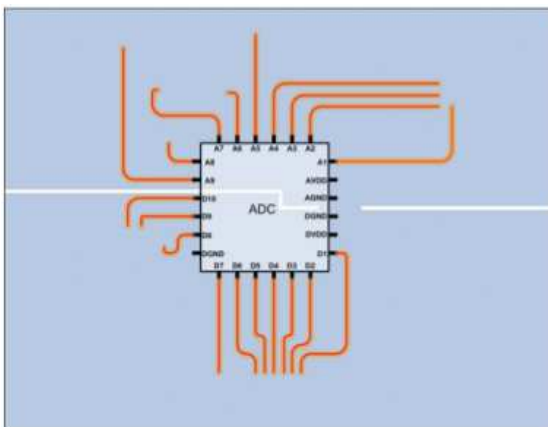


(a) Caminho e trilha do sinal.

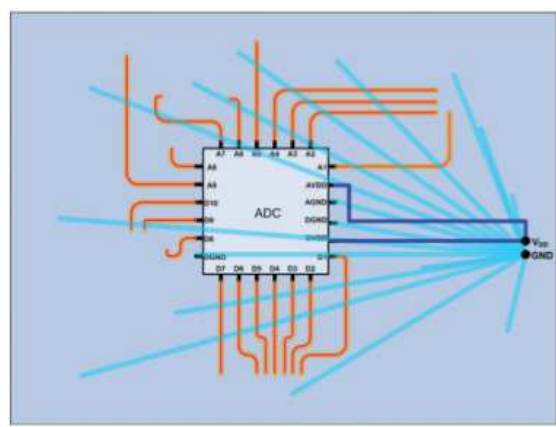


(b) Corrente de retorno pelo plano de terra do sinal.

Figura 2.7: Situação em que o projeto da trilha inutiliza a divisão dos planos de terra, na qual o plano superior é analógico e o inferior é digital. A trilha do sinal atravessa um corte no plano de terra e sua corrente de retorno digital está percorrendo a parte superior do plano devido ao caminho de menor impedância. Figuras retiradas de (FORTUNATO, 2012, p. 12,13)



(a) Conexões confinadas aos seus respectivos planos.



(b) O mesmo de (a), sem o corte do plano.

Figura 2.8: Situação na qual as trilhas dos sinais foram traçadas considerando-se as divisões do plano de terra. Observe que a presença física da separação não fará diferença no retorno dos sinais, visto que os caminhos de menor impedância não percorrem outro plano que não o devido. Em (b) é possível ver que a remoção dos cortes permite uma melhor distribuição das correntes de retorno de alimentação, representadas em azul. Figuras retiradas de (FORTUNATO, 2012, p. 15,17)

2.6 Compatibilidade Eletromagnética de uma PCI

Um ruído é um sinal presente em um circuito que difere do sinal desejado. Interferência é o efeito indesejável decorrente da presença do ruído. Não é possível eliminar-se totalmente o ruído, mas este pode ter a magnitude reduzida até que não cause interferências (OTT, 2009, p. 28-29).

Ruídos são emitidos ou captados através de antenas. Ao minimizar o comportamento de antena das regiões da PCI, são melhoradas tanto a imunidade ao ruído indesejado quanto a emissão deste. Conforme descrito na tabela 2.3 da seção 2.2.2, os sinais de 30 MHz até 1 GHz são alvos de medição nos testes de perturbação por EMR. Por isso, para uma PCI de equipamento médico, é importante buscar minimizar as emissões nessas faixas de forma a evitar o uso de escudos protetores e outros componentes externos.

As emissões decorrentes das tensões alternadas presentes nos circuitos podem se originar nos cabos e conectores que atuam como antenas para transmissão destas. Já as emissões por correntes são resultados dos campos magnéticos presentes nos percursos fechados formados pelo caminho que as correntes transitam (MURATA, [201-?], ch. 2, p. 2).

2.6.1 Laços de Corrente

Toda corrente elétrica passa por um caminho fechado, formando um laço e por sua vez, todo laço de corrente atua como uma antena. Quando ocorre uma variação no campo magnético dentro deste laço, surge uma tensão induzida, que é introduzida no circuito, no caso da variação ter origem externa; ou é emitida pelo circuito, no caso da variação ter origem interna. A eficiência dessa antena está relacionada com a área interna do laço e esta aumenta até o valor de um quarto de λ do sinal em questão (TI, 1999). Reduzir a área dos laços de corrente implica em uma antena menos eficiente para frequências altas, minimizando a emissão e captação de ruídos eletromagnéticos.

A área interna do laço para a situação em que o sinal se origina em um plano e retorna por outro será dada por

$$A = l \cdot \sqrt{e^2 + d^2} , \quad (2.16)$$

onde e representa a espessura da placa, i.e., a distância entre os dois planos, d é a distância horizontal entre o sinal e sua corrente de retorno, e l é o comprimento aproximado do caminho percorrido pelo sinal em um dos planos, assumindo que o comprimento deste em ambos planos seja igual.

Uma PCI que conta com um plano de terra permite que as correntes de maior frequência retornem por baixo da trilha de cobre carregando o sinal no outro plano, conforme descrito na seção 2.5.2. Dessa forma, passa-se a ter

$$d = 0 \rightarrow A = l \cdot e . \quad (2.17)$$

Por meio de uma setorização bem feita em uma PCI, descrita na seção 2.5.4, é possível obter as menores distâncias possíveis entre a maior parte dos componentes, implicando na redução do

comprimento l .

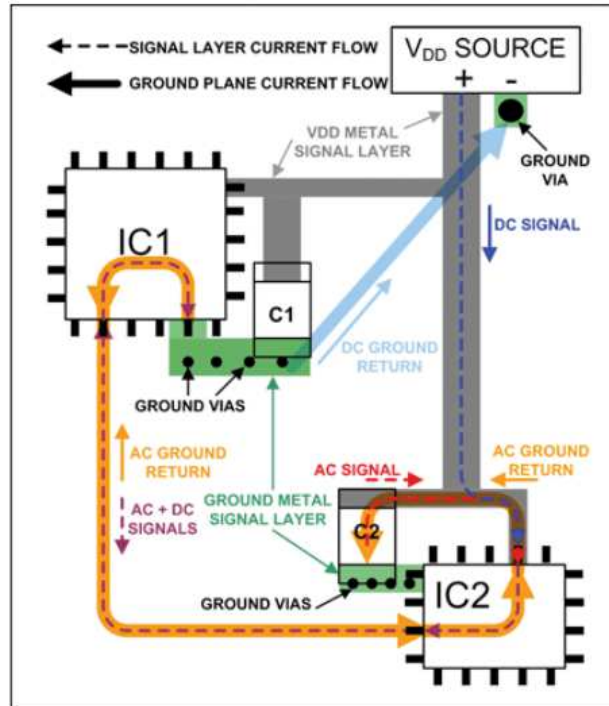


Figura 2.9: Correntes presentes na comunicação de dois CIs. Retirado de (FORTUNATO, 2012, p. 10)

Posicionar os capacitores de *bypass*, de cada componente próximo ao pino de alimentação deste é, também, decisivo na redução do comprimento do caminho do sinal. Conforme abordado na seção 2.5.3, caso esses capacitores não estejam presentes a corrente será suprida por outras partes da placa, podendo ocasionar um aumento das distâncias l e d de maneiras imprevisíveis. A figura 2.9 mostra as correntes envolvidas na comunicação entre dois CIs. Observe que a componente de baixa frequência, em azul escuro, é fornecida pela fonte de alimentação V_{DD} e retorna a esta através do caminho de menor resistência, representado pela seta azul claro. Já a corrente alternada, neste caso, de frequência alta, em vermelho, é fornecida pelo capacitor $C2$ e retorna pelo caminho de menor impedância, representado em laranja.

Logo, pode ser afirmado que a combinação de setorização com o uso de um plano de terra e o uso de capacitores de *bypass* adequados implicam na minimização da área dos laços de corrente presentes em uma PCI.

2.6.2 Correntes e Harmônicos dos Sinais Digitais

Uma transmissão digital entre dois CIs pode ser visualizada como um CI que faz o chaveamento entre a fonte de tensão e o terra, i.e., CI emissor, e um CI cuja capacitância interna carrega e descarrega de acordo com a tensão que recebe. A forma de onda resultante da corrente contém diversas frequências, que são emitidas através dos fios e trilhas (MURATA, [201-?], ch. 2, sc. 2-3-2). A figura 2.10 mostra essa forma de onda que circula no circuito digital durante a transmissão de

informações pelo chaveamento.

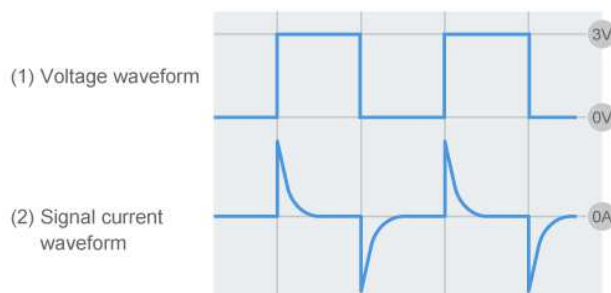
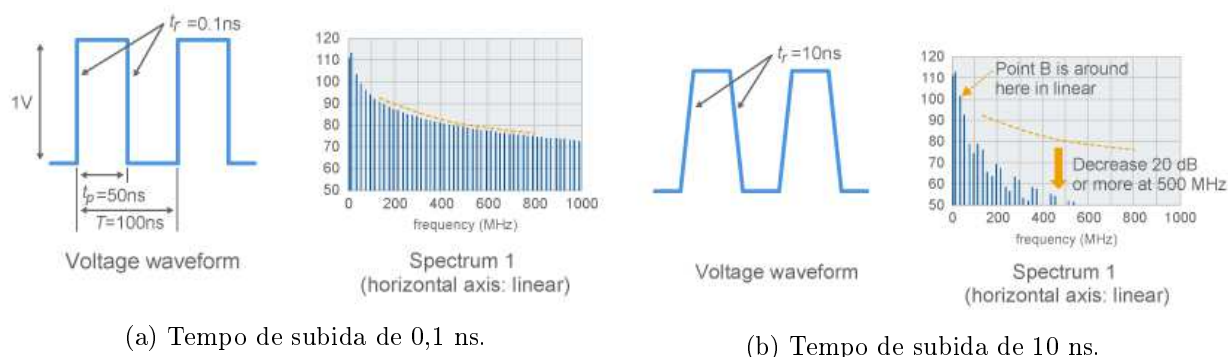


Figura 2.10: Corrente resultante do chaveamento de um sinal digital. Retirado de (MURATA, [201-?], ch. 2,fig. 2-3-8)

O formato do pico da corrente afeta diretamente o espectro de frequências desse sinal. Quanto mais estreito for o sinal no domínio do tempo, mais espalhado é o seu espectro no domínio da frequência. Logo, radiações em frequências mais altas que as esperadas podem estar sendo emitidas pelas correntes digitais do circuito (MURATA, [201-?], ch. 2,p. 3).

Os casos em que a tensão é responsável pela emissão de radiações também devem ser considerados. Um fator de grande impacto na emissão são os tempos de subida e descida do sinal digital, i.e., o quão rápido a tensão varia entre os valores de pico. Quanto menores forem esses tempos, mais próximo de uma onda quadrada perfeita será o sinal e maior será a quantidade de harmônicos de frequência superiores contidos no sinal. A diferença da quantidade de harmônicos e suas intensidades devido a esse aspecto pode ser observada na figura 2.11.



(a) Tempo de subida de 0,1 ns.

(b) Tempo de subida de 10 ns.

Figura 2.11: Harmônicos presentes no sinal para diferentes tempos de subida. Adaptado de (MURATA, [201-?], ch. 2,fig. 2-4-8)

Outro fator que influencia o espectro de emissão de um determinado sinal é a forma de onda deste. Um sinal digital é um sinal periódico e pode ser dividido em uma soma de ondas senoidais, harmônicos, cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência fundamental. Os harmônicos de menor frequência definem a forma geral de onda do sinal e portanto podem ser considerados mais importantes para a transmissão de informação digital. A figura 2.12 mostra a diferença na intensidade das radiações emitidas por um circuito apenas ao mudar a forma de onda do sinal aplicado. O circuito em questão trata-se de um CI emissor de uma onda quadrada de 20 MHz transmitida para um CI receptor e cujo sinal na recepção foi acoplado a um fio para servir como

antena (MURATA, [201-?], ch. 2,p. 3). No caminho da transmissão são inseridos filtros que retiram os harmônicos de alta frequência, gerando as formas de onda modificadas.

Analisando os diferentes espectros de emissão é possível observar que uma mudança na forma de onda pode resultar em redução da intensidade da radiação emitida em 20 até 30 dB.

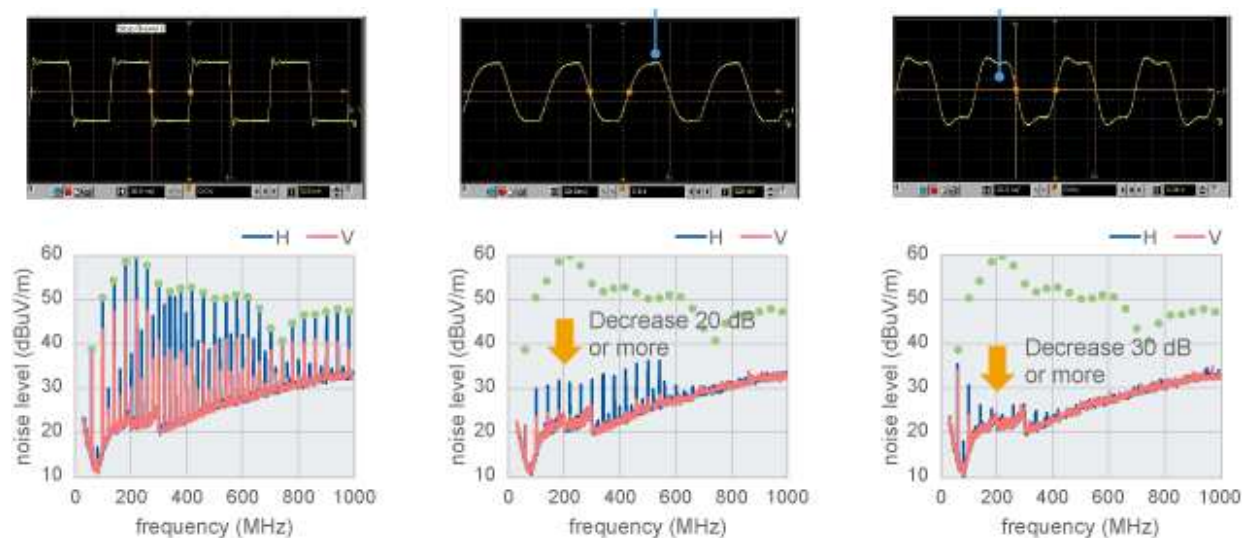


Figura 2.12: Emissões resultantes de diferentes formas de onda. A primeira da esquerda representa a forma de onda sem nenhum filtro aplicado. Ao meio temos um capacitor de três terminais que aproxima o sinal digital a uma onda senoidal e a direita têm-se um filtro com frequência de corte de 50 MHz que mantém uma forma de onda geral pulsada. Abaixo de cada sinal está o espectro de emissão de cada um deles. A cor rosa representa polarização vertical e a cor azul representa polarização horizontal. Adaptado de (MURATA, [201-?], ch. 2,fig. 2-4-16)

Aplicando as informações dispostas acima, pode-se concluir que quanto menor for a frequência de um sinal digital, menores serão as frequências dos harmônicos superiores relevantes e, conseqüentemente, menores serão as emissões na faixa de 30 até 1000 MHz. Adicionalmente, utilizar filtros cuja frequência de corte atenuem apenas os harmônicos superiores permite reduzir ainda mais a emissão enquanto o sinal ainda pode ser reconhecido pelo CI receptor.

2.7 Análise de Tecnologias de interface sensível a toque para equipamentos médicos

Atualmente existem diversas tecnologias disponíveis para uma interface. Devido ao grande uso de telas sensíveis a toque em telefones e *tablets*, empregar essa tecnologia em um EM pode permitir a aceleração da curva de aprendizado para o uso do equipamento.

2.7.1 Tecnologia do Toque

As duas principais tecnologias disponíveis para telas pequenas são a de toque resistivo e a de toque capacitivo. Como qualquer tecnologia disponível comercialmente, ambas tem suas vantagens

e desvantagens, sendo as condições e o ambiente de uso um dos fatores mais importantes para a seleção entre elas.

O toque resistivo funciona através de duas camadas condutoras transparentes de ITO (óxido de índio estanho) separadas por minúsculos pontos transparentes, chamados de pontos de espaçamento, que impedem o contato não intencional entre os dois filmes condutores (DIXON, [201-], p. 1). Quando pressão é aplicada, as duas camadas entram em contato e passa a existir um fluxo de corrente e queda de potencial. A figura 2.13 mostra a configuração básica de toque resistivo.

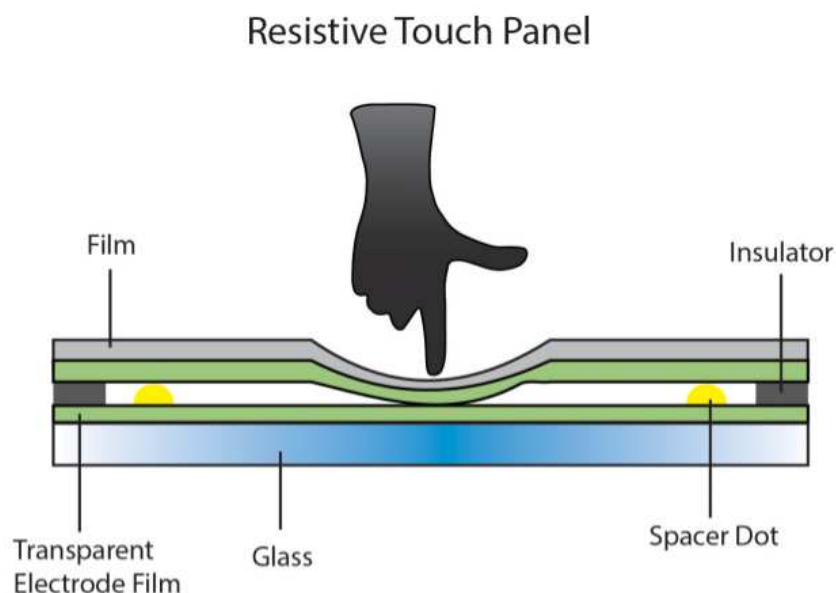


Figura 2.13: Princípio de funcionamento do toque resistivo. Extraído de (DIXON, [201-], p. 1)

Por haver necessidade de uma deformação para a junção mecânica das duas camadas condutoras, contato físico entre duas camadas, essa tecnologia é suscetível a estresses mecânicos dos filmes de ITO. Além disso, não é possível utilizar vidro ou outro material rígido para isolar a camada superior, o que caracteriza uma das principais desvantagens da tela resistiva. Entretanto, essa mesma condição torna o funcionamento da tecnologia mais robusto a condições externas, e.g., ambientes com água e poeira.

Outra desvantagem desse tipo de toque é a transmissão de luz da tela para a superfície. Os componentes do sistema resistivo são montados em cima do vidro da tela, sendo que a parte superior é isolada do meio ambiente utilizando um filme de polímero. Isso implica em uma transmissão de luz que varia de 76% a 82% (DIXON, [201-], p. 2), valor considerado baixo. Caso a tela seja destinada ao uso em ambientes com luz de fundo intensa, uso externo exposto ao sol ou em aplicações em que a fidelidade de cores e resolução seja crucial, esta tecnologia não é recomendada.

Para aplicações médicas, a tela resistiva apresenta um problema relacionado a limpeza. Os produtos de higienização que podem ser empregados dependem do polímero utilizado para cobrir a camada superior, o que dificulta a esterilização do equipamento. É importante ressaltar que existem telas resistivas com camadas protetoras antibacterianas e próprias para uso médico, porém, tais soluções são consideravelmente mais caras, devido à especificidade delas.

Já a tecnologia de toque capacitivo funciona utilizando a carga elétrica presente no corpo humano, tornando desnecessária a aplicação de pressão. Existem dois tipos principais: o toque capacitivo de superfície e o toque capacitivo de projeção.

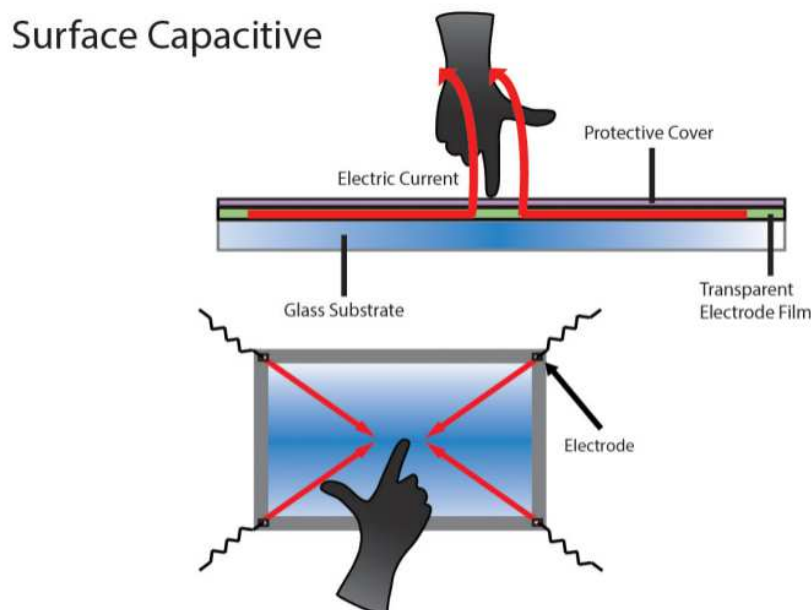


Figura 2.14: Princípio de funcionamento do toque capacitivo de superfície. Extraído de (DIXON, [201-], p. 2)

A primeira utiliza uma camada condutora prensada entre os vidros de base e de proteção e é feita a medição de corrente de fuga para o dedo ao ocorrer um toque. A posição deste é determinada a partir da quantidade de corrente drenada de cada um dos cantos da tela. Já a segunda emprega uma matriz de eletrodos prensada entre os vidros e o toque é determinado por meio da alteração no campo eletrostático causada pela presença do dedo, que neste caso age como um capacitor que interage entre dois eletrodos da matriz, alterando a capacitância entre ambos (BARRETT; OMOTE, 2010, p. 16). Esta última tecnologia exige um maior processamento para a obtenção das medidas e tem um custo de fabricação mais elevado, contudo, é mais precisa e tem maior capacidade de reconhecimento, podendo até trabalhar com múltiplos toques. As figuras 2.14 e 2.15 mostram melhor o funcionamento desses sistemas.

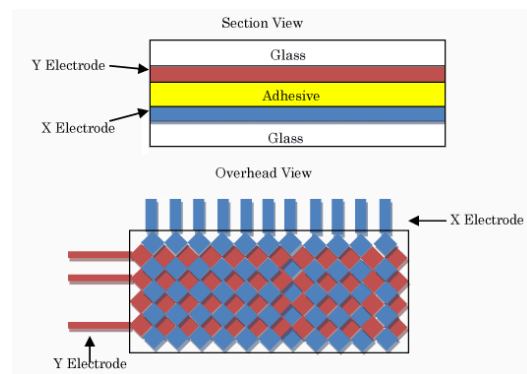
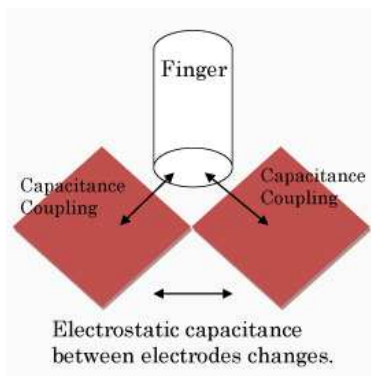
Quanto às características luminosas, os sistemas capacitivos possuem uma alta taxa de transmissão de luz, 90% ou superior (DIXON, [201-], p. 3), e são mais duráveis que os sistemas resistivos, visto que não possuem partes móveis e podem ser protegidos com vidros resistentes a arranhões e demais danos externos (DMC, 2004).

Para os fins de aplicação em equipamentos médicos, o uso de um sistema capacitivo é mais adequado devido à facilidade de limpeza do vidro, exceto em casos nos quais o uso do aparelho envolva o manuseio da tela em ambientes com presença de fluidos. O toque capacitivo de projeção é mais adequado devido à sua capacidade de funcionar com o uso de luvas de látex, padrões para o manuseio de pacientes e substâncias em tratamentos.

2.7.2 Programação da interface e sistemas de controle

Um dos principais desafios de se implementar uma tela sensível ao toque é como solucionar o problema de interfaceamento da aplicação com a tela. A tela sensível ao toque é apenas o sistema de toque acoplado a uma tela de exibição. Logo, ela recebe uma imagem a ser exibida e retorna coordenadas X e Y que são utilizadas para navegar pelo programa.

Por isso, é necessária a presença de um processador gráfico, encarregado do sinal de imagem enviado a tela. Para fins comerciais, o ideal é o uso de uma solução já disponível, que não exija programação de baixo nível do desenvolvedor. Logo, é possível a utilização de plataformas com um controlador externo, como *Raspberry Pi* e *Arduino*, ou de plataformas cuja tela sensível ao toque já venha com um processador gráfico integrado.



(a) Capacitância do dedo interagindo com os eletrodos. (b) Matriz de eletrodos prensada entre dois vidros.

Figura 2.15: Princípio de funcionamento de toque capacitivo de projeção. Extraído de (DMC, 2004)

Capítulo 3

Desenvolvimento

3.1 Introdução

O desenvolvimento feito ao longo deste trabalho foi dividido em desenho e simulação do circuito elétrico, escolha e programação da interface gráfica e desenho da placa de circuito impresso.

3.2 Características da Carga

É de suma importância o projetista de um circuito conhecer a carga que aquele circuito irá ativar. No caso de um EM para TFD, essa carga será um LED de alta potência. Para este trabalho em específico, será utilizado o LED GP-100WR6-G42M-Z3GL, cujo comprimento de onda é compreendido entre 650 e 660 nanômetros, máxima corrente de 3,5 amperes e tensão nominal de 20 a 24 volts.

Quando conduzindo corrente, os LEDs são cargas aproximadas por um circuito equivalente composto por uma fonte de tensão contínua em série com um resistor. A fonte de tensão representa a queda na junção PN do diodo e o resistor agrupa os valores de resistências dos contatos e elementos que compoem o LED. Tal circuito equivalente está representado na figura 3.1.

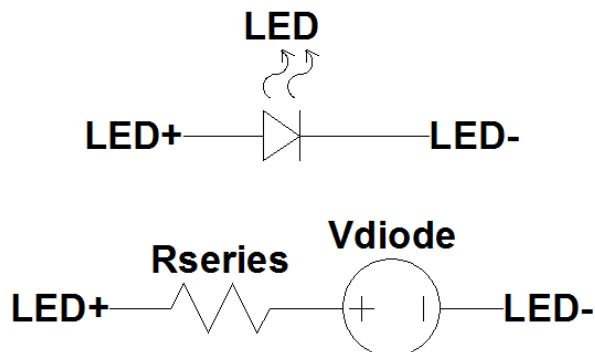


Figura 3.1: Circuito equivalente de um LED em região de condução.

Apesar de serem fontes de luz mais eficientes que lâmpadas fluorescente e incandescentes, os LEDs também dissipam energia em forma de calor, que passa a ser um fator relevante ao se trabalhar com esses dispositivos de alta potência. De acordo com a folha de dados do LED utilizado, a temperatura máxima de junção que ele poderá assumir é de 125°C , implicando, segundo o fabricante, em uma máxima temperatura de 65°C para o poço de calor utilizado (GMKJ, 2011, p. 7).

3.3 Desenvolvimento dos Circuitos

O objetivo desta etapa do desenvolvimento foi obter um circuito elétrico que permitisse o controle de precisão de corrente que atravessa o LED de alta potência. Para a obtenção do circuito final foram necessárias diversas interações e melhorias. Esta seção descreve esses passos.

3.3.1 Escolha da topologia

Primeiramente, decidiu-se testar a configuração mais simples possível que permitisse o controle da corrente. Dessa forma, foi projetado e simulado um circuito de poço de corrente que emprega o mesmo princípio de uma FLCC descrito na seção 2.4 e que opera em lado baixo tanto para a medição quanto para controle. A primeira simulação foi feita utilizando o programa LTSpice da Linear Technology, empregando componentes ideais e tinha como finalidade apenas testar o funcionamento do circuito e possibilitar a familiarização com o software empregado.

Averiguado o funcionamento ideal do circuito, passou-se à análise de quais componentes reais deveriam ser utilizados. A utilização de um algoritmo SPICE permite que sejam criados componentes simuláveis que se aproximam ao comportamento real destes. Isso é feito inserindo os parâmetros de fabricação específicos de cada componente, e.g., resistência interna, parâmetros de modulação e outros.

Devido às vantagens de se utilizar medição e controles em lado alto, descritas na seção 2.3.2, e em busca de atender o item 5 da seção 2.2.1, i.e., eliminar os riscos de choques elétricos acidentais e oferecer maior segurança, foi optado pelo uso de um topologia de fonte de corrente com medição em lado alto. Para que esta última condição fosse atendida, tornou-se necessário o uso de um amplificador diferencial de corrente com conversão de nível. Utilizando um componente desse tipo que também permita o controle da amplificação do sinal, as perdas térmicas no resistor sensor de corrente podem ser reduzidas por meio do uso de um resistor *shunt* de menor valor, conforme descrito na seção 2.3.1.

O uso dessa topologia também exige um circuito que permita controlar um MOSFET de canal tipo P por meio da tensão de saída do amplificador principal. Para isso, emprega-se um circuito deslocador de tensão. Neste caso, deseja-se que uma tensão compreendida entre a alimentação do AmpOp, V_{cc} e 0 V possa ser convertida em uma tensão de 0 V a alimentação da carga, V_{dd} . A figura 3.2 mostra o circuito utilizado neste projeto.

Observa-se, então, que controlando a tensão na porta de M2, o amplificador principal controla

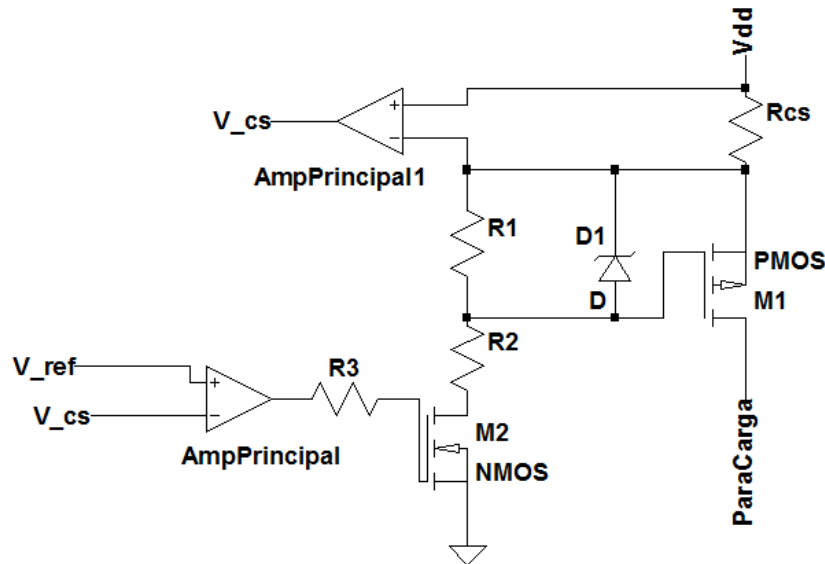


Figura 3.2: Circuito deslocador de tensão utilizado para controlar um MOSFET de canal P por meio de uma tensão referenciada ao terra.

a corrente no ramo de R1 e R2 e, conseqüentemente, a tensão na porta de M1. Os valores de R1 e R2 são escolhidos de forma que a tensão na porta de M1 fique dentro dos valores máximos suportados pelo componente. O diodo zener D1 está presente para oferecer uma proteção adicional contra sobretensão e deve ser escolhido com base no máximo valor de V_{sg} permitido.

3.3.2 Escolha de componentes e parâmetros do circuito

Para prosseguir com uma simulação mais adequada do projeto, fez-se necessária a definição dos componentes a serem utilizados e de alguns parâmetros, como a tensão de alimentação do DAC e do amplificador principal, a acurácia desejada e a faixa de correntes disponíveis.

Baseando a escolha do resistor nos aspectos apresentados na seção 2.3.1, optou-se por utilizar um resistor de 4 terminais, $4\text{ m}\Omega \pm 1\%$, feito de tira metálica, produzido pela Vishar Foil. Tal componente apresenta baixo coeficiente de temperatura e possibilita medições de corrente mais precisas devido aos 4 terminais. Apesar de a corrente máxima do LED utilizado neste trabalho ser de 3.5 A, o projeto deste circuito pretende ser aplicável a LEDs de 200W que podem também vir a ser necessários, cujas correntes podem chegar a 9.2A. Desta maneira, foi decidido que a FLCC deverá ser capaz de trabalhar em uma faixa de 0 a 10 A.

