

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas

Vitor Amadeu Souza

**Controlador PID para diodo laser em
modo pulsado usando DSC**

Rio de Janeiro

2014

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas

Vitor Amadeu Souza

Controlador PID para diodo laser em modo pulsado usando DSC

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao programa de Pós-Graduação em Física, Mestrado Profissional com ênfase em Instrumentação Científica do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas.

Orientador: Pablo Diniz Batista

Rio de Janeiro

2014

AGRADECIMENTOS

A minha esposa Renata Leal, por sempre acreditar em mim. Aos grandes Mestres que conheci ao longo da minha vida acadêmica, como os Professores César Bastos, Sidney Cruz, Kátia Medeiros e Leonardo Resende. Ao Professor Pablo Diniz Batista pela orientação prestada com grande afinco durante todo o desenvolvimento deste projeto de pesquisa. A todos, o meu sincero agradecimento.

RESUMO

Essa dissertação apresenta as etapas para a pesquisa e o desenvolvimento tecnológico de uma fonte de corrente para diodo laser em modo pulsado usando o controlador digital de sinais dsPIC30F2020. O diferencial dessa proposta consiste na integração em um único hardware do controle da corrente tanto em modo contínuo como em modo pulsado. Os resultados mostram que a corrente elétrica na carga pode ser ajustada em uma faixa de 0 a 80 mA, e pulsada em uma frequência de 0 Hz até 100kHz utilizando-se para isso o sintetizador de sinais digitais AD9835. Em termos de software, um algoritmo de controle PID é implementado tendo como parâmetros três constantes a serem determinadas pelo usuário dependendo da carga, corrente e frequência. A conexão entre a placa de controle e o computador é realizada via uma porta USB através do PIC18F14K50. Para investigar o funcionamento deste módulo, diferentes dispositivos foram usados como carga, tais como: resistores, leds, diodo laser. Para cada um deles, foram obtidas curvas de resposta visando analisar a estabilidade da corrente considerando-se diferentes valores de frequência. Finalmente, para os dispositivos óticos foram obtidas curvas de potência ótica em função da corrente. Este projeto de pesquisa é uma primeira etapa para o desenvolvimento de um Interferômetro de Michelson, mas vislumbra-se a possibilidade de diferentes aplicações. (FAPERJ E-26/111.531/2013; CNPq 486742/2013-0).

Palavras chave: diodo laser, microcontrolador, algoritmo PID, DDS.

ABSTRACT

This dissertation presents the steps for research and technological development of a current source for diode laser in pulsed mode using the digital signal controller dsPIC30F2020. The differential of this proposal is to integrate into a single hardware the control of both current in continuous mode and in pulsed mode. The results show that the electric current in the load can be adjusted in a range from 0 to 80 mA, and pulsed at a frequency of 0 Hz to 100 kHz using the digital signal synthesis AD9835. In terms of software, a PID control algorithm is implemented using three parameters as constants to be determined by the user depending on the load, current and frequency. The connection between the control board and the computer is done via a USB port using the PIC18F14K50. To investigate the function of this module, different devices have been used as a load, such as resistors, LEDs, laser diode. For each of them, the response curves were obtained in order to analyze the stability of the current considering different frequency values. Finally, optical power curves as a function of current for the optical devices was obtained. This research project is a first step towards the development of a Michelson interferometer, but sees the possibility of different applications. (FAPERJ E-26/111 531/2013; CNPq 486742 / 2013-0).

Keywords: Driver, laser diode, Interferometer, PID, PWM, DAC, DDS, ADC..

LISTA DE ABREVIATURAS

ADC	Conversor Analógico para Digital
AOP	Amplificador Operacional
ARM	Máquina Avançada Reduzida
DDS	Sintetizador Digital Direto
DSC	Controlador Digital de Sinais
DSP	Processador Digital de Sinais
ICSP	Programação no Circuito
Ksps	Amostragens por segundo
LASER	Amplificação de luz por emissão estimulada de radiação
MIPS	Milhões de Instruções Por Segundo
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Metal Óxido
PC	Computador Pessoal
PCI	Placa de circuito impresso
PMT	Photo Multiplier Tube
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SETPOINT	Ponto definido
TTL	Lógica Transistor Transistor
USB	Barramento serial universal

LISTA DE FIGURAS

- Figura 1.1** Detalhes da arquitetura RISC do dsPIC30F2020. A memória de programa está separada da memória de dados. Além disso, está presente um PWM e ADC com 12 e 10 bits de resolução respectivamente, entretanto, esse componente não disponibiliza porta USB.
- Figura 2.1** Diagrama de blocos do projeto Fonte de Corrente Pulsada para Diodo Laser composto de parte digital (dsPIC), um DDS, MOSFET, filtro e amplificador.
- Figura 2.2** Curva característica do 2N7000 mostrando quanto maior a tensão aplicada ao GATE maior a corrente I_D e menor a tensão V_{DS} .
- Figura 2.3** Filtro passa-baixa e amplificador para o PWM, no qual a saída está conectada ao GATE do MOSFET 2N7000
- Figura 2.4** Circuito para realimentação de corrente fornecendo a entrada analógica AN0 do dsPIC a tensão proporcional a corrente que passa pelo diodo laser.
- Figura 2.5** Protótipo inicial do projeto montado em um protoboard.
- Figura 2.6** Esquema elétrico da parte de alimentação com tensões de +12V, -12V, +5V e GND.
- Figura 2.7** Esquema elétrico da parte de processamento. Os pinos TX e RX permitem a interface do microcontrolador com o mundo externo. O pino PWM irá controlar a corrente fornecida ao LASER e os pinos FEED_LOW e FEED_HIGH fornecem a realimentação de corrente que passa pelo LASER. A saída de LED mostra o estado de operação do dsPIC.
- Figura 2.8** Esquema do conversor serial para USB implementado no projeto. Os pinos TX e RX permitem que o dsPIC faça a interface USB com o computador.
- Figura 2.9** Driver de potência para controle do diodo laser. Neste esquema, o resistor *shunt* está localizado em R9. O transistor Q3 permitirá pulsar a carga conectada em P1 enquanto que Q1 fornece a corrente conforme estabelecido no programa.
- Figura 2.10** Circuito com o DDS. A fonte de clock de 10 MHz permite que o DDS gere um sinal senoidal de até 2 MHz. A comunicação com o dsPIC é feita através dos pinos SCLK, SDATA e FSYNC.
- Figura 2.11** Circuito amplificador com ganho 4,9 seguido de dois comparadores de tensão, onde o sinal digital de saída está invertido em relação ao outro.
- Figura 2.12** Desenho de circuito impresso. No lado esquerdo está a camada bottom e no lado direito a camada top.
- Figura 2.13** Foto do protótipo da fonte de alimentação com saídas de +12V, -12V, +5V e GND.
- Figura 2.14** Camada Silk, Mask e Bottom da fonte de alimentação.
- Figura 2.15** Fluxograma da placa de controle, parte 1. Observe que o início e término do funcionamento da placa dependem do envio de dados do programa instalado no computador.
- Figura 2.16** Fluxograma da placa de controle, parte 2. O PID encontra o erro para assim atuar a saída de acordo com as constantes k_p , k_i e k_d .

- Figura 2.17** Fluxograma do controle PID
- Figura 2.18** Tela gráfica do programa de testes
- Figura 3.1** Sistema de medidas para os testes com o diodo laser composto de amperímetro para comparação da corrente fornecido a carga de acordo com o valor ajustado pelo usuário, osciloscópio digital modelo TDS1001B para observação da forma de onda e detector ótico que permite comparar a potência ótica de acordo com a corrente configurada no driver de diodo laser.
- Figura 3.2** Interface ótica entre o computador e o sensor ótico. Possui conexão USB e permite medir a faixa de 185nm a 2500nm com potência de 100pW a 200W.
- Figura 3.3** Detector ótico modelo S120C que possibilita medir a luz no comprimento de onda na faixa de 400nm a 1100nm com potência de 50nW a 50mW.
- Figura 3.4** Software que acompanha a Interface ótica e permite monitorar, plotar e salvar em arquivo a potência luminosa recebida pelo sensor S120C.
- Figura 3.5** Detector ótico modelo S120C que possibilita a medição no comprimento de onda na de 400nm a 1100nm com potência de 50nW a 50mW.
- Figura 3.6** Na figura da esquerda o resultado da versão 1.0 referente à fabricação da PCI do layout feito no Altium Designer 2009 apresentado no capítulo 2. A figura da direita mostra a mesma com todos os componentes montados.
- Figura 3.7** Sinal analógico na saída do DDS nas frequências de (a) 100 Hz, (b) 1 kHz, (c) 10 kHz e (d) 100 kHz.
- Figura 3.8** Sinal digital obtido após circuito de comparação nas frequências de (a) 100 Hz, (b) 1 kHz, (c) 10 kHz e (d) 100 kHz
Sinal de PWM para as correntes de (a) 10 mA, (b) 50 mA, (c) 75 mA e (d) 100 mA usando como carga um resistor de 47 Ω .
- Figura 3.9** Sinal de PWM após o filtro passa-baixa para correntes de 10 mA, 50 mA, 75 mA e 100 mA em um resistor de 47 Ω .
- Figura 3.10** Tensão de saída do INA121 de acordo com a corrente fornecida à carga. As tensões são referentes às correntes de (a) 10 mA, (b) 20 mA, (c) 30 mA e (d) 40 mA em um resistor de 47 Ω .
- Figura 3.11** Curva de corrente em função do tempo para um resistor de 22 Ω usando $K_p = 15$, $K_i = 15$ e $K_d = 15$.
- Figura 3.12** Curva de corrente em função do tempo para um resistor de 22 Ω usando $K_p = 15$, $K_i = 15$ e $K_d = 15$.
- Figura 3.13** Curva de corrente em função do tempo para um resistor de 22 Ω usando $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$.
- Figura 3.14** Medida da corrente em função do tempo em um resistor de 22 Ohms. As constantes utilizados no controlador são de $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$.
- Figura 3.15** Medida da corrente em função do tempo em um resistor de 22 Ohms. As constantes utilizados no controlador são de $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$ para correntes acima de 40 mA. Abaixo deste valor é preciso usar $K_p = 4$, $K_i = 30$, $K_d = 4$.
- Figura 3.16**

- Figura 3.17** Resultados obtidos para o resistor de 22 Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para I=10 mA.
- Figura 3.18** Resultados obtidos para o resistor de 22 Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para I=20 mA.
- Figura 3.19** Resultados obtidos para o resistor de 22 Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para I=30 mA.
- Figura 3.20** Resultados obtidos para o resistor de 22 Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para I=40 mA.
- Figura 3.21** Resultados obtidos para o resistor de 22 Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para I=50 mA.
- Figura 3.22** Curva que mostra o valor da resistência de acordo com a 1^o Lei de Ohm.
- Figura 3.23** Valor da resistência mostra-se praticamente constante para todas as faixas de corrente averiguadas.
- Figura 3.24** Comportamento do led a nível de potência elétrica ao longo do tempo para Kp=2, Ki=30 e Kd=4.
- Figura 3.25** Caracterização ótica do LED para Kp=2, Ki=30 e Kd=4.
- Figura 3.26** Caracterização ótica do LED em modo contínuo e pulsado para com frequência de 1000 Hz.
- Figura 3.27** Resultado da saída do detector DET10A. A frequência de saída do mesmo está de acordo com o programado no protótipo.
- Figura 3.28** Diodo laser modelo HL6501MG.
- Figura 3.29** Resposta de potência do diodo laser de acordo com a temperatura ambiente.
- Figura 3.30** Caracterização elétrica do diodo laser em modo contínuo
- Figura 3.31** Caracterização ótica do laser em modo contínuo.
- Figura 3.32** Resposta na região transiente em modo contínuo.
- Figura 3.33** Resposta em regime pulsado na faixa de 100 Hz a 1kHz para o diodo laser.
- Figura 3.34** Resposta elétrica em regime pulsado para o diodo laser em 1 kHz.
- Figura 3.35** Resposta ótica em regime pulsado para o diodo laser em 1 kHz.
- Figura 3.36** Resultado da curva potência ótica em função da corrente em modo contínuo (a) e pulsado (b).
- Figura 4.1** Placa de circuito impresso na versão 2.0, com as devidas correções da 1^o versão
- Figura 4.2** Passos para a montagem da placa. Em (a), a montagem do único componente SMD, nesse caso o DDS. Na figura (b), todos os resistores e capacitores estão montados. Em (c) os soquetes, cristal e conectores foram montados. Finalmente em (d), o resultado final com os MOSFETs, dsPIC e PIC18F fixados na placa.
- Figura 4.3** Fonte de alimentação montada com as saídas de +12V, -12V, +5V e GND.
- Figura 4.4** Em (a) as 6 placas da fonte de corrente montadas e em (b) as 6 fontes de tensão.
- Figura 4.5** Aspecto final do protótipo.
- Figura 4.6** Nova interface do software.
- Figura 4.7** Configuração avançada das constantes PID.