No quesito tensões, quanto maior for a tensão de alimentação do DAC, maiores serão seus passos de tensão e menor será a influência de ruído na saída. Então, considerando que estarão disponíveis as tensões de 5 V e 3.3 V para os circuitos analógicos, optou-se pela alimentação de 5V para o DAC. Conseqüentemente, a tensão máxima para controle será um valor muito próximo de 5V. Já para a alimentação do AmpOp principal, o valor deve ser o suficiente para que a maior saída que este componente possa produzir seja capaz de controlar o MOSFET tipo P utilizado a permitir a passagem de 10A. Por praticidade na hora do projeto de PCI, este valor será definido

para a mesma tensão de alimentação do DAC, i.e., 5 V. A acurácia desejada para o equipamento será de 1% na corrente de 3.5A, portanto, um erro máximo de 35mA.

Devido ao modo de funcionamento da FLCC, será utilizado um MOSFET de canal tipo P cujas características importantes são as máximas tensões V_{sd} e V_{sg} , sua capacidade de dissipação térmica e sua corrente máxima I_{sd} . Por esses motivos, foi escolhido o MOSFET de tipo P IRF5305S da International Rectifier, disponível no encapsulamento D^2Pak , que permite uma menor resistência térmica entre o componente e a placa. Sua corrente contínua máxima chega a 31A e possui $V_{sg,max} = 20V$ e $V_{sd,max} = 55V$. Tais características oferecem uma boa margem de segurança para a operação do equipamento e ainda permitem o uso do circuito para casos futuros em que seja necessário alimentar um LED de 200W que opera com 48V.

Para os componentes do circuito deslocador de tensão, foi escolhido o MOSFET de tipo N 2N7002 devido à sua ampla disponibilidade e a características que permitem o controle total de sua porta na faixa de tensão de 0 a 5 volts. Os resistores foram projetados para serem iguais, de modo que a máxima tensão na porta de M1 seja a metade de V_{fonte} . Complementando a proteção de M1, o diodo zener foi escolhido entre um modelo disponível no LTSpice cuja tensão de ruptura seja de 15 V, o que impede que a tensão V_{sg} de M1 atinja seu valor crítico de 20 volts.

A escolha do DAC foi feita levando-se em consideração o DAC de menor custo disponível com capacidade para comunicação digital I^2C , *Inter Integrated Circuit*. Devido à proximidade dos preços, optou-se pelo DAC7571 da Texas Instruments, com 12 bits, cujo erro médio é de 3 mV (TI, 2014) e o erro de código zero máximo é de 20 mV. A maior quantidade de bits possibilita um controle mais preciso da tensão.

Já para os amplificadores, temos que, conforme abordado na seção 2.4.3, a tensão de *offset* do AmpOp afeta o erro observado na corrente desta. Esse erro é uma característica presente em todos amplificadores operacionais e também afetará o amplificador sensor de corrente. Os amplificadores cujo este parâmetro é pequeno são chamados de AmpOps de precisão. Outro fator levado em consideração para o amplificador principal foi a capacidade deste em controlar cargas capacitivas com a sua saída. A porta de um MOSFET consiste em uma carga capacitiva, o que pode levar alguns amplificadores operacionais à instabilidade.

Após uma criteriosa análise, optou-se pelo amplificador sensor de corrente LTC6102 da Linear Technology. Esse componente foi feito especificamente para medição de corrente em lado alto, possui uma tensão de *offset* típica de $3 \mu V$ e cujos terminais permitem tensões de até 100V (LT, 2014). Além disso, sua alimentação pode ser feita diretamente da tensão que alimenta a carga, facilitando o posicionamento do amplificador na PCI e sua baixa tensão de *offset* permite medir precisamente correntes de diversos valores utilizando um resistor sensor de corrente muito pequeno (MUNSON, 2007).

Para implementar o LTC6102 no circuito, é necessário o cálculo do ganho necessário para o correto funcionamento. Temos que o valor na entrada não inversora do amplificador principal da FLCC será a tensão de controle emitida pelo DAC. Como a saída deste variará de 0 V a 5 V e a

corrente variará de 0 A a 10 A, pode-se escrever

$$Rel_{DAC,I} = \frac{V_{dac,max}}{I_{max}} = 0.5 \frac{V}{A}, \quad (3.1)$$

o que significa dizer que a corrente será o dobro do valor de saída do DAC.

Portanto, pode-se definir que o ganho necessário no amplificador de corrente será

$$I = 10A \rightarrow V^- = G * V_{cs} \rightarrow 5V = G * (0,004 * 10) \rightarrow G = 125 \quad (3.2)$$

Consultando a folha de dados do LTC6102, temos que o seu ganho é ajustado utilizando-se dois resistores: R_{in} e R_{out} . O seu ganho é dado por

$$V_{out} = V_{sense} \cdot \frac{R_{out}}{R_{in}} \rightarrow G = \frac{V_{out}}{V_{sense}} = \frac{R_{out}}{R_{in}} \quad (3.3)$$

Após uma pesquisa dos valores de resistores disponíveis comercialmente, optou-se pela combinação de $R_{in} = 160\Omega$ e $R_{out} = 20k\Omega$, ambos com tolerância de 0,1%. Essa escolha também foi feita levando-se em consideração a possibilidade de se ajustar o ganho caso fosse necessário o uso de um resistor *shunt* de $5 m\Omega$. Para esta situação, o novo ganho seria de 100 e bastaria alterar o valor de R_{in} para 200Ω , que também é disponível comercialmente. Esse estudo alternativo foi feito pois caso fosse necessária uma maior precisão no resistor sensor de corrente, o componente de menor custo e com as mesmas características de fabricação que o resistor de $4 m\Omega$ estava disponível apenas no valor de $5 m\Omega$ e com tolerância de 0,5%.

Uma vez escolhido o amplificador sensor de corrente e seus componentes correlatos, foi possível simular o comportamento de diferentes amplificadores na posição principal da FLCC. Estes foram implementados no circuito da FLCC substituindo o amplificador ideal presente inicialmente. O circuito simulado encontra-se na figura 3.3 e conta com os modelos computacionais dos componentes escolhidos.

O circuito mostrado acima possui algumas adições ao circuito básico da FLCC com deslocador de tensão. A primeira é a utilização de um ramo composto de R_{snub} e C5, e um capacitor de realimentação, C4. Essas adições foram necessárias para que o circuito se tornasse estável e para diminuir o valor de oscilação da saída. O emprego de compensação em laço, onde é utilizado C4, de compensação por ramo de amortecimento, composto por R_{snub} e C5, é descrito em detalhes em (BENDAOU; MARINO, 2004). Outra adição é a aproximação do LED de alta potência por uma matriz de LEDs vermelhos cujos modelos já estavam disponíveis para simulação. A tensão de referência é simulada como uma fonte independente que muda o seu valor em passos ao longo do tempo.

A figura 3.4 mostra a saída simulada para os casos com e sem C4. Já a figura 3.5 mostra a saída do circuito deslocador de tensão.

Após a análise e simulação de diversos amplificadores, aquele que conseguia manter a saída estável para $R_{snub} = 160\Omega$ e o menor valor de capacitância associado foi o LT1366 da Linear Tech-

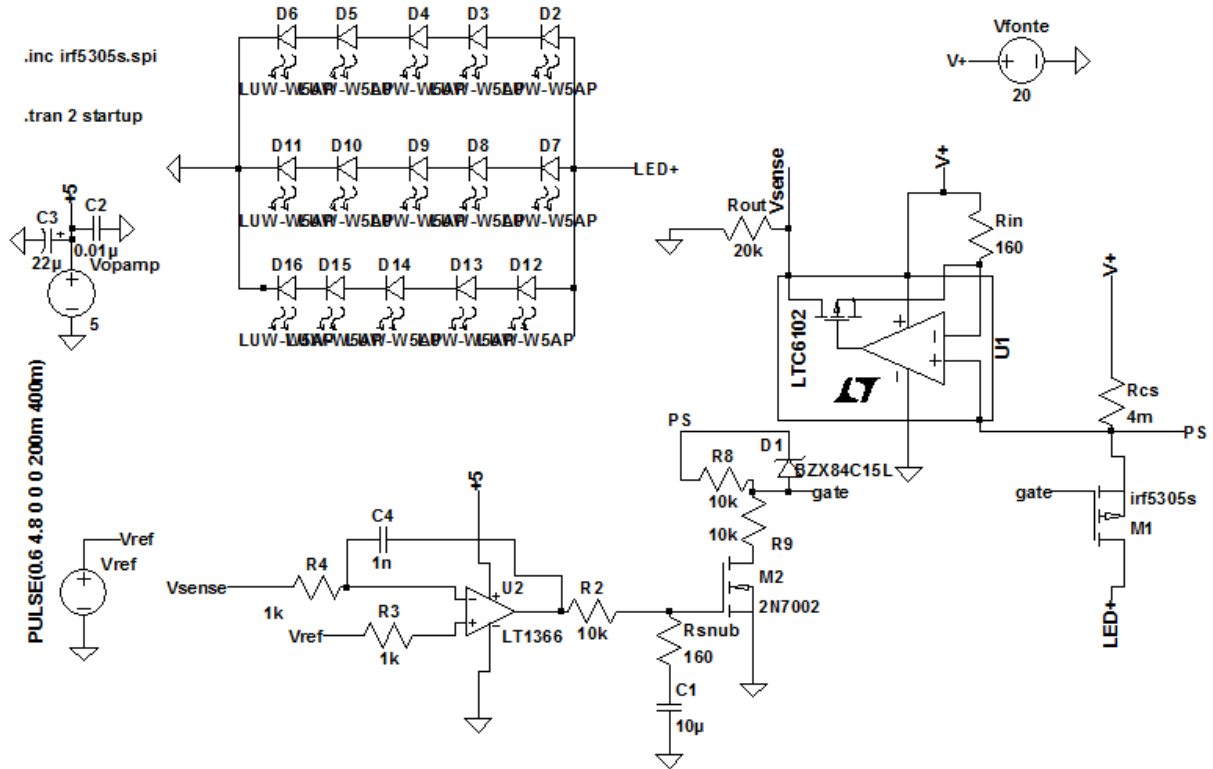


Figura 3.3: Circuito para teste do amplificador operacional a ser utilizado.

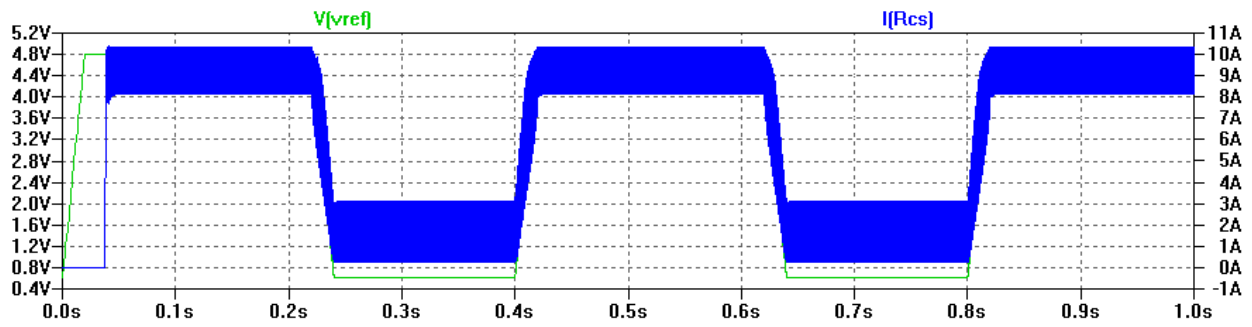
nology. Foi, também, levado em consideração que este é um AmpOp de precisão com capacidade trilha a trilha, i.e., capaz de alternar sua saída para valores muito próximos daqueles nos terminais de alimentação, para saídas e entradas (JETT; GOLD, 1994). Outras características são: encapsulamento com dois amplificadores, tensão de *offset* típica de $150 \mu V$ e velocidade de varredura de $0,13 V/\mu s$ (LT, 2010).

3.3.3 Erro do circuito

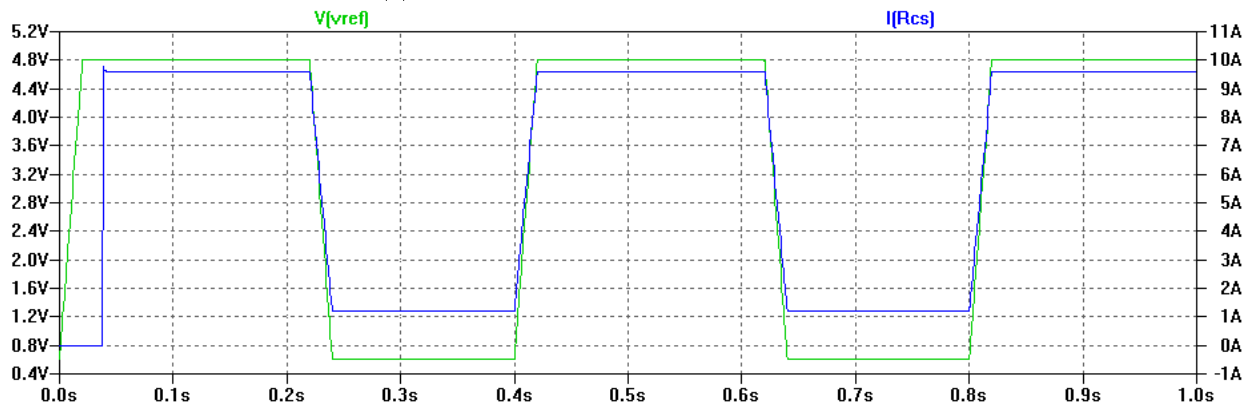
Quando é utilizado um amplificador de corrente no ramo de alimentação negativa de um FLCC, o erro induzido na corrente passa a depender também da tensão de *offset* do AmpOp utilizado. Além disso, devido ao funcionamento do LTC6102, o erro de tensão no terminal não inversor do AmpOp principal também dependerá da corrente de polarização deste. Resumidamente, o LTC6102 funciona convertendo a tensão diferencial nos terminais do resistor *shunt* em uma corrente, e essa corrente é convertida para tensão novamente por meio do valor de R_{out} . Já o erro devido às correntes de polarização do LTC6102 é minimizado por meio da utilização de um resistor de entrada adicional, denominado R_{in+} . Conforme a folha de dados do componente, tem-se que

$$R_{in+} = (R_{in} - R_{cs}) \rightarrow E_{out,pol} = \pm R_{out} \cdot (I_{pol+} - I_{pol-}) \approx 0. \quad (3.4)$$

Como R_{cs} é um valor muito pequeno, $4 \text{ m}\Omega$, ao utilizarmos resistores de mesmo valor para R_{in+} e R_{in} ainda podemos desprezar o erro causado pelas correntes de polarização do LTC6102.



(a) Saída sem o capacitor de compensação.



(b) Saída com o capacitor de compensação.

Figura 3.4: Saída do circuito da figura 3.3. Em azul está a corrente na carga e em verde a tensão de referência.

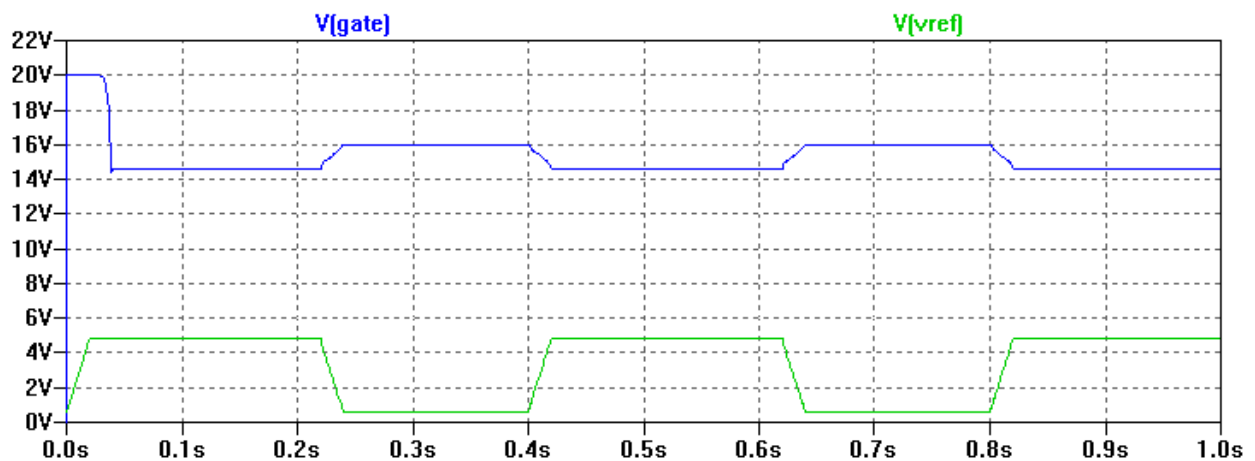


Figura 3.5: Saída do circuito deslocador de tensão empregado na figura 3.3, com o capacitor de compensação. Em azul está a tensão na porta do MOSFET M1 e em verde está a tensão de referência.

Considerando o exposto acima, primeiramente deve-se calcular o erro da corrente de saída do LTC6102. A equação do ganho de corrente deste componente (LT, 2014, p. 17) resulta em

$$I_{out} = \frac{R_{cs} \cdot I_{cs}}{R_{in}} = \frac{0,004}{160} \cdot I = 2,5 \cdot 10^{-5} \cdot I \text{ A} . \quad (3.5)$$

O cálculo do erro decorrente de uma divisão ou multiplicação pode ser feito empregando a idéia do limite superior do erro. A equação 3.6 mostra o resultado ao se empregar este método para três valores com incertezas (FIS/UC, 2010, p. 52).

$$C = A \cdot B \rightarrow \frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta B}{B} \quad (3.6)$$

Todavia, antes de calcularmos o erro da corrente de saída, é necessário calcular o erro do produto que compõe o numerador da equação 3.5. É importante lembrar que esse produto representa a tensão diferencial nas entradas do LTC6102, e assim ela possui um erro adicional referente a tensão de *offset* desse componente. Logo, considerando a corrente como uma variável sem erro inicialmente, temos que

$$\Delta(R_{cs} \cdot I) = R_{cs} \cdot I \cdot \left(\frac{R_{cs} \cdot Tol_{R_{cs}}}{R_{cs}} \right) + V_{offset, LTC6102} . \quad (3.7)$$

Substituindo os valores e considerando o maior valor possível para $V_{offset, LTC6102}$ como $10 \mu V$ (LT, 2014, p. 4), temos

$$\Delta(R_{cs} \cdot I) = 4 \cdot 10^{-3} \cdot I \cdot (10^{-2}) + 10 \cdot 10^{-6} = (40 \cdot I + 10) \mu V . \quad (3.8)$$

Agora, temos que o erro total na corrente de saída será o erro devido ao ganho de corrente somado a corrente de polarização do LT1366, uma vez que parte de I_{out} é desviada para a entrada inversora do amplificador principal. Logo

$$\Delta I_{out} = \left[\frac{R_{cs} \cdot I}{R_{in}} \cdot \left(\frac{\Delta(R_{cs} \cdot I)}{R_{cs} \cdot I} + \frac{R_{in} \cdot Tol_{R_{in}}}{R_{in}} \right) \right] + I_{pol, LT1366} \quad (3.9)$$

Substituindo os valores e considerando o valor máximo de $I_{pol, LT1366}$ como 35 nA (LT, 2010, p. 3), temos

$$\Delta I_{out} = \left(\frac{(4 \cdot I + 1) \cdot 10^{-5}}{160} + \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot I \cdot 10^{-3}}{160} \right) + 35 \cdot 10^{-9} = (0,275 \cdot I + 0,0975) \mu A . \quad (3.10)$$

Agora, pela equação 3.5 e da equação da transimpedância do LTC6102 (LT, 2014, p. 17), temos que

$$V_{out, LTC} = I_{out} \cdot R_{out} = 2,5 \cdot 10^{-5} \cdot I \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,5 \cdot I \text{ V} , \quad (3.11)$$

cujo erro será

$$\Delta V_{out, LTC} = I_{out} \cdot R_{out} \left(\frac{\Delta I_{out}}{I_{out}} + \frac{R_{out} \cdot Tol_{R_{out}}}{R_{out}} \right) . \quad (3.12)$$

Substituindo os valores, obtêm-se

$$\Delta V_{out,LTC} = [20 \cdot 10^3 \cdot (2,75 \cdot I + 0,975) \cdot 10^{-7}] + (0,5 \cdot I \cdot 0,001) = (6 \cdot I + 1,95) \text{ mV} , \quad (3.13)$$

Antes de se calcular o erro na corrente, é preciso observar que a corrente de polarização do LT1366 também causa um pequeno erro em sua entrada não inversora. Porém, devido a queda de tensão nos resistores de proteção em ambas entradas do LT1366 principal, os erros gerados são idealmente iguais. Para o caso real, tais erros serão maiores quanto mais diferentes forem os valores dos resistores nas entradas. Assim, além da tensão de *offset*, o valor ΔV_0 também terá uma componente devido a essa diferença. Esse valor será

$$V_{pol,LT1366}^{diff} = I_{pol,LT1366} \cdot (R_{pt,V+} - R_{pt,V-}) \quad (3.14)$$

Adotando o valor de ambos resistores de proteção como 1 k Ω com tolerância de 1% e utilizando a teoria para o cálculo do erro de uma subtração (FIS/UC, 2010, p. 51), têm-se:

$$V_{pol,LT1366}^{diff} = 0 \pm I_{pol,LT1366} \cdot (2 \cdot R_{pt} \cdot Tol_{Rpt}) \rightarrow V_{pol,LT1366}^{diff} = \pm 0,7 \mu V . \quad (3.15)$$

Alterando a equação 2.13 devido a inclusão do ganho do amplificador de corrente, têm-se:

$$\Delta I = \frac{\Delta V_0}{G \cdot R_{cs}} = \frac{\Delta V_{ref} + \Delta V_{out,LTC}}{G \cdot R_{cs}} = \frac{(\Delta V_{DAC} + |V_{pol,LT1366}^{diff}| + V_{offset,LT1366}) + \Delta V_{out,LTC}}{G \cdot R_{cs}} . \quad (3.16)$$

Considerando o valor de $V_{offset,LT1366}$ como o máximo de 475 μV (LT, 2010, p. 3) e substituindo os demais valores, é obtido:

$$\Delta I = \frac{(3 + 0,0007 + 0,475 + 6 \cdot I + 1,95) \cdot 10^{-3}}{0,5} = (12 \cdot I + 10,85) \text{ mA} . \quad (3.17)$$

Calculando agora a relação entre o erro da corrente e o valor da própria, em amperes, teremos

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{0,01085}{I} + 0,012 = \frac{1,085\%}{I} + 1,2\% . \quad (3.18)$$

É possível observar que devido a parcela 1,2% do somatório, o erro máximo não será menor que 1% para nenhum valor de corrente. Porém, todas as incertezas calculadas não são aleatórias, pelo contrário, elas são fixas para cada componente, sendo o cálculo feito na equação 3.18 o erro máximo esperado no pior caso ao se utilizar os elementos escolhidos na seção 3.3.2. Uma vez que estes erros são fixos, é possível compensá-los via ajuste no programa do controlador que mandará os sinais para o DAC. Outra alternativa possível é utilizar o resistor sensor de corrente R_{cs} com menor tolerância, 0.5%. Para manter o ganho de tensão final do LTC6102, basta alterar o valor de com R_{in} para 200 Ω , mantendo a tolerância de 0.1%. Realizando os mesmos cálculos anteriores

com os novos valores, chega-se à

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{0,0106}{I} + 0,007 = \frac{1,06\%}{I} + 0,7\% . \quad (3.19)$$

A figura 3.6 mostra o gráfico do erro em relação a I para as equações 3.18 e 3.19.

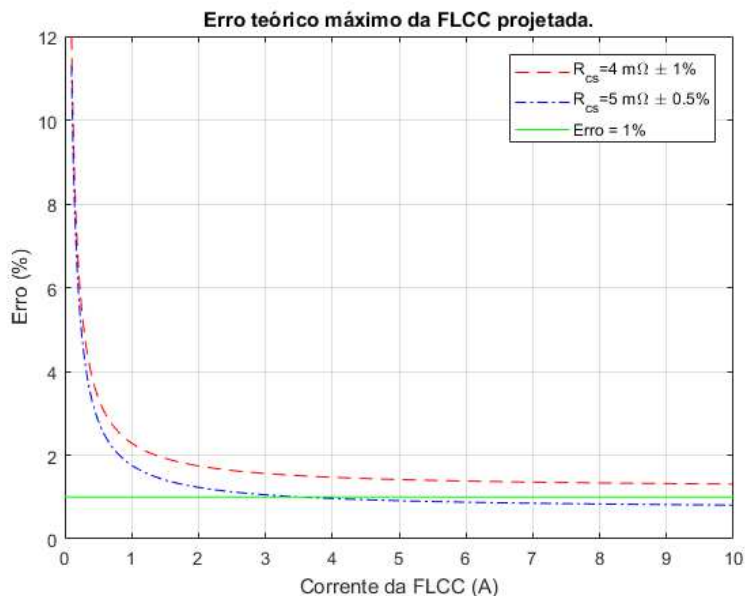


Figura 3.6: Erro teórico máximo *versus* corrente. O gráfico foi obtido para valores de corrente de 0.1 a 10.

Percebe-se que quanto menor for o valor de I, maior será o erro máximo devido a influência das imperfeições dos amplificadores e do erro do DAC. Conforme o valor da corrente vai aumentando, a influência desses parâmetros diminui até que o erro seja praticamente devido as incertezas do resistor *shunt* e do ganho de corrente do LTC6102.

3.3.4 Adição de controle e obtenção de medidas

Uma vez que o circuito da FLCC e de controle de corrente foi estabelecido, foram projetados circuitos que permitem um maior controle e monitoramento do funcionamento da FLCC. É necessário que o controlador utilizado no aparelho possa obter os valores de corrente e tensão na carga para que o desempenho do circuito possa estar sendo constantemente verificado e validado. Além disso, por mais que a FLCC permita ser configurada para que a corrente seja nula, é importante existir um segundo meio de se desligar ou ligar a carga.

Para a questão de monitoramento, optou-se por utilizar mais um LT1366 para complementar o circuito. Ao todo, o circuito de obtenção de dados utiliza 3 AmpOps na configuração de seguidores de tensão, ou *buffers*, aproveitando totalmente os amplificadores disponíveis nos dois CIs LT1366. Dois desses seguidores são utilizados na obtenção do valor da corrente e o restante é utilizado para a obtenção da tensão na carga. Em virtude de haver possibilidade de os ADCs do controlador

tolerarem apenas tensões de até 3.3 V, dois circuitos atenuadores foram empregados. A figura 3.7 mostra os circuitos utilizados, com a mesma nomenclatura disposta na figura 3.3.

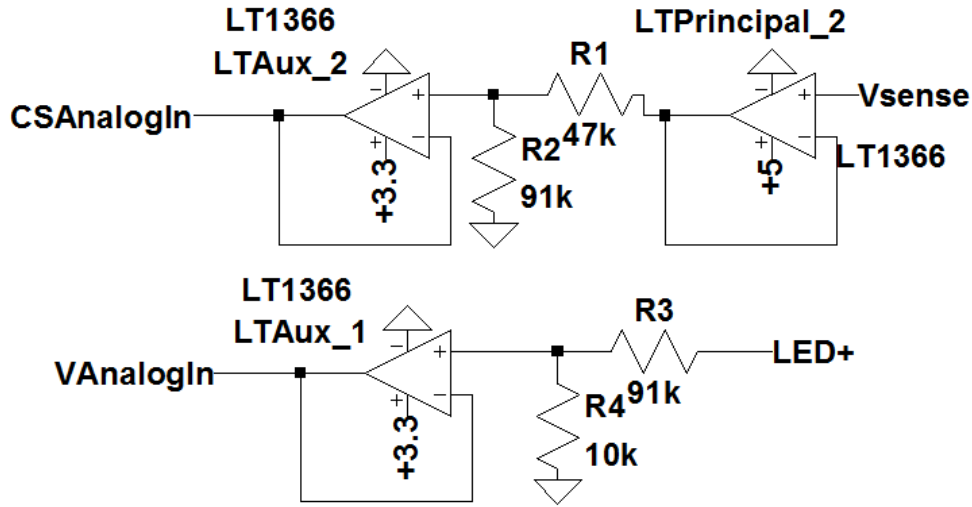


Figura 3.7: Circuito atenuador utilizado para obtenção da corrente e tensão.

Para a obtenção da corrente, o primeiro seguidor de tensão isola a saída do LTC6102, impedindo que o circuito atenuador composto por R1 e R2 interfiram no ganho definido por R_{out} . O segundo seguidor de tensão serve para proteção da porta analógica do controlador a ser utilizado, uma vez que a saída do amplificador não será maior que sua alimentação de 3.3V. A saída do circuito é dada por

$$\frac{CSAnalogIn}{Vsense} = \frac{R2}{R1 + R2} = 0,6594 \quad (3.20)$$

que implica em

$$Vsense = 5V \rightarrow CSAnalogIn = 3.297V. \quad (3.21)$$

Esse valor de atenuação foi escolhido pois a máxima tensão de entrada esperada no circuito é 5V

A leitura da tensão na carga é feita de forma análoga, com a ausência do primeiro *buffer*. Porém, por causa da alta impedância de entrada do circuito atenuador e a carga ser de baixa resistência, aquele torna-se desnecessário. A saída do atenuador de tensão é dada por

$$\frac{VAnalogIn}{LED+} = \frac{R4}{R3 + R4} = 0,099 \quad (3.22)$$

que implica em

$$LED+ = 33.3V \rightarrow VAnalogIn = 3.297V. \quad (3.23)$$

O valor foi escolhido levando em consideração que o LED utilizado neste trabalho tem tensão máxima de 24 V e de forma a utilizar componentes já presentes em outras partes do circuito. Caso seja necessário expandir a faixa de tensões de entradas que não causarão saturação da saída no LTAux_1, basta ajustar os valores dos resistores.

O outro circuito acrescentado está disposto na figura 3.8. Ele é composto por dois resistores e um transistor MOSFET de canal tipo P. O resistor R5 serve para proteção do pino do controlador

e o R7 serve como resistor de *pull down*, i.e., como um resistor que força a tensão de habilitação para o terra caso não haja sinal vindo do pino do controlador. O MOSFET M2 entra em condução para um sinal digital baixo, valor entre 0 e 0,7V, conectando a saída do amplificador operacional ao terra. Dessa forma, a tensão no porta de M1 passa a ser o valor de V_{th} de M2 e, conseqüentemente, este valor deve ser menor que a tensão V_{th} de M1. Caso contrário, o circuito de habilitação fará com que a FLCC fique ligada sempre em um valor específico, quando ela deveria estar desligada. Outra conseqüência é a saída do amplificador principal ser conectada ao terra. O valor dessa corrente de curto para o terra é limitada pelo resistor R1, protegendo a saída de U1.

A figura 3.9 mostra a saída do sistema com a adição do circuito de habilitação. É possível observar que nos instante em que o circuito é habilitado, ocorre um pequeno e rápido sobressinal. Por efeito da curta duração e pequena magnitude, esse comportamento não afeta o funcionamento do EM de forma significativa.