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Ferramentas utilizadas no decorrer do projeto.
Tabela 2.2	Programa em C para controle PID.
Tabela 3.1	Resultados estatísticos para testes com o resistor de 22Ω
Tabela 3.2	Resultados estatísticos para testes com o resistor de 11Ω
Tabela 3.3	Resultados estatísticos para testes com o resistor de 33Ω
Tabela 3.4	Resultados estatísticos para testes com o resistor de 44Ω
Tabela 3.5	Resultados obtidos de tensão média para cada faixa de frequência
Tabela 3.6	Resultados obtidos de tensão média para cada faixa de corrente
Tabela 3.7	Resultados estatísticos da caracterização elétrica do LED em modo contínuo.
Tabela 3.8	Resultados estatísticos da caracterização ótica do LED em modo contínuo.
Tabela 3.9	Resultados estatísticos da caracterização ótica do LED em modo pulsado para frequência igual a 1000 Hz.
Tabela 3.10	Resultados estatísticos da caracterização elétrica do diodo laser em modo contínuo.
Tabela 3.11	Resultados estatísticos da caracterização ótica do diodo laser em modo contínuo. Resultados estatísticos em modo contínuo na região transiente para o diodo laser a nível elétrico.
Tabela 3.12	
Tabela 3.13	Resultados estatísticos da caracterização elétrica do diodo laser em modo pulsado.
Tabela 3.14	Resultados estatísticos da caracterização ótica do diodo laser em modo pulsado.
Tabela 4.1	Disposição dos pinos no DB9

SUMÁRIO

Capítulo 1 - Introdução	13
Capítulo 2 – Projeto de Hardware e Software	19
1. Descrição do projeto.....	19
2. Ferramentas utilizadas	20
3. PWM.....	20
4. Medida de corrente para controle PID.....	22
5. Esquema elétrico da fonte de corrente por DSC	23
5.1 Alimentação da placa	24
5.2 CPU.....	24
5.3 Conversor Serial – USB	26
5.4 Controle de corrente por PWM e realimentação	27
5.5 Descrição do layout.....	29
6. Esquema elétrico e layout da fonte de tensão.....	30
7. Firmware de controle.....	31
8. Programa de Monitoramento.....	36
Capítulo 3 – Resultados e discussão	37
1. Estrutura para caracterização	37
2. Circuito impresso.....	39
3. Caracterização dos circuitos	40
3.1 Gerador de sinal senoidal DDS	40
3.2 Modulação por largura de pulso	42
3.3 Circuito de realimentação.....	44
4. Carga resistiva	45
5. LED como carga semicondutora	62
6. Diodo laser como carga.....	67

Capítulo 4 – Protótipo Final.....	77
1. Hardware.....	77
2. Software	81
Capítulo 5 – Conclusão.....	84
Referências.....	86
Anexo 1 – Participação no encontro de física de matéria condensada 2013.....	90
Anexo 2 – Esquema da fonte de corrente	91
Anexo 3 – Layout da fonte de corrente	94
Anexo 4 – Lista de material da fonte de corrente.....	95
Anexo 5 – Firmware de controle	96
Anexo 6 – Esquema da fonte de tensão.....	103
Anexo 7 – Lista de material da fonte de tensão.....	104

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

De acordo com a CAPES o Mestrado Profissional tem como um de seus pilares a ênfase em princípios como o de aplicabilidade técnica e flexibilidade operacional, em que a formação deve visar à exposição dos alunos aos processos da utilização aplicada dos conhecimentos e o exercício de inovação, com a valorização da experiência profissional. Alguns dos objetivos do mestrado profissional consistem em capacitar profissionais qualificados para o exercício da prática profissional avançada e transformadora de procedimentos, assim como, transferir conhecimento para a sociedade, atendendo demandas específicas e de arranjos produtivos para o desenvolvimento nacional, regional ou local. Além de contribuir para agregar competitividade e aumentar a produtividade em empresas, organizações públicas e privadas [1]. Dentro dessa perspectiva, uma das principais aplicações que nortearam esse projeto de pesquisa desde o início de sua concepção consiste na possibilidade de projetar um Interferômetro de Michelson tendo como princípio básico a interferência entre dois feixes luminosos gerados por um diodo laser que possibilitará, por exemplo, uma gama de aplicações na área de sensores [2-10].

Neste caso, partindo do ponto que o diodo laser pode ser considerado como um dos principais elementos desta técnica de medida, será apresentado nessa dissertação as etapas da pesquisa e do desenvolvimento tecnológico de uma instrumentação científica capaz de controlar de maneira satisfatória a corrente elétrica em um circuito eletrônico tendo o diodo laser como carga.

Ao longo do tempo várias abordagens para fabricar um controlador de corrente foram propostas na literatura com diferentes desempenhos considerando níveis ruído e de estabilidade [11]. Tradicionalmente um controlador de corrente para um diodo laser pode ser projetado usando conceitos de eletrônica analógica sem precisar necessariamente de qualquer tipo de processador para realizar o ajuste da corrente. A maioria dos trabalhos encontrados na literatura utiliza um controlador de corrente tendo como coração um amplificador operacional em que a realimentação é uma tensão proporcional à corrente medida em resistor *shunt*. Por

exemplo, em 1993 autores apresentaram um circuito para controle de corrente combinando alta estabilidade e baixo ruído. Esse módulo suporta uma corrente de 100 mA e permite a modulação do diodo laser em até 10 MHz. É um circuito praticamente analógico em que a regulação da corrente é realizada por um amplificador operacional LT1028, um transistor MOSFET VP 0106 e um resistor *shunt* de 50 Ohms [12]. Dentro dessa mesma linha, autores apresentaram em 2000 uma fonte de corrente para um diodo laser onde a estabilidade é assegurada por meio de um amplificador operacional de precisão (OP177JN) mantendo a tensão em um resistor igual à tensão de saída de um potenciômetro de controle [13]. Em 2011 é proposto um circuito eletrônico para o desenvolvimento de uma fonte de corrente de até 10 A. Esse circuito é por completo analógico e necessita de componentes de alta velocidade, baixo-ruído e baixa variação por temperatura. O próprio resistor *shunt* precisa de um baixo coeficiente de temperatura [14]. Um inconveniente dessa metodologia é que pequenas variações de tensão ou de temperatura podem influenciar diretamente a corrente. Em geral, para evitar esse comportamento, os componentes críticos utilizados no controle devem ter baixo coeficiente de temperatura procurando amenizar esses efeitos transientes. Além disso, uma das desvantagens dessa abordagem puramente analógica é que os mesmos não podem ser configurados remotamente, necessitando, assim, sempre de um ajuste manual para o seu funcionamento.

Com o avanço tecnológico na indústria de semicondutores observa-se que uma grande quantidade de projetos eletrônicos vêm sendo propostos integrando microcontroladores com circuitos eletrônicos analógicos e/ou digitais para o controle tanto da corrente em diodo laser como para diversas outras aplicações. Por exemplo, em 2008 é apresentado um circuito de controle de corrente para o laser usando um controle digital a partir do PIC18F4550 tendo como diferencial a presença de uma entrada para a modulação da corrente [15]. Entretanto, nesse trabalho o microcontrolador é usado apenas para ajustar a corrente no diodo laser, deixando a cargo de um circuito analógico o controle da corrente ao longo do tempo. Portanto, a regulação da corrente no diodo laser ainda é obtida usando um amplificador operacional conectado à porta do MOSFET, tendo como realimentação uma tensão medida em um resistor *shunt*. Além disso, todos os testes necessários para caracterizar o desempenho deste circuito de controle apresentados ao longo do trabalho foram realizados usando resistores ao invés de um diodo laser. Essa abordagem não é adequada, pois o funcionamento do circuito de controle depende das características da carga utilizada. Em outras palavras, isso quer dizer que em termos de metodologia não é plausível esperar que o comportamento

observado em resistores seja o mesmo obtido usando um diodo laser. Em resumo, neste tipo de trabalho nota-se que os processadores ainda não são largamente utilizados para substituir o controle analógico por um controle digital. Por outro lado, em termos de instrumentação científica, nota-se cada vez mais na literatura científica a tendência de se utilizarem processadores para o controlador digital a ponto que dos microcontroladores serem considerados um dos principais componentes dos módulos eletrônicos para controle digital. Usando processadores ARM foi desenvolvido um controle de corrente digital PID para ajustar a corrente no diodo laser entre valores de 0 mA e 500 mA. Este sistema não apenas controla a corrente no diodo laser como também disponibiliza outras funções para inicialização suave, proteção de sobrecorrente e controle de temperatura [16]. Algumas das vantagens dessa abordagem consistem em reduzir o número de componentes utilizados no circuito eletrônico: permitir uma flexibilização do sistema para diferentes tipos de cargas: determinar as constantes usadas no algoritmo automaticamente: disponibilizar uma interface de comunicação com outros periféricos e etc. Por outro lado, este trabalho não permite que a corrente do diodo laser seja pulsada ou modulada [17]. De uma maneira geral, observa-se a partir de uma revisão bibliográfica, que na maioria dos trabalhos a modulação do laser é realizada a partir de um gerador de sinais externo acoplado ao módulo de controle de corrente. Por exemplo, em 2011 é proposto um circuito eletrônico para pulsar o diodo laser com aplicação na área de comunicação quântica. Usam-se dois transistores do tipo MOSFET para projetar uma fonte de corrente permitindo emitir pares de fótons em três diodos lasers. Entretanto, usa-se o gerador de sinal comercial para atualizar cada diodo laser a uma taxa constante mantendo o ciclo-ativo de cada um deles em 1%, buscando reduzir o efeito térmico e aumentando por outro lado o tempo de vida dos dispositivos [18]. Destaca-se também alguns circuitos projetados usando componentes de baixo-custo e baixa-potência capaz de pulsar um diodo laser em um intervalo de 150 ps a 350 ps usando uma porta lógica NAND. A ideia principal dessa proposta é que o tempo de propagação do circuito integrado pode ser usado para obter um pulso caracterizado por um pequeno período, suficiente para pulsar o diodo laser acionando um transistor de potência. Essa proposta também necessita de um sistema externo para gerar o sinal aplicado à porta NAND [19]. Logo em seguida, autores propõem um novo modelo para controle de um diodo laser com alta precisão, baixo ruído e *drift* partindo do modelo de Hall-Libbrecht em que a corrente fornecida pode ser tanto no sentido convencional quanto eletrônico [20].

Após essas considerações, apresenta-se nesta dissertação as etapas do desenvolvimento de uma fonte de corrente constante para regular em regime dinâmico a corrente no diodo laser usando um controlador digital de sinais. Essa plataforma é fundamental para a implementação do controle digital PID. Durante a revisão bibliográfica não foi observado o uso de nenhum circuito integrado dedicado para pulsar ou modular o diodo laser. Nota-se que em grande parte dos trabalhos é disponibilizada uma entrada de sinal proveniente de um gerador de sinal para a modulação do laser. Nesse sentido, em termos de inovação tecnológica, enfatiza-se que um dos desafios deste trabalho consistiu em projetar em um único circuito eletrônico tanto o controle digital da corrente de maneira eficiente, assim como tornar possível pulsar o diodo laser em diferentes frequências usando o circuito integrado AD9855. Em um primeiro momento estamos interessados na detecção ótica a partir de um sistema de medidas formado por um detector ótico conectado a um amplificador do tipo lock-in [21-23]. Espera-se assim, que esse projeto de pesquisa possa ser um dos primeiros passos para investigar a integração em um único sistema eletrônico tanto do controle de corrente no diodo laser como do gerador de sinal responsável por pulsar a corrente. A arquitetura do controlador digital de sinais utilizados nesse projeto é apresentada na figura 1.1.

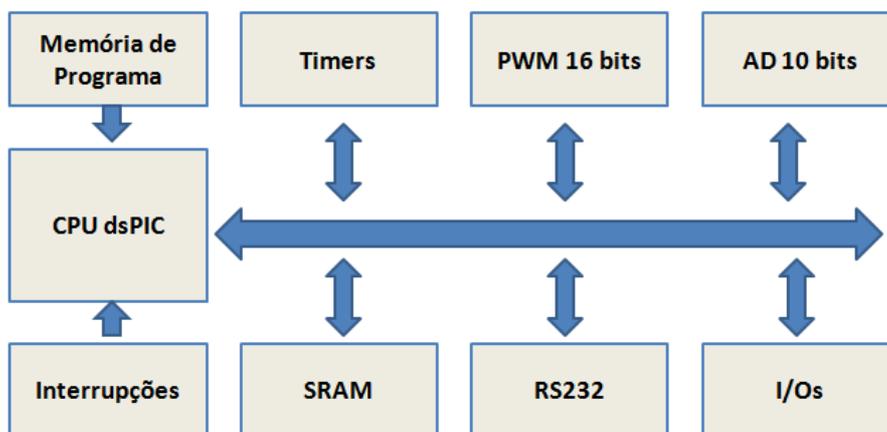


Figura 1.1 – Detalhes da arquitetura RISC do dsPIC30F2020. A memória de programa está separada da memória de dados. Além disso, está presente um PWM e ADC com 12 e 10 bits de resolução respectivamente, entretanto, esse componente não disponibiliza porta USB.

Ressaltamos que este processador é fundamental para o módulo eletrônico, sendo capaz de monitorar de maneira rápida qualquer oscilação na corrente e atuando de maneira eficiente no controle da mesma, à medida que o diodo laser tem suas características elétricas alteradas quando em funcionamento. Entre alguns dos usos comumente encontrados para este microcontrolador estão a correção de fator de potência, o controle vetorial de motor de indução, os amplificadores digitais lock-in, a comunicação em rede do tipo CAN, a

comunicação em rede TCP/IP etc. A título de curiosidade, no site do fabricante, é fácil encontrar uma vasta literatura de notas de aplicação que demonstram os recursos de diversos modelos desta linha e seu emprego em diversas soluções tecnológicas.

Este módulo não estará restrito apenas ao controle de diodo laser, levando em consideração que podem ser controlados por ele. Por exemplo, na indústria de alimentos uma fonte de corrente pode ser empregada para controle de LEDs em análise colorimétrica [24]. Através de um LED do tipo RGB é feita a análise usando dois detectores de tal maneira que a resposta da reflexão obtida pode ser usada para realizar medidas de baixo custo na área de espectrofotometria. Neste trabalho a medida é baseada na diferença entre a absorção dos alimentos e faz uso de tecnologia microcontrolada para emitir e receber o sinal, assim como efetuar os cálculos para serem apresentados no LCD. Este método foi comparado com a técnica de HPLC, sendo que os resultados obtidos estão compatíveis ao se compararem ambas as técnicas [25].

Outra possível aplicação do projeto é o controle de luminosidade em LEDs usando um MOSFET e um resistor *shunt* para fornecer a corrente [26]. Um detalhe importante citado pelos autores é a respeito da isolação galvânica do circuito de controle e potência, algo obtido utilizando-se um transformador para controle da corrente e um opto-acoplador para realimentação da corrente. Apesar de não ter sido observada a necessidade do emprego desta solução na pesquisa desta dissertação, o mesmo pode ser necessário em projetos em que a carga gere transientes ou harmônicos que possam interferir no funcionamento no controle digital [27]. Aplicações em campos magnéticos, como a balança de Joule, também é um dos campos em que o projeto pode ser utilizado. Autores desenvolveram uma fonte de corrente de 250 mA para fornecer um campo magnético de 6,5 mT com um FET e um amplificador operacional e um resistor *shunt*. As maiores dificuldades encontradas em nível de componentes foram os amplificadores operacionais e o resistor *shunt* [28]. Ainda uma outra aplicação para o projeto é no campo da biomedicina como um instrumento não invasivo. Por exemplo, autores utilizam o controle de corrente em modo contínuo a partir de um microcontrolador de 16 bits MSP430, e um controlador PID/Fuzzy para o controle de um circuito de potência de diodo laser considerando uma corrente limiar de 40 mA a 25°C [29]. Um ponto em destaque observado neste trabalho é que a realimentação não é realizada usando um resistor *shunt*, mas sim monitorando a potência luminosa obtida através de um detector ótico. Este circuito eletrônico não permite pulsar o diodo laser.

As etapas do trabalho desenvolvido serão apresentados nos próximos três capítulos. O capítulo 2 apresentará todos os circuitos eletrônicos projetados para compor o módulo proposto neste trabalho de pesquisa. Em seguida, no capítulo 3, serão discutidos o desempenho e a caracterização elétrica do protótipo usando diferentes tipos de cargas. O capítulo 4 tem como objetivo apresentar uma versão final do protótipo visando aproximar-se o máximo possível de um produto tecnológico, tendo em vista alguns dos pressupostos indicados pela CAPES com relação ao Mestrado Profissional. Finalmente, o último capítulo é reservado para conclusões e a perspectivas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

PROJETO DE HARDWARE E SOFTWARE

Este capítulo apresenta as ferramentas de software e hardware utilizadas para a construção do projeto de pesquisa e a descrição do esquema elétrico, layout, algoritmo e software da fonte de corrente pulsada com interface USB, e suas características principais.

1. Descrição do projeto

O objetivo desta etapa é apresentar o desenvolvimento do hardware necessário para fornecer corrente estável em modo contínuo e pulsado a um diodo laser na faixa de 0 mA a 50 mA. Todavia, o módulo eletrônico suportará correntes de até 150 mA. O desafio será admitir que a carga possa ser pulsada por um sinal gerado pelo DDS, ao mesmo tempo em que a corrente é mantida no mesmo patamar. Em linhas gerais, o controle da corrente do diodo laser é realizado de acordo com o diagrama de blocos apresentado na figura 2.1, sendo caracterizado como um projeto híbrido composto de parte digital e outra analógica [30,31].

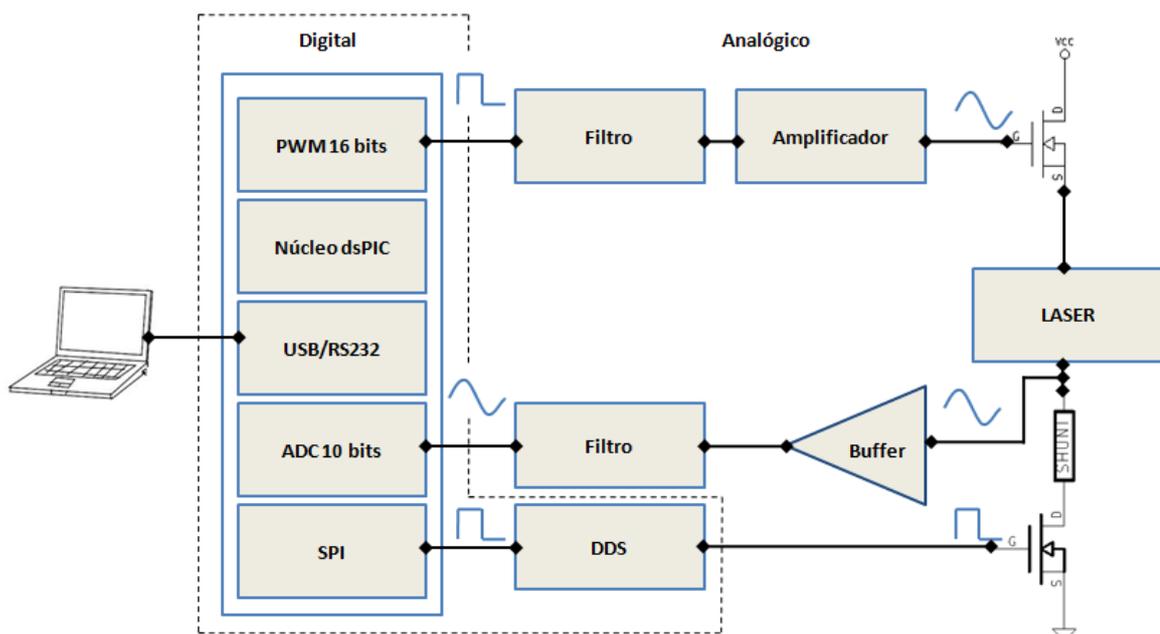


Figura 2.1 – Diagrama de blocos do projeto Fonte de Corrente Pulsada para Diodo Laser composto de parte digital (dsPIC), um DDS, MOSFET, filtro e amplificador.

Um PWM com resolução de 12 bits será utilizado por um controle digital PID capaz de fornecer uma tensão ao MOSFET buscando alterar sua resistência de maneira a controlar a corrente na malha de saída. Além disso, um amplificador de instrumentação mede a tensão proporcional à corrente através de um resistor *shunt*. Este sinal será amplificado e aplicado à entrada do conversor ADC de 10 bits. O algoritmo de controle compara o valor de corrente definido pelo usuário com a corrente de realimentação com o objetivo de encontrar o erro para atuar diretamente na saída PWM, fazendo com que o valor da corrente esteja o mais próximo possível do que foi definido pelo usuário no software de parametrização [32,33].

2. Ferramentas utilizadas

Ao longo do projeto várias ferramentas computacionais foram utilizadas, tais como, softwares para compilação, debugagem, desenho de esquema etc. A tabela 2.1 apresenta tais programas.

Software	Descrição
MPLAB 8.50 [34]	Ambiente IDE para programar o dsPIC
Compilador C30 [35]	Compilador C para dsPIC
Altium Designer 2009 [36]	Desenho de esquema elétrico e layout
Delphi 7 [37]	Desenvolvimento de programas para o PC

Tabela 2.1 – Ferramentas utilizadas no decorrer do projeto.

O MPLAB 8.50 e o compilador C30 funcionam em conjunto, sendo ambos fornecidos pela Microchip. Neste ambiente é possível editar, debugar, compilar e gravar o microcontrolador. Através do Altium Designer é possível desenhar o esquema elétrico, layout de PCI e obter a lista de componentes a serem utilizados para a montagem da placa. O Delphi 7 é o ambiente de desenvolvimento para aplicativo de parametrização e monitoramento que possibilita a configuração do valor corrente e das constantes PID, além de conectar o computador ao sistema de controle através da interface USB.

3. PWM

O PWM é uma forma de operação em que a frequência de funcionamento é constante, porém a largura do pulso, ou seja, o ciclo ativo (*duty cycle*) pode ser alterada, permitindo que o microcontrolador tenha controle de potência de cargas DC, como, por exemplo, motores, lâmpadas, LED etc. O PWM é uma parte importante para controle da corrente do diodo laser,

pois através dele será feito o ajuste da tensão no GATE do MOSFET para alterar a corrente fornecida à carga. Será necessário conectar um filtro do tipo passa-baixa a este pulso digital, de modo a obter a tensão contínua à porta do MOSFET [38]. Este dispositivo é composto por três terminais: PORTA (GATE), DRENO (DRAIN) e FONTE (SOURCE). Seu princípio de funcionamento consiste em variar a resistência entre DRENO e FONTE de acordo com a tensão aplicada à PORTA, isto é, quanto maior a tensão neste terminal, menor a resistência DRENO-FONTE. Como fonte de corrente, o MOSFET 2N7000 foi utilizado, pois possui I_D máximo de 200 mA e apresenta uma resistência mínima de $1,2 \Omega$. A curva característica do 2N2000 está apresentada na figura 2.2.

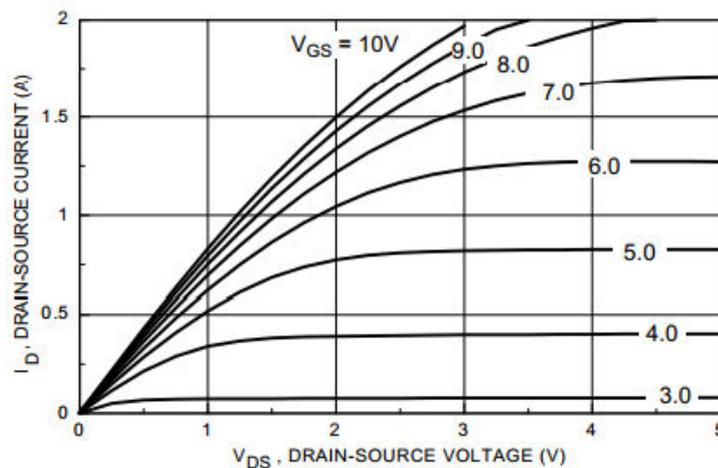


Figura 2.2 – Curva característica do 2N7000 mostrando quanto maior a tensão aplicada ao GATE maior a corrente I_D para um mesmo valor de V_{DS} .

Observa-se que quanto maior a tensão aplicada ao GATE (V_{GS}) para um V_{DS} fixo, maior é a corrente I_D . Usando esta característica o microcontrolador controlará a corrente fornecida ao diodo laser bastando para isso ajustar a tensão no GATE. Com o PWM operando em modo de 12 bits, o ciclo ativo será controlado na faixa de 0 a 4.095. Isso significa que quando o *duty cycle* for ajustado para 4.095 a tensão obtida será de 5V, enquanto que, ajustado para 2.047 o valor será de 2,5 V e assim linearmente em toda a faixa.

Como o MOSFET é alimentado com uma tensão DC de 15V e a saída do microcontrolador é de 0 a 5V, observa-se que esta tensão é insuficiente para controlar o V_{GS} do MOSFET em toda a sua faixa no modo triodo. Portanto, há a necessidade de um amplificador não inversor baseado em um AOP TL084 para obter na entrada do MOSFET a faixa de 0 a 15V. Isso será alcançado com o circuito apresentado na figura 2.3 [39,40].