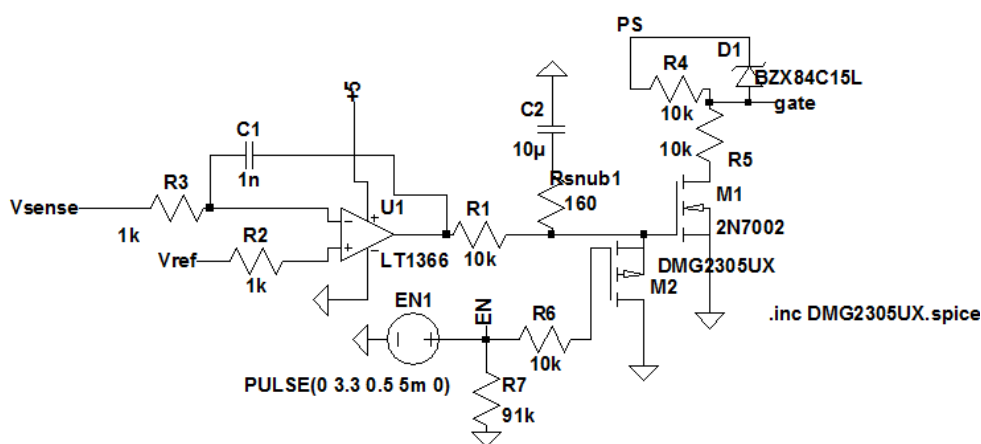


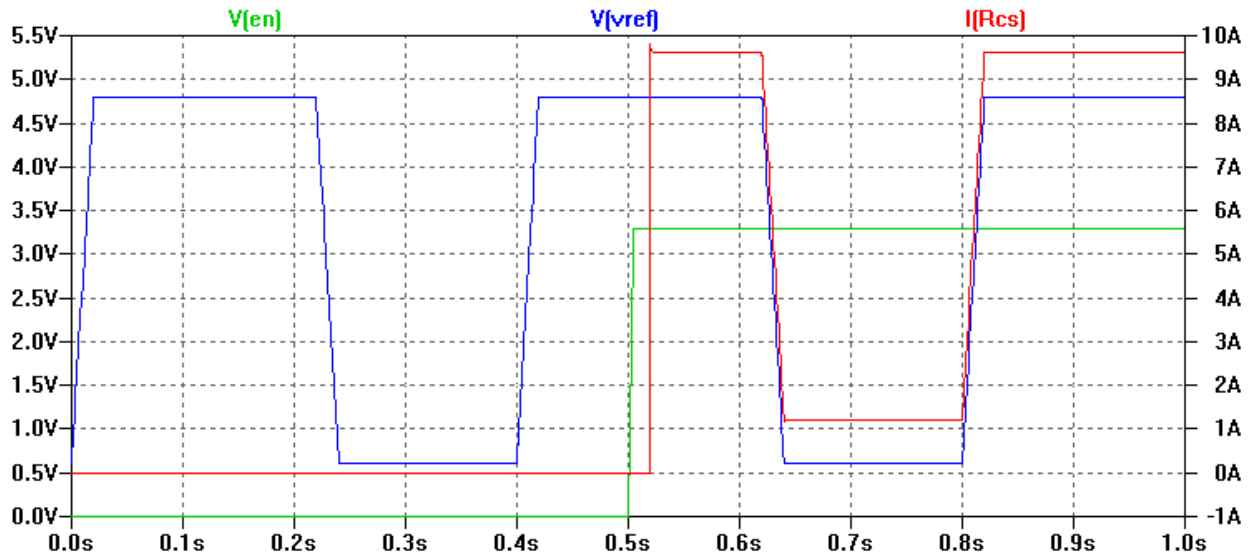
Figura 3.8: Circuito de habilitação da FLCC adicionado ao controle desta.

3.3.5 Controle Térmico do Circuito e da Carga

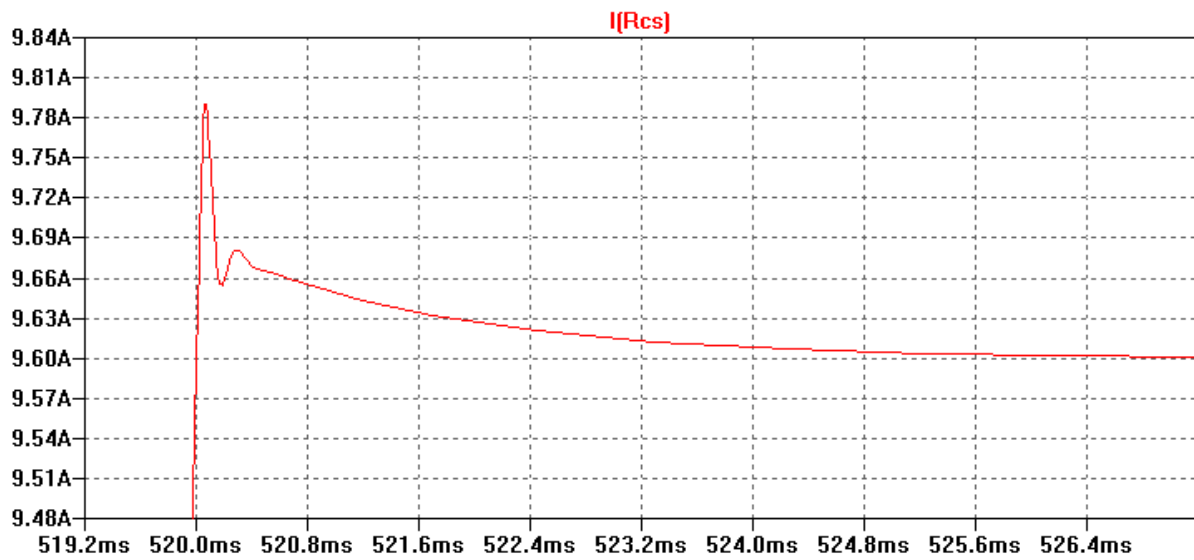
Conforme descrito na seção 3.2, a carga em questão deve ser mantida abaixo de 6 °C e deve ser acoplado a um dissipador de calor. Levando em consideração que a dissipação de calor envolve o uso de ventoinhas e, possivelmente, uma bomba hidráulica pequena, é de interesse que o circuito a ser feito em PCI contenha os circuitos de controle desses elementos. Adicionalmente, a temperatura do transistor principal da FLCC, neste caso um IRF5305S, também deve ser mantida abaixo da temperatura máxima permitida para este dispositivo.

Para o controle de temperatura do transistor optou-se pela utilização do dissipador de calor 7109DG da Aavid Thermalloy, feito especialmente para uso junto do encapsulamento D^2Pak e que oferece uma resistência térmica que pode chegar a 2°C/W. Como uma proteção extra, optou-se também por utilizar um sensor para o monitoramento da temperatura do dissipador de calor, para que o controlador possa desativar a FLCC no evento de alguma falha que cause um aumento deste valor para além daquele suportado pelo componente.

Pela necessidade de monitorar e controlar temperatura do LED, decidiu-se o uso do CI monitor



(a) Resposta transiente simulada do circuito.



(b) Sobresinal da corrente ao se habilitar a FLCC.

Figura 3.9: Saída do circuito simulado da FLCC com adição do circuito de habilitação. Em verde está o sinal de habilitação, em azul a tensão de referência e em vermelho a corrente na carga.

e controlador ADT7475. Este componente é capaz de monitorar duas temperaturas diferentes, controlar a velocidade de até quatro ventoinhas por meio de modulação por largura de pulso, PWM, e é compatível com comunicação SMBUS, *System Management Bus*. O valor do ciclo de trabalho das saídas é calculado através de um algoritmo interno que leva em consideração a temperatura atual, a temperatura desejada e a mudança dessa com a alteração da velocidade. Dessa forma, o ADT possibilita que as ventoinhas funcionem sempre na menor velocidade possível, minimizando o ruído sonoro e acúmulo de poeira. A medição de temperatura é feita utilizando um transistor NPN ou PNP conectados como diodo. Para este trabalho, optou-se pelo uso do transistor NPN 2N3904, que é o recomendado pela folha de dados do ADT7475 (??, p. 14).

Já para o controle de uma possível bomba hidráulica, escolheu-se pelo CI EMC2301, compatível com SMBUS, que controla e monitora um dispositivo que funciona com PWM e possui uma saída de tacômetro. Essa escolha foi baseada no fato de que a velocidade do fluido em um sistema refrigerado a água, quando acima de um certo valor, não afeta significativamente a dissipação de calor do sistema.

Uma vez escolhidos os controladores, fez-se a inclusão de seus circuitos de controle no projeto. Os circuitos que ligam as saídas dos controladores às cargas foram feitos de forma que as saídas de PWM pudessem funcionar para ventoinhas e bomba que possuam quatro, três ou dois pinos. Nas partes que possuem apenas dois pinos, estes são os de alimentação. Nas que possuem três, adiciona-se a saída de tacômetro (TACH). Nas que possuem quatro, estes são de alimentação, TACH e controle por PWM.

A figura 3.10 mostra o circuito empregado para cada uma das três situações. O resistor R_{pt} e o diodo zener estão presentes para a proteção dos pinos de entrada dos controladores, uma vez que a tensão de *pull up* utilizada em cada ventoinha dependerá do fabricante. Já o resistor de *pull up* R_{pul} é necessário para que os controladores possam gerar um sinal PWM puxando a tensão para o terra, no caso da entrada modulado por pulso. O resistor de R_{pul2} está presente para caso a ventoinha possua saída TACH de coletor aberto. Por último existem D_{fb} e o transistor M1, presentes nos casos em que o componente precisa ser controlado em lado baixo. O transistor efetua o chaveamento do terra da ventoinha, ligando-a e desligando-a. Como esta é uma carga indutiva, o diodo permite que ocorra fluxo de corrente no desligamento evitando a elevação da tensão no terminal do transistor. Tal diodo é conhecido como diode de *flyback*.

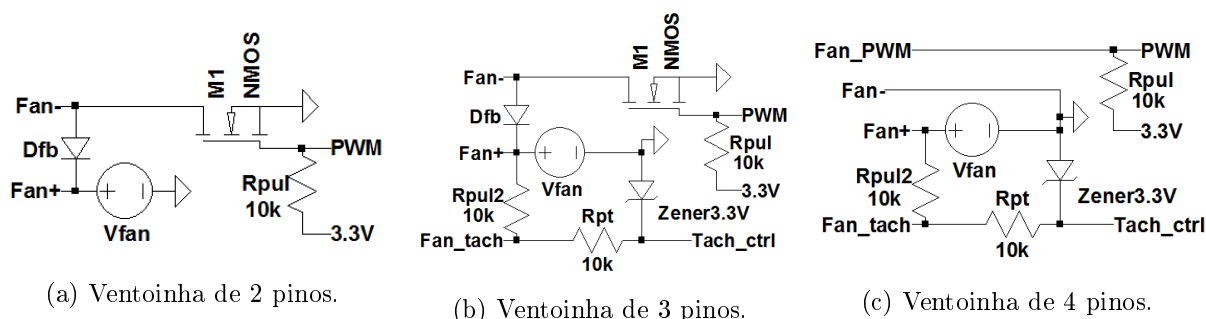


Figura 3.10: Circuitos para controle de ventoinhas de 2 a 4 pinos. *Fan* na figura significa ventoinha.

Levando em consideração os controladores a serem empregados, optou-se pela utilização tem-

porária do produto de refrigeração a água H90 da Corsair. Este sistema é composto por uma ventoinha de 14 cm, com conector de 4 pinos, e uma bomba hidráulica, com conector de 3 pinos. Tal escolha tem caráter temporário pois o projeto do sistema de refrigeração do EM e suas adequações às normas técnicas foge do escopo deste trabalho. Assim, o sistema H90 tem como finalidade apenas permitir testar o funcionamento do circuito projetado.

Por último, temos que a refrigeração do transistor IRF5305S será feita por meio de uma ventoinha simples, de 5 centímetros e conector com dois pinos, posicionada de frente para as aberturas do dissipador de calor acoplado ao MOSFET.

3.3.6 Medidas Adicionais de Proteção

Com as adições ao circuito feitas na seção anterior, foi incorporado ao EM proteções contra sobretemperatura e contra falha nos elementos de refrigeração. Porém, ainda faltam duas proteções fundamentais do ponto de vista elétrico: contra curto circuitos e contra inversão de polaridade da alimentação.

Por envolverem tensões contínuas, a NBR IEC 60601-1 prevê a possibilidade de um teste de inversão de polaridades (ABNT, 2010). Devido a sua facilidade de implementação, restou optar por incluí-la no circuito mesmo caso ela não seja necessária para um teste futuro.

Essa proteção consiste na adição de um MOSFET de canal tipo P em série com a fonte de tensão conectada ao dreno deste e colocado em lado alto, i.e., antes da carga que aquela fonte de tensão alimenta, com a sua porta ligada ao terra e seu terminal fonte ligado à carga. Assim, temos que

$$V_s = V_{cc} - V_{th} \rightarrow V_{gs} = V_{th} - V_{cc} . \quad (3.24)$$

Como V_{gs} é negativo, o transistor conduz e permite o funcionamento normal. Em um caso que a tensão estivesse invertida, V_{gs} assumiria um valor positivo, e o MOSFET de canal P entraria em corte. Tal proteção seria implementada para o circuito de alimentação da tela, do controlador e dos CIs e para a alimentação da bomba, devido ao custo deste componente.

Felizmente, tal proteção também já está inclusa na FLCC, devido ao MOSFET tipo P que controla a corrente no ramo da carga. Porém, tal proteção do IRF5305S não se aplica ao LTC6102, que está localizado antes do transistor. Neste caso, a proteção contra reversão de polaridade é feita utilizando diodos Schottky em série com o terra deste dispositivo. Dessa forma, caso ocorra uma inversão, não flurá corrente pelo terminal V^- , impedirá que este sofra danos.

A proteção contra curto circuitos e sobrecorrente também é feita por meio da adição de um componente em série. Para maior confiabilidade e menor necessidade de manutenção, optou-se por utilizar fusíveis resetáveis PTC, que consistem em um resistor com coeficiente de temperatura positivo e que atua como um circuito aberto quando sua corrente passa de um determinado valor. Sua principal vantagem é que uma vez que o curto circuito ou a falha for sanada, esse fusível permite novamente o fluxo de corrente sem ser trocado. Para o equipamento deste trabalho, três PTCs serão utilizados: um para o circuito de alimentação da tela, controlador e CIs, um para a bomba hidráulica e outro para as ventoinhas.

3.3.7 Medidas adicionais contra interferências e emissões

Ao longo das seções anteriores, foram discutidas as tensões envolvidas no controle da FLCC. Para uma questão de acurácia, o valor da tensão de saída do DAC e da tensão de saída do LTC6102 são as grandezas mais importantes, visto que estas representam a corrente desejada e a leitura da corrente atual. De forma a proteger essas tensões de interferências causadas por acoplamento de ruído eletromagnético, foram adicionados filtros às saídas do DAC e do AmpOp sensor de corrente.

Na saída do DAC foi utilizado um filtro EMIFIL NFL21SP106X1C3D da Murata, cuja frequência de corte é de 10 MHz. O circuito equivalente e a resposta em frequência deste componente estão dispostos na figura 3.11. Este filtro tem o objetivo de proteger o sinal de saída do DAC de possíveis acoplamentos devido aos harmônicos de alta frequência do sinal digital da comunicação entre o controlador e o DAC, e também de possíveis interferências eletromagnéticas advindas do ambiente no qual o circuito opera.

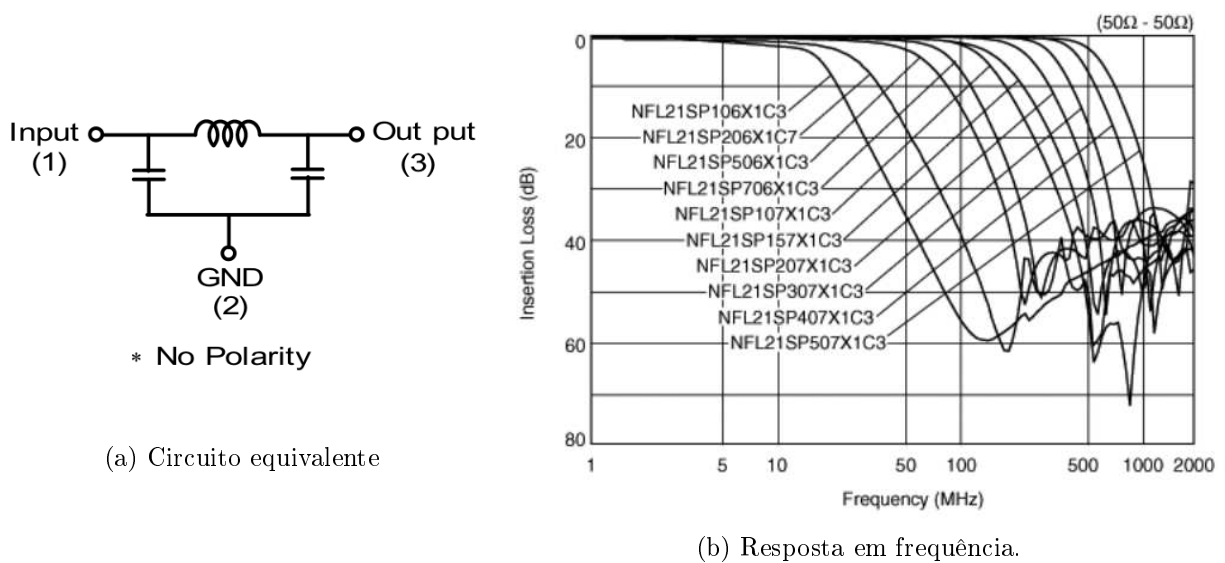


Figura 3.11: Características do filtro EMILFIL NFL21SP106X1C3D. Na figura (b), a curva correspondente ao componente utilizado é a mais à esquerda. Retirado de (MURATA, , p. 1,2)

Esse mesmo filtro foi também colocado no ramo do sinal de habilitação do circuito, de forma a minimizar possíveis habilitações ou desabilitações involuntárias devido à interferências. Outra finalidade é a filtragem de sinais de alta frequência que possam estar presentes caso o controlador tente efetuar algum tipo de chaveamento por meio do sinal de habilitação.

Para a filtragem da saída do LTC6102, a folha de dados deste sugere a adição de um capacitor de saída, C_{out} , em paralelo com o R_{out} para obter uma resposta passa baixas. Adicionalmente, o capacitor atuará como um reservatório de carga que ajudará a manter a saída constante caso esta seja conectada a uma saída chaveada (LT, 2014, p. 17). A frequência de corte formada por essa combinação será

$$f_{-3db} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{out} \cdot C_{out}} \quad (3.25)$$

Temos o valor de R_{out} da seção 3.3.2. Escolhendo C_{out} como 1 nF, de modo a aproveitar o mesmo valor de componente já utilizado no circuito, temos

$$f_{-3db,LTC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 7,96 kHz, \quad (3.26)$$

que é um valor mais que adequado para eliminar interferências. Essa frequência de corte também não afeterá o funcionamento do circuito caso algum tipo de chaveamento seja feito por meio do sinal de habilitação, desde que a frequência deste seja menor que $f_{-3db,LTC}$.

Outra parte do circuito que será bastante suscetível à interferência é o cabo que conecta o ADT7475 ao sensor de temperatura acoplado à carga. Cabos já possuem um comportamento natural de antena, e quanto maior o comprimento destes, mais intensas serão as recepções não desejadas. Para diminuir a magnitude dos sinais acoplados, os dois fios do sensor de temperatura devem ser trançados em um par. Esse método reduz a distância física entre os dois fios, que conduzem a mesma corrente em sentidos opostos, e distribui a orientação física destes de forma aproximadamente igual ao longo de seu comprimento. Dessa forma, o ruído eletromagnético acoplado é aproximadamente o mesmo em ambos fios e sua influência é eliminada no cálculo da tensão diferencial. De forma análoga, os cabos que conectam a placa do circuito à carga também serão trançados em um par. Uma vantagem adicional de se trançar os cabos é a redução de emissões de modo diferencial, devido aos sentidos opostos das correntes nos fios. Por possuírem orientações opostas e mesma intensidade, os campos magnéticos gerados por essas correntes se anulam.

Por fim, um outro cuidado para a minimização das emissões de EMR será a utilização da menor frequência disponível para os protocolos de comunicação I^2C e SMBUS, pois conforme descrito na seção 2.6.2, quanto maior a frequência fundamental do sinal digital, maiores serão as frequências dos harmônicos que contêm energia significativa. Para o protocolo I^2C do DAC7571, a menor frequência será de 100 kHz (TI, 2014, p. 4). Já para ambos controladores, ADT7475 e EMC2301, que utilizam SMBUS, a frequência de comunicação deve estar entre 10 kHz e 400 kHz. Para este caso, será utilizada a menor frequência oferecida pelo controlador do circuito.

3.4 Projeto da interface e Programação do Controlador

Por se tratar de um estudo cujo objetivo é servir como base para um equipamento a ser registrado, é necessário que todos os componentes possam sempre ser obtidos com as mesmas características que aqueles utilizados neste trabalho. Além disso, utilizar uma tela sensível ao toque que possua um controlador gráfico que ainda possa ser utilizado para controlar um circuito externo, permite uma maior concisão do equipamento e diminui a quantidade de conexões a serem feitas.

Tais motivos levaram a escolha do módulo gen4-uLCD da 4DSystems, que possui uma tela sensível ao toque e um processador Diablo16 integrado. Este, controla o funcionamento da tela e também possui pinos extras que podem ser programados e utilizados externamente.

Devido as razões expostas na seção 2.7.1, optou-se pela utilização de um tela de toque capacitivo

de superfície. Assim, o módulo escolhido foi o gen4-uLCD-70DCT-CLB, que consiste em um módulo gen4-uLCD com tela de sete polegadas, toque capacitivo e uma borda de tela. A figura 3.12 mostra imagens desse componente.

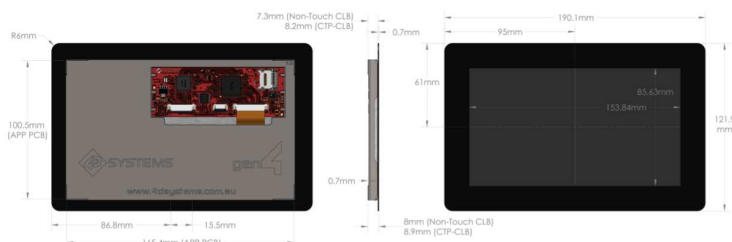


Figura 3.12: Desenho do módulo gen4-uLCD-70DCT-CLB. Retirado de (4D SYSTEMS, 2016, p. 22)

3.4.1 Programação da interface

Para o desenvolvimento da interface máquina humano, HMI, foi escolhido o método de cima para baixo (*top-down*) aplicado a programação. Este método define que o processo de produção seja feito através da divisão do sistema em diversas partes principais, mas sem detalhamento e, então, a subsequente adição de sub níveis e complexidade a essas partes (CRESPI; GALSTYAN; LERMAN, 2008, p. 303).

Aplicado a programação de interfaces, temos os seguintes passos:

1. Definir as telas disponíveis;
2. Adicionar elementos gráficos a essas telas;
3. Adicionar funcionalidades aos elementos gráficos;
4. Adicionar funções internas necessárias para que as funcionalidades do passo anterior possam ser executadas.

Todos os elementos gráficos e de plano de fundo foram gerados utilizando o software GIMP, programa de manipulação de imagem do GNU, e as telas com os respectivos elementos gráficos encontram-se disponíveis no anexo I. As imagens utilizadas na HMI são armazenadas no cartão SD do gen4-uLCD.

Para a implementação dos elementos gráficos no módulo e para a programação das funcionalidades, foi utilizado o programa Workshop4 Pro, programa da 4D Systems para a programação de seus módulos. A linguagem necessária para uso é 4DGL, desenvolvida pela própria fabricante do módulo e cujo aprendizado se fez necessário para a programação correta das funcionalidades.

O Workshop4 Pro possui a capacidade de gerar os códigos para funcionamento gráfico de maneira automática e estes códigos foram omitidos deste trabalho devido a sua extensão. No anexo V,

está disposto todo o código escrito que se refere exclusivamente ao funcionamento específico do equipamento.

A figura 3.13, mostra um diagrama que resume as funcionalidades e suas localizações dentro da interface. Já a figura 3.14, mostra o fluxo de ações realizadas para um tratamento ser realizado. As ações do programa contidas no diagrama estão representadas de forma sintetizada. Cada um desses passos envolve diversas linhas de código que não convém serem detalhadas exaustivamente.

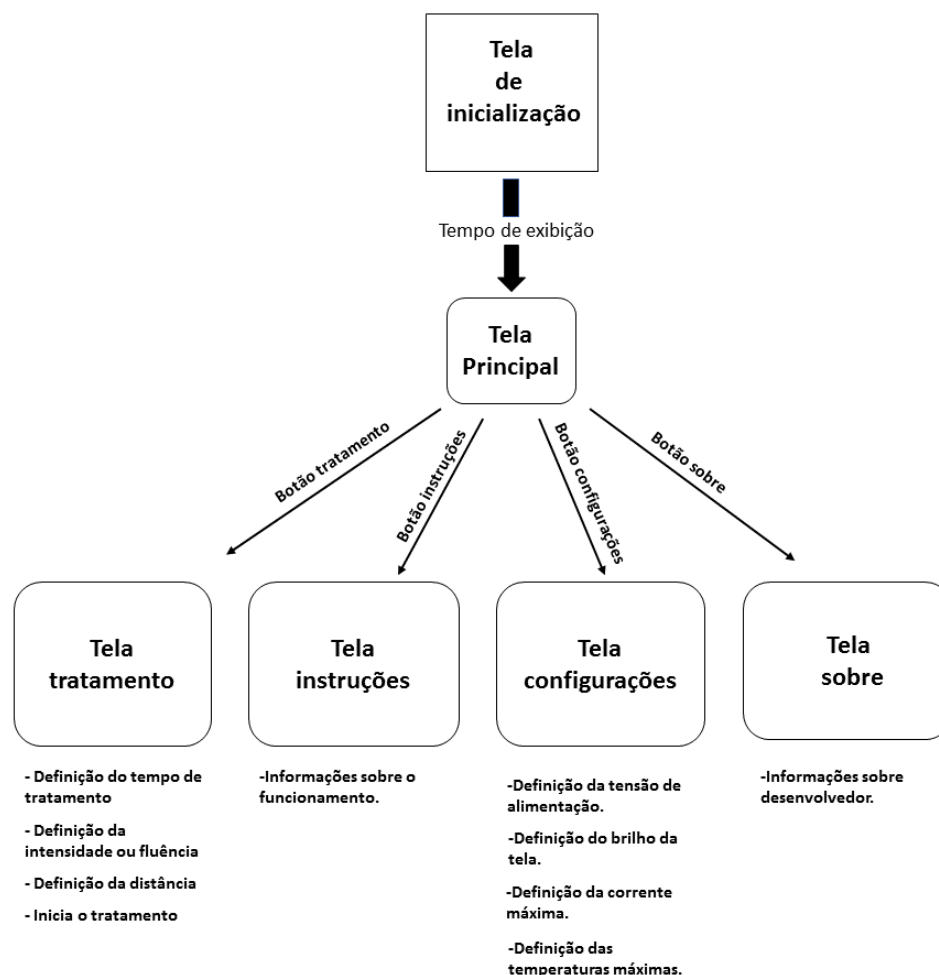


Figura 3.13: Diagrama resumo da interface desenvolvida para o módulo gen4-uLCD.

A interface projetada contém também duas telas que não foram exibidas no diagrama da figura 3.13: a tela do teclado e a tela de detalhes. A tela de teclado é exibida apenas quando for necessário que o usuário entre com algum valor. Já a tela de detalhes mostra todas as variáveis de natureza elétrica, térmica e temporal em um único lugar.

3.4.2 Integração do módulo com o circuito

O módulo gen4-uLCD-70DCBL disponibiliza um conector para cabo FFC, do inglês *flat flexible cable*, de 30 pinos e espaçamento de 0.5 mm. Todos os pinos relacionados a portas digitais, portas

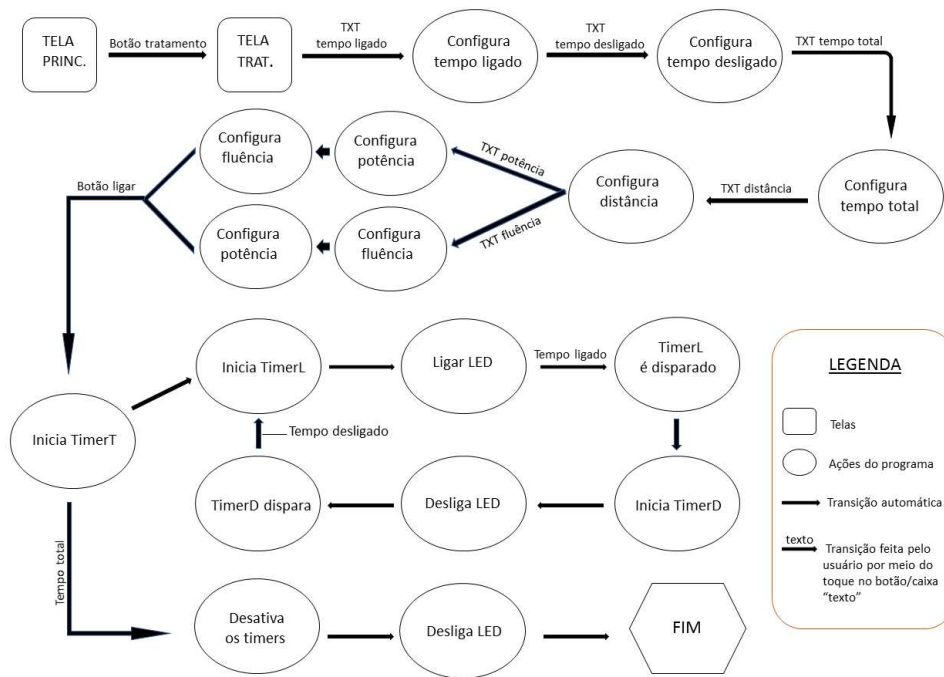


Figura 3.14: Diagrama de fluxo para a realização de um tratamento.

analógicas, alimentação da placa, programação e controle externo ficam disponíveis para acesso por meio desse conector.

Assim, foi definido que a conexão entre o controlador DIABLO16, contido no módulo, e os circuitos desenvolvidos será feita por meio de cabo FFC. Este terá as especificações necessárias para o correto funcionamento com o conector do módulo gen4-uLCD.

No quesito tensões, os pinos analógicos do controlador DIABLO16 são tolerantes apenas para tensões de até 3.3V. Contudo, a tensão alimentação do módulo deve ser de 5V, tornando a limitação de 3,3V um fato não óbvio. Por isso, precauções com os módulos das tensões a serem enviadas para o módulo devem ser tomadas durante o projeto.

Outro aspecto importante para o correto controle do circuito é a capacidade do DIABLO16 em lidar com o protocolo I²C de maneira nativa. Apesar dos componentes ADT7475 e EMC2301 se comunicarem por meio do protocolo SMBUS, ainda é possível controlá-los via um canal I²C. Por ter evoluído a partir do I²C, o SMBUS ainda compartilha semelhanças suficientes para que uma comunicação seja estabelecida (MAXIM INTEGRATED, 2000). Para isto, basta que alguns cuidados relacionados a frequência de operação e resistores de *pull up* sejam tomada, de forma a garantir que esses parâmetros atendam ambos protocolos de comunicação.

O SMBUS estabelece uma frequência mínima de 10kHz e máxima de 400kHz, enquanto o I²C pode funcionar com frequências da ordem de dezenas de hertz até megahertz. Ao configurar o DIABLO16 para comunicação I²C que obedeça aos limites do SMBUS e com a menor frequência possível para esse caso, teremos uma compatibilidade em frequência entre os protocolos e a intensidade dos harmônicos de frequências da ordem de megahertz terão as menores amplitudes possíveis.

Já a compatibilidade de resistores de *pull up* é garantida obedecendo aos valores mínimos para cada protocolo. É estabelecido que o valor mínimo para SMBUS é de $8,5\text{ k}\Omega$, enquanto o protocolo I²C necessita de um valor mínimo de $1,6\text{ k}\Omega$ (MAXIM INTEGRATED, 2000, p. 4). Assim, foi optado pela utilização de resistores de $10\text{ k}\Omega$.

3.5 Considerações Finais pré PCI

Para o projeto da PCI, conhecer todos os componentes que serão utilizados no circuito é imprescindível. Esta seção aborda a escolha dos componentes auxiliares necessários e adições ao circuito já projetado.

3.5.1 Adição de circuito de reset do módulo de toque

Um dos pinos disponíveis para controle externo do módulo gen4-uLCD-70DCLB é o pino de *RESET*. Esse pino pode ser puxado ao terra por meio de um circuito de coletor aberto ou dreno aberto (4D SYSTEMS, 2016, p. 6), de modo a reiniciar o módulo da tela de toque. O ato reinicialização da tela facilita o desenvolvimento e teste dos programas desenvolvidos para esta.

Foi optado pelo uso de um circuito de dreno aberto e que possa ser acionado com uma chave táctil. Por não se tratar de uma funcionalidade que será disponibilizada ao usuário final do EM, essa chave de reinicialização será localizada na placa. O circuito desenvolvido está representado na figura 3.15.