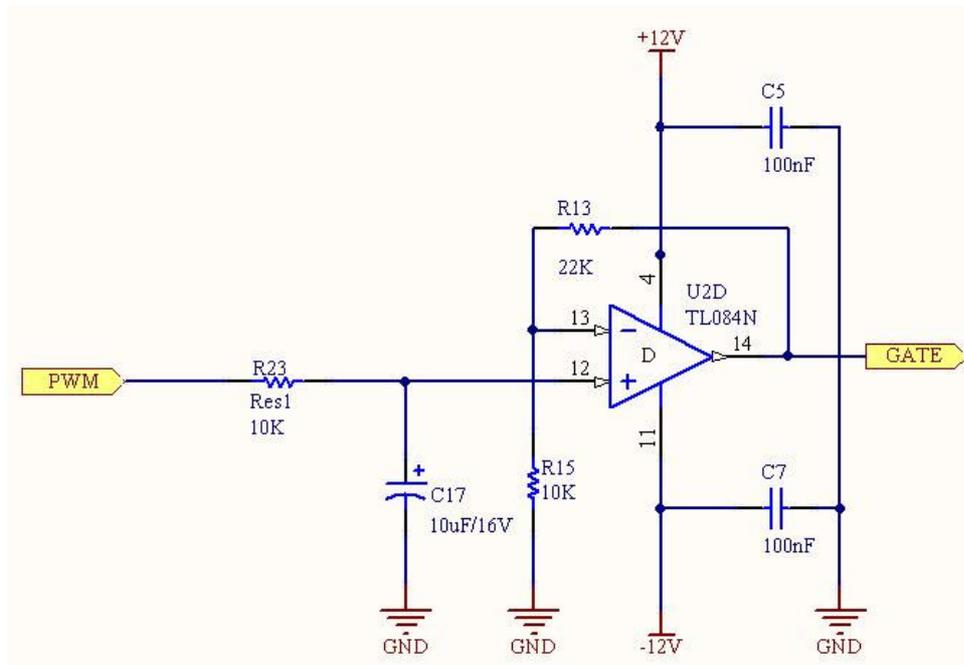


Figura 2.3 – Filtro passa-baixa e amplificador para o sinal do PWM, no qual a saída está conectada ao GATE do MOSFET 2N7000.

Um ganho de 3,2 é determinado pela relação entre R13 e R15. A partir deste amplificador o microcontrolador pode controlar a tensão na porta do GATE do MOSFET em toda a sua faixa linear, e conseqüentemente ajustar a corrente fornecida à carga.

4. Medida de corrente para controle PID

A tensão obtida através do resistor *shunt* em série com a carga é pequena e para amplificá-la, será utilizado um amplificador de instrumentação. A função deste circuito é compatibilizar a entrada analógica do microcontrolador para uma faixa de 0 a 4,15 V. O amplificador de instrumentação tem uma entrada diferencial e uma elevada impedância de entrada. Nesse trabalho é utilizado o amplificador operacional de instrumentação INA121 com ganho configurado usando um resistor externo R_G . O resistor shunt fornece a tensão de acordo com a corrente no diodo laser, em que a diferença de tensão está conectada às entradas V_{IN}^- e V_{IN}^+ do amplificador de instrumentação. Por sua vez, esta diferença será amplificada no INA121 e tendo como resultado uma saída proporcional a corrente de acordo com o ganho ajustado em R_G de 1 k Ω . Isto é, um ganho será de 51 como mostra a figura 2.4. Finalmente, na saída de tensão do INA121 há um filtro passa-baixa para retirar ruídos e deixar a resposta o mais estável possível. A saída FEEDBACK está conectada à entrada AN0 do microcontrolador com resolução de 10 bits para que a corrente fornecida à carga possa ser monitorada.

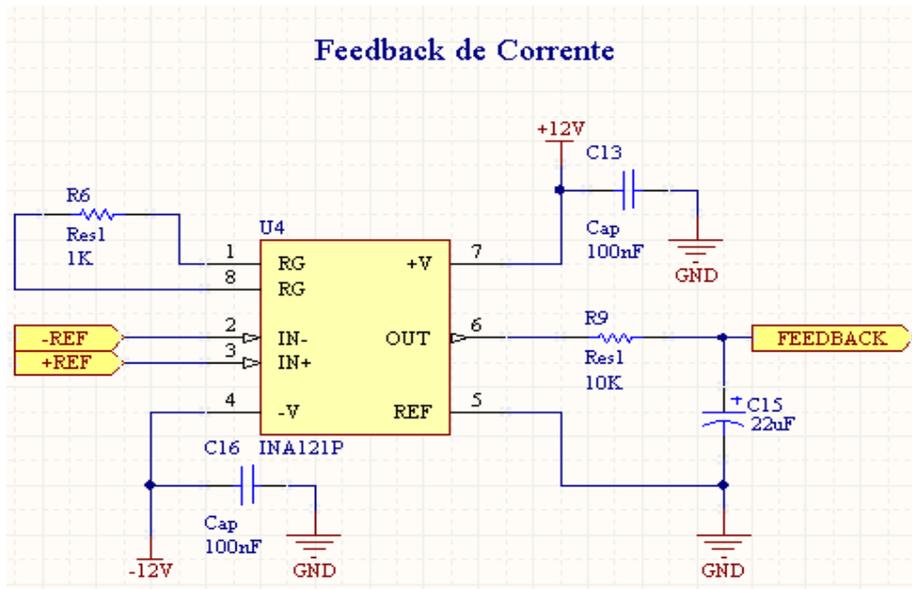


Figura 2.4 – Circuito para realimentação de corrente fornecendo à entrada analógica AN0 do dsPIC uma tensão proporcional a corrente que passa pelo diodo laser.

5. Esquema elétrico da fonte de corrente por DSC

Inicialmente, o projeto de pesquisa foi concebido em uma placa de *protoboard* projetada no decorrer do primeiro semestre de 2013 para consolidar o esquema elétrico, layout e lista de material de acordo com o protótipo. A figura 2.5 apresenta o projeto desenvolvido neste período. Em seguida, chegou-se à construção do esquema elétrico completo da placa, disponível no anexo 2-A, 2-B e 2-C. Nas etapas a seguir, cada bloco deste esquema será apresentado separadamente.

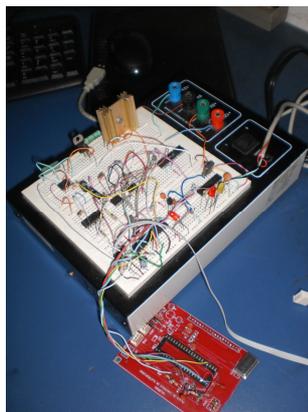


Figura 2.5 – Protótipo inicial do projeto montado em um protoboard.

5.1 Alimentações da placa

A figura 2.6 apresenta o esquema da fonte de alimentação utilizado pelo módulo eletrônico. A entrada de alimentação DC da placa é feita através de um conector de 4 pinos para disponibilizar as entradas de +12V, -12V, +5V e GND.

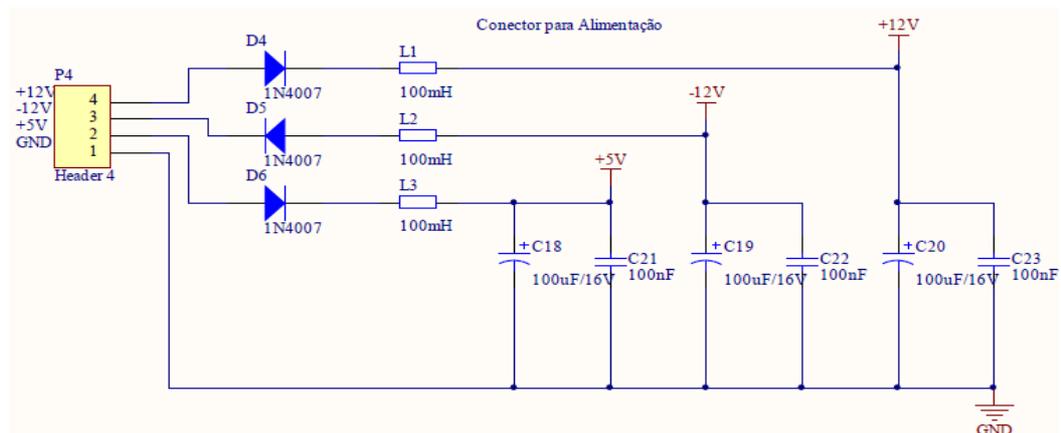


Figura 2.6 – Esquema elétrico da fonte de alimentação com tensões de +12V, -12V, +5V e GND.

Os diodos de proteção D4, D5 e D6 são utilizados para evitar a inversão de polaridade, o que poderia corroborar para que a placa fosse danificada. Após os diodos, observa-se a presença de indutores e capacitores utilizados para manter a tensão o mais estável possível, evitando variações como *ripples* ou *spikes* que venham a ocorrer na linha de alimentação gerando condições de operação não esperadas no projeto.

5.2 CPU

A CPU do protótipo foi definida utilizando o dsPIC30F2020, escolhido em função de apresentar uma ampla faixa de recursos disponíveis importantes para esta pesquisa, como por exemplo, PWM de 16 bits, SPI, conversor ADC de 10 bits, CPU de 16 bits, processamento de até 30 MIPS além de ser encontrado no mercado nacional por um preço acessível. A figura 2.7 mostra a parte referente à CPU do projeto.

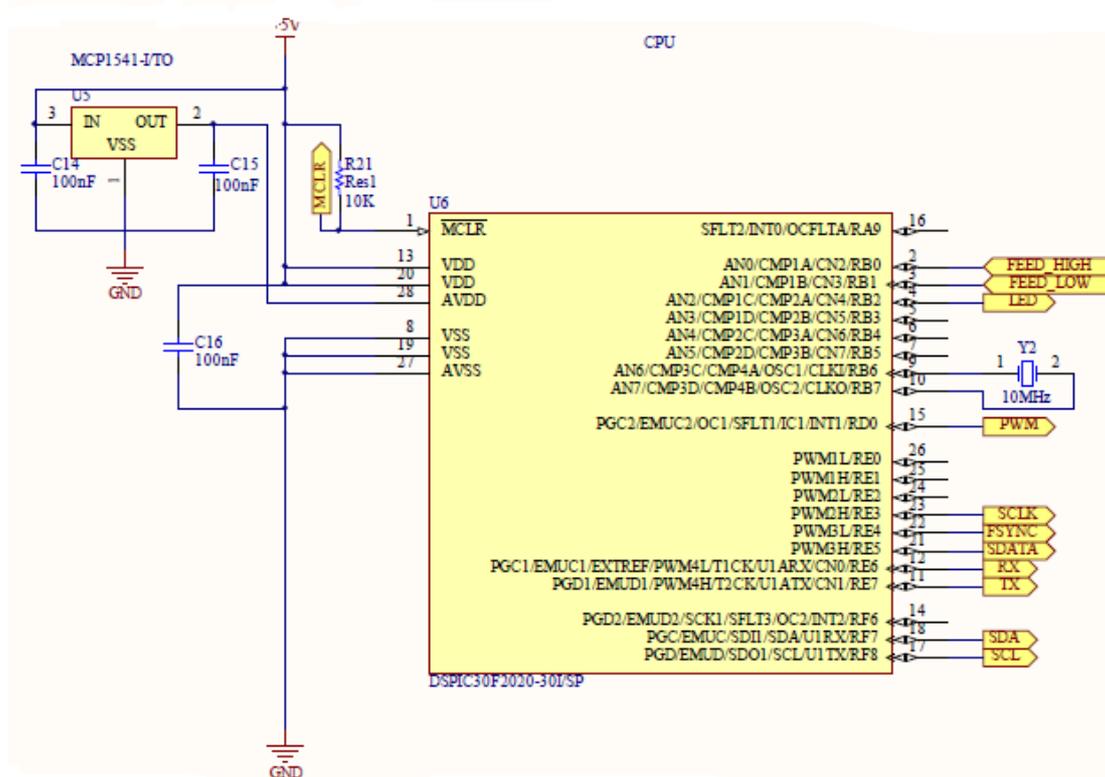


Figura 2.7 – Esquema elétrico da parte de processamento. Os pinos TX e RX permitem a interface do microcontrolador com o mundo externo. O pino PWM irá controlar a corrente fornecida ao diodo laser e os pinos FEED_LOW e FEED_HIGH fornecem a realimentação de corrente que passa pelo diodo laser. A saída de LED mostra o estado de operação do dsPIC.