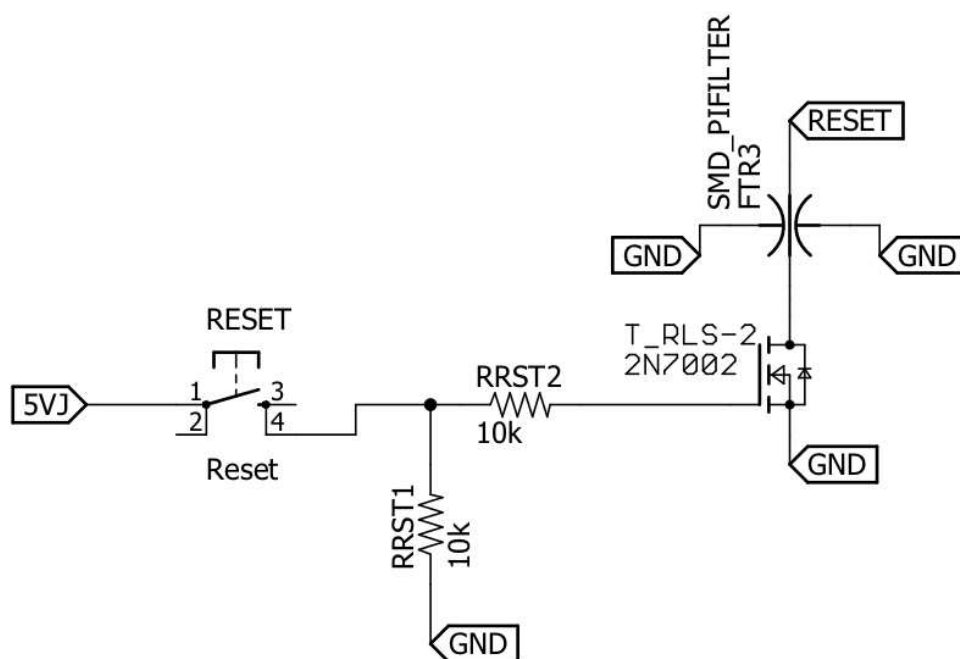


Figura 3.15: Circuito de reinicialização do módulo gen4-uLCD-70DCLB.

A fim de evitar que interferências devido a sinais de alta potência causem um incorreto acio-

namento, foi adicionado um filtro passa baixas na trilha do sinal de reinicialização. O filtro é o mesmo utilizado nos circuitos do DAC e do sinal de habilitação e é detalhado na seção 3.3.7.

3.5.2 Escolha das fontes de tensão

Nas seções anteriores, foram definidas as tensões necessárias no circuito. São elas: 3.3V e 5V para a alimentação dos circuitos de controle; 12V para alimentação das ventoinhas e bombas; e 24V para a alimentação do LED e da FLCC. A tabela 3.1 mostra a corrente estimada que cada parte do circuito irá consumir

Tabela 3.1: Consumo estimado de corrente para cada componente.

Componente	Tensão de alimentação [V]	Corrente estimada ou máxima [A]
Bomba hidráulica	12	1 a 2
Ventoinhas	12	1
LED GP-100WR6	24	3,5
LTC6102	24	0,01
LT1366	5 e 3,3	0,015
DAC7571	5	200 μ
ADT7475	3,3	0,02
EMC2301	3,3	475 μ
gen4-uLCD-70DCLB	5	1

Devido a magnitude das correntes exigidas para 5, 12 e 24 volts, são necessárias fontes eficientes e que atendam as exigências normativas descritas nas seções 2.2.2 e ClassANVISA. Já para a tensão de 3.3 V, um regulador linear de tensão pode ser utilizado para obter tal valor a partir de 5 V.

Dessa forma, foram escolhidas as fontes RPD75A e MSP-100-24 ambas da Mean Well. A primeira é um conversor de tensão alternada para tensão contínua com saídas em 5V e 12V. Já a segunda, é também um conversor AC/DC e possui saída de 24V ajustável para baixo até 21,8 V. Ambas são da série de produtos médicos da Mean Well e atendem as normas quanto ao nível de emissões, proteções e confiabilidade de operação. A lista completa e detalhada encontra-se na folha de dados das fontes (MEAN WELL, 2015, p. 1) (MEAN WELL, 2017, p. 1).

Por último, foi escolhida a versão fixa de 3.3V do regulador linear de tensão AZ1117E. Tal componente fará a conversão de 5V para 3.3V. Dois capacitores de valor mínimo de 1 μF são necessários para garantir a estabilidade do circuito. Foi optado pelo uso de dois capacitores de 10 μF , uma vez que esse componente já está presente em outros circuitos da PCI.

3.5.3 Escolha dos conectores e cabos

A escolha de um bom conector é um fator de grande auxílio na montagem das conexões do equipamento. Conectores que possuem uma orientação fixa, que permite a conexão em apenas uma posição, garantem que os cabos sejam conectados corretamente no pino desejado. Dessa maneira, a segurança aumenta e o risco de ocorrerem falhas diminui.

Levando em consideração o exposto acima, foram escolhidos conectores Ultrafit da Molex para o circuito que alimenta o LED,. Tais conectores são compactos e permitem um encaixe sem ambiguidades. Além disso, contam com uma trava adicional para os cabos, tornando a conexão ainda mais resistente. Serão utilizados dois conectores na placa: um para a entrada da MSP100 e o outro para a conexão do LED à PCI. Já para a fonte de alimentação RPD75A, optou-se por usar os mesmos conectores que já vem soldados na placa dessa. Tais conectores são da família JST VHR da JST Sales e também possuem conexão livre de ambiguidades.

O tamanho dos cabos utilizados para as conexões é um dado juntando as informações das tabelas 2.1 e 3.1. Para ambas fontes de alimentação, a seção mínima aplicável será de $0,75 \text{ mm}^2$. Para este trabalho, optou-se pela utilização de cabos de 1.5 mm^2 , pois quanto maior a seção, mais resistente a esforços mecânicos será o cabo.

3.5.4 Capacitores de *bypass*

Pelas razões explicadas na seção 2.5.3, todos os capacitores de bypass serão MLCC e serão utilizados em paralelo com um outro capacitor. A razão para esse paralelismo é a manutenção de uma baixa impedância ao longo de uma maior faixa de frequências. Os pares de capacitores de *bypass* serão formados por um capacitor de $0,1\mu$ e outro de 10μ . Esses valores foram escolhidos por estarem separados por duas ordens de grandeza e de forma a aproveitar componentes de mesmo valor que serão utilizados em outras partes.

3.5.5 Diagrama de Blocos

De modo a facilitar a compreensão dos circuitos desenvolvidos e suas funcionalidades, foram feitos diagramas de blocos da parte eletrônica do EM. Os diagramas abrangem todos os sensores e componentes majoritários que atuam no funcionamento do equipamento e são mostrados na figuras II.1,II.3,II.4 e II.2 do anexo II. Eles referem-se, respectivamente, ao circuito de alimentação, ao circuito da FLCC, ao circuito dos controladores de ventoinhas e ao circuito de conexão com o módulo da tela de toque.

3.6 Implementação dos Circuitos em PCI

O software escolhido para o processo de desenho da placa foi o EagleCad. Esse software conta com componentes que possuem um simbolo esquemático e uma pegada de placa. Ao adicionar um componente ao diagrama elétrico do circuito, esse componente é automaticamente adicionado ao arquivo de desenho da placa. As conexões entre componentes devem ser feitas por meio do esquemático, o que evita erros na hora de traçar as trilhas de cobre da placa.

O primeiro passo tomado foi a escolha dos tipos de componentes a serem utilizados. Por causa das características parasitas reduzidas e possibilidade de menores laços de corrente, foi escolhida a utilização de componentes SMD. Outra razão é a aquisição de experiência no manuseio e escolha

de componentes desse tipo. Em etapas futuras, o equipamento médico deste trabalho irá seguir se aproximando de um produto final e, para tal, é necessário que o circuito possa contar com componentes que facilitem a montagem automática deste.

Decididos os valores dos componentes e o tipo destes, foram escolhidos os encapsulamentos. Essa decisão foi feita apenas para os componentes discretos, já que os CIs possuem tipos determinados e específicos de encapsulamento. Quando se pode optar, foram escolhidos encapsulamentos de tamanho igual ou próximo ao da medida 0603. Tal tamanho é o mínimo recomendável para placas que serão soldadas a mão.

Após serem decididos todos os aspectos dos componentes, foi feita a divisão dos circuitos de acordo com os tipos de sinal que os percorrem. A montagem do esquemático foi feita divisão entre analógico e digital e serviu como base para a setorização da PCI a ser desenhada. As imagens contendo os esquemáticos encontram-se no anexo III.

O próximo passo é a definição do tamanho da placa a ser projetada. De modo a aproveitar os encaixes traseiros do módulo gen4-uLCD-70D, optou-se por uma placa de tamanho aproximado ao da tela e que encaixe no módulo da tela de toque. Esta decisão aumentará os custos de produção da placa, porém, oferece uma maior proteção contra radiações eletromagnéticas devido ao maior tamanho do plano de terra que poderá ser utilizado no verso da placa. Adicionalmente, o projeto final da eletrônica fica mais compacto, contribuindo para um menor espaço físico ocupado pela eletrônica.

Todas as conexões necessárias deverão ser prioritariamente traçadas em um único plano, de modo que o plano de terra no verso da placa seja o mais uniforme possível, oferecendo os benefícios descritos nas seções 2.5.1 e 2.5.2.

3.6.1 Setorização da placa

A figura 3.16 mostra a divisão utilizada no desenho da PCI deste trabalho.

O circuito de mais alta potência foi colocado na borda da placa, isolados em um setor de tensão 24V. Imediatamente à esquerda, existe o circuito deslocador de tensão, que faz a interface entre a região de 5V e 24V. O circuito de reinicialização do módulo gen4-uLCD foi inserido na mesma região de transição entre 5V e 24V, sob a justificativa de se utilizar um único CI com dois MOSFETs 2N7002.

A região de 5V é composta pelos componentes de controle da FLCC. Observa-se que o circuito do DAC foi colocado na borda esquerda dessa região para que os sinais de digitais da comunicação I²C e suas correntes de retorno não passem por baixo de nenhum traço da região analógica. Pode-se definir que a parte esquerda da placa corresponde aos circuitos digitais e a parte direita aos circuitos analógicos.

No centro inferior, fica o conector da RPD75A, de forma que a tensão de 12V seja distribuída para a esquerda e a tensão de 5V para a direita. As proteções adicionais do circuito encontram-se logo acima da zona de entrada da RPD75A. O regulador de tensão de 3,3V, também, é localizado

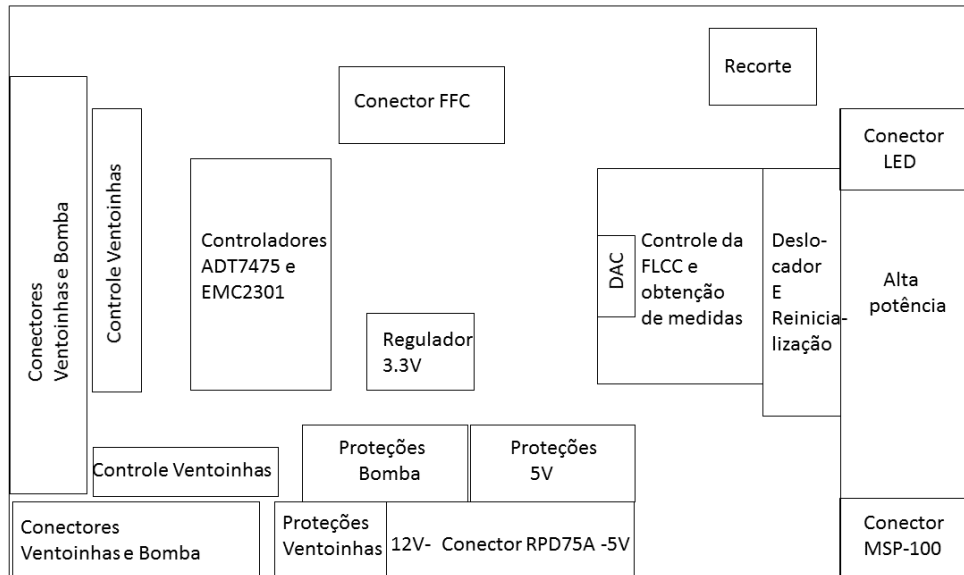


Figura 3.16: Setorização da PCI projetada.

no centro inferior levemente mais à esquerda, pois suas principais cargas são os controladores ADT7475 e EMC2301.

Já no centro superior temos o conector do cabo FLCC, que liga a PCI ao módulo da tela de toque. Esse conector teve que ser situado mais acima para permitir que uma trilha de alimentação de 5V percorrendo o plano inferior não corte o plano de terra ao meio. Traçar trilhas na mesma face que o plano de terra não é recomendável, mas, tornou-se necessário. Porém, essas trilhas foram projetadas de forma a percorrer as bordas do plano de terra, sem interferir com o caminho de nenhuma corrente de retorno.

Nas bordas da esquerda estão dispostos os circuitos de controle das ventoinhas e da bomba. E por fim, temos os controladores desses componentes situados no centro esquerdo da placa. Os componentes que trabalham com sinais digitais, como esses controladores, foram posicionados no centro da placa para a redução de emissões, já que as bordas das placas também podem atuar como uma antena de dipolo.

3.6.2 Desenho das trilhas

Após o posicionamento dos componentes, de acordo com a setorização mostrada na figura 3.16, foram traçadas as trilhas de cobre que conectam os diferentes elementos. Para manter a maior quantidade de trilhas possível no plano superior, foram empregados resistores jumper de tamanho 1206, que permitem que até três trilhas possam passar por baixo deles. As técnicas de projeto apresentadas nas seções 2.5.4 e 2.6 foram utilizadas durante todo o processo de roteamento da placa.

As figuras 3.17 e 3.18 mostram as trilhas desenhadas e o posicionamento dos componentes. Nessas imagens, o preenchimento de cobre do plano de terra ainda não foi efetuado. Já as figuras 3.19

e 3.20 mostram ambas faces da PCI com o preenchimento.

Conforme pode ser observado, a setorização da PCI permitiu que os traços referentes a um setor permanecessem no setor designado. As únicas exceções são os traços de comunicação com o módulo e as trilhas de alimentação.

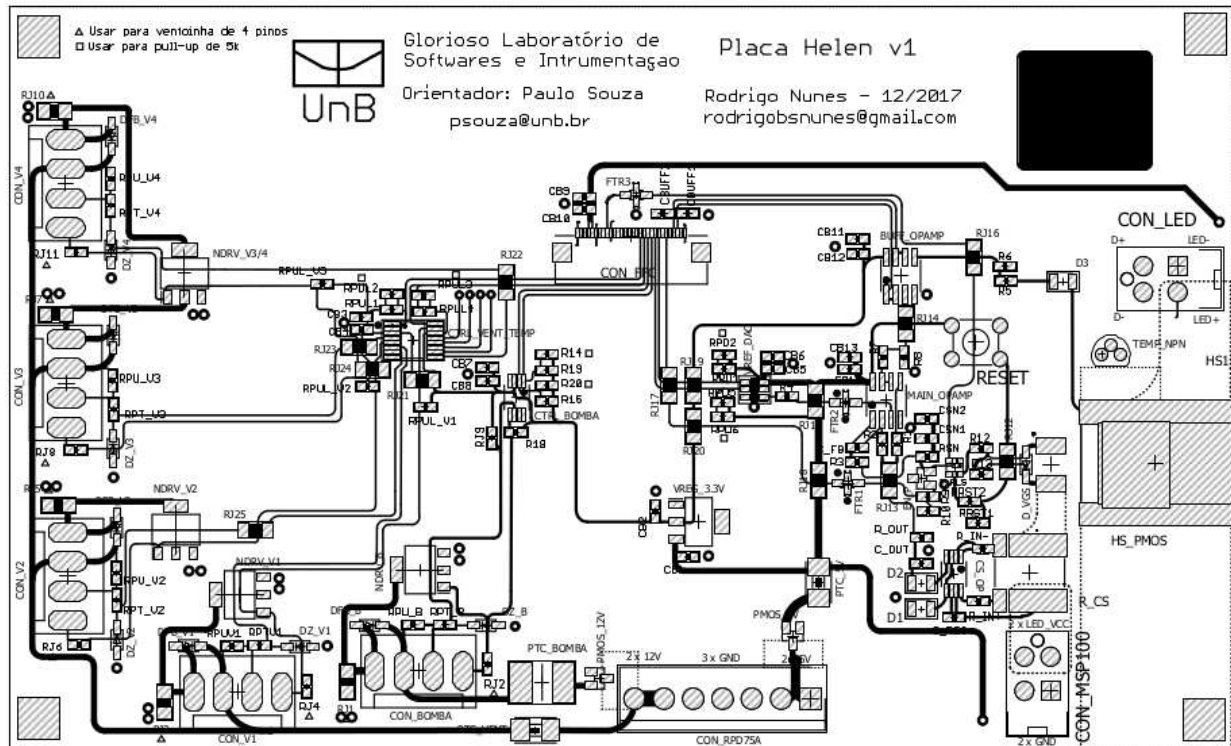


Figura 3.17: Face superior da PCI sem preenchimento.

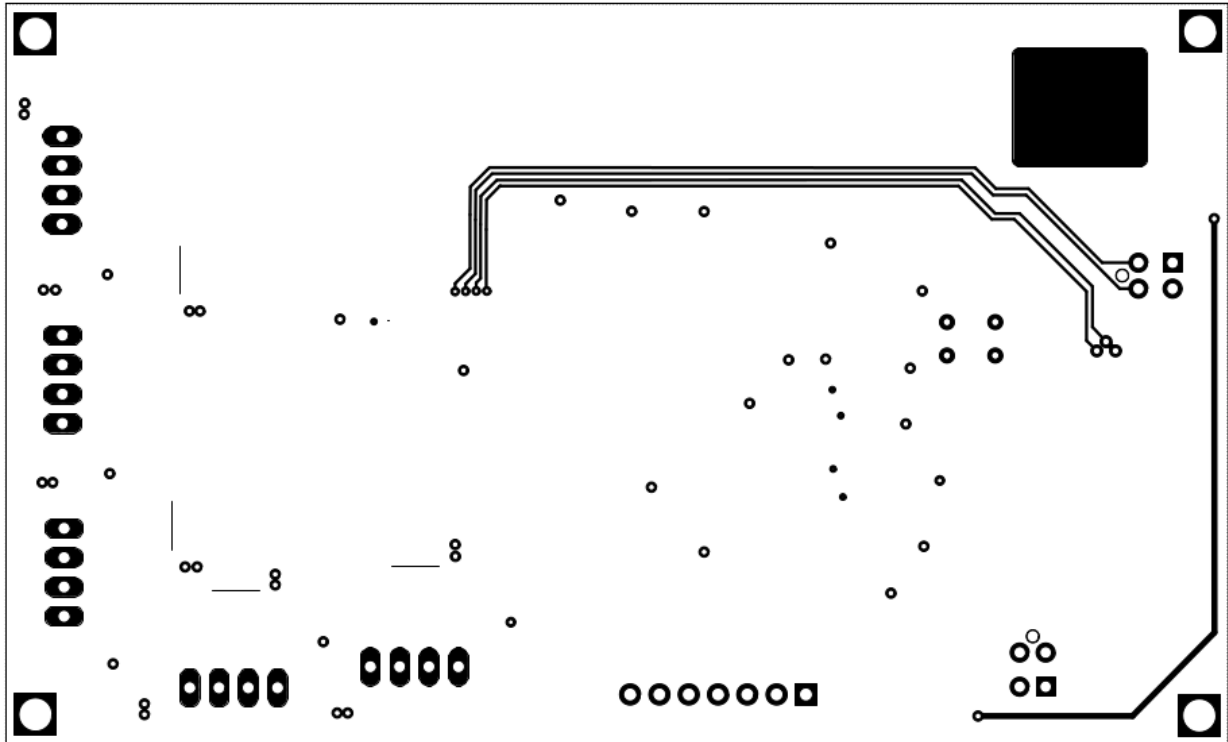


Figura 3.18: Face inferior da PCI sem preenchimento e vista através da face superior.

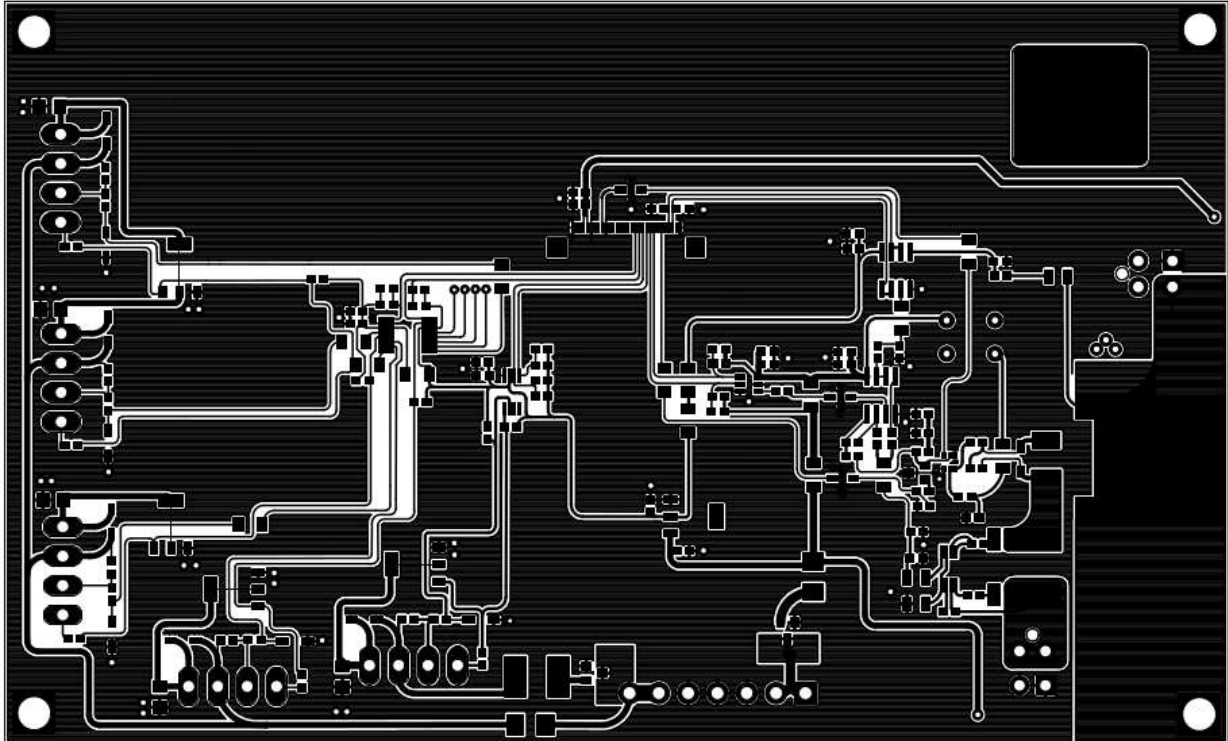


Figura 3.19: Face superior da PCI com preenchimento.

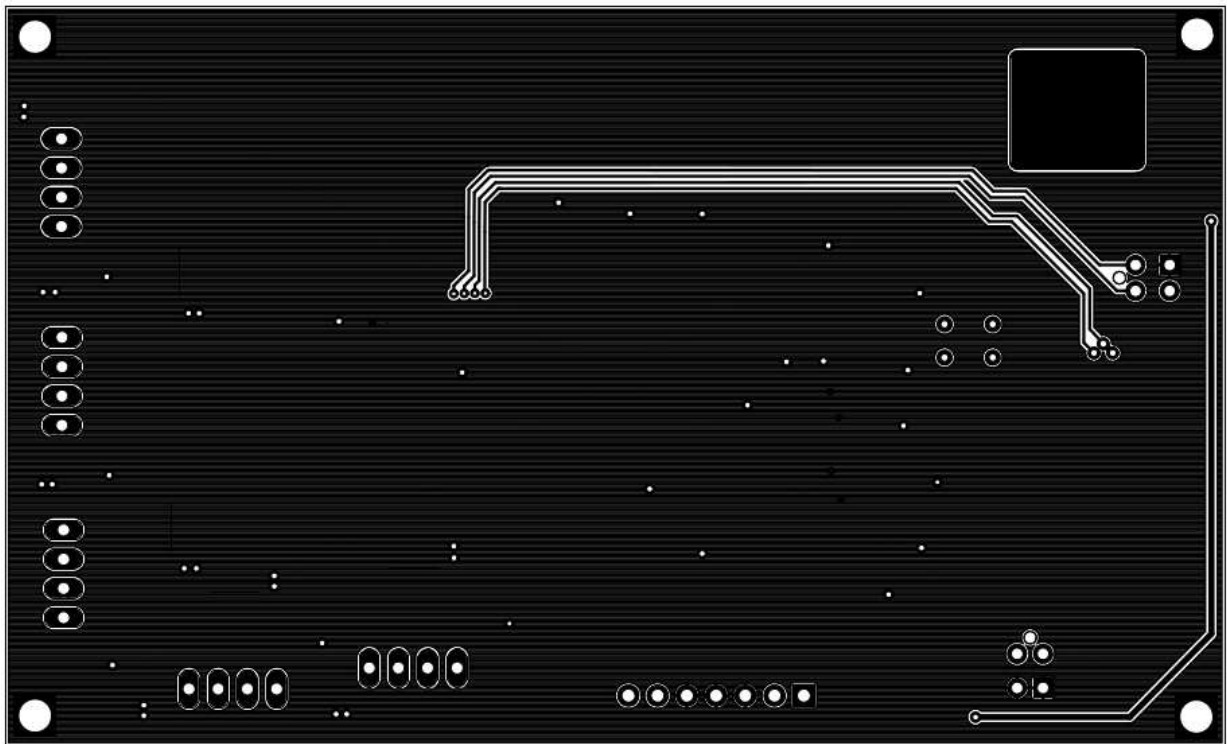


Figura 3.20: Face inferior da PCI com preenchimento e Vista através da face superior.

Capítulo 4

Metodologia Experimental

4.1 Medidas de Corrente

As medidas de corrente serão obtidas de duas fontes diferentes: um aparelho amperímetro em série com o LED e o conversor analógico digital do controlador DIABLO16 em conjunto com o circuito composto do amplificador sensor de corrente LTC6102, dos seguidores de tensão e dos resistores de atenuação. Os valores obtidos representarão, respectivamente, a corrente real e a corrente mostrada ao usuário.

Para a faixa de correntes de zero a três amperes, será utilizado o multímetro Agilent 34411A configurado para amperímetro de corrente contínua, com escala automática, e funcionando em modo estatístico para cálculo de média. Este modo permite obter uma medida mais significativa na terceira casa decimal, caso ocorram leves variações. Nas medidas de valores acima de três amperes, será utilizado o multímetro Minipa APPA ET2800, com escala automática, também configurado para amperímetro de corrente contínua. A troca de multímetros nas medições não representará um problema, pois, o funcionamento da FLCC força a mesma intensidade no ramo de carga mesmo com variações nos valores.

Já a leitura de correntes por meio do ADC do controlador e do LTC6102, será feita pela conversão do valor de tensão obtido nas portas do ADC para um valor correspondente de corrente. A conversão é programada no DIABLO16 e leva em consideração o ganho de tensão do LTC6102 e do circuito de atenuação, ambos descritos nas equações 3.11 e 3.20. O resultado do cálculo é exibido na tela do EM.

Durante as medições, o LED estará acoplado ao dissipador de calor especificado na seção 3.3.5, com suas partes, ventoinhas e bomba, configurados para velocidade máxima de rotação. O transistor IRF5305S, utilizado na FLCC, também terá sua ventoinha configurada para a máxima rotação.

A leitura dos valores de corrente serão feitos 15 segundos após o pressionamento do botão para acionamento do LED. Este ato instrui o circuito a ligar a FLCC com o valor de corrente programado. Uma vez obtida a medida, serão efetuados a seleção do novo valor e o acionamento do LED.

4.2 Medidas de Tensão

Para a obtenção dos valores de tensão serão utilizados dois instrumentos: um voltímetro em paralelo com o LED e o conversor analógico digital do controlador DIABLO16 em conjunto com os resistores de atenuação e o seguidor de tensão atribuído a saída destes.

O voltímetro utilizado para medições na faixa de zero a vinte volts será o multímetro MINIPA ET-2042D configurado para voltímetro de tensão contínua na escala de 20V. Nas medições cujos valores sejam maiores que vinte volts, será utilizado o multímetro Agilent 34411A, configurado para voltímetro de tensão contínua, com escala automática. A obtenção dos valores de tensão por meio do ADC da DIABLO16 é análoga à obtenção dos valores de corrente. Porém, para a conversão do valor lido pelo ADC em um valor de tensão de carga, o cálculo é programado apenas com a constante de atenuação disposto na equação 3.23.

A leitura dos valores de tensão serão feitos seguindo a mesma metodologia de acionamento descrita na seção 4.1 e os sistemas de resfriamento do LED e do transistor também estarão sujeitos as mesmas condições descritas na seção supracitada.

4.3 Medidas de Intensidade Luminosa

O processo de obtenção das medidas de intensidade luminosa será feita pela utilização de um medidor de energia luminosa que efetue o cálculo da distribuição de energia por tempo e pela área.

Tal medidor será o FieldMaxII-TOP da Coherent, configurado para medição de potência por área, em escala automática. O sensor utilizado por esse medidor é um sensor de termopilha PM3 da Coherent, cuja área interna da cavidade de medição é o valor utilizado para o cálculo da intensidade luminosa. O medidor também será configurado para o comprimento de onda do LED utilizado e terá a função *Avg* ligada, para a obtenção de valor médio de intensidade.

Para a obtenção das medidas, o sensor termopilha deve estar posicionado com seu centro alinhado em altura e direção ao centro do LED e com o fundo de sua cavidade posicionada a dez centímetros da superfície dessa fonte luminosa.

Antes do início das medições, o FieldMaxII deverá ser zerado por meio do botão *Zero*. Esse procedimento permitirá anular interferências ocasionadas pela iluminação do local do experimento.

Novamente, as metodologias de leitura e acionamento do LED e a condição dos sistemas de resfriamento do LED e o IRF5305S são idênticas àquelas descritas na seção 4.1.

4.4 Medidas de Temperatura

As medições de temperatura serão realizadas utilizando um sensor de temperatura acoplado a um microcontrolador, que estará programado para obter a média de três mil medidas a cada dez segundos. Esta escolha foi feita visando minimizar o erro humano nas leituras de tempo. O

microcontrolador utilizado será o ATmega328 embutido na plataforma Arduino. Como sensor de temperatura, será utilizado o LM35 da Texas Instrument conectado como um sensor básico de temperaturas centígradas. (TI, 2017, p. 1).

Para o caso de medição de temperatura do LED, o sensor deverá ser posicionado e fixado com sua parte chata em contato com a parte mais ao centro possível da placa de dissipação de calor do LED. Caso a temperatura a ser medida seja a do transistor, a parte chata do sensor deverá ser fixada em contato ininterrupto ao dissipador de calor do IRL5305S. Em ambos casos, uma pequena quantidade de pasta térmica deve ser aplicada entre o encapsulamento do LM35 e o alvo da medição.

As leituras de temperaturas serão feitas com uma frequência de 10 segundos e feitas 60 medidas. Esse número está vinculado à estabilização do valor de temperatura. Caso 600 segundos não tenham sido suficientes, as medidas deverão continuar a cada 10 segundos até que a estabilidade térmica do sistema tenha sido atingida.

Capítulo 5

Resultados

5.1 Resultados de projeto

Analisando o resultado final do circuito implementado, pode-se afirmar que as exigências da RDC 956/01 foram atendidas. Os itens abaixo especificam os aspectos cumpridos.

1. Não foram empregados materiais de alta inflamabilidade no projeto. Capacitores eletrolíticos foram evitados por esta razão;
2. O risco de interferência causada por campos elétricos e magnéticos externos foi minimizada com o uso de filtros e de um plano de terra. O uso deste possibilitou a redução da área interna dos laços de corrente;
3. A repetibilidade, confiabilidade e eficácia do circuito pode ser garantida pois todos os componentes utilizados podem ser obtidos diretamente do mesmo fabricante e com as mesmas especificações;
4. A geração de EMR também foi minimizada por meio das ações explicadas no item 2. Adicionalmente, utilizar a menor frequência possível para os sinais digitais contribui para minimizar emissões;
5. O fluxo de energia pode ser regulado por meio da FLCC e será estável em toda a faixa de correntes para o qual foi projetado. A precisão ainda pode ser averiguada internamente por meio do circuito de aquisição de dados acoplado ao DAC do DIABLO16.

Acerca da classificação do equipamento em classe I ou II pelo NBR IEC 60601-1, o EM apenas poderá ser classificado quando sua estrutura estiver totalmente concluída. As fontes de tensão utilizadas neste projeto possuem entrada para o terra, e a PCI desenvolvida também conta com quatro vias, dispostas nos cantos, para conexão ao terra. Assim, o circuito desenvolvido possui os pré-requisitos para poder ser categorizado em classe I. Mas por si, ele não pode receber classificações.

5.1.1 PCI fabricada e Adaptações de projeto

A PCI fabricada a partir do projeto mostrado na seção 3.6.2 está disposta na figura 5.1.