Neste esquema os pinos foram definidos de maneira estratégica, pois vários possuem funções especiais. Por exemplo, através dos pinos 17 (SDA), 18 (SCL) e 1 (MCLR) é feita a gravação do firmware no microcontrolador. Já os pinos 12 (RX) e 11 (TX) permitem que o dsPIC estabeleça a comunicação com o conversor serial para USB. Os pinos 23 (SCLK), 22 (FSYNC) e 21 (SDATA) são utilizados para comunicar com o AD9835. No pino 15 (PWM) está a saída do sinal de modulação por largura de pulso que é utilizado para controlar a tensão V_{GS} do MOSFET. O pino 4 fica ligado a um LED que indica se o programa está executando ou não o controle PID. Finalmente, através dos pinos 2 (FEED_HIGH) e 3 (FEED_LOW) o microcontrolador obtém a tensão proporcional à corrente que passa pela carga conectada à fonte de corrente. Os pinos 27 (AVSS) e 28 (AVDD) fornecem a tensão de referência do conversor ADC. Para garantir uma referência precisa de fundo de escala para o conversor ADC, foi utilizado o MCP1541, que proporciona em sua saída 4,096V com erro menor de 1% em uma ampla faixa de temperatura. O microcontrolador é alimentado através dos pinos 8 e 19 (VSS) e 13 e 20 (VDD) por tensão DC de 5V [41]. O módulo *compare* do dsPIC possui várias configurações que podem atender diversas necessidades em um projeto eletrônico. Este

microcontrolador possui uma saída para o módulo *compare*, que está localizada através do pino OC1 (pino 15).

5.3 Conversor Serial – USB

Para realizar a conversão serial para USB foi utilizado o PIC18F14K50 como mostra a figura 2.8.

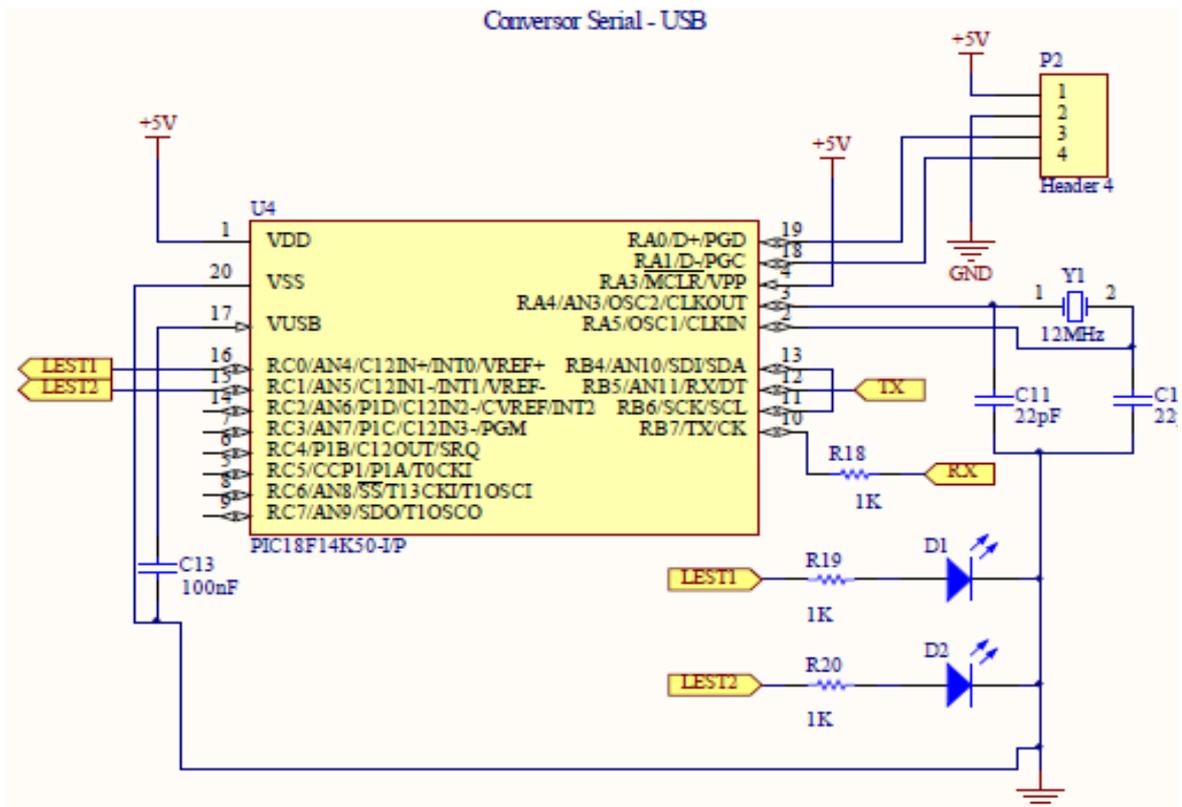


Figura 2.8 – Esquema do conversor serial para USB implementado no projeto. Os pinos TX e RX permitem que o dsPIC faça a interface USB com o computador.

Este microcontrolador faz uso da solução fornecida pelo próprio fabricante para converter a porta de comunicação RS232 do dsPIC em USB. Esta solução vem sendo utilizada com sucesso pelo grupo de pesquisa como forma de implementar uma comunicação USB [42-44]. Os pinos TX e RX fazem a comunicação com o microcontrolador dsPIC30F2020, permitindo estabelecer a conexão do tipo USB. Por meio do conector P2 será possível conectar o cabo USB utilizado para estabelecer a comunicação com o PC. O cristal de 12 MHz (Y1) determina a cadência do microcontrolador, enquanto que os LEDs D1 e D2 apresentam de forma visual o estado da comunicação.

5.4 Controle de corrente por PWM e realimentação

A saída amplificada do AOP apresentada na figura 2.3 é aplicada ao GATE do 2N7000 como mostra a figura 2.9. Note que o transistor Q1 é responsável pelo controle da corrente, enquanto que, o segundo transistor IRF540 pode ser usado para pulsar a corrente elétrica no diodo laser usando o circuito descrito na figura 2.10.

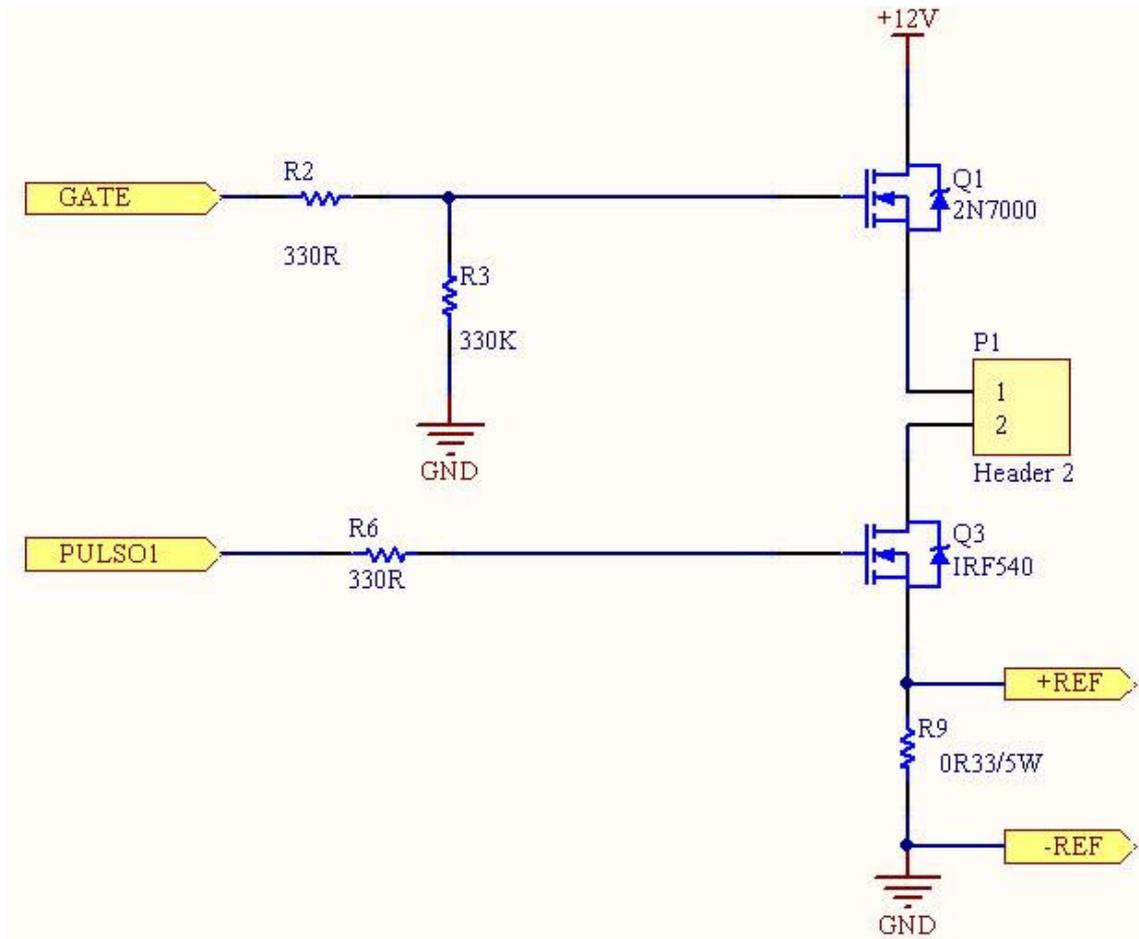


Figura 2.9 – Driver de potência para controle do diodo laser. Neste esquema, o resistor *shunt* está localizado em R9. O transistor Q3 permitirá pulsar a carga conectada em P1 enquanto que Q1 fornece a corrente conforme estabelecido no programa.

Se dependesse apenas do DDS o diodo laser poderia ser pulsado em uma frequência de até 2 MHz. Entretanto, o protótipo permitirá frequências de 100 kHz devido à limitação de outros componentes como, por exemplo, os amplificadores operacionais. Todas as configurações do DDS são realizadas através de uma comunicação SPI com o microcontrolador pelas linhas SCLK, SDATA e FSYNC [45,46].

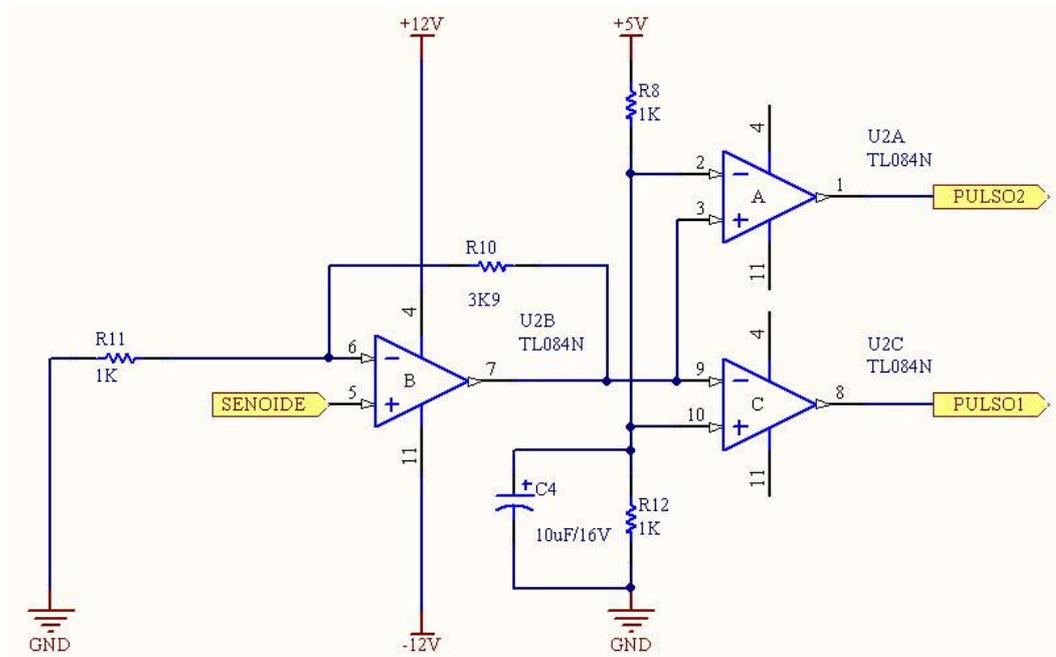


Figura 2.11 – Circuito amplificador com ganho 4,9 seguido de dois comparadores de tensão, onde o digital de saída está invertido em relação ao outro.

5.5 Descrição do layout

Após projetar e testar todos os circuitos eletrônicos chegou-se ao layout elaborado em face dupla no CAD Altium Designer. Primeiramente, elaborava-se o esquema elétrico e em seguida o layout utilizando o roteamento automático. Os resultados estão apresentados na figura 2.12. Nas laterais da placa ficaram disponíveis os conectores que permitem o acesso ao terminal de corrente, alimentação DC, USB e gravação do firmware. Tal disposição facilita o projeto mecânico de um invólucro resultando em um incremento no tempo de vida do projeto, assim como protegendo-o de intempéries externas. Após a conclusão do layout, foram enviados os arquivos no formato GERBER a uma empresa especializada na confecção de PCBs. Nesta primeira fase foi priorizado o uso de componentes do tipo *through-hole* em função da facilidade de encontrá-los no mercado eletrônico e facilitar a montagem da placa, com exceção apenas para do AD9835 utilizado para a geração de frequência que está disponível apenas no encapsulamento SMD.