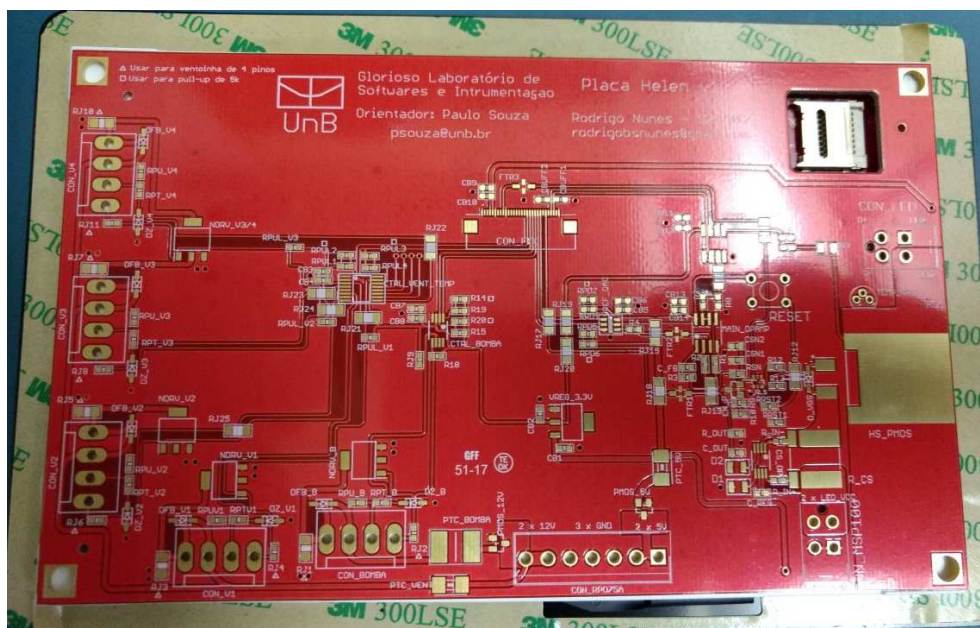


Figura 5.1: Placa de circuito impresso fabricada a partir do projeto na da seção 3.6.2

Durante o processo de solda e de montagem da PCI, algumas adaptações tiveram que ser realizadas. O primeiro caso foi o do transistor duplo 2N7002BKS, que acabou sendo danificado por causa de seu tamanho diminuto. Pela ausência de componentes extras para esse caso, foi feita uma adaptação na placa utilizando dois MOSFETs BS170 em encapsulamento TO92. A figura 5.2 mostra o resultado dessa alteração.

Outra adaptação necessária foi devido a um erro de projeto que foi percebido apenas depois que vários componentes já haviam sido soldados na PCI e o circuito da FLCC não funcionou. A saída de tensão do LTC6102 foi medida e foi constatado um curto ao terra. Porém, mesmo após a resolução desse problema, a saída do LTC6102 ainda continuava marcando zero. Após diversas leituras e tentativas de funcionamento, foi averiguado que os terminais inversor e não inversor do LTC6102 estavam conectados ao lado errado da carga.

Para o correto funcionamento do LTC6102, o terminal inversor deve estar conectado no terminal do resistor sensor de corrente que fica localizado mais próximo a da fonte de tensão e o terminal não inversor deve estar conectado no terminal mais próximo da carga. Para sanar esse erro de projeto, tentou-se soldar os resistores de entrada do LTC6102 de forma cruzada. Mas, não foi possível efetuar uma solda resistente utilizando os resistores de tamanho 0603.

A adaptação, então, foi realizada com resistores PTH com o valor mais próximo de 80Ω possível. Foram medidos 25 resistores e selecionados os dois cujo valor mais se aproximava da resistencia desejada. O valor de 80Ω foi escolhido pois não existiam opções razoavelmente próximas de 160Ω dentre os resistores PTH. Assim, o novo ganho de tensão do LTC6102 passou a ser unitário. A figura 5.2 mostra o resultado da alteração.

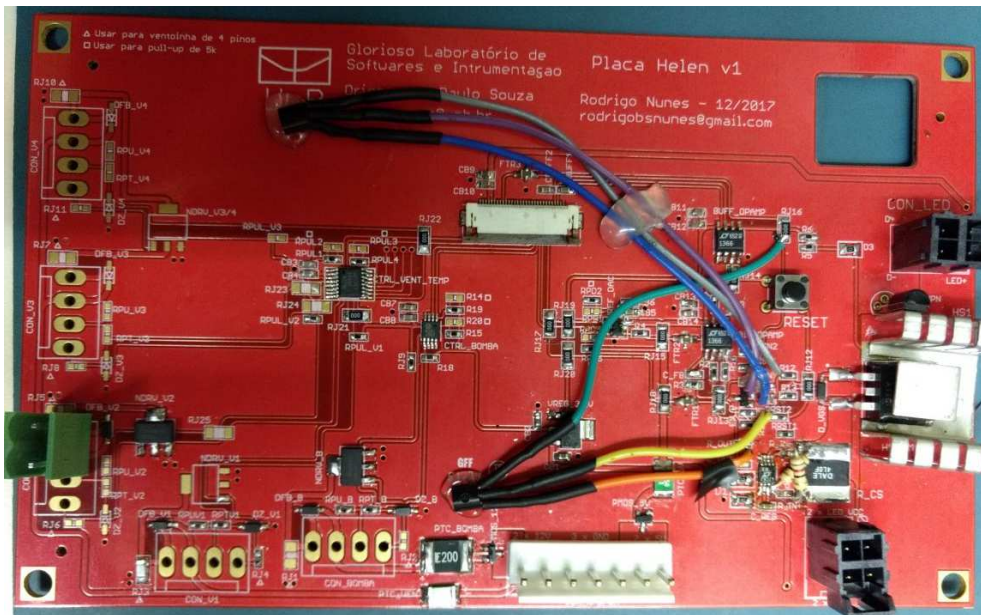


Figura 5.2: PCI ajustada de forma a sanar o erro de projeto e a falta de componentes.

Ao final das adaptações, o circuito funcionou como esperado e pode começar a ser usado para a obtenção de medidas experimentais. A figura 5.3 mostra a PCI adaptada conectado ao módulo gen4-uLCD-70DCLB.

5.2 Resultados Experimentais

Os resultados obtidos por meio das metodologias explicadas no capítulo 4 estão dispostos nesta seção.

5.2.1 Erros da corrente

A figura 5.4 mostra as leituras de corrente obtidas ao longo do intervalo de zero a quatro amperes da corrente de referência, i.e., a corrente cujo valor é desejado. Na figura 5.5 é mostrado o gráfico comparando o erro relativo nas medidas feitas e o erro máximo teórico.

Analisando a figura 5.4, podemos perceber que ambas curvas obtidas possuem valores muito próximo aos da corrente desejada. Conseqüentemente, a inclinação das retas no gráfico tem valor praticamente unitário. As diferenças existentes são realçadas na figura 5.5.

Olhando o gráfico dos erros relativos, pode-se afirmar que a FLCC projetada funciona com um erro relativo menor que 1% para valores de corrente maiores que 0,5A. Isso é evidenciado na curva da corrente medida no multímetro, que corresponde a corrente real que atravessa os terminais do LED. Tal resultado não é incondizente com a teoria, uma vez que a curva teórica mostrada representa o erro teórico máximo dado pela equação 3.18, que leva em consideração as tolerâncias e imperfeições máximas dos componentes. Conforme explicado na seção 3.3.3, o erro real é um valor fixo que dependerá das condições de fabricação de cada componente.



Figura 5.3: PCI conectada ao módulo da tela de toque e de controle.

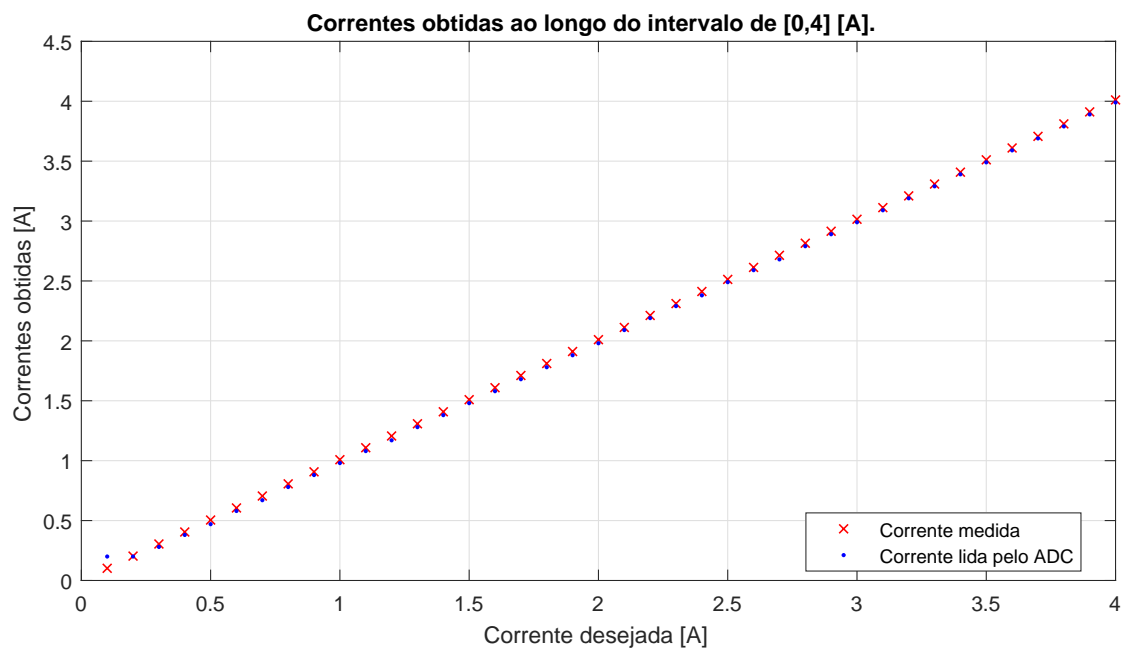


Figura 5.4: Curva de correntes obtidas pela corrente desejada.

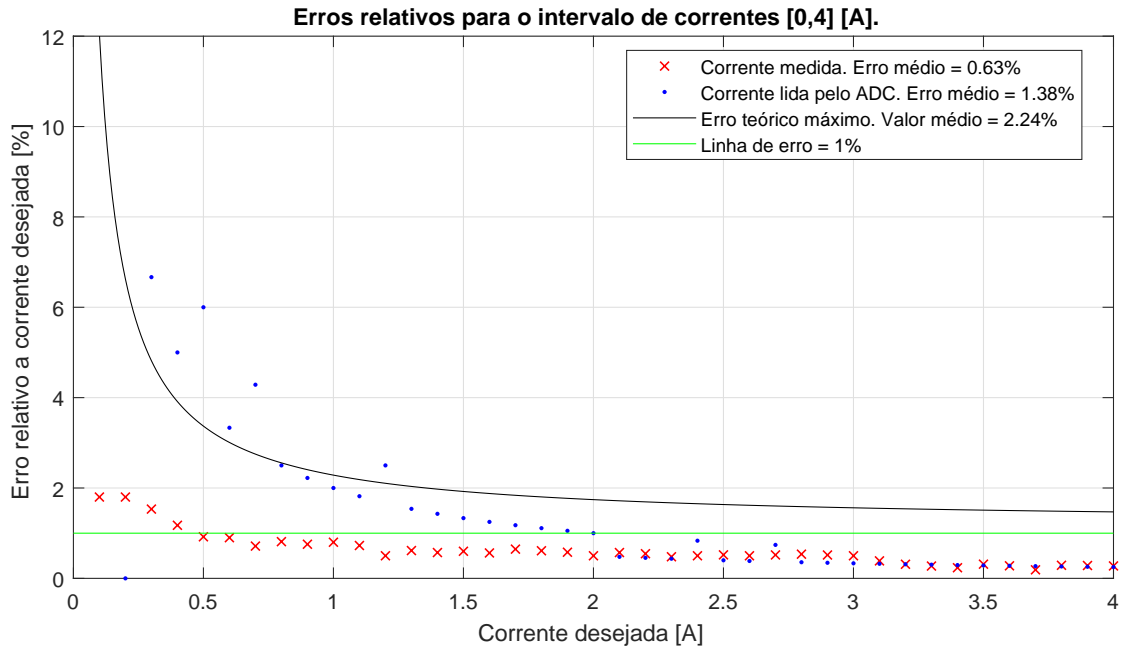


Figura 5.5: Curva de erros relativos pela corrente desejada.

Todavia, o erro relativo referente ao valor lido pelo ADC do controlador DIABLO16 passa a ser menor que 1% apenas para valores de corrente maiores que 2A. Além disto, o seu comportamento segue a curva de erro calculada teoricamente. Isso ocorre, pois, no cálculo dos valores de tensão lidos pelo ADC, existia um *offset* negativo médio de 0,13 V. Assim, foi adicionado ao programa do controlador um somatório que ameniza esse *offset*. Essa compensação é a razão para o formato da curva obtida para as leituras feitas por meio do ADC. A equação 5.1 mostra a equação que dita esse comportamento.

$$\frac{|I_{ref} - I_{adc}|}{I_{ref}} = \left| 1 - \left(\frac{offset}{I_{ref}} + \frac{G \cdot V_{adc}}{I_{ref}} \right) \right|. \quad (5.1)$$

Ou seja, quanto menor for o valor do *offset* em relação a corrente desejada, menor será o seu impacto no cálculo do erro.

Apesar da presença desse erro, esse percentual maior não prejudica o funcionamento do equipamento. A corrente que determina a intensidade luminosa ministrada ao paciente é a corrente real, cujo erro esta dentro do esperado no projeto. A função do valor de corrente lido pelo ADC é permitir ao processador do EM saber se o aparelho está funcionando e se a corrente não está apresentando variações durante um tratamento. Ambos objetivos ainda são satisfeitos mesmo com um erro ligeiramente maior. É possível também, programar o DIABLO16 para que ele emita um alerta de funcionamento caso a corrente medida pelo conversor analógico digital apresente uma diferença maior do que o erro esperado dado pela curva da figura 5.5. Ou seja, a curva obtida neste experimento serve como uma curva de calibração para o processador, permitindo reduzir ainda mais o erro relativo observado.

5.2.2 Curvas de Tensões e Eficiência

A figura 5.6 mostra o gráfico contendo as leituras de tensão obtidas por meio do voltímetro e por meio do ADC do DIABLO16. Novamente, é perceptível a existência de uma diferença constante de tensão entre o valor real medido e o obtido pela digitalização do sinal. Não foi calculado o erro entre ambas para este caso, pois a medida de tensão é utilizada internamente apenas para fins de proteção do transistor da FLCC. Essa proteção funciona pelo monitoramento da potência dissipada no transistor e pela temperatura do mesmo. A potência dissipada é utilizada para o cálculo indireto da temperatura atual do transistor. Além disso, o ADT7475 é configurado para mandar um alerta ao processador DIABLO16 quando a temperatura do MOSFET superar um certo limite. Por isto, a margem de erro desta proteção pode ser mais ampla e pode ser compensada atribuindo-se uma temperatura máxima menor ao transistor da FLCC no programa do DIABLO16.

Ainda na figura 5.6, a reta em verde mostra o ajuste linear, feito por meio do MATLAB, para a curva $V_{ld} \times I_{ld}$. A reta representa o comportamento ôhmico da carga e, para este caso, a inclinação dela corresponde a resistência interna do LED. Temos também que o ponto onde a reta corta o eixo das ordenadas equivale ao valor da fonte de tensão contínua do circuito equivalente mostrado na figura 3.1. O resultado para o valor da resistência interna do LED obtido por meio do ajuste linear é de

$$R_{series} \approx 1,09\Omega . \quad (5.2)$$

Utilizando os valores de tensão medidos na figura 5.6 e as equações 2.4 e 2.7 para o cálculo da eficiência da FLCC, foi obtida a curvas da figura 5.8. A figura 5.7 mostra as curvas de corrente medida por potencia real consumida e intensidade luminosa emitida.

Os resultados obtidos para as figuras 5.8 e 5.7 são condizentes com o esperado teoricamente. Observa-se que conforme o valor de tensão na carga se aproxima de V_{cc} , maior fica a eficiência. Isto ocorre pois conforme a corrente percorrendo o LED aumenta, a tensão em seus terminais também aumenta o que causa uma redução na tensão V_{sd} do IRF5305S. Outra consequência da maior potência consumida pelo LED é o aumento na sua intensidade de radiação luminosa, evidenciado na figura 5.8.

5.2.3 Curvas de aquecimento

As curvas de aquecimento do LED estão dispostas nas figuras e 5.9. Os resultados mostram que a temperatura máxima do LED, estabelecida pelo fabricante e descrita na seção 3.2, não foi ultrapassada para nenhum valor de corrente.

A fim de obter valores diretos da potência dissipada, a carga foi substituída por um curto circuito. Isso equivale a dizer que toda a potência fornecida pela fonte será dissipada no transistor. Nessas medidas, o valor da fonte de alimentação foi reduzido.

Existe um valor mínimo para a fonte de alimentação, V_{cc} , pois, o circuito de deslocamento de tensão, vide figura 3.2, alimenta o terminal porta do MOSFET variando a tensão de metade de V_{cc} a 0 volts. Como a tensão V_{th} do IRF5305S é de 4 volts, a menor tensão de alimentação para a

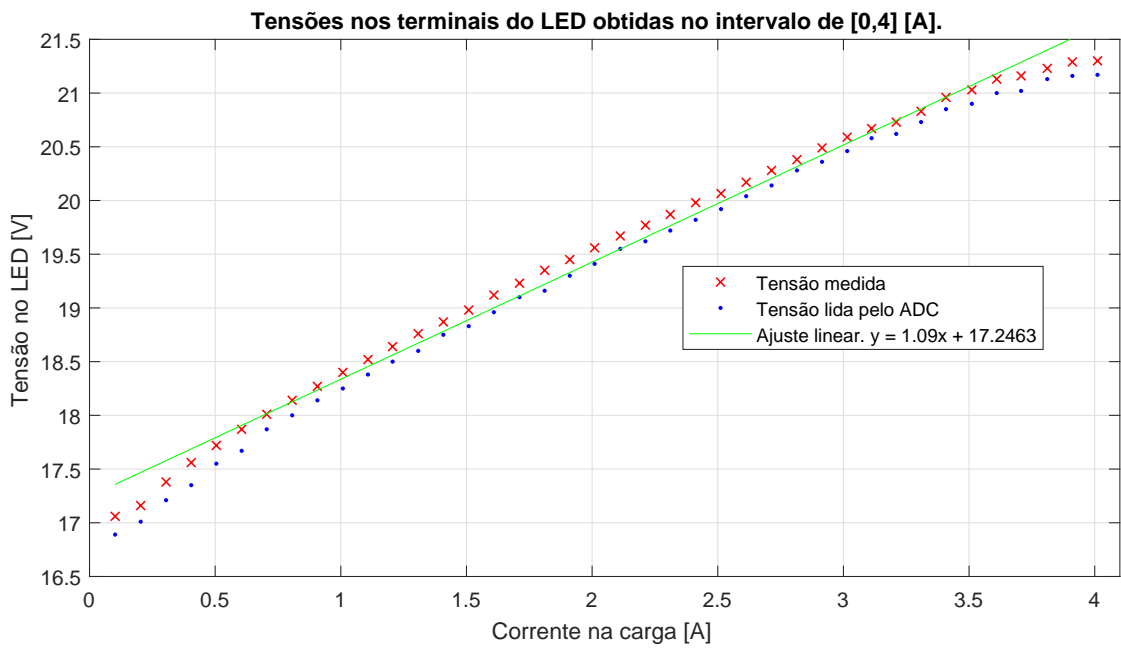


Figura 5.6: Curva obtida da tensão nos terminais do LED x Corrente medida.

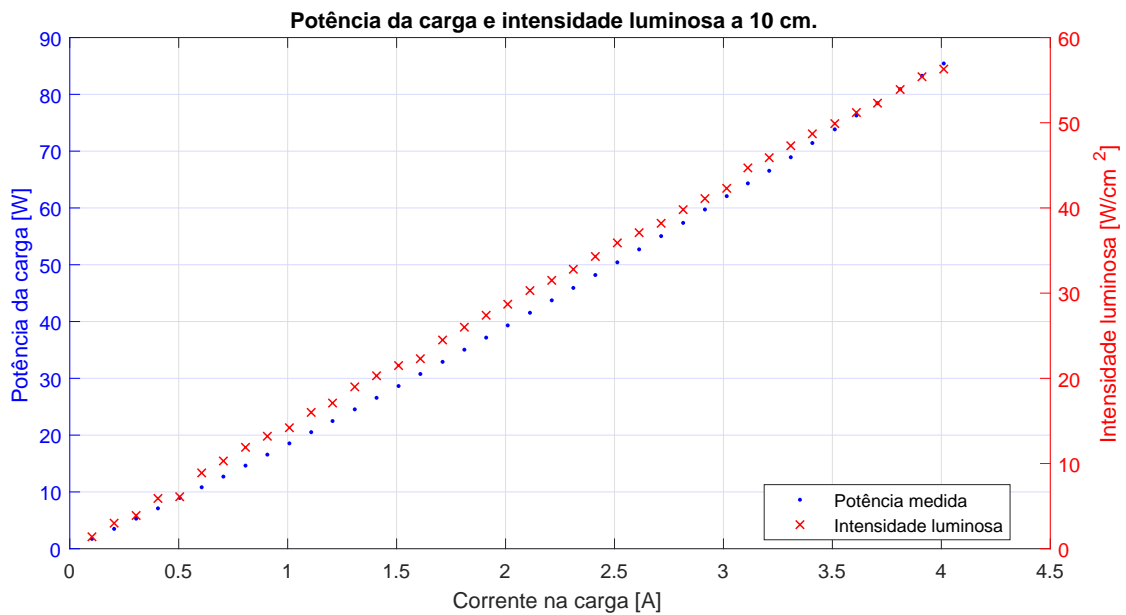


Figura 5.7: Curvas de Potência da carga e intensidade luminosa pela corrente medida.

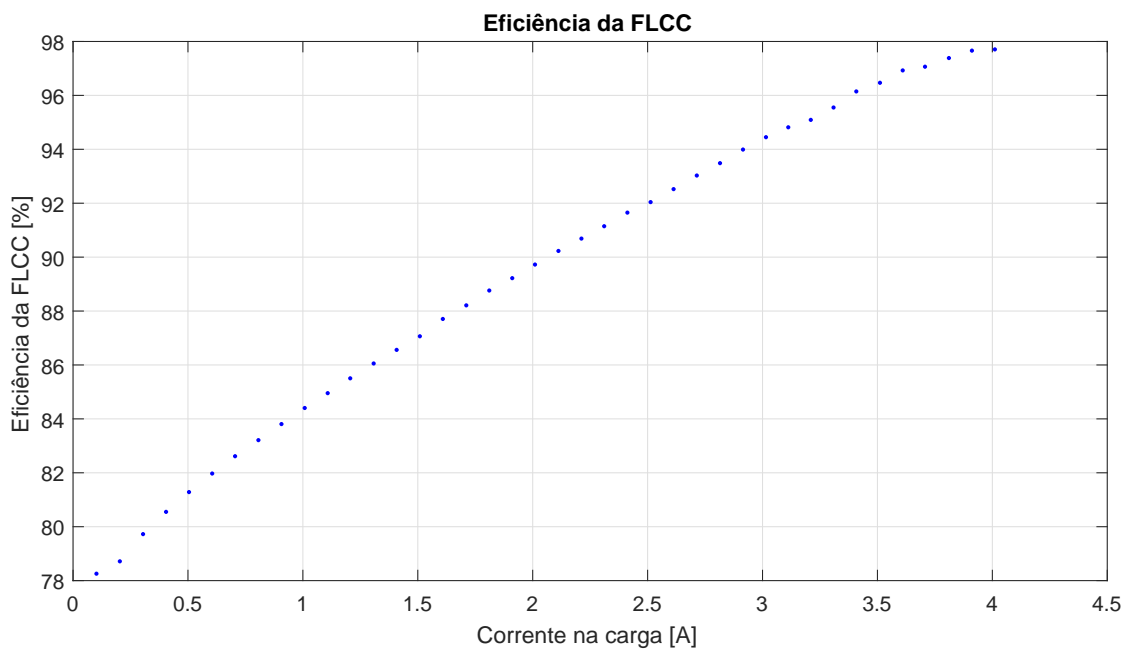


Figura 5.8: Curva de eficiência x corrente medida.

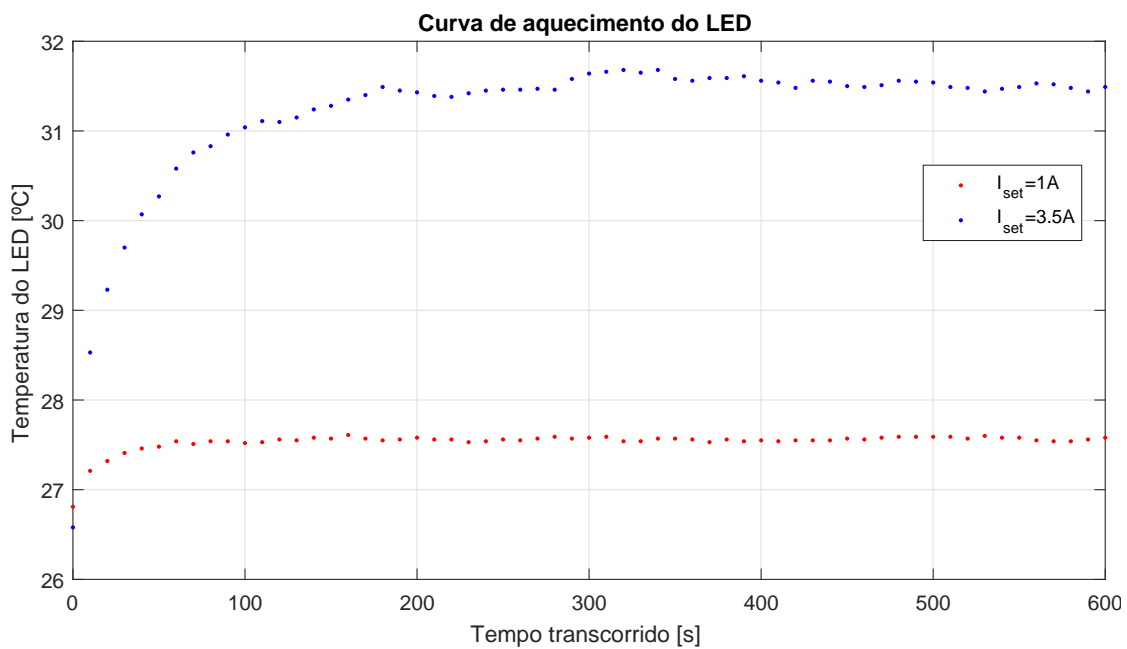


Figura 5.9: Curvas de aquecimento do LED.

ativação do transistor é de 8 volts. Contudo, pela própria características dos MOSFETs de canal P, a corrente que atravessa seus terminais é limitada pela tensão V_{sg} . Conseqüentemente, quanto maior a corrente I_{sd} desejada, maior será a tensão mínima V_{sg} . Para o intervalo de correntes de [0, 25; 1] amperes, o valor de V_{cc} utilizado foi de 10 volts.

As curvas de aquecimento obtidas estão dispostas na figura 5.10. Observa-se que os resultados são condizentes com o esperado: uma maior potência dissipada equivale a uma maior elevação de temperatura. A figura 5.11 traça os gráficos das elevações de temperatura pela potência dissipada.

Por meio do ajuste linear do gráfico obtido, é possível calcular a resistência térmica do encapsulamento para o ambiente. Tal ajuste foi feito de forma a forçar a curva ajustada a passar pela origem, uma vez que não ocorre variação de temperatura caso não haja corrente. Conforme exposto na equação 5.4, temos que a inclinação da reta será o valor da resistência térmica desejada. Neste caso

$$\theta_{ca} = 3,2091 \frac{C}{W} . \quad (5.3)$$

Uma vez obtido o valor da resistência térmica, foi calculado o valor da máxima dissipação de calor permitida pelo IRF5305S. De acordo com a equação da resistência térmica, temos

$$T_j = T_a + \theta_{ja} \cdot P_{dis} = T_a + (\theta_{ca} + \theta_{jc}) \cdot P_{dis} . \quad (5.4)$$

Substituindo os valores por aqueles da folha de dados do IRF5305S, e assumindo T_a como 27 graus Celcius, obtem-se

$$P_{dis,max} = \frac{175 - 27}{3,2091 + 1,4} = 32,11W \quad (5.5)$$

Analisando o valor obtido na equação 5.5, conclui-se que o sistema de dissipação de calor acoplado ao IRF5305S tem uma performance muito satisfatória. Assim, a FLCC é capaz de operar mesmo com eficiências muito baixas devido a algum desbalanço ocasionado na fonte de alimentação ou causa por mudança de carga.

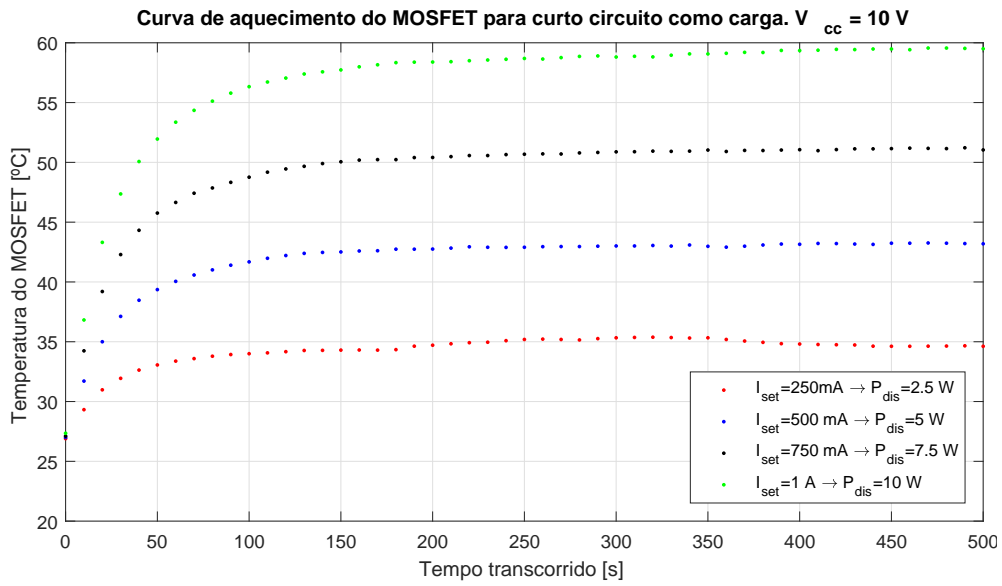


Figura 5.10: Curvas de aquecimento do transistor IRF5305S para curto circuito como carga.

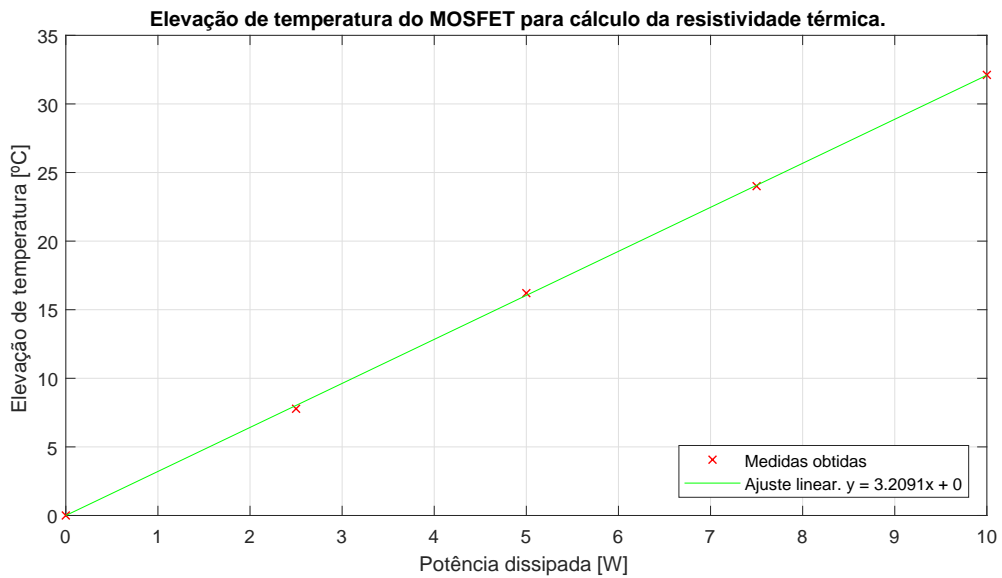


Figura 5.11: Curva de elevação de temperatura por potência dissipada para o IRF5305S.

Capítulo 6

Conclusões

Este trabalho apresentou todo o processo de desenvolvimento relacionado ao circuito elétrico e interface gráfica de um equipamento médico para terapia fotodinâmica de alta potência. Tendo como base as referências técnicas e de segurança exigidas para o projeto, foram apresentadas as teorias que possibilitam as implementações de circuitos que atendem as normas. Em seguida, foi definida a topologia, o tipo de circuito utilizado e feitas simulações com LTSpice. Com base nessas informações, foram decididos os componentes que foram empregados no projeto. Gradativamente, melhorias foram adicionadas ao circuito, oferecendo maior segurança ou performance.