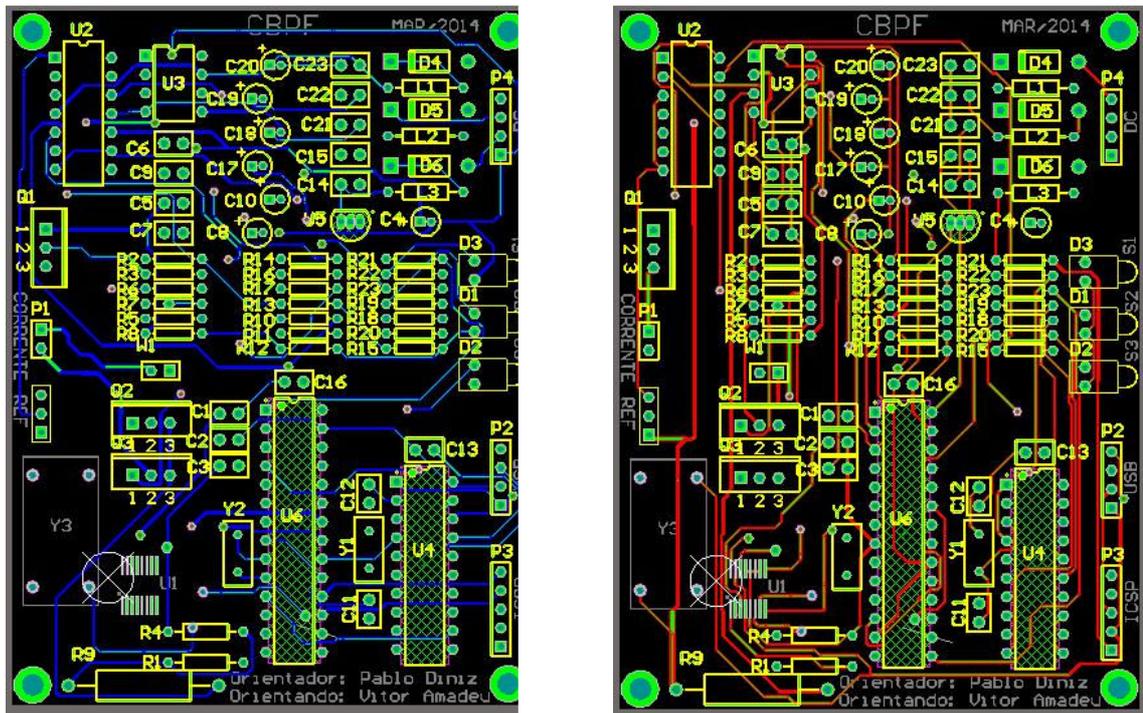


Figura 2.12 – Desenho de circuito impresso. No lado esquerdo da figura está a camada *bottom* e no lado direito a camada *top*.

6. Esquema elétrico e layout da fonte de tensão

Uma fonte de tensão foi projetada para alimentar a fonte de corrente pulsada para diodo laser. Esta fonte fornece as tensões de +12V, +5V e -12V com 500 mA. Foi montado um protótipo cuja foto está apresentada em 2.13. Este protótipo resultou no esquema elétrico apresentado no anexo 4 usando transformador e reguladores de tensão positivo e negativo da série 78XX e 79XX. O layout apresentado na figura 2.14, com as camadas de *silk*, máscara e *bottom* são o resultado deste esquema fabricado em face simples buscando reduzir os custos de produção [48,49]. Em uma lateral da fonte está a entrada AC de 127 VAC ou 220 VAC. Na outra extremidade, está um conector com as saídas contínuas necessárias para o funcionamento da fonte de corrente.

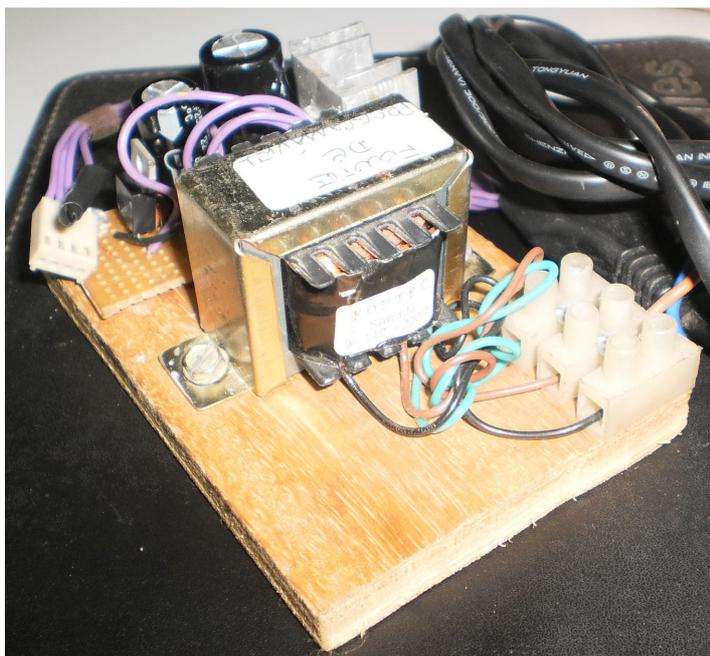


Figura 2.13 – Protótipo da fonte de alimentação com saídas de +12V, -12V, +5V e GND.

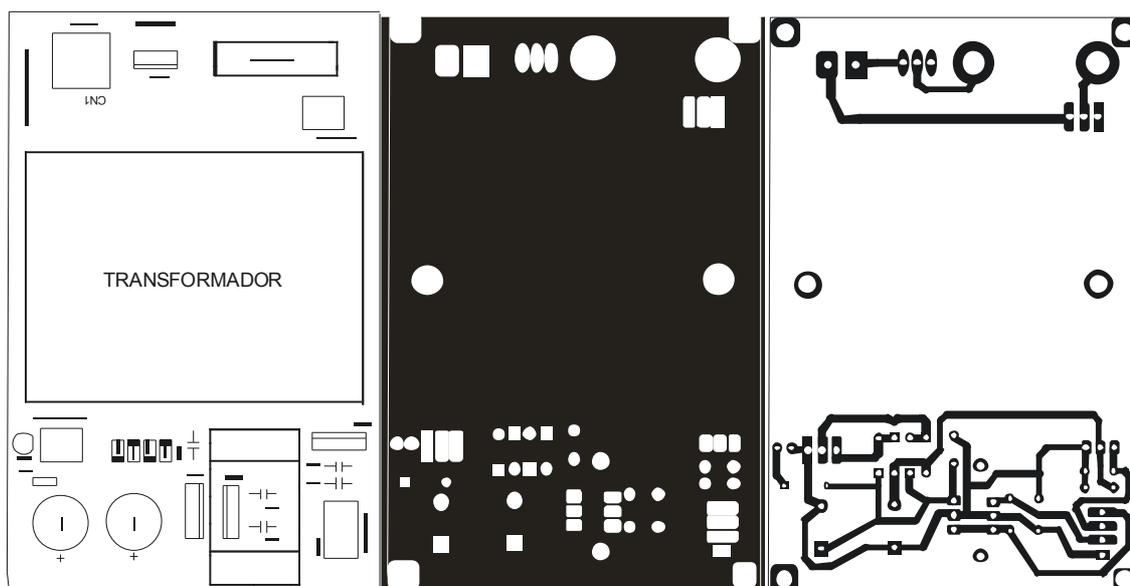


Figura 2.14 – Camada *Silk*, *Mask* e *Bottom* da fonte de alimentação

7. Firmware de Controle

O algoritmo da placa de controle está apresentado nas figuras 2.15 e 2.16. O fluxograma é baseado em uma máquina de estados a partir dos comandos enviados pelo computador via porta USB para dar início ao algoritmo de controle PID e, desta forma, proporcionar rampa de subida, rampa de descida, realimentação e controle para o bom funcionamento do diodo laser [50-52].

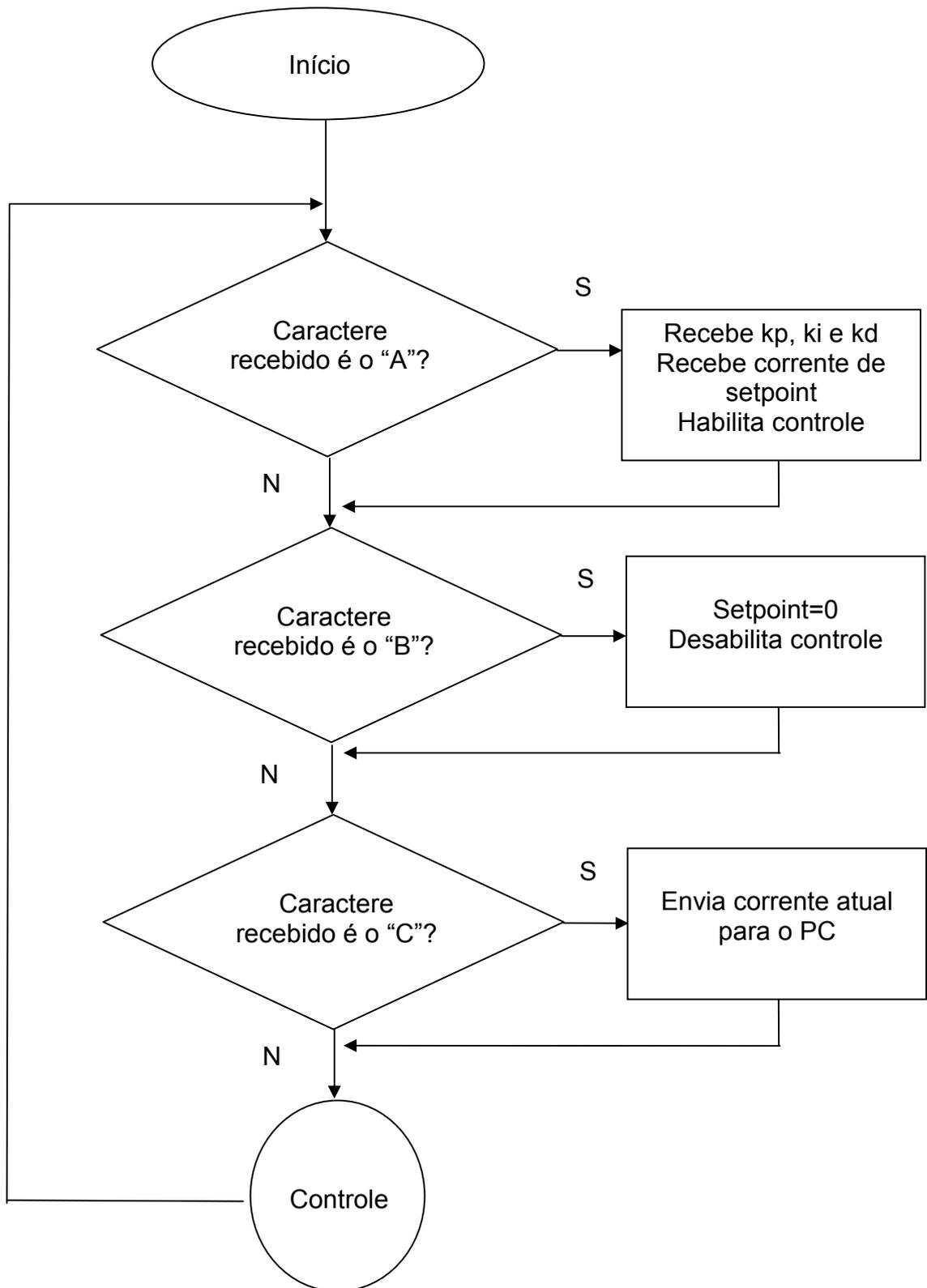


Figura 2.15 – Fluxograma da placa de controle, parte 1. Observe que o início e término do funcionamento da placa dependem do envio de dados do programa instalado no computador.