Posteriormente, tomando como base as teorias apresentadas, foi escolhido o módulo integrado de tela de toque com controlador que foi responsável pelo controle do equipamento. Por meio do programa Workshop4 Pro, foi empregada a metodologia *top-down* para o projeto da HMI utilizada na tela. Paralelamente, mais adições foram feitas ao circuito do EM, de modo a permitir a comunicação entre o módulo e os circuitos da FLCC, dos controladores e de medições.

Em seguida, foi desenhada a PCI contendo os circuitos e empregando as teorias apresentadas. Essas técnicas de projeto foram utilizadas com foco na redução de interferências causadas por acoplamento entre sinais, e causadas por radiações eletromagnéticas. Quando o projeto foi finalizado, a placa foi fabricada para testes.

Por último, a placa foi montada e um erro de projeto foi identificado. No processo de montagem, alguns componentes estavam em falta e adaptações foram feitas de forma a permitir o funcionamento da placa. Uma vez adaptada a PCI, foram obtidas medidas relacionadas ao funcionamento do circuito projetado.

Os resultados obtidos atenderam as especificações de projeto e o erro identificado será corrigido nas próximas versões da placa. Este trabalho serve como base para o desenvolvimento completo de um EM para TFD de alta potência, sendo ainda necessários muitos outros passos antes que seja consolidado um produto registrado junto à ANVISA. Tais passos incluem o desenvolvimento da carcaça e do sistema de refrigeração, análises de risco do tratamento e do aparelho montado, fabricação do equipamento por uma empresa que obedeça às BPFs, elaboração de documentos técnicos e outros. Devido à natureza desse processo de registro, as etapas futuras podem ser divididas em áreas relacionadas ao desenho industrial e às engenharias de produção e eletrônica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

4D SYSTEMS. *gen4 Display Module Series: 7.0" diablo16 integrated display module*. 2016. Disponível em: <http://www.4dsystems.com.au/productpages/gen4-uLCD-70D/downloads/gen4-uLCD-70D_datasheet_R_1_6.pdf>. Acesso em: 27 fev. 2017.

AAPM. *Photodynamic therapy dosimetry, AAPM REPORT NO. 88*. Madison, USA: Medical Physics Publishing, 2005.

AGÊNCIA NACIONAL DE VIGILÂNCIA SANITÁRIA. *Resolução - RDC nº 185, de 22 de outubro de 2001*. Brasil, out. 2001.

AGÊNCIA NACIONAL DE VIGILÂNCIA SANITÁRIA. *Resolução - RDC nº 56, de 6 de abril de 2001*. Brasil, abr. 2001.

ARCHAMBEAULT, B. Part ii: Resistive vs. inductive return current paths. *IEEE EMC Society Newsletter*, [S.l.], n. 219, p. 81–83, 2008. Disponível em: <<http://www.emcs.org/acstrial/newsletters/fall08/tips.pdf>>. Acesso em: 20 out. 2017.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR IEC 60601-1, Equipamento eletromédico Parte 1: Requisitos gerais para segurança básica e desempenho essencial*. Rio de Janeiro, out. 2010. 358 p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR IEC/CISPR 11: Equipamentos industriais, científicos e médicos - características das perturbações de radiofrequência - limites e métodos de medição*. Rio de Janeiro, set. 2012. 50 p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR IEC 60601-2-57, Equipamento eletromédico Parte 2-57: Requisitos particulares para a segurança básica e desempenho essencial de fonte luminosa não laser destinada à utilização terapêutica, diagnóstica, cosmética/estética e de monitoração/supervisão*. Rio de Janeiro, jul. 2015. 31 p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR IEC 60601-1-2, Equipamento eletromédico Parte 1-2: Requisitos gerais para segurança básica e desempenho essencial - norma colateral: Perturbações eletromagnéticas - requisitos e ensaios*. Rio de Janeiro, dez. 2017. 94 p.

BARRETT, G.; OMOTE, R. Projected-capacitive touch technology. v. 26, n. 3, p. 16–21, 2010.

BENDAOUD, S.; MARINO, G. Practical techniques to avoid instability due to capacitive loading. *Ask The Application Engineer-32*, [S.l.], n. 38, 2004. Disponível em: <<http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/techniques-to-avoid-instability-capacitive-loading.html>>. Acesso em: 14 mar. 2017.

BRASIL. *Lei Nº 9.782, de 26 de Janeiro de 1999. Define o Sistema Nacional de Vigilância Sanitária, cria a Agência Nacional de Vigilância Sanitária, e dá outras providências*. Brasília, DF: Diário Oficial [da] República Federativa do Brasil, jan. 1999. Disponível em: <http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/leis/L9782.htm>. Acesso em: 31 jan. 2017.

CARTER, B. Circuit board layout techniques. In: _____. *Op Amps for Everyone*. Dallas, Texas, USA: Texas Instruments, 2002. cap. 17, p. 17-1-17-29.

CRESPI, V.; GALSTYAN, A.; LERMAN, K. Top-down vs bottom-up methodologies in multi-agent system design. *Autonomous Robots*, Springer, USA, v. 24, n. 3, p. 303-313, 2008.

DEPARTAMENTO DE FÍSICA DA FCTUC. Propagação de erros independentes e aleatórios. In: _____. *Técnicas Laboratoriais de Física*. Coimbra, Portugal: Universidade de Coimbra, 2010. cap. V, p. 49-58. Disponível em: <http://www.fis.uc.pt/data/20102011/apontamentos/apnt_5_10.pdf>. Acesso em: 09 jan. 2018.

DIXON, D. *The Technology Within Touch Panels*. Epec Engineered Technologies, [201-]. Disponível em: <<http://www.epectec.com/downloads/Article-The-Technology-Within-Touch-Panels.pdf>>. Acesso em: 20 mar. 2017.

FORTUNATO, M. Successful pcb grounding with mixed-signal chips - follow the path of least impedance. *Tutorial 5450, October*, Maxim Integrated, San Jose, CA, USA, 2012.

GERÊNCIA DE TECNOLOGIA EM EQUIPAMENTOS MÉDICOS DA ANVISA. *Manual para Regularização de Equipamentos Médicos na ANVISA*. Brasília, jun. 2010.

HARRISON, L. T. *Current Sources and Voltage References*. Burlington, MA, USA: Newnes, 2005. 569 p.

JETT, W.; GOLD, S. Applications of a rail-to-rail amplifier. *Design Note 89*, Linear Technology, 1994. Disponível em: <<http://cds.linear.com/docs/en/design-note/dn89f.pdf>>. Acesso em: 04 maio 2017.

LINEAR TECHNOLOGY. *LT1366/LT1367/LT1368/LT1369*: Dual and quad precision rail-to-rail input and output op amps. USA, 2010. Disponível em: <<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1366fb.pdf>>. Acesso em: 29 abr. 2017.

LINEAR TECHNOLOGY. *LTC6102/LTC6102-1/LTC6102HV*: Precision zero drift current sense amplifier. 2014. Disponível em: <<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6102fe.pdf>>. Acesso em: 17 mar 2017.

MAXIM INTEGRATED. *Application Note 476*: Comparing the i2c bus to the smbus. 2000. Disponível em: <<https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN476.pdf>>. Acesso em: 21 jul. 2017.

MEAN WELL. *MSP-100 Series*: 100w single output medical type. 2015. Disponível em: <<http://www.meanwell.com/scripts/resource/pdfViewer/web/viewer.html?f=MSP-100&pdf=MSP-100-SPEC.PDF&r=aHR0cDovL3d3dy5tZWVud2VsY2VsbC5jb20=>>. Acesso em: 19 de abril de 2017.

MEAN WELL. *RPD-75 Series*: 75w reliable dual output medical grade. 2017. Disponível em: <<http://www.meanwellusa.com/productPdf.aspx?i=626#1>>. Acesso em: 19 de abril de 2017.

MUNSON, J. Ultraprecise current sense amplifier dramatically enhances efficiency and dynamic range. *Design Note 423*, Linear Technology, Milpitas, CA, USA, 2007. Disponível em: <<http://cds.linear.com/docs/en/design-note/dn423f.pdf>>. Acesso em: 04 maio 2017.

MURATA MFG. *Chip EMIFIL LC Combined Monolithic*: N#21sp__x1c__ reference specification. Disponível em: <<https://www.murata.com/en-eu/products/productdata/8796731277342/ENFD0006.pdf>>. Acesso em: 22 nov. 2017.

MURATA MFG. *Noise Suppression Basic Course*. [201-?]. Disponível em: <https://www.murata.com/en-us/products/emc/emifil/knowhow/basic?intcid5=com_XXX_XXX_cmN_bc_XXX>. Acesso em: 31 jan. 2017.

OTT, H. W. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey, USA: WILEY, 2009. 843 p.

RvsR RCD COMPONENTS. *2-TERMINAL VS. 4-TERMINAL RESISTORS*. [200-?]. AN R-31. Disponível em: <<http://www.rcdcomponents.com/rcd/press/R-31%20Two-Terminal%20vs.%20Four-Terminal%20Resistors.pdf>>. Acesso em: 28 mar 2017.

REGAN, T. et al. Current sense circuit collection. *Linear Technology Application Note 105*, Linear Technology, Milpitas, CA, USA, dec. 2005.

SHENZHEN GUANGMAI ELECTRONICS. *Technical Data Sheet: Gp-100wr6-g42m-z3gl*. 2011. 7 p.

TEXAS INSTRUMENTS. Understanding data converters. *SLAA013*, Dallas, Texas, USA, july 1995.

TEXAS INSTRUMENTS. Pcb design guidelines for reduced emi. *SZZA009*, Dallas, Texas, USA, nov. 1999.

TEXAS INSTRUMENTS. *DAC7571: +2.7 v to +5.5 v, i2c interface (receive only), voltage output, 12-bit digital-to-analog converter*. 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac7571.pdf>>. Acesso em: 22 jun 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. *LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors*. 2017. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>>. Acesso em: 08 fev. 2018.

TOUCH SCREEN MUSEUM - DMC. *Technologies of Touch Screen: Projected capacitive*. 2004. Disponível em: <<https://www.dmccoltd.com/en/museum/touchscreens/technologies/Projected.asp>>. Acesso em: 19 mar. 2017.

VISHAY SILICONIX. P-channel mosfets, the best choice for high-side switching. *AN804, March*, USA, 1997.

WINDER, S. *Power Supplies for LED Driving*. Burlington, MA, USA: Newnes, 2016. 232 p.

ZHANG, H. J. Basic concepts of linear regulator and switching mode power supplies. *Linear Technology Application Note 140*, Linear Technology, Milpitas, CA, USA, oct. 2013.

ANEXOS

I. IMAGENS DA INTERFACE

Este anexo contém as imagens da interface humano máquina utilizada no módulo gen4-uLCD-70DCLB. As telas dispostas nas imagens são: inicialização, principal, configuração, sobre, instrução, tratamento, detalhes e teclado.

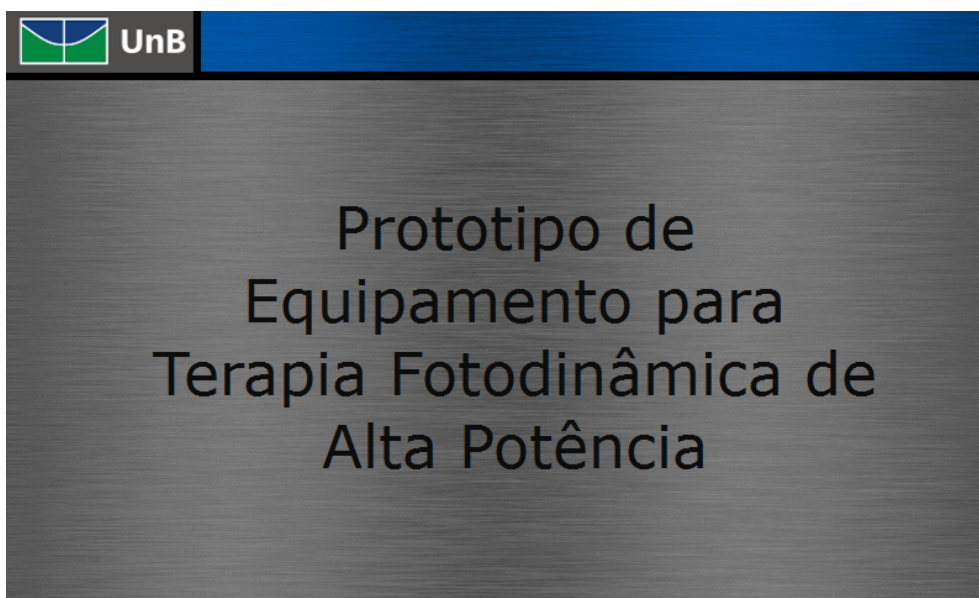


Figura I.1: Tela de inicialização da HMI desenvolvida.



Figura I.2: Tela principal da HMI desenvolvida.

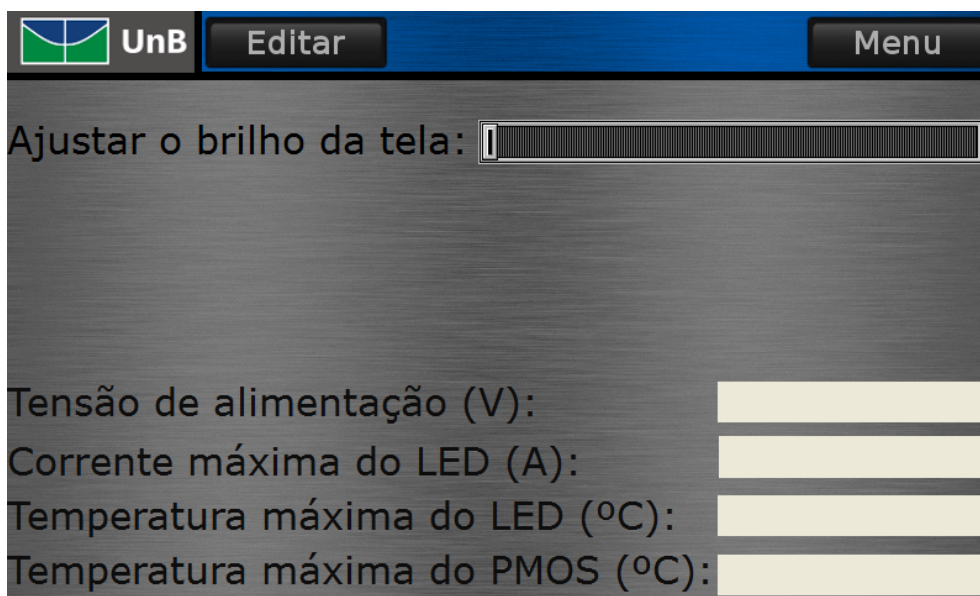


Figura I.3: Tela de configurações da HMI desenvolvida.



Figura I.4: Tela de informações do desenvolvedor da HMI desenvolvida.

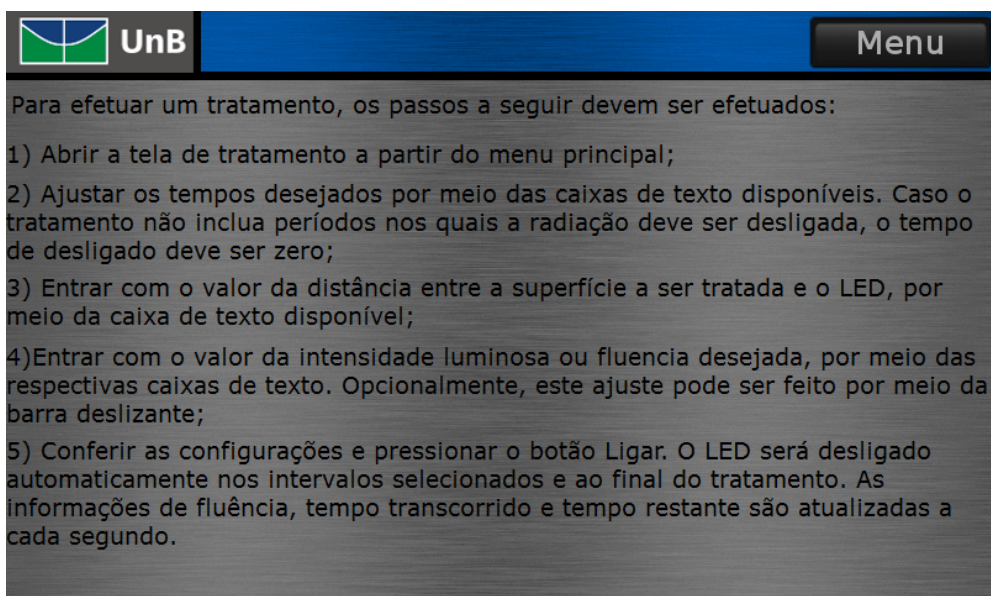


Figura I.5: Tela de instruções de tratamento da HMI desenvolvida.

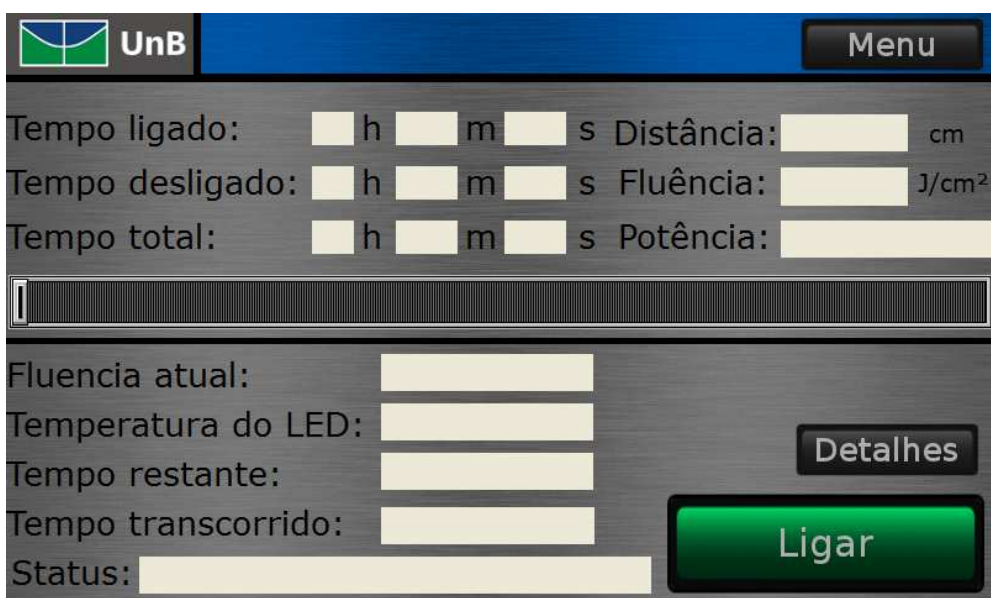


Figura I.6: Tela de tratamento da HMI desenvolvida.

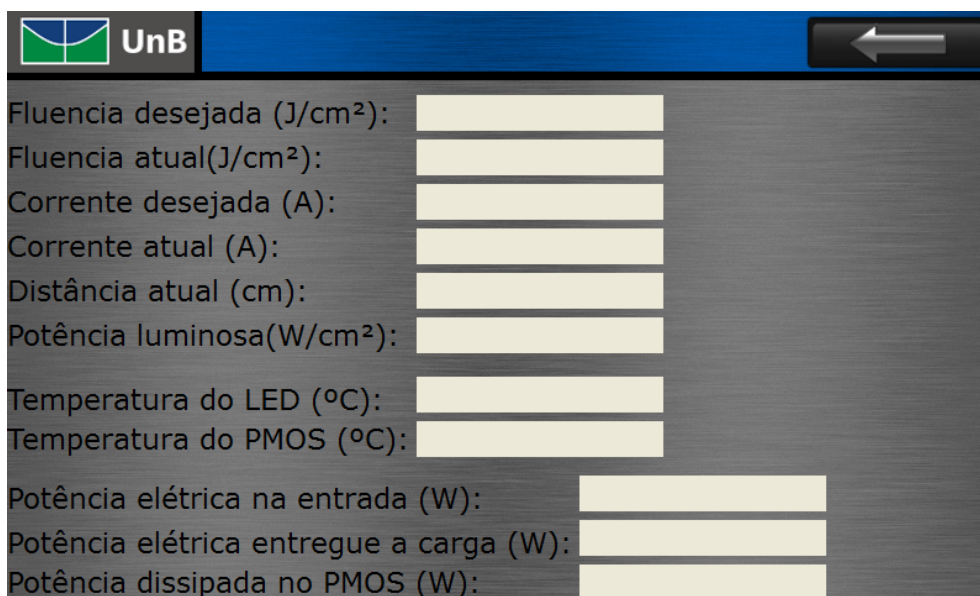


Figura I.7: Tela de exibição de detalhes da HMI desenvolvida.



Figura I.8: Tela do teclado da HMI desenvolvida.

II. DIAGRAMAS DE BLOCOS

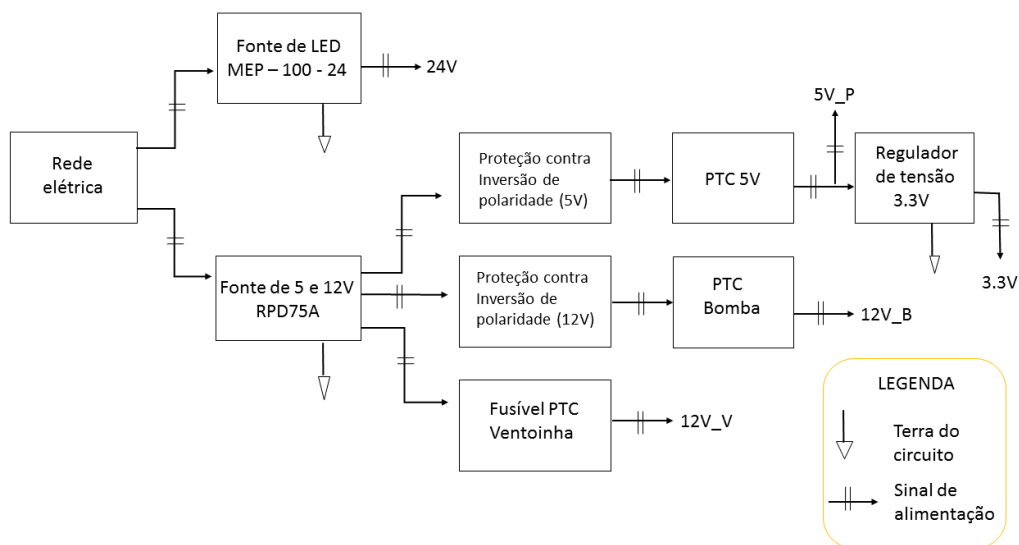


Figura II.1: Diagrama de blocos da alimentação do circuito

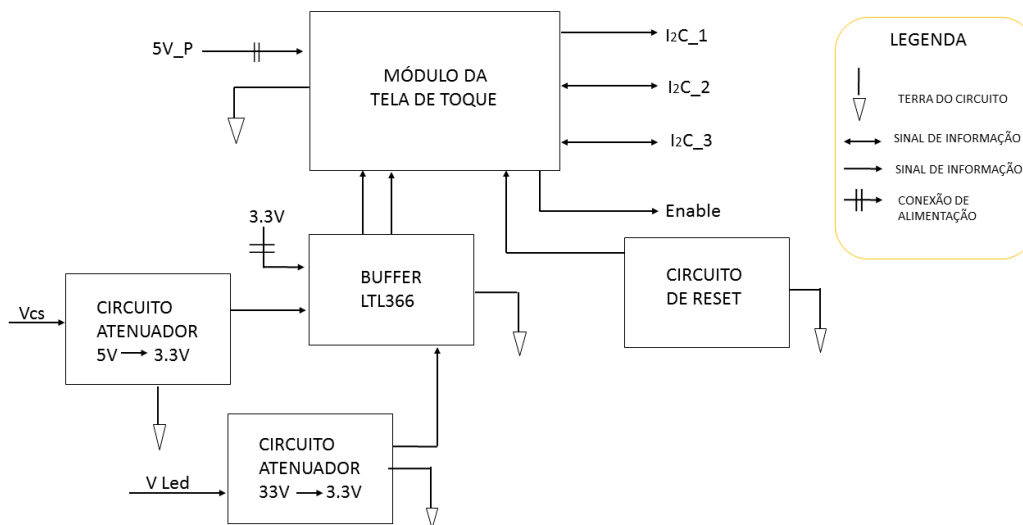


Figura II.2: Diagrama da conexão do módulo da tela sensível ao toque à placa.

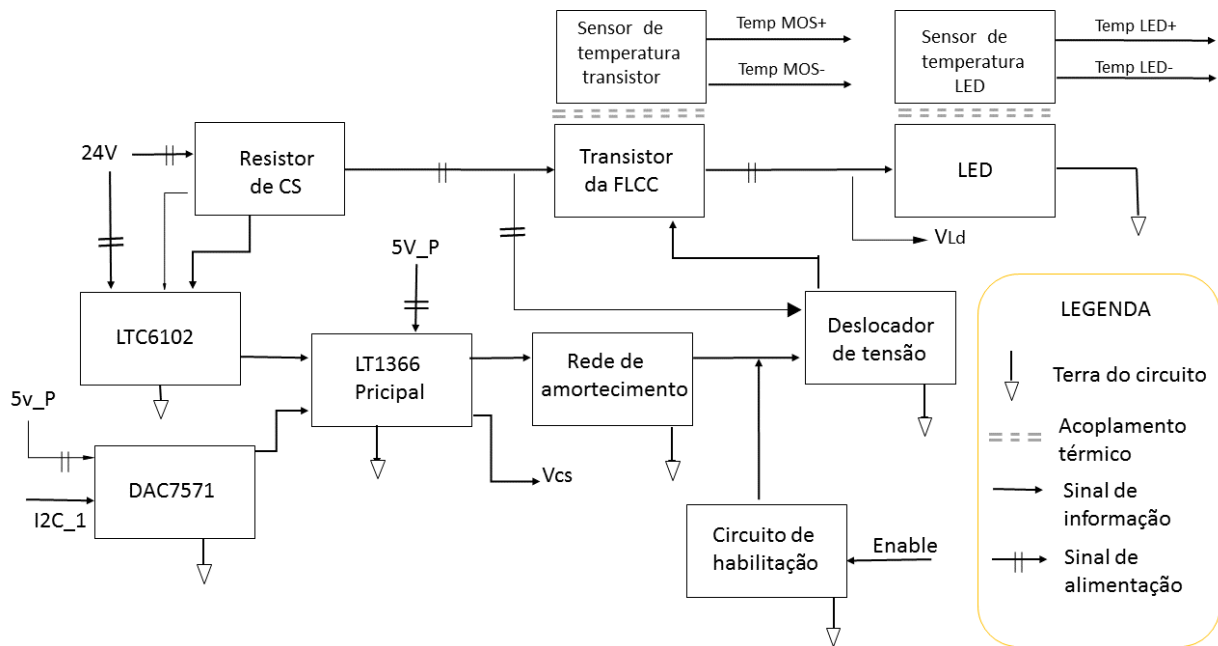


Figura II.3: Diagrama de blocos da FLCC

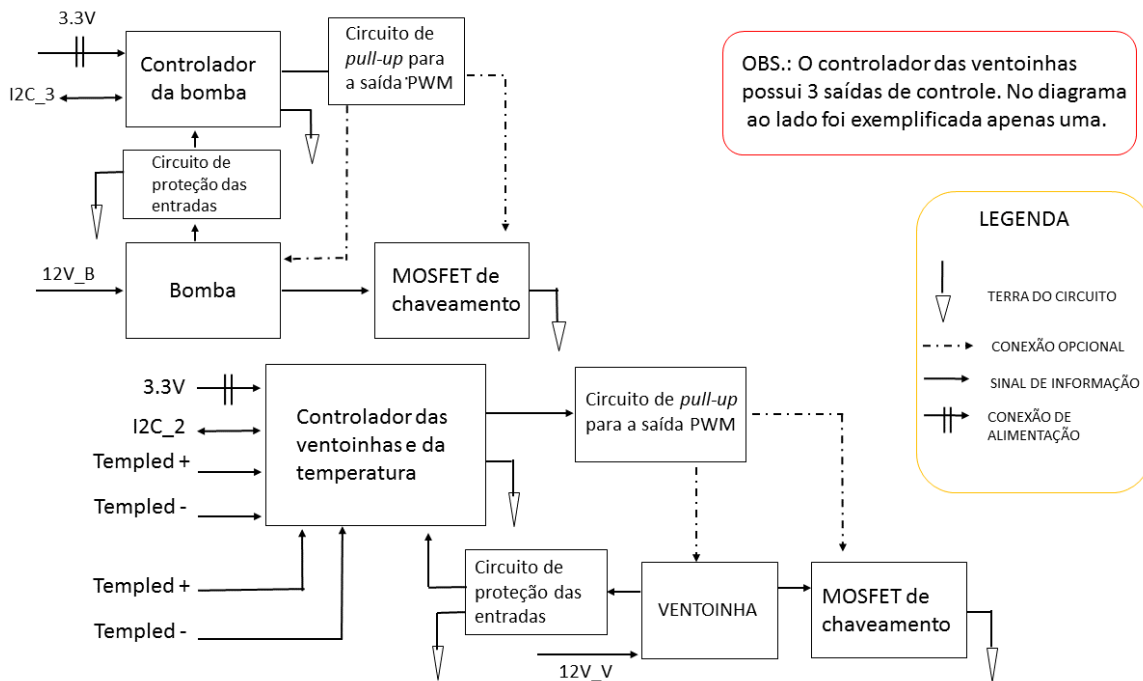


Figura II.4: Diagrama de blocos dos controladores de ventoinhas e bomba.

III. DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS

Este anexo contém as imagens dos esquemáticos utilizados para a confecção da PCI no software Eagle. Estes foram setorizados em: fontes de tensão, partes mistas, partes analógicas e partes digitais.

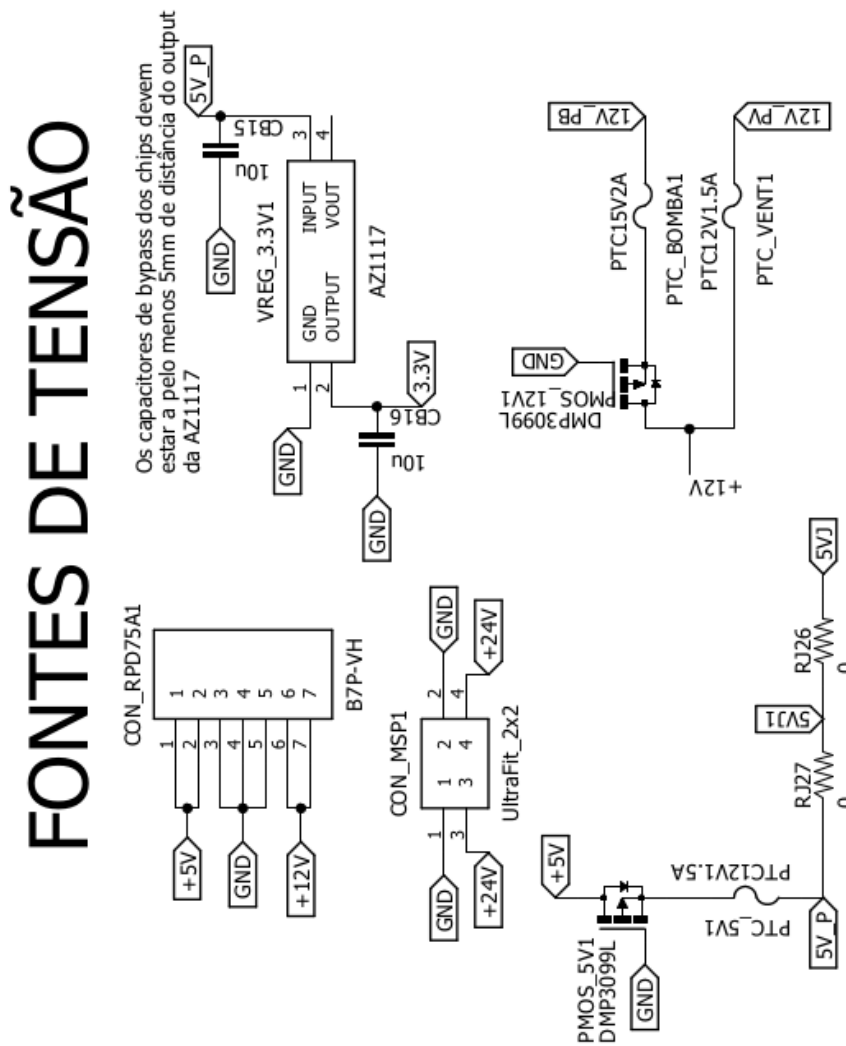


Figura III.1: Esquemático dos componentes de alimentação do circuito. As fontes de tensão MSP-100 e RPD75A entram por meio dos conectores representados na figura.

PARTES ANALÓGICAS

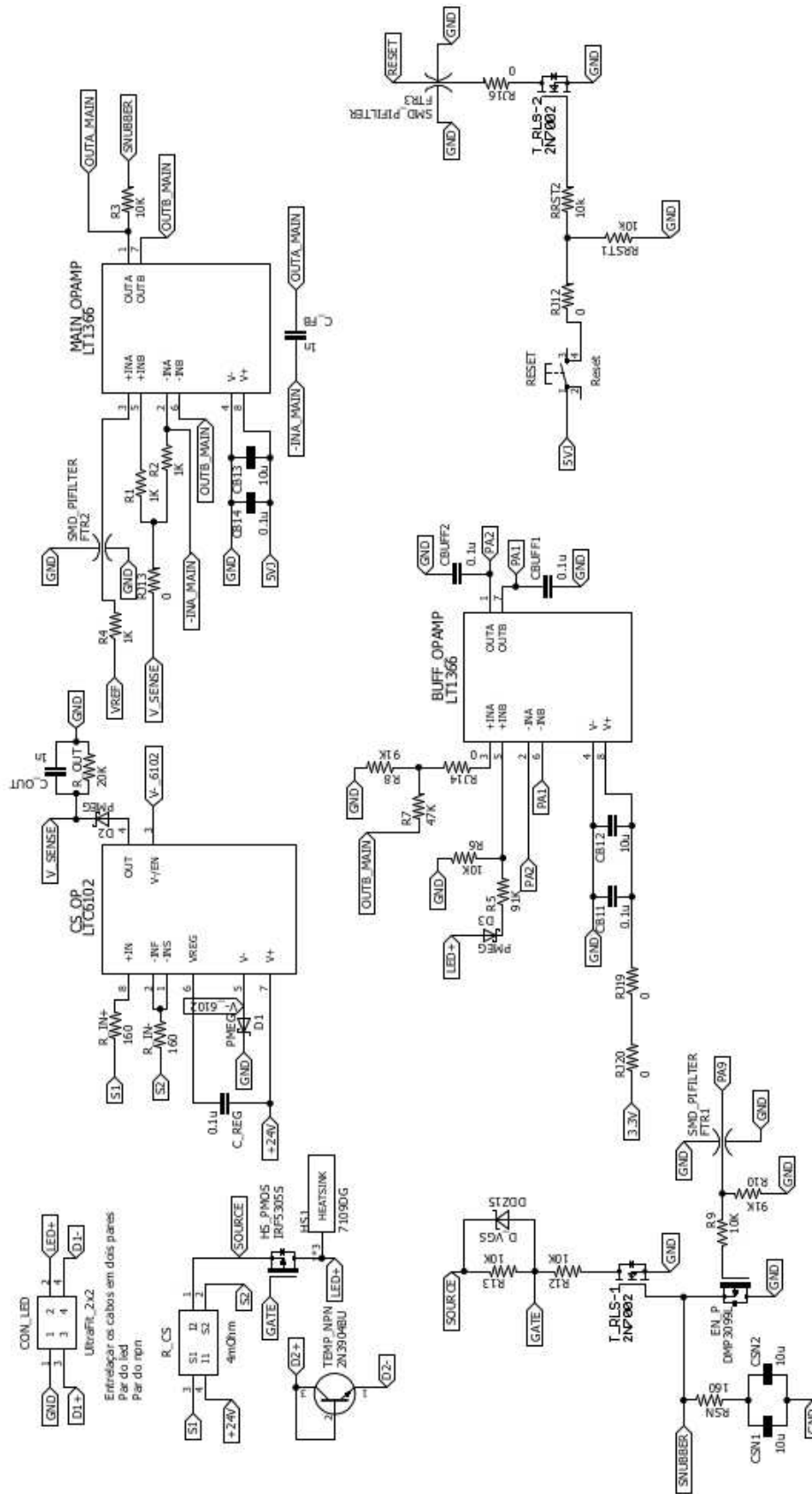


Figura III.2: Esquemático dos circuitos analógicos presentes na PCI.

PARTES MISTAS

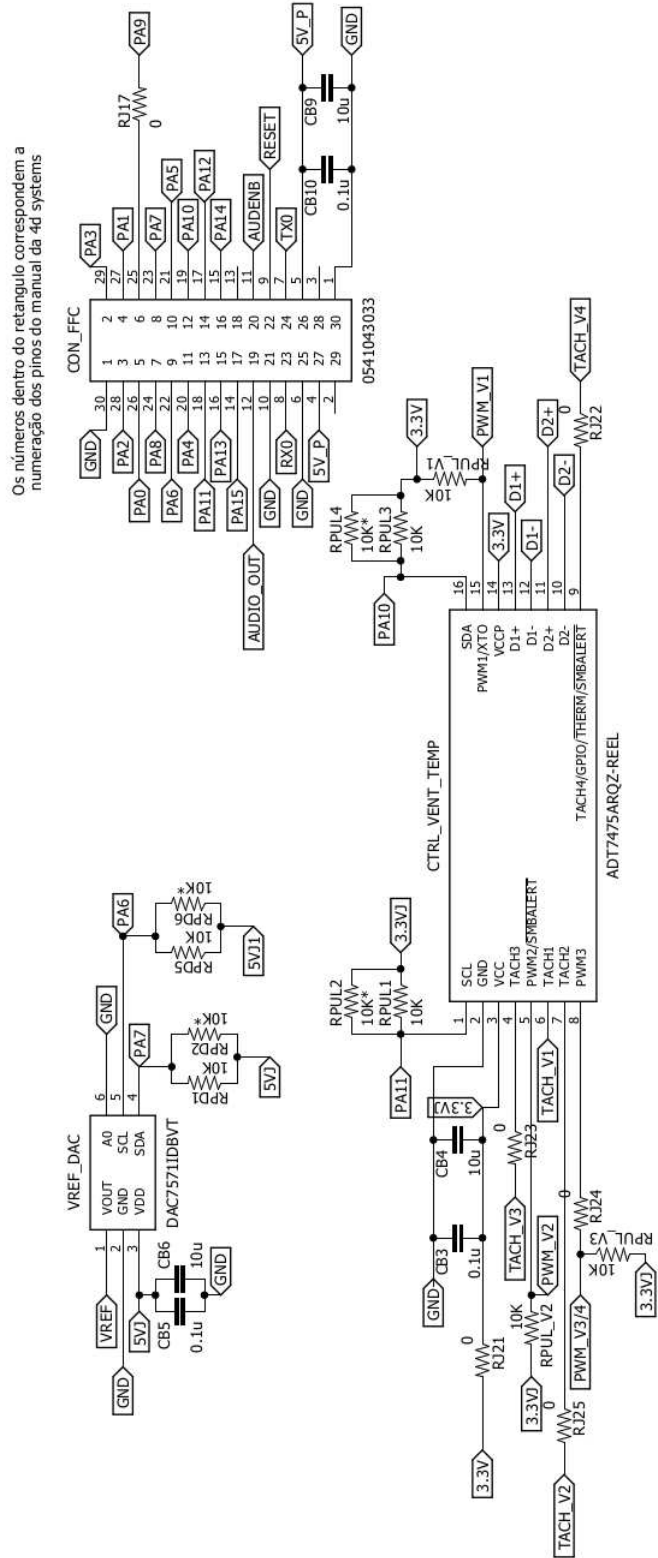


Figura III.3: Esquemático dos componentes da PCI que interagem com sinais de natureza tanto analógica quanto digital.

PARTES DIGITAIS

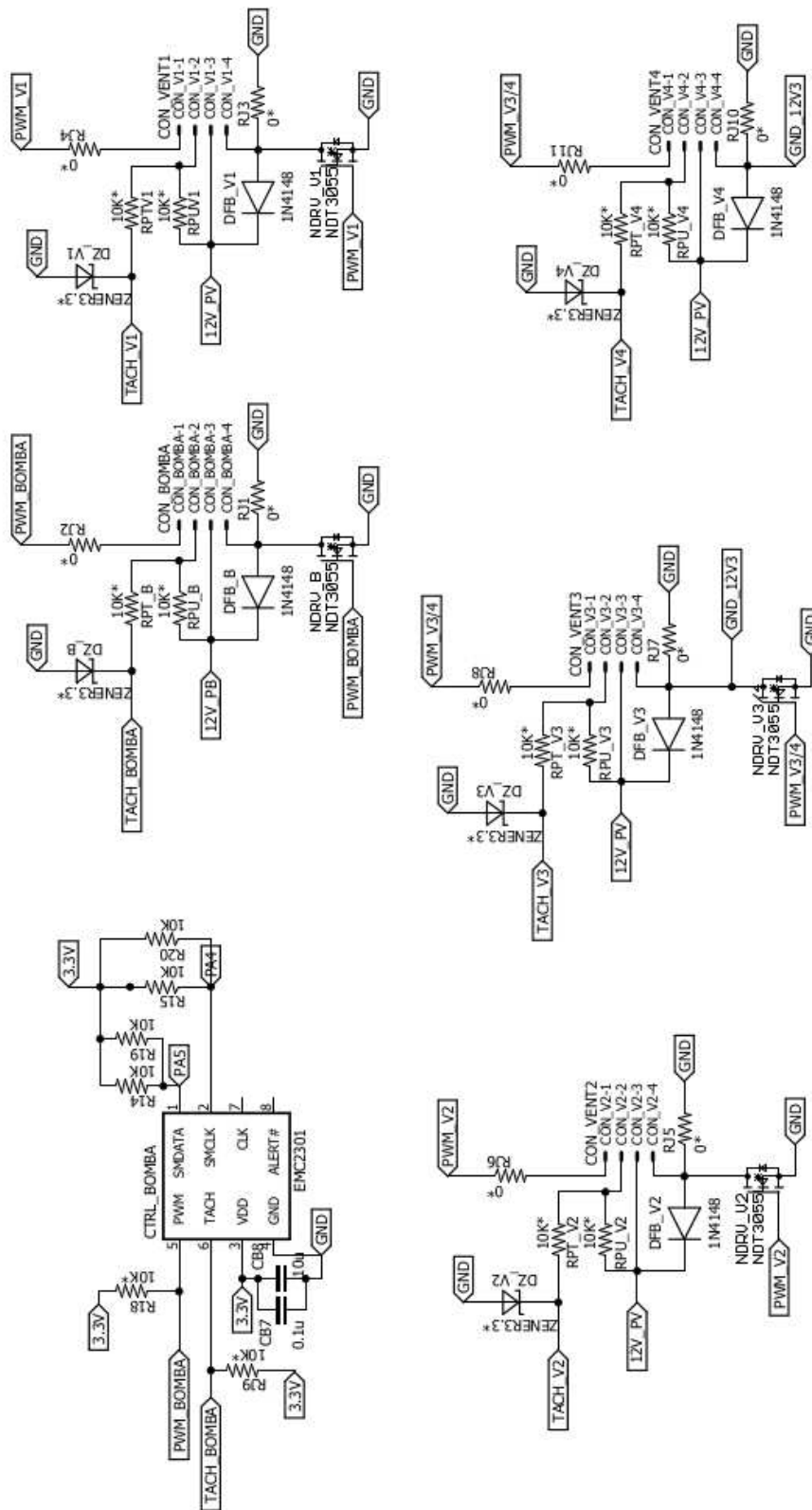


Figura III.4: Esquemático dos componentes da PCI cujo funcionamento envolve apenas sinais digitais.

IV. LISTA DE COMPONENTES

Tabela IV.1: Lista de todos os componentes utilizados no projeto.

Nome	Descrição simples	Encapsulamento	Quantidade
LTC6102HMS8	Amplificador de corrente	MS8	1
LT1366CS8	Amplificador	S8	2
2N7002	NMOSFET	SOT363	2
IRF5305S	PMOSFET	D2Pak	1
AZ1117EH-3.3	Regulador de tensão	SOT223	1
DAC7571	DAC	?	1
gen4-uLCD-70DCLB	Módulo tela com controlador		1
PMEG601ER	Diodo Schottky	SOD123W	3
DDZ15DICT	Diodo Zener 15V	SOD123	1
FFC30p0.5pitch	Cabo FFC 15.2cm		1
WM11090CT	Conector FFC		1
7109DG	Dissipador de calor	D2Pak mod.	1
WSL3637	Resistor de CS	3637 - 4t	1
541-0.0GCT	Resistor Jumper	0603	5
541-0.0ECT	Resistor Jumper	1206	19
Capacitor 1nF	Capacitor 1nF - 50V	0603	2
Capacitor 10uF	Capacitor 10uF - 6.3V	0603	10
Capacitor 100nF	Capacitor 100nF - 100V	0603	9
DMP3099L	PMOSFET	SOT23	3
PTC Fuse 1.5A	PTC 12V 1.5A	1812	1
PTC Fuse 2A	PTC 15V 2A	2920	1
MSP-100-24	Fonte médica		1
RPD-75A	Fonte médica		1
VHR-3N	Encaixe entrada RPD75A		1
VHR-8N	Encaixa saída RPD75A		1
B8P-VH	Pinos placa saída RPD75A		1
SVH-21T-P1.1	Terminais para RPD75A		19
XHP-2	Encaixe RC MSP-100-24		1
SXH-001T-P0.6	Terminal RC MSP-100-24		2
2N3904	Transistor NPN	TO92	2
ADT7475	Controlador de ventoinha	16QSOP	1
EMC2301	Controlador de ventoinha	8MSOP	1
NDT3055L	Transistor NMOSFET	SOT223	4
1N4148	Diodo	SOD123	5
MMSZ226	Diodo Zener 3.3V	SOD123	5
WM4330	Pinos placa ventoinhas		5
WM1114CT	Terminal ventoinhas		20
WM3285	Encaixe conector ventoinhas		5
WM11632	Encaixe ultrafit		2
WM11660	Trava de encaixe ultrafit		4
WM11578	Pinos placa ultrafit		2
WM11559	Terminal ultrafit		8
NFL21SP106X1C3D	Filtro LC Fc10 MHz		3
Botao Tactil	Botao PTH 6x6x5mm		1

V. CÓDIGOS COMPUTACIONAIS

V.1 Códigos de MATLAB

Código V.1: Cálculo do erro máximo teórico

```
1 %% Erro Teórico Máximo Típico
2 % Conforme mostrado na equação x, o erro máximo teórico pode ser calculado
3 % utilizando-se os dados dos componentes e suas tolerâncias.
4
5 % A faixa de valores para a corrente foi definida como de 0 A a 10 A
6 I=0.1:0.01:10;
7
8 % Conforme equação x, temos que o erro para a situação de  $R_{cs}=4m\Omega \pm 1\%$ ,
9   em porcentagem, é
10 erroTeoMax1 = 1.2 + (1.085./I);
11 %Para  $R_{cs} = 5 m\Omega \pm 0.5\%$ , temos:
12 erroTeoMax2 = 0.7 + (1.06./I);
13 save('erroTeoMax','erroTeoMax1','I');
14
15 %Traçando os gráficos das equações acima, temos
16 figure(1);
17 plot(I, erroTeoMax1, 'r—', I, erroTeoMax2, 'b-.'); %Desenha os gráficos dos erros pela
18   corrente
19 grid on;
20 line([0,10],[1,1], 'LineStyle', '-', 'Color', 'g'); %Desenha a linha de erro igual a 1%
21 xlabel('Corrente da FLCC (A)');
22 ylabel('Erro (%)');
23 title(['Erro teórico máximo da FLCC projetada.']);
24 legend('R_{cs}=4 m\Omega \pm 1%', 'R_{cs}=5 m\Omega \pm 0.5%', 'Erro = 1%');
25 axis([0 10 0 12]);
```

Código V.2: Código para atual////////////////////ização dos resultados experimentais

```
1 %% Rotina para armazenamento dos resultados
2
3 clear;
4 clc;
5 close all;
6
7 run('importaDadosCVI.m');
8 run('importaDadosTemp.m');
9
10 fpath='E:\Dropbox\UnB\TCC_Projeto_Helen\Documentos-TCC\TCC_Rodrigo_Nunes_texProject
11   _revisado\figs';
12 Vcc=21.8;
13 VccMOSCurto =10;
14 save('ResCorrentes.mat', 'I_set', 'I_meas', 'I_adc', 'IntensidadeLum');
15 save('ResTensoes.mat', 'Vcc', 'Vld_adc', 'Vld_meas');
```

```

15 save('ResTemp','Tempo','TempTransistor_1A','TempTransistor_2A','TempTransistor_3A5'
      , 'TempTransistor_4A','TempLed_3A5','TempLed_1A');
16 save('ResTempCurto','TempoMOSCurto','VccMOSCurto','TempMOSCurto_0A25','
      TempMOSCurto_0A5','TempMOSCurto_0A75','TempMOSCurto_1A');
17
18 run('CalculosErros.m');
19 run('ResultadosTensoes.m');
20 run('ResultadosCorrentes.m');
21 run('ResultadosTemperaturas.m');
22 run('ResultadosTempCurtos.m');

```

Código V.3: Processamento dos resultados - Medidas de Correntes

```

1 %% Rotina para traçar gráficos das correntes e os erros
2
3 load ResCorrentes;
4 load erroTeoMax;
5
6 %Ajuste das variáveis teóricas
7 index = I<=4;
8 erroTeoMax1 = erroTeoMax1(index);
9 I = I(index);
10
11 %Traça os gráficos das correntes
12 fig = figure;
13 plot(I_set,I_meas,'rx',I_set,I_adc,'b.');
```

%Desenha os gráficos dos erros pela corrente

```

14 grid on;
15 xlabel('Corrente desejada [A]');
16 ylabel('Correntes obtidas [A]');
17 title('Correntes obtidas ao longo do intervalo de [0,4] [A].');
18 legend('Corrente medida','Corrente lida pelo ADC','location','best');
19 set(fig,'Position',[200,200,850,420]);
20 saveas(fig,fullfile(fpath,'resCorrentes1.png'),'png');
21 saveas(fig,fullfile(fpath,'resCorrentes1.eps'),'eps');
22
23 %Cálculo do erro em porcentagem para os dois casos.
24 erro_adc = (abs(I_adc - I_set)./(I_set))*100;
25 erro_meas = (abs(I_meas - I_set)./(I_set))*100;
26
27 %Cálculo dos erros médios com duas casas decimais
28 erroMedio_meas=round(mean(erro_meas),2);
29 erroMedio_adc= round(mean(erro_adc(2:end)),2);
30 erroTeoMaxMedio1 = round(mean(erroTeoMax1),2);
31
32 %Definição dos textos da legenda
33 str1 = ['Corrente medida. Erro médio = ',num2str(erroMedio_meas),'%'];
34 str2 = ['Corrente lida pelo ADC. Erro médio = ',num2str(erroMedio_adc),'%'];
35 str3 = ['Erro teórico máximo. Valor médio = ',num2str(erroTeoMaxMedio1),'%'];
36
37 %Traça os gráficos dos erros
38 fig = figure;

```

```

39 plot(I_set, erro_meas, 'rx', I_set(2:end), erro_adc(2:end), 'b. '); %Desenha os gráficos
    dos erros pela corrente
40 grid on;
41 hold on;
42 plot(I, erroTeoMax1, 'k-');
43 line([0,4],[1,1], 'LineStyle', '-', 'Color', 'g'); %Desenha a linha de erro igual a 1%
44 xlabel('Corrente desejada [A]');
45 ylabel('Erro relativo a corrente desejada [%]');
46 title('Erros relativos para o intervalo de correntes [0,4] [A].');
47 legend(str1, str2, str3, 'Linha de erro = 1%', 'location', 'best');
48 axis([0 4 0 12]);
49 set(fig, 'Position', [200, 200, 850, 420]);
50 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resCorrentes2.png'), 'png');
51 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resCorrentes2.eps'), 'epsc');

```

Código V.4: Processamento dos resultados - Medidas de Tensão

```

1 %% Rotina para traçar gráficos das tensões medidas, característica da carga,
    dissipação de calor e eficiência da FLCC
2
3 load ResCorrentes;
4 load ResTensoes;
5
6 %Faz o ajuste linear da tensão do LED versus corrente
7 p = polyfit(I_meas, Vld_meas, 1);
8 str3 = ['Ajuste linear. y = ', num2str(p(1)), 'x + ', num2str(p(2))];
9
10 %Traça o gráfico da tensão do LED versus a corrente que o atravessa
11 fig = figure(1);
12 plot(I_meas, Vld_meas, 'rx', I_meas, Vld_adc, 'b.', I_meas, polyval(p, I_meas), 'g-'); %
    Desenha o gráfico
13 grid on;
14 axis([0 4.1 16.5 21.5]);
15 xlabel('Corrente na carga [A]');
16 ylabel('Tensão no LED [V]');
17 title('Tensões nos terminais do LED obtidas no intervalo de [0,4] [A].');
18 legend('Tensão medida', 'Tensão lida pelo ADC', str3, 'location', 'best');
19 set(fig, 'Position', [200, 200, 850, 420]);
20 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTensoes1.png'), 'png');
21 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTensoes1.eps'), 'epsc');
22
23 %Calcula a potência consumida pela carga
24 P_Carga = Vld_meas.*I_meas;
25 %Define os coeficientes da integral do ajuste linear
26 p = [0.559 17.2225 -2.4399591];
27 %Traça o gráfico da potência da carga e da intensidade luminosa pela
28 %corrente
29 fig = figure;
30 yyaxis right;
31 plot(I_meas, IntensidadeLum, 'rx'); %Desenha o gráfico de intensidade
32 grid on;
33 %axis([0 4.1 -inf inf]);

```



```

34 xlabel('Corrente na carga [A]');
35 ylabel('Intensidade luminosa [W/cm^2]');
36 title('Potência da carga e intensidade luminosa a 10 cm. ');
37 plt = gca;
38 plt.YAxis(2).Color = 'r';
39 plt.YAxis(1).Color = 'b';
40 yyaxis left;
41 plot(I_meas,P_Carga,'b. '); %Desenha o gráfico da potencia da carga
42 ylabel('Potência da carga [W]');
43 legend('Potência medida','Intensidade luminosa','location','best');
44 set(fig, 'Position', [200, 200, 850, 420]);
45 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTensoes3.png'), 'png');
46 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTensoes3.eps'), 'epsc');
47
48 %Calcula a eficiência
49 eficienciaFlcc = ((Vld_meas)/(Vcc))*100;
50
51 %Traça o gráfico da eficiência da FLCC pela corrente
52 fig = figure;
53 plot(I_meas,eficienciaFlcc,'b. '); %Desenha o gráfico da eficiência
54 ylabel('Eficiência da FLCC [%]');
55 grid on;
56 %axis([0 4.1 -inf inf]);
57 xlabel('Corrente na carga [A]');
58 title('Eficiência da FLCC');
59 set(fig, 'Position', [200, 200, 850, 420]);
60 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTensoes2.png'), 'png');
61 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTensoes2.eps'), 'epsc');

```

Código V.5: Processamento dos resultados - Medidas de Temperatura

```

1 %% Rotina para traçar gráficos das temperaturas medidas
2
3 load ResEficiencia;
4 load ResCorrentes;
5 load ResTemp;
6
7 %Traça o gráfico das temperaturas do LED pelo tempo
8 fig = figure;
9 plot(Tempo,TempLed_1A,'r. '); %Desenha o gráfico para I_Set =1A
10 hold on;
11 plot(Tempo,TempLed_3A5,'b. '); %Desenha o gráfico para I_Set =3.5A
12 grid on;
13 xlabel('Tempo transcorrido [s]');
14 ylabel('Temperatura do LED [°C]');
15 title('Curva de aquecimento do LED');
16 legend('I_{set}=1A','I_{set}=3.5A','location','best');
17 set(fig, 'Position', [200, 200, 850, 420]);
18 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTemperaturas2.png'), 'png');
19 saveas(fig, fullfile(fpath, 'resTemperaturas2.eps'), 'epsc');

```

Código V.6: Processamento dos resultados - Medidas de Temperatura para Curto Circuito

```

1 %% Rotina para traçar gráficos das temperaturas medidas com a carga em curto
2 load ResTempCurto;
3 load ResTemp;
4
5 %Traça o gráfico das temperaturas do MOSFET pelo tempo
6 fig = figure;
7 plot(TempoMOSCurto,TempMOSCurto_0A25,'r. '); %Desenha o gráfico para I_Set =0A25
8 hold on;
9 plot(TempoMOSCurto,TempMOSCurto_0A5,'b. '); %Desenha o gráfico para I_Set =0A5
10 hold on;
11 plot(TempoMOSCurto,TempMOSCurto_0A75,'k. '); %Desenha o gráfico para I_Set =0A75
12 hold on;
13 plot(TempoMOSCurto,TempMOSCurto_1A,'g. '); %Desenha o gráfico para I_Set =1A
14 grid on;
15 xlabel('Tempo transcorrido [s]');
16 ylabel('Temperatura do MOSFET [°C]');
17 axis([0 500 20 60]);
18 title('Curva de aquecimento do MOSFET para curto circuito como carga. V_{cc} = 10 V
19 ');
20 legend('I_{set}=250mA \rightarrow P_{dis}=2.5 W','I_{set}=500 mA \rightarrow P_{dis}
21 '=5 W','I_{set}=750 mA \rightarrow P_{dis}=7.5 W','I_{set}=1 A \rightarrow P_{
22 dis}=10 W','location','southeast');
23
24 %Calculo da elevação das temperaturas
25 deltaT_0A25 = mean(TempMOSCurto_0A25(41:end)) - TempMOSCurto_0A25(1);
26 deltaT_0A5 = mean(TempMOSCurto_0A5(41:end)) - TempMOSCurto_0A5(1);
27 deltaT_0A75 = mean(TempMOSCurto_0A75(41:end)) - TempMOSCurto_0A75(1);
28 deltaT_1A = mean(TempMOSCurto_1A(41:end)) - TempMOSCurto_1A(1);
29
30 %Calculo da potência dissipada no transistor
31 P_dis = VccMOSCurto*[0 0.25 0.5 0.75 1];
32 deltaT = [0 deltaT_0A25 deltaT_0A5 deltaT_0A75 deltaT_1A];
33
34 %Faz o ajuste linear de deltaTemp pela potência
35 p = polyfitZero(P_dis,deltaT,1);
36
37 str = ['Ajuste linear. y = ',num2str(p(1)), 'x + ',num2str(p(2))];
38 %Traça o gráfico das temperaturas do MOSFET pela potência dissipada
39 fig = figure;
40 plot(P_dis,deltaT,'rx',P_dis,polyval(p,P_dis),'g-'); %Desenha o gráfico
41 grid on;
42 xlabel('Potência dissipada [W]');
43 ylabel('Elevação de temperatura [°C]');
44 title('Elevação de temperatura do MOSFET para cálculo da resistividade térmica. ');
45 legend('Medidas obtidas',str,'location','SouthEast');
46 set(fig,'Position',[200,200,850,420]);
47 saveas(fig,fullfile(fpath,'resTempMOSCurto2.png'),'png');
48 saveas(fig,fullfile(fpath,'resTempMOSCurto2.eps'),'eps');

```

V.2 Código de 4DGL

Código V.7: Código base para o funcionamento da tela e das funções escritas para a HMI do gen4-uLCD-70DCLB.

```
1 /*
2 ENABLE PIN: PA9 (digital out)
3 LED+ V: PA1 (analog in)
4 VCsense: PA2 (analog in)
5
6 DAC_SCL: PA6
7 DAC_SDA: PA7
8
9 ADT7475_SCL: PA11
10 ADT7475_SDA: PA10
11
12 EMC2301_SCL: PA4
13 EMC2301_SDA: PA5
14
15 */
16 #constant EN_PIN PA9
17 #constant LOAD_VOLT_PIN PA1
18 #constant LOAD_CURR_PIN PA2
19 #constant DAC_SCL_PIN PA6
20 #constant DAC_SDA_PIN PA7
21 #constant ADT_SCL_PIN PA11
22 #constant ADT_SDA_PIN PA10
23 #constant EMC_SCL_PIN PA4
24 #constant EMC_SDA_PIN PA5
25
26 #constant MAIN_SCREEN_INDEX 1
27 #constant TRAT_SCREEN_INDEX 2
28 #constant CFG_SCREEN_INDEX 3
29 #constant MANUAL_SCREEN_INDEX 4
30 #constant ABOUT_SCREEN_INDEX 5
31 #constant DATA_SCREEN_INDEX 6
32 #constant KBRD_SCREEN_INDEX 7
33 #constant CONFIRMATION_SCREEN_INDEX 8
34 #constant TEST_SCREEN_INDEX 9
35 #constant DAC_SCREEN_INDEX 10
36 #constant ADT_SCREEN_INDEX 11
37 #constant EMC_SCREEN_INDEX 12
38 #constant LOAD_SCREEN_INDEX 13
39 #constant CALIB_SCREEN_INDEX 14
40 #constant DETAIL_SCREEN_INDEX 15
41 #constant GRAPH_SCREEN_INDEX 16
42
43 //Strings of the cfg screen
44 #constant VCC_STR 0
45 #constant MAXLEDAMP_STR 1
46 #constant MAXLEDTEMP_STR 2
47 #constant MAXMOSTEMP_STR 3
```

```

48
49 //String of the kbrd screen
50 #constant KBRD_STR 4
51
52 //Strings of the trat screen - set
53 #constant TONH_STR 5
54 #constant TONM_STR 6
55 #constant TONS_STR 7
56 #constant TOFFH_STR 8
57 #constant TOFFM_STR 9
58 #constant TOFFS_STR 10
59 #constant TTOTH_STR 11
60 #constant TTOTM_STR 12
61 #constant TTOTS_STR 13
62 #constant DIST_STR 14
63 #constant SETFLU_STR 15
64 #constant SETPWR_STR 16
65
66 //Strings of the DAC test screen
67 #constant TDACV_STR 17
68 #constant TDACD_STR 18
69
70 //Strings of the trat screen - get
71 #constant FLU_STR 19
72 #constant LEDTEMP_STR 20
73 #constant TIMELEFT_STR 21
74 #constant TRANSCTIME_STR 22
75 #constant STATUS_STR 23
76
77 //Strings of the detail screen
78 #constant DT_SETFLU_STR 24
79 #constant DT_FLU_STR 25
80 #constant DT_ASET_STR 26
81 #constant DT_A_STR 27
82 #constant DT_DIST_STR 28
83 #constant DT_PWR_STR 29
84 #constant DT_MOSTEMP_STR 30
85 #constant DT_LOADTEMP_STR 31
86 #constant DT_MOSDIS_STR 32
87 #constant DT_LOADPWR_STR 33
88 #constant DT_INPWR_STR 34
89
90 //Strings for the load screen
91 #constant LD_ISET_STR 35
92 #constant LD_VDAC_STR 36
93 #constant LD_ILD_STR 37
94 #constant LD_VLD_STR 38
95 #constant LD_VCC_STR 39
96 #constant LD_PDISMOS_STR 40
97 #constant LD_TEMPMOS_STR 41
98 #constant LD_TEMPLD_STR 42
99 #constant LD_ONTIME_STR 43

```

```

100 #constant LD_VENTLED_STR 44
101 #constant LD_VENTMOS_STR 45
102
103
104 //Flags for the trat screen
105 #constant SEC_FLAG 1
106 #constant MIN_FLAG 2
107 #constant HOUR_FLAG 3
108 #constant FLU_FLAG 4
109 #constant PWR_FLAG 5
110 #constant DIST_FLAG 6
111
112
113
114 var kbrdBuff[20]; //2 char per word
115 var textBuff[20]; //2 char per word
116 var printStrBuff[40]; //1 char per word
117 var kbrdCounter:=0;
118 var kbrd_p;
119 var kbrdBlank;
120 var password;
121
122 var debugNumX:=0;
123 var debugNumY:=0;
124
125 var hFont1;
126
127 var onTime,offTime,totalTime,transcTime; //in seconds
128
129 var Vcc[2],maxLedAmp[2],maxVcc[2],loadCurrent[2],loadVoltage[2],dist[2],setFluence
    [2],setPwr[2];
130 var maxLedTemp,maxMosTemp,mosTemp,loadTemp;
131 var dacVcc[2],adcConst[2],attConstVolt[2],attConstCurr[2],ltcConst[2],dacConst
    [2];
132 var adcOffset[2];
133 var ventMosPWM;
134 var ventLedPWM;
135 var onlyNum;
136 var *doAfter;
137 var activeForm;
138 var xpos,ypos;
139 var *upNum;
140 var fltFlag:=0;
141 var tratFlag:=0;
142 var passwordOk:=0;
143 var zeroFloat[2];
144 var pwmConstant[2];
145 var dacD:=0; //var that stores the required info to be sent to the dac
146
147 /***** GENERAL FUNCTIONS BEGIN *****/
148 func setup()
149     setValues();