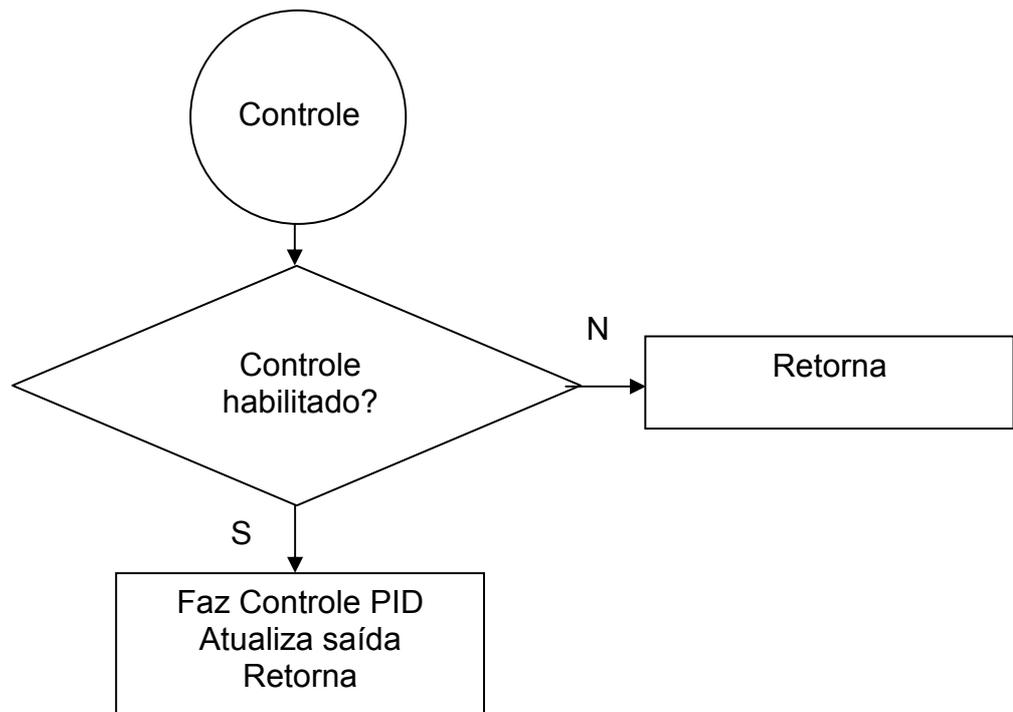


Figura 2.16 – Fluxograma da placa de controle, parte 2. O PID encontra o erro para assim atuar na saída de acordo com as constantes k_p , k_i e k_d .

O ponto principal deste projeto está no controle PID responsável por manter a corrente dentro do valor estabelecido no programa de parametrização. Esse controle procura manter uma variável de um processo dentro de um valor previamente configurado. É possível ajustar três constantes: proporcional (k_p), integral (k_i) e derivativo (k_d). Através desta combinação controla-se uma variável de forma a deixá-la mais próxima do valor esperado. A representação de um controlador PID é realizada de acordo com a equação (2.1).

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Em que $u(t)$ é a resposta do sistema, onde a saída será a corrente fornecida ao LASER. O valor $e(t)$ é o erro, encontrado através da diferença do *setpoint* com a corrente real. As constantes k_p , k_i e k_d determinam a resposta do controlador de acordo com os valores previamente configurados. Apesar das três ações disponíveis, não é necessário em si usar todas elas simultaneamente. Assim sendo, o controlador pode ter as seguintes configurações: Proporcional (P); Proporcional-Integral (PI); Proporcional-Derivativo (PD) e Proporcional-Integral-Derivativo (PID). Cada um destas configurações propiciará uma resposta diferente ao controlador, em que seu emprego deverá ser avaliado de acordo com o problema a ser

solucionado. A combinação das ações proporcional, integral e derivativa usadas para gerar um só sinal de controle, dá origem ao controlador proporcional-integral-derivativo ou simplesmente PID. O objetivo é aproveitar as características particulares de cada uma destas ações a fim de se obter uma melhora significativa do comportamento transitório e em regime permanente do sistema controlado.

A figura 2.17 ilustra o algoritmo utilizado para a implementação do controlador PID [53-55]. Após a leitura da corrente momentânea, o erro é determinado através da diferença entre o valor configurado e o valor medido. Em seguida, usando os valores das constantes k_p , k_i e k_d e o erro determina-se o valor de u_t para somá-lo ao valor anterior de u_b , ou seja, o valor referente à potência do PWM. Em seguida, faz-se uma verificação da condição de contorno, para que o valor ajustado fique dentro da faixa do PWM, que vai de 0 a 4.095 e atua-se na saída do PWM atualizando o registrador OC1RS.

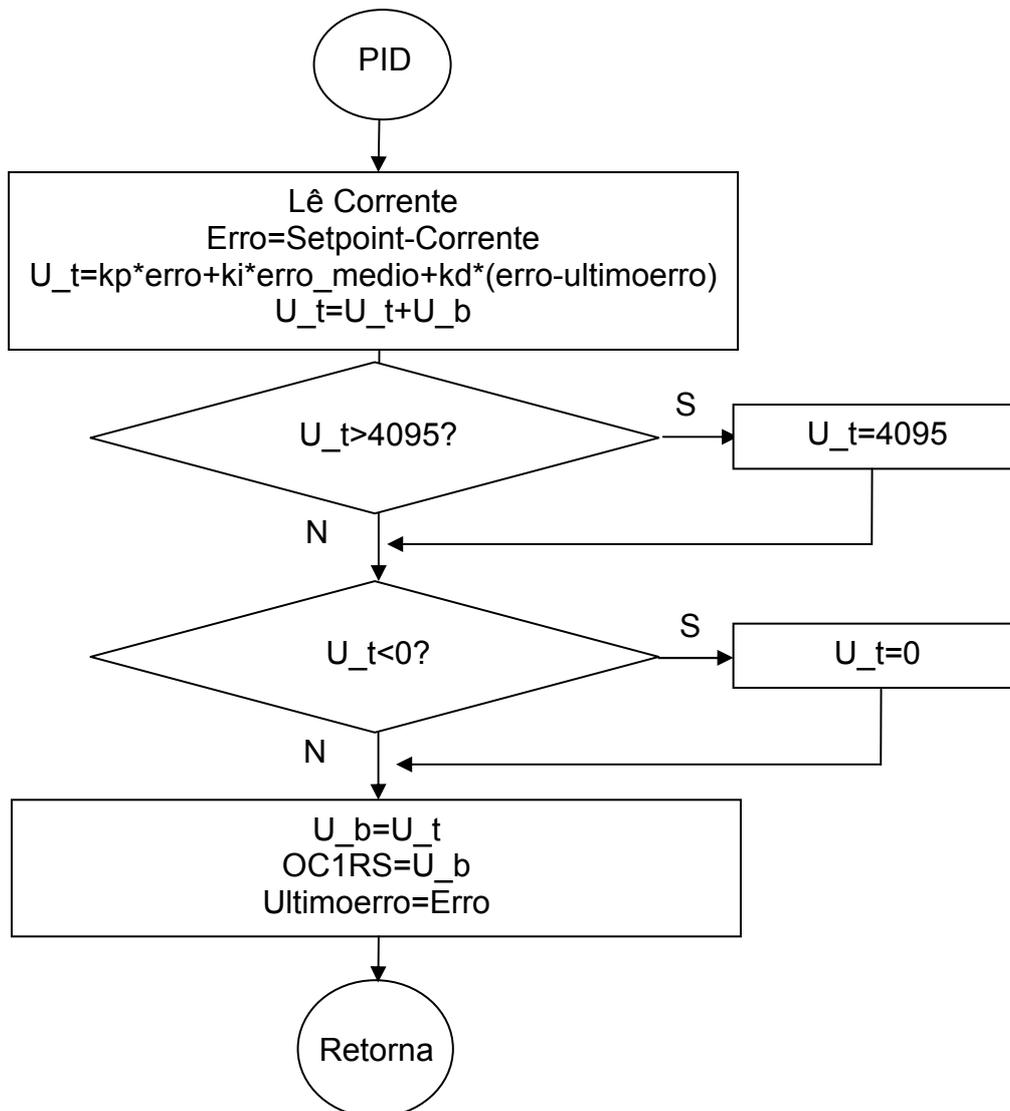


Figura 2.17 – Fluxograma do controle PID

O código referente a este algoritmo está ilustrado na tabela 2.2. Nas linhas 3 e 4 são feitas as declarações de variáveis utilizadas pela função, enquanto que na linha 7 a leitura do conversor analógico, obtendo-se assim a corrente no diodo laser. Na linha 8, é verificado se é necessário ou não o controle PID. Caso a variável *faz_controle1* esteja no estado falso, há o retorno da função, não sendo executado o controle. Em 22 é feita a conversão para porcentagem da corrente obtida e em 23 o erro é encontrado, realizando-se a diferença entre o *setpoint*, neste caso 100%, e a corrente adquirida pelo ADC. Os campos proporcional, integral e derivativo são calculados nas linhas 25 a 28. O valor a ser aplicado na saída é encontrado na linha 30, considerando-se os campos proporcional, integral e derivativo. O teste condicional feito entre nas linhas 32 a 38 faz com que a condição de contorno seja obedecida, ficando dentro da faixa aceitável de PWM, neste caso de 0 a 4.095. Na linha 39, o valor configurado no PWM é armazenado na variável *u_b*, enquanto que na linha seguinte o PWM é atualizado pelo valor calculado em *u_t*. Na linha 41 o erro encontrado nesta verificação do PID é salvo na variável *ultimoerro*, que será utilizada na próxima atualização.

```

01 void Controle_PID(void)
02 {
03     float erro, curr;
04     float vkp,vki,vkd;
05
06
07     le_ad();
08     if(faz_controle1==0)
09     {
10         LED1=0;
11         return;
12     }
13     LED1 = 1;
14
15     contadorN++;
16     if(contadorN > 1000)
17     {
18         contadorN=1;
19         erromedio=0;
20     }
21
22     curr = (100*retorna_corrente_ma())/setpoint;
23     erro = 100- curr ;
24
25     vkp      = 0.01 * kp * erro;
26     erromedio = (erromedio+erro)/contadorN;
27     vki      = 0.01*ki*erromedio;
28     vkd      = 0.01*kd*(erro-ultimoerro);
29
30     u_t      = vkp+vki+vkd+u_b;
31
32     if (u_t > 4095)
33         u_t = 4095;
34     else
35     {
36         if (u_t < 0)
37             u_t = 0;
38     }
39     u_b = u_t;
40     OC1RS = u_t;
41     ultimoerro = erro;
42 }

```

Tabela 2.2 – Programa em C para controle PID.

8. Programa de Monitoramento

Este software foi desenvolvido com a finalidade de permitir a parametrização do controle, assim como para testar o funcionamento do protótipo. É desenvolvido no Borland Delphi 7 e possui a interface gráfica apresentada em 2.18 [56-60].

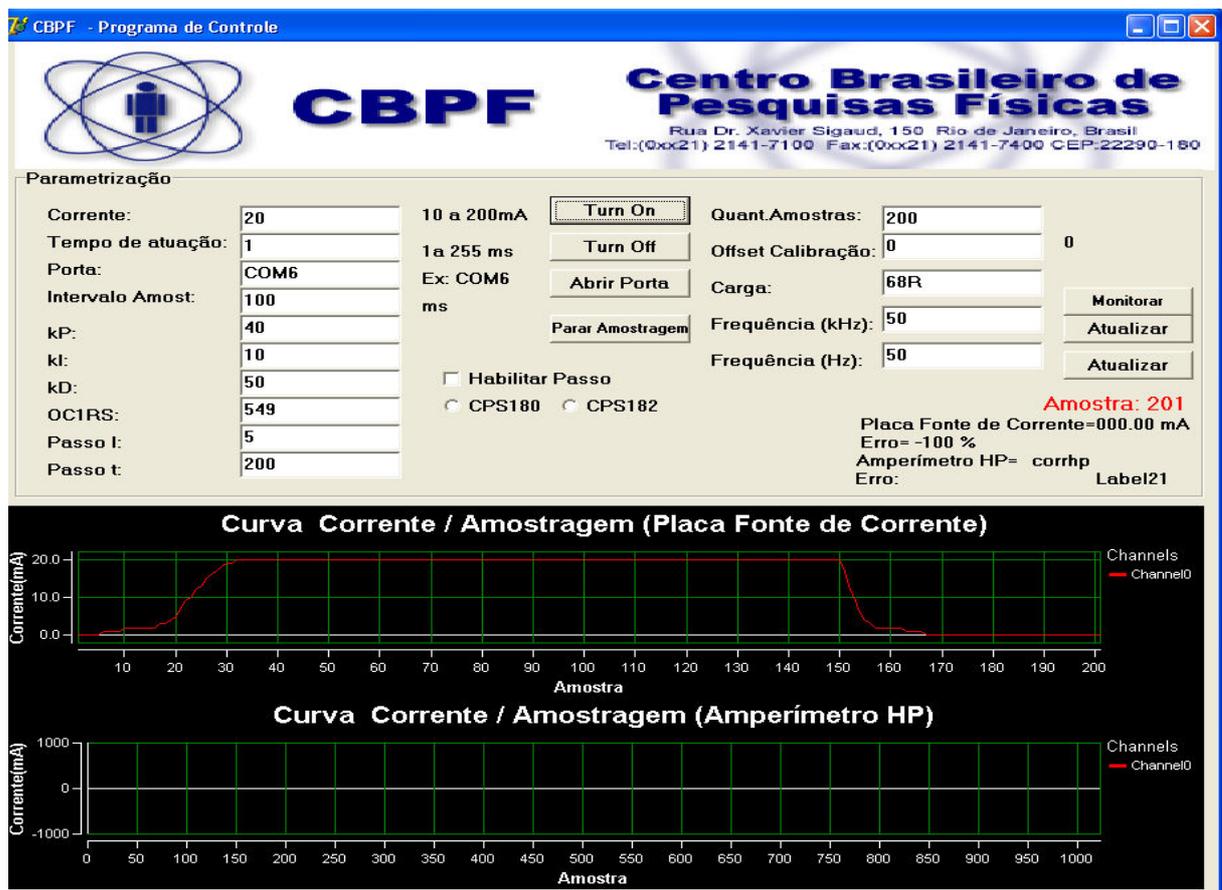


Figura 2.18 – Tela gráfica do programa de testes.