```

```

150     img_SetWord(hndl, iSlider0, IMAGE_INDEX,img_GetWord(hndl, iSlider0,
IMAGE_FRAMES)-1); //Display slider on the max position
151     setPins();
152     dacPWRDown();
153     //hFont1 := file_LoadImageControl("TELA_~1.d01", "TELA_~1.g01", 1);
154     //txt_FontID(hFont1);
155
156     setMOSMinTempRegister();
157     setLoadMinTempRegister();
158     setVentLedBehavior();
159     setVentMosBehavior();
160 endfunc
161
162 func setValues()
163     var temp1[2],temp2[2];
164
165     to(password);
166     print("helen122017");
167
168     flt_VAL(zeroFloat, "0");
169     flt_VAL(Vcc, "21.5");
170     flt_VAL(maxLedAmp, "3.5");
171     flt_VAL(maxVcc, "55.0");
172     flt_VAL(dacVcc, "5");
173     maxLedTemp:=70;
174     maxMosTemp:=70;
175
176     flt_VAL(adcOffset, "0.13");
177     flt_VAL(pwmConstant, "0.39");
178
179     //setup the adc conversion constant
180     flt_VAL(temp1, "3.3");
181     flt_VAL(temp2, "4095");
182     flt_DIV(adcConst, temp1, temp2);
183
184     //setup the dac conversion constant for voltae
185     flt_VAL(temp1, "5");
186     flt_VAL(temp2, "4096");
187     flt_DIV(dacConst, temp1, temp2);
188
189     /*setup the VLED+ atenuation constant
190     Vled+ = V_read * ((R1+R2)/R2), where R1=101kOhm and R2= 10kOhm
191     */
192     flt_VAL(attConstVolt, "10.1");
193
194     /*setup the VCsense atenuation constant
195     Vout = V_read * ((R1+R2)/R2), where R1=47kOhm and R2= 91kOhm
196     */
197     flt_VAL(temp1, "138");
198     flt_VAL(temp2, "91");
199     flt_DIV(attConstCurr, temp1, temp2);
200

```

```

201     /*setup the LTC 6102 gain constant
202     Isense=Vout*(Rin/(Rout*Rsense)) = Vout * 2 for
203     Rout=20kOhm;
204     i) Rin=160 Ohm e Rsense=4mOhm
205     ii) Rin=200 Ohm e Rsense=5mOhm
206     */
207     flt_VAL(ltcConst , "1"); //Vout to Isense constant
208
209 endfunc
210
211 func setPins()
212     pin_Set(PIN_OUT, EN_PIN); //Enable pin as output
213     pin_Set(PIN_ANAVG, LOAD_VOLT_PIN); //VLED+ as analog averaged input
214     pin_Set(PIN_ANAVG, LOAD_CURR_PIN); //VCsense as analog averaged input
215
216     I2C1_Open(I2C_SLOW, DAC_SCL_PIN, DAC_SDA_PIN); //I2C channel for the DAC –
217     //minimum of 100 kHz
218     I2C2_Open(I2C_SLOW, ADT_SCL_PIN, ADT_SDA_PIN); //I2C channel for the ADT7475 –
219     //can be 10kHz up to 400 kHz
220     I2C3_Open(I2C_50KHZ, EMC_SCL_PIN, EMC_SDA_PIN); //I2C channel for the EMC2301
221     // – can be 10kHz up to 400 kHz
222
223 endfunc
224
225 func clrKbrdBuff()
226     var i;
227     for(i:=0;i<sizeof(kbrdBuff);i++)
228         kbrdBuff[i]:=0x00;
229     next
230 endfunc
231
232 func clrprintStrBuff()
233     var i;
234     for(i:=0;i<sizeof(printStrBuff);i++)
235         printStrBuff[i]:=0x00;
236     next
237 endfunc
238
239 func clrtextBuff()
240     var i;
241     for(i:=0;i<sizeof(textBuff);i++)
242         textBuff[i]:=0x00;
243     next
244 endfunc
245
246 func displayForm(var formIndex)
247
248     ActivateForm(formIndex);
249     activeForm:=formIndex;
250     fullScreenTouch();
251     if(formIndex==KBRD_SCREEN_INDEX)
252         displayKBRD(); //updates the necessary strings and objects

```

```

250     else if (formIndex==CFG_SCREEN_INDEX)
251         displayCFG(); //updates the necessary strings and objects
252     else if (formIndex==TRAT_SCREEN_INDEX)
253         displayTRAT(); //updates the necessary strings and objects
254     else if (formIndex==DAC_SCREEN_INDEX)
255         displayDAC();
256     else if (formIndex==LOAD_SCREEN_INDEX)
257         displayLoad();
258     endif
259 endfunc
260
261 func fullScreenTouch()
262     touch_Set(TOUCH_REGIONDEFAULT);
263 endfunc
264
265 func printString(var strIndex, var* str)
266
267     var counter;
268     var p_str;
269     p_str:=str_Ptr(str);
270
271     clrprintStrBuff();
272     for (counter:=0; counter<sizeof(printStrBuff)&&str_GetByte(p_str+counter)!=0;
273         counter++)
274         printStrBuff[counter]:=str_GetByte(p_str+counter); //toNextDebug
275         ();
276         //putch(str_GetByte(p_str+counter));
277     next
278     PrintStrings(strIndex, printStrBuff, 1);
279 endfunc
280
281 func printFloatToStr(var strIndex, var* flt, var* fmtStr)
282
283     clrtextBuff();
284     to(textBuff);
285     flt_PRINT(flt, fmtStr);
286     printString(strIndex, textBuff);
287     to(TEXT);
288 endfunc
289
290 func printWordToStr(var strIndex, var num)
291
292     clrtextBuff();
293     to(textBuff);
294     print(num);
295     printString(strIndex, textBuff);
296     to(TEXT);
297 endfunc
298
299 func toMainScreen()
300     displayForm(MAIN_SCREEN_INDEX);
301 endfunc

```



```

300 func toNextDebug()
301     var initPos_x:=160;
302     var initPos_y:=0;
303     var spacing_x:=50;
304     var spacing_y:=55;
305
306     if (initPos_x+(debugNumX*spacing_x)>800)
307         debugNumX:=0;
308         debugNumY++;
309     endif
310
311     to(TEXT);
312     gfx_MoveTo (initPos_x+(debugNumX*spacing_x),initPos_y+(debugNumY*spacing_y));
313     debugNumX++;
314
315 endfunc
316
317 func turnOffDevice()
318     //adicionar rotinas que desabilitam a placa
319     disableLoad();
320     gfx_Cls();
321     sys_DeepSleep(0);
322
323 endfunc
324
325 func upperScreenTouchOnly()
326     touch_DetectRegion(0,0,800,155);
327 endfunc
328
329 func wasStringPressed (var strNum)
330     var str_x1, str_x2, str_y1, str_y2;
331     var* info;
332
333     info := oStringss[strNum+1];
334     if (info==0xFFFF)
335         return 0;
336     endif
337     str_x1:= info [Ofs_String_x1];
338     str_x2:= info [Ofs_String_x2];
339     str_y1:= info [Ofs_String_y1];
340     str_y2:= info [Ofs_String_y2];
341
342     if ((xpos>=str_x1 && xpos<=str_x2)&&(ypos>=str_y1 && ypos<=str_y2))
343         return 1;
344     else
345         return 0;
346     endif
347 endfunc
348
349 /***** GENERAL FUNCTIONS END *****/
350
351 /***** KBRD SCREEN FUNCTIONS BEGIN *****/

```

```

352
353 func displayKBRD()
354     clrKbrdBuff();
355     printString(KBRD_STR, "");
356 endfunc
357
358 /* The code only works if pasted directly onto magicEvent9
359 func returnFromKBRD()
360     kbrdBlank:=1;
361     kbrdCounter := 0;
362     doAfter();
363 endfunc
364 */
365
366 /****** KBRD SCREEN FUNCTIONS END *****/
367
368 /****** CFG SCREEN FUNCTIONS BEGIN *****/
369
370 func cfgScreenTouch()
371
372     if (wasStringPressed(VCC_STR))
373         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
374         doAfter:=updateCFGScreen;
375         onlyNum:=1;
376         upNum:=Vcc;
377         fltFlag:=1;
378     else if (wasStringPressed(MAXLEDAMP_STR))
379         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
380         doAfter:=updateCFGScreen;
381         onlyNum:=1;
382         upNum:=maxLedAmp;
383         fltFlag:=1;
384     else if (wasStringPressed(MAXLEDTEMP_STR))
385         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
386         doAfter:=updateCFGScreen;
387         onlyNum:=1;
388         upNum:=&maxLedTemp;
389         fltFlag:=0;
390     else if (wasStringPressed(MAXMOSTEMP_STR))
391         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
392         doAfter:=updateCFGScreen;
393         onlyNum:=1;
394         upNum:=&maxMosTemp;
395         fltFlag:=0;
396     endif
397
398 endfunc
399
400 func displayCFG()
401
402     if (!passwordOk)
403         upperScreenTouchOnly();

```

```

404         //changes background color of the strings?
405     endif
406
407     if (flt_GT(Vcc, maxVcc))
408         printFloatToStr(VCC_STR, maxVcc, "Warning! Max Vcc = %.2f");
409     else
410         printFloatToStr(VCC_STR, Vcc, "%.2f");
411     endif
412
413     printFloatToStr(MAXLEDAMP_STR, maxLedAmp, "%.2f");
414     printWordToStr(MAXLEDTEMP_STR, maxLedTemp);
415     printWordToStr(MAXMOSTEMP_STR, maxMosTemp);
416
417
418 endfunc
419
420 func updateCFGScreen()
421
422     if (!kbrdBlank)
423         var p;
424         p:= str_Ptr(kbrdBuff);
425         if (flt_Flag)
426             flt_VAL(upNum, p);
427         else
428             str_GetW(&p, upNum);
429         endif
430     endif
431     displayForm(CFG_SCREEN_INDEX);
432 endfunc
433
434 /***** CFG SCREEN FUNCTIONS END *****/
435
436 /***** TRAT SCREEN FUNCTIONS BEGIN *****/
437
438 func displayTRAT()
439     var temp;
440
441     //updates tOn strings
442     temp:=onTime;
443     printWordToStr(TONH_STR, (temp/3600));
444     temp:=temp%3600;
445     printWordToStr(TONM_STR, (temp/60));
446     temp:=temp%60;
447     printWordToStr(TONS_STR, temp);
448
449     //updates tOff strings
450     temp:=offTime;
451     printWordToStr(TOFFH_STR, (temp/3600));
452     temp:=temp%3600;
453     printWordToStr(TOFFM_STR, (temp/60));
454     temp:=temp%60;
455     printWordToStr(TOFFS_STR, temp);

```

```

456
457 //updates tTotal strings
458 temp:=totalTime;
459 printWordToStr(TTOTH_STR,(temp/3600));
460 temp:=temp%3600;
461 printWordToStr(TTOTM_STR,(temp/60));
462 temp:=temp%60;
463 printWordToStr(TTOTS_STR,temp);
464
465 //updates dist ,fluence and pwr string
466 printFloatToStr(DIST_STR, dist , "%.2f");
467 printFloatToStr(SETFLU_STR, setFluence , "%.2f");
468 printFloatToStr(SETPWR_STR, setPwr , "%.2f");
469
470 endfunc
471
472 func tratScreenTouch()
473
474     if (wasStringPressed(TONH_STR))
475         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
476         doAfter:=updateTRATScreen;
477         onlyNum:=1;
478         upNum:=&onTime;
479         tratFlag:=HOUR_FLAG;
480     else if (wasStringPressed(TONM_STR))
481         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
482         doAfter:=updateTRATScreen;
483         onlyNum:=1;
484         upNum:=&onTime;
485         tratFlag:=MIN_FLAG;
486     else if (wasStringPressed(TONS_STR))
487         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
488         doAfter:=updateTRATScreen;
489         onlyNum:=1;
490         upNum:=&onTime;
491         tratFlag:=SEC_FLAG;
492     else if (wasStringPressed(TOFFH_STR))
493         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
494         doAfter:=updateTRATScreen;
495         onlyNum:=1;
496         upNum:=&offTime;
497         tratFlag:=HOUR_FLAG;
498     else if (wasStringPressed(TOFFM_STR))
499         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
500         doAfter:=updateTRATScreen;
501         onlyNum:=1;
502         upNum:=&offTime;
503         tratFlag:=MIN_FLAG;
504     else if (wasStringPressed(TOFFS_STR))
505         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
506         doAfter:=updateTRATScreen;
507         onlyNum:=1;

```

```

508     upNum:=&offTime ;
509     tratFlag:=SEC_FLAG;
510     else if ( wasStringPressed (TTOTH_STR))
511         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX) ;
512         doAfter:=updateTRATScreen ;
513         onlyNum:=1;
514         upNum:=&totalTime ;
515         tratFlag:=HOUR_FLAG;
516     else if ( wasStringPressed (TTOTM_STR))
517         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX) ;
518         doAfter:=updateTRATScreen ;
519         onlyNum:=1;
520         upNum:=&totalTime ;
521         tratFlag:=MIN_FLAG;
522     else if ( wasStringPressed (TTOTS_STR))
523         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX) ;
524         doAfter:=updateTRATScreen ;
525         onlyNum:=1;
526         upNum:=&totalTime ;
527         tratFlag:=SEC_FLAG;
528     else if ( wasStringPressed (DIST_STR))
529         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX) ;
530         doAfter:=updateTRATScreen ;
531         onlyNum:=1;
532         tratFlag:=DIST_FLAG;
533     else if ( wasStringPressed (SETFLU_STR))
534         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX) ;
535         doAfter:=updateTRATScreen ;
536         onlyNum:=1;
537         tratFlag:=FLU_FLAG;
538     else if ( wasStringPressed (SETPWR_STR))
539         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX) ;
540         doAfter:=updateTRATScreen ;
541         onlyNum:=1;
542         tratFlag:=PWR_FLAG;
543     endif
544
545 endfunc
546
547 func updateTRATScreen ()
548
549     if (! kbrdBlank)
550         var p,temp[2],temp2[2],tempRes[2];
551         p:= str_Ptr (kbrdBuff) ;
552         switch (tratFlag)
553             case (HOUR_FLAG) :
554                 flt_VAL (temp,p) ;
555                 flt_VAL (temp2,"9") ;
556                 if (flt_GT (temp,temp2))
557                     *upNum:=9*3600; //maximum number of seconds
558                 else
559                     flt_VAL (temp2,"3600") ;

```

```

560         flt_MUL(tempRes,temp,temp2); //converts from hour to seconds
561         *upNum:=flt_FTOI(tempRes); //rounds to the nearest integer
second
562     endif
563     break;
564     case (MIN_FLAG):
565         flt_VAL(temp,p);
566         flt_VAL(temp2,"540");
567         if (flt_GT(temp,temp2))
568             *upNum:=9*3600; //maximum number of seconds
569         else
570             flt_VAL(temp2,"60");
571             flt_MUL(tempRes,temp,temp2); //converts from minutes to
seconds
572             *upNum:=flt_FTOI(tempRes); //rounds to the nearest integer
second
573     endif
574     break;
575     case (SEC_FLAG):
576         flt_VAL(temp,p);
577         flt_VAL(temp2,"32400");
578         if (flt_GT(temp,temp2))
579             *upNum:=9*3600; //maximum number of seconds
580         else
581             *upNum:=flt_FTOI(temp);
582     endif
583     break;
584     case (DIST_FLAG):
585         flt_VAL(dist,p);
586         break;
587     case (FLU_FLAG):
588         flt_VAL(temp,p);
589         flt_ITOF(temp2,getTotalOnTime());
590         flt_DIV(tempRes,temp,temp2);
591         setSetPower(tempRes);
592         break;
593     case (PWR_FLAG):
594         flt_VAL(temp,p);
595         setSetPower(temp);
596         break;
597     default:
598         break;
599     endswitch
600     endif
601     displayForm(TRAT_SCREEN_INDEX);
602 endfunc
603 /***** TRAT SCREEN FUNCTIONS END *****/
604
605 /***** GET FUNCTIONS BEGIN *****/
606
607 func getLoadCurrent()
608

```

```

609     var temp1[2], temp2[2], temp3[2], temp4[2], i, iF[2];
610     flt_ADD(temp3, zeroFloat, zeroFloat);
611
612     for (i:=0; i<10; i++)
613         flt_ITOF(temp1, pin_Read(Load_CURR_PIN)); //stores Vread result in float
614         flt_MUL(temp2, temp1, adcConst); //Converts Vread into actual voltage in 0 to
        3.3V range
615         flt_ADD(temp1, temp2, adcOffset);
616         flt_MUL(temp2, temp1, attConstCurr); //LTC6102 Vout value in volts in 0 to 5V
        range
617         //flt_MUL(temp2, temp1, ltcConst); //Isense value in amperes
618         flt_ADD(temp4, temp3, zeroFloat);
619         flt_ADD(temp3, temp4, temp2);
620     next
621     flt_ITOF(iF, i);
622     flt_DIV(loadCurrent, temp3, iF);
623
624 endfunc
625
626 func getLoadVoltage()
627
628     var temp1[2], temp2[2], temp3[2], temp4[2], ola, i, iF[2];
629     flt_ADD(temp3, zeroFloat, zeroFloat);
630
631     for (i:=0; i<10; i++)
632
633         flt_ITOF(temp1, pin_Read(Load_VOLT_PIN)); //stores Vread result in float
634         flt_MUL(temp2, temp1, adcConst); //Converts Vread into actual voltage in 0 to
        3.3V range
635         flt_ADD(temp1, temp2, adcOffset);
636         flt_MUL(temp2, temp1, attConstVolt); // Vout value in volts in 0 to 33V range
637         flt_ADD(temp4, temp3, zeroFloat);
638         flt_ADD(temp3, temp4, temp2);
639     next
640     flt_ITOF(iF, i);
641     flt_DIV(loadVoltage, temp3, iF);
642 endfunc
643
644 func getPotDispMOS(var *ret)
645     var temp[2];
646     flt_SUB(temp, Vcc, loadVoltage);
647     flt_MUL(ret, loadCurrent, temp);
648 endfunc
649
650 func getTotalOnTime()
651     var numOfCycles, remainder, ret;
652
653     numOfCycles:= totalTime/(onTime+offTime);
654     remainder:=totalTime%(onTime+offTime);
655     ret:=numOfCycles*onTime;
656     if (remainder>onTime)
657         ret+=onTime;

```

```

658     else
659         ret+=remainder;
660     endif
661     return ret;
662 endfunc
663
664 func getDacVoltage(var *ret)
665     var temp[2];
666     flt_ITOF(temp,dacD);
667     flt_MUL(ret,temp,dacConst);
668 endfunc
669
670 func getSetCurrent(var *ret)
671     var temp[2];
672     getDacVoltage(temp);
673     flt_MUL(ret,temp,ltcConst); //Isense value in amperes
674 endfunc
675 /***** GET FUNCTIONS END *****/
676
677 /***** SET FUNCTIONS BEGIN *****/
678 func setDAC() //val is the 12 bit value to be written in DAC
679     I2C1_Start();//i2c start
680     //I2C1_Write(0b10011000);
681     if (I2C1_Write(0x98)!=1) //send address
682         return; //error in receiving ack
683     endif
684     //I2C1_Write(0b0000);
685     var temp,temp1:=0xFFFF; //variable that will contain the 16bits instruction to
be sent
686     temp:=dacD & temp1;
687     if (I2C1_Write(HIbyte(temp))!=1) //send address
688         return; //error in receiving ack
689     endif
690     if (I2C1_Write(LObyte(temp))!=1) //send address
691         return; //error in receiving ack
692     endif
693     I2C1_Stop();
694 endfunc
695
696 func dacPWRDown()
697
698     I2C1_Start();//i2c start
699     //I2C1_Write(0b10011000);
700     if (I2C1_Write(0x98)!=1) //send address
701         return; //error in receiving ack
702     endif
703     //I2C1_Write(0b0000);
704     var temp:=0x2000; //variable that will contain the 16bits instruction to be
sent
705     if (I2C1_Write(HIbyte(temp))!=1) //send address
706         return; //error in receiving ack
707     endif

```



```

708     if (I2C1_Write(LObyte(temp))!=1) //send address
709         return; //error in receiving ack
710     endif
711     I2C1_Stop();
712
713 endfunc
714
715 func setDacD(var *val) //val is the desired voltage
716     var temp1[2];
717     if(flt_GT(val,dacVcc))
718         flt_ADD(temp1,zeroFloat,dacVcc);
719     endif
720     flt_DIV(temp1,val,dacConst);
721     dacD:=flt_FTOI(temp1);
722     if(dacD>4095)
723         dacD:=4095;
724     endif
725 endfunc
726 /***** SET FUNCTIONS END *****/
727
728 /***** ENABLE FUNCTIONS BEGIN *****/
729
730 func disableLoad()
731     pin_LO(EN_PIN);
732 endfunc
733
734 func enableLoad()
735     pin_HI(EN_PIN);
736 endfunc
737
738 /***** ENABLE FUNCTIONS END *****/
739
740 /***** DAC SCREEN FUNCTIONS BEGIN *****/
741 func dacScreenTouch ()
742     if (wasStringPressed(TDACV_STR))
743         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
744         doAfter:=updateDACScreen;
745         onlyNum:=1;
746         fltFlag:=1;
747     else if (wasStringPressed(TDACD_STR))
748         displayForm(KBRD_SCREEN_INDEX);
749         doAfter:=updateDACScreen;
750         onlyNum:=1;
751         fltFlag:=0;
752     endif
753 endfunc
754
755 func updateDACScreen()
756
757     if (!kbrdBlank)
758         var p,temp[2];
759         p:=str_Ptr(kbrdBuff);

```

```

760         if (fltFlag) //means that the voltage was the input
761             flt_VAL(temp,p);
762             setDacD(temp);
763         else
764             str_GetW(&p, &dacD);
765             if (dacD>4095)
766                 dacD:=4095;
767             endif
768         endif
769     endif
770     displayForm(DAC_SCREEN_INDEX);
771 endfunc
772
773 func displayDAC()
774     var temp[2];
775     getDacVoltage(temp);
776     printFloatToStr(TDACV_STR,temp, "%.2f");
777     printWordToStr(TDACD_STR,dacD);
778
779 endfunc
780 /***** DAC FUNCTIONS END *****/
781
782 /***** PASSWORD FUNCTIONS BEGIN *****/
783
784 func checkPassword()
785     if (!kbrdBlank)
786         var p;
787         p:= str_Ptr(kbrdBuff);
788         if (str_Match(&p, password))
789             passwordOk:=1;
790         endif
791     endif
792     displayForm(CFG_SCREEN_INDEX);
793 endfunc
794
795 /***** PASSWORD FUNCTIONS END *****/
796
797 func updateSetFluence()
798     var temp[2];
799     flt_ITOF(temp, getTotalOnTime());
800     flt_MUL(setFluence, temp, setPwr);
801
802 endfunc
803
804 func setSetPower(var* val)
805     var temp[2], temp2[2];
806     flt_VAL(temp2, "0");
807     getMaximumPower(temp);
808     if (flt_GT(val, temp))
809         flt_ADD(setPwr, temp, temp2);
810     else
811         flt_ADD(setPwr, val, temp2);

```

```

812     endif
813     updateSetPowerSlider ();
814     updateSetFluence ();
815 endfunc
816
817 func updateSetPowerSlider ()
818
819
820 endfunc
821
822 func getMaximumPower (var *val)
823     //return the maximum power considering the distance and maximum allowable
      current
824 endfunc
825
826 /***** LOAD SCREEN FUNCTIONS BEGIN *****/
827 func displayLoad ()
828     var temp [2];
829     getSetCurrent (temp);
830     printFloatToStr (LD_ISET_STR, temp, "%.2f");
831     getDacVoltage (temp);
832     printFloatToStr (LD_VDAC_STR, temp, "%.2f");
833     printFloatToStr (LD_ILD_STR, loadCurrent, "%.2f");
834     printFloatToStr (LD_VLD_STR, loadVoltage, "%.2f");
835     printFloatToStr (LD_VCC_STR, Vcc, "%.2f");
836     //getPotDispMOS (temp);
837     //printFloatToStr (LD_PDISMOS_STR, temp, "%.2f");
838     printWordToStr (LD_TEMPMOS_STR, mosTemp);
839     printWordToStr (LD_TEMPPLD_STR, loadTemp);
840     printWordToStr (LD_VENTLED_STR, ventLedPWM);
841     printWordToStr (LD_VENTMOS_STR, ventMosPWM);
842     printWordToStr (LD_ONTIME_STR, transcTime);
843 endfunc
844
845 func loadScreenTouch ()
846     if (wasStringPressed (LD_ISET_STR))
847         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX);
848         doAfter := updateLoadScreen;
849         onlyNum := 1;
850         fltFlag := 1;
851     else if (wasStringPressed (LD_VDAC_STR))
852         displayForm (KBRD_SCREEN_INDEX);
853         doAfter := updateLoadScreen;
854         onlyNum := 1;
855         fltFlag := 0; //informs the updateLoad function that vDac was the input
856     endif
857 endfunc
858
859 func updateLoadScreen ()
860
861     if (!kbrdBlank)
862         var p, temp [2], temp1 [2], temp2 [2];

```

```

863     p:= str_Ptr(kbrdBuff);
864     if (!fltFlag) //means that the voltage was the input
865         flt_VAL(temp,p);
866         setDacD(temp);
867     else //means the current was the input
868         flt_VAL(temp,p);
869         flt_VAL(temp1,"2");
870         flt_DIV(temp2,temp,temp1);
871         setDacD(temp2);
872     endif
873 endif
874 displayForm(Load_SCREEN_INDEX);
875 endfunc
876
877 func getVentLedPWM()
878     //seta o register necessário
879     I2C2_Start(); //i2c start
880     //I2C2_Write(0b01011100);
881     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
882         toNextDebug();
883         print("erroGetLP");
884         return; //error in receiving ack
885     endif
886     if (I2C2_Write(0x30)!=1) //send register
887         toNextDebug();
888         print("erroGetLP");
889         return; //error in receiving ack
890     endif
891     I2C2_Stop();
892
893     I2C2_Start(); //i2c start
894     //I2C2_Write(0b01011101);
895     if (I2C2_Write(0x5D)!=1) //send address
896         toNextDebug();
897         print("erroGetLP");
898         return; //error in receiving ack
899     endif
900
901     var temp; //variable that will contain the 16bits instruction to be sent
902     temp:=I2C2_Read();
903     I2C2_Nack();
904     I2C2_Stop();
905
906     var tempF[2],tempR[2];
907     flt_ITOF(tempF,temp);
908     flt_MUL(tempR,tempF,pwmConstant);
909     ventLedPWM:=flt_FTOI(tempR);
910
911 endfunc
912
913 func getVentMOSPWM()
914

```

```

915 //seta o register necessário
916 I2C2_Start(); //i2c start
917 //I2C2_Write(0b01011100);
918 if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
919     toNextDebug();
920     print("erroGetMP");
921     return; //error in receiving ack
922 endif
923 if (I2C2_Write(0x31)!=1) //send register
924     toNextDebug();
925     print("erroGetMP");
926     return; //error in receiving ack
927 endif
928 I2C2_Stop();
929
930 I2C2_Start(); //i2c start
931 //I2C2_Write(0b01011101);
932 if (I2C2_Write(0x5D)!=1) //send address
933     toNextDebug();
934     print("erroGetMP");
935     return; //error in receiving ack
936 endif
937
938 var temp; //variable that will contain the 16bits instruction to be sent
939 temp:=I2C2_Read();
940 I2C2_Nack();
941 I2C2_Stop();
942
943 var tempF[2], tempR[2];
944 flt_ITOF(tempF, temp);
945 flt_MUL(tempR, tempF, pwmConstant);
946 ventMosPWM:=flt_FTOI(tempR);
947 endfunc
948
949 func getLoadTemperature()
950
951     //seta o register necessário
952     I2C2_Start(); //i2c start
953     //I2C2_Write(0b01011100);
954     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
955         toNextDebug();
956         print("erroGetLT");
957         return; //error in receiving ack
958     endif
959     if (I2C2_Write(0x25)!=1) //send register
960         toNextDebug();
961         print("erroGetLT");
962         return; //error in receiving ack
963     endif
964     I2C2_Stop();
965
966     I2C2_Start(); //i2c start

```

```

967 //I2C2_Write(0b01011101);
968 if (I2C2_Write(0x5D)!=1) //send address
969     toNextDebug();
970     print("erroGetLT");
971     return; //error in receiving ack
972 endif
973
974 var temp; //variable that will contain the 16bits instruction to be sent
975 loadTemp:=I2C2_Read();
976 I2C2_Nack();
977 I2C2_Stop();
978 endfunc
979
980 func getMosTemperature()
981
982     //seta o register necessário
983     I2C2_Start(); //i2c start
984     //I2C2_Write(0b01011100);
985     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
986         toNextDebug();
987         print("erroGetMT1");
988         return; //error in receiving ack
989     endif
990     if (I2C2_Write(0x27)!=1) //send register
991         toNextDebug();
992         print("erroGetMT2");
993         return; //error in receiving ack
994     endif
995     I2C2_Stop();
996
997     I2C2_Start(); //i2c start
998     //I2C2_Write(0b01011101);
999     if (I2C2_Write(0x5D)!=1) //send address
1000         toNextDebug();
1001         print("erroGetMT3");
1002         return; //error in receiving ack
1003     endif
1004
1005     var temp; //variable that will contain the 16bits instruction to be sent
1006     mosTemp:=I2C2_Read();
1007     I2C2_Nack();
1008     I2C2_Stop();
1009
1010 endfunc
1011
1012 func loadScreenTimerFunction1()
1013
1014     //updates the analog measurements
1015     getMosTemperature();
1016     getLoadTemperature();
1017     getVentLedPWM();
1018     getVentMOSPWM();

```

```

1019     getLoadVoltage();
1020     getLoadCurrent();
1021
1022
1023     //checkLoadHealth();// check if temperatures and current are ok
1024 endfunc
1025
1026 func setLoadMinTempRegister()
1027
1028     //seta o register necessário
1029     I2C2_Start();//i2c start
1030     //I2C2_Write(0b01011100);
1031     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
1032         toNextDebug();
1033         print("erroSetLT");
1034         return; //error in receiving ack
1035     endif
1036     if (I2C2_Write(0x67)!=1) //send register
1037         toNextDebug();
1038         print("erroSetLT");
1039         return; //error in receiving ack
1040     endif
1041     //equivale a 40ºC
1042     if (I2C2_Write(0x28)!=1) //send register
1043         toNextDebug();
1044         print("erroSetLT");
1045         return; //error in receiving ack
1046     endif
1047     I2C2_Stop();
1048 endfunc
1049
1050
1051 func setMOSMinTempRegister()
1052
1053     //seta o register necessário
1054     I2C2_Start();//i2c start
1055     //I2C2_Write(0b01011100);
1056     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
1057         toNextDebug();
1058         print("erroSetMT");
1059         return; //error in receiving ack
1060     endif
1061     if (I2C2_Write(0x67)!=1) //send register
1062         toNextDebug();
1063         print("erroSetMT");
1064         return; //error in receiving ack
1065     endif
1066     //equivale a 50ºC
1067     if (I2C2_Write(0x32)!=1) //send register
1068         toNextDebug();
1069         print("erroSetMT");
1070         return; //error in receiving ack

```

```

1071     endif
1072     I2C2_Stop();
1073 endfunc
1074
1075 func setVentLedBehavior ()
1076
1077     //seta o register necessário
1078     I2C2_Start(); //i2c start
1079     //I2C2_Write(0b01011100);
1080     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
1081         toNextDebug();
1082         print("erroSetVentL");
1083         return; //error in receiving ack
1084     endif
1085     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send register
1086         toNextDebug();
1087         print("erroSetVentL");
1088         return; //error in receiving ack
1089     endif
1090     // I2C2_Write(0x02)!=1
1091     if (I2C2_Write(0x82)!=1) //send register
1092         toNextDebug();
1093         print("erroSetVentL");
1094         return; //error in receiving ack
1095     endif
1096     I2C2_Stop();
1097 endfunc
1098
1099
1100 func setVentMosBehavior ()
1101
1102     //seta o register necessário
1103     I2C2_Start(); //i2c start
1104     //I2C2_Write(0b01011100);
1105     if (I2C2_Write(0x5C)!=1) //send address
1106         toNextDebug();
1107         print("erroSetVentM");
1108         return; //error in receiving ack
1109     endif
1110     if (I2C2_Write(0x5D)!=1) //send register
1111         toNextDebug();
1112         print("erroSetVentM");
1113         return; //error in receiving ack
1114     endif
1115     //I2C2_Write(0x42)!=1
1116     if (I2C2_Write(0x82)!=1) //send register
1117         toNextDebug();
1118         print("erroSetVentM");
1119         return; //error in receiving ack
1120     endif
1121     I2C2_Stop();
1122 endfunc

```



```
1123
1124 func loadScreenTimerFunction0 ()
1125
1126     transcTime++;
1127     displayLoad ();
1128     sys_SetTimer (TIMER0, 1000);
1129     sys_SetTimer (TIMER1, 500);
1130     sys_SetTimerEvent (TIMER0, loadScreenTimerFunction0);
1131     sys_SetTimerEvent (TIMER1, loadScreenTimerFunction1);
1132 endfunc
1133
1134
1135 /***** LOAD SCREEN FUNCTIONS END *****/
```