Neste programa é possível selecionar a porta de comunicação USB para troca de informações com a placa de controle e a corrente especificada para o diodo laser. Essa pode ser ajustada de 0 mA a 150 mA, enquanto que, as constantes k_p , k_i e k_d de 0 até 255. O parâmetro “Intervalo de Amostra” permite configurar o tempo durante o qual o programa fica consultando a realimentação de corrente para, em seguida, apresentar o gráfico na tela. Os parâmetros k_p , k_i e k_d permitem definir as constantes do controlador PID. O programa está baseado em eventos.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Este capítulo apresenta as etapas de fabricação do protótipo fabricado em circuito impresso e os resultados da caracterização elétrica para diversos tipos de cargas. Em todos os casos será apresentada a corrente média e a precisão obtidas através dos dados levantados. Além disso, para o LED e para o diodo laser, a potência luminosa e frequência de oscilação serão obtidas usando a interface PM100USB e o detector DET10A, ambos fabricados pela Thorlabs.

1. Estrutura para caracterização

Para caracterizar a fonte de corrente pulsada montamos um sistema de medidas como ilustrado na figura 3.1.

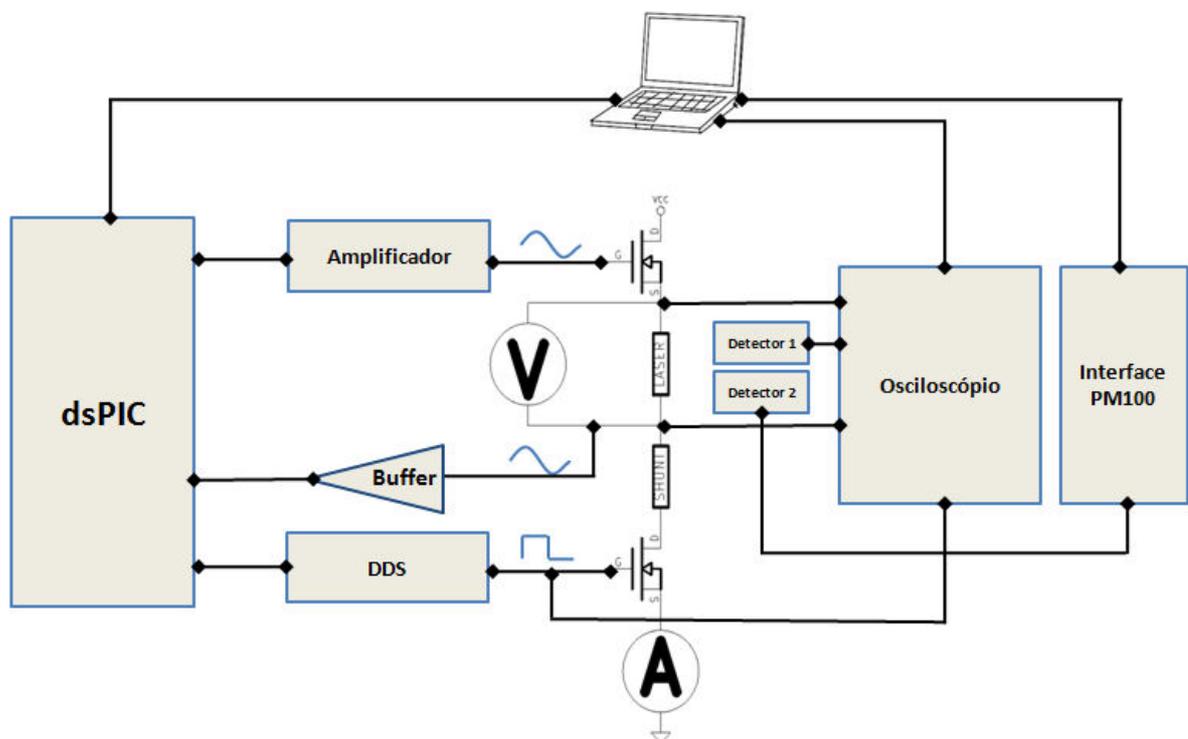


Figura 3.1 – Sistema de medidas para os testes com o diodo laser composto de amperímetro para comparação da corrente fornecido a carga de acordo com o valor ajustado pelo usuário, osciloscópio digital modelo TDS1001B para observação da forma de onda e detector ótico que permite comparar a potência ótica de acordo com a corrente configurada no driver de diodo laser.

O PM100USB da Thorlabs é um instrumento com interface USB para monitorar a potência luminosa na faixa de 185 nm a 2500 nm. Dependendo do sensor ótico utilizado, pode suportar uma potência luminosa de 100 pW a 200W (ver figura 3.2).

Essa interface funciona em conjunto com o detector ótico S120C (ver figura 3.3) para quantificar a luz na faixa de 400 nm a 1100 nm e potência luminosa de 50nW a 50mW [61]. Esse sensor – identificado na figura 3.1 como detector 2 – fica conectado através da interface PM100 USB a um computador que, utilizando um software desenvolvido pela Thorlabs, permite monitorar a potência recebida do diodo laser durante os testes, plotá-la e salvar um arquivo de log de maneira on-line. Porém, este sistema, devido à baixa velocidade de amostragem, não é adequado para estudar o diodo laser em modo pulsado.



Figura 3.2 - Interface ótica entre o computador e o sensor ótico. Possui conexão USB e permite medir a faixa de 185nm a 2500nm com potência de 100pW a 200W.



Figura 3.3 – Detector ótico modelo S120C que possibilita medir a luz no comprimento de onda na faixa de 400nm a 1100nm com potência de 50nW a 50mW.

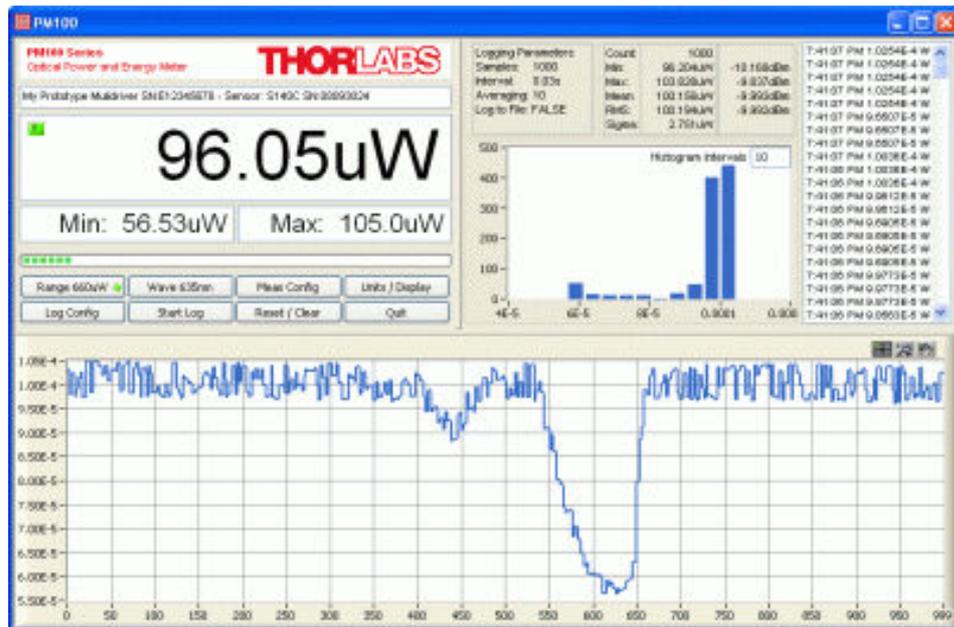


Figura 3.4 – Software que acompanha a Interface ótica e permite monitorar, plotar e salvar em arquivo a potência luminosa recebida pelo sensor S120C.

Para investigar o funcionamento do diodo laser em modo pulsado é utilizado o detector DET10A com resposta na faixa de 200 a 1100 nm. Este sensor é identificado como detector 1 na figura 3.1 e está apresentado na figura 3.5.



Figura 3.5 – Detector ótico modelo DET10A a ser utilizado na caracterização em modo pulsado.

2. Circuito impresso

A placa de circuito impresso apresentada na figura 3.6 foi fabricada a partir da elaboração do layout apresentado no capítulo 2. O protótipo contém todos os componentes soldados na placa de circuito impresso. Os seguintes componentes estão em destaque: (A) PIC18F14K50, (B) dsPIC30F2020, (C) o resistor shunt, (D) DDS e *clock* de 10 MHz, (E) INA121 (F) amplificador.

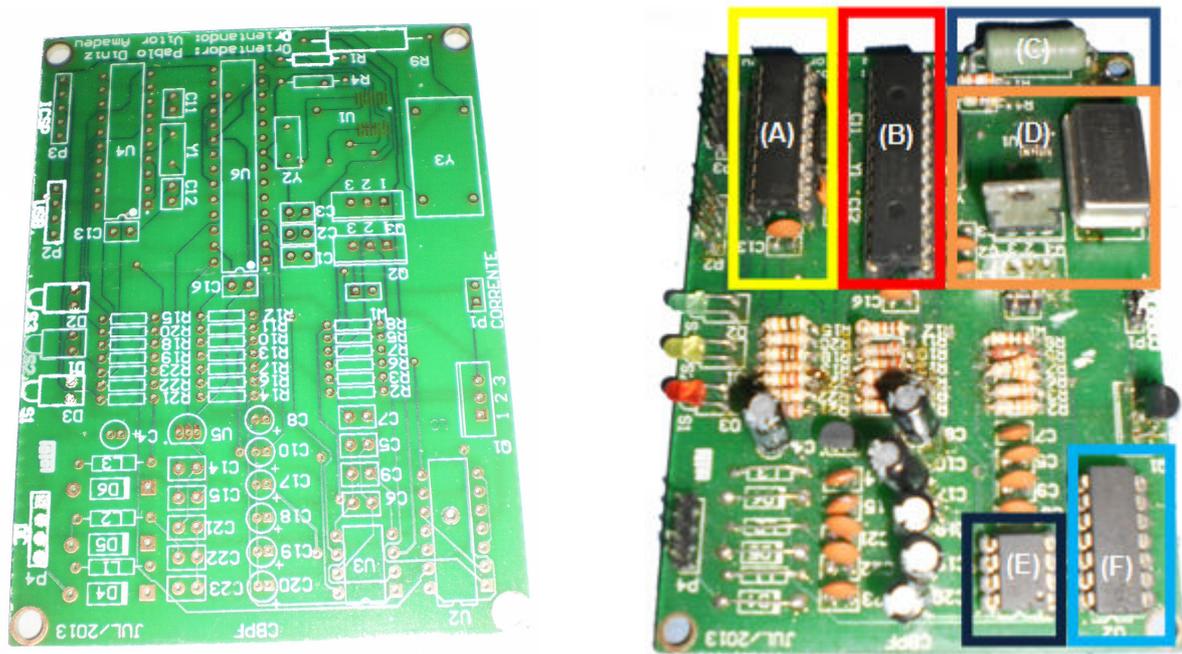


Figura 3.6: Na figura da esquerda o resultado da versão 1.0 referente à fabricação da PCI do layout feito no Altium Designer 2009 apresentado no capítulo 2. A figura da direita mostra a mesma placa com todos os componentes montados.

3. Caracterização dos circuitos

O projeto é composto de diversos blocos eletrônicos fundamentais para o seu funcionamento. Nesta parte da dissertação será apresentada a caracterização desses blocos separadamente.

3.1 Gerador de sinal senoidal usando um DDS

O DDS é responsável por gerar o sinal analógico usado para pulsar a corrente fornecida ao diodo laser. Para esta caracterização foram efetuados testes nas frequências de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz. Os resultados obtidos são apresentados na figura 3.7. Observa-se que em todos os gráficos a amplitude do sinal analógico permaneceu a mesma, alterando-se apenas a frequência. No entanto, como este sinal será utilizado para saturar o MOSFET, o sinal analógico precisa ser convertido para digital antes de ser entregue a este. A figura 3.8 mostra o resultado após o circuito de conversão do sinal analógico para digital utilizando-se as mesmas frequências para caracterização.

Em todas as figuras apresentadas a frequência é a mesma do sinal analógico e a amplitude alcançou o pico de $\pm 12V$. Observa-se que em (d) o sinal é distorcido. Isso ocorre em função

da resposta em frequência do amplificador operacional utilizado no circuito, que está próximo ao limiar de 100 kHz, no entanto, permite ao MOSFET funcionar da maneira esperada tendo essa frequência como limite.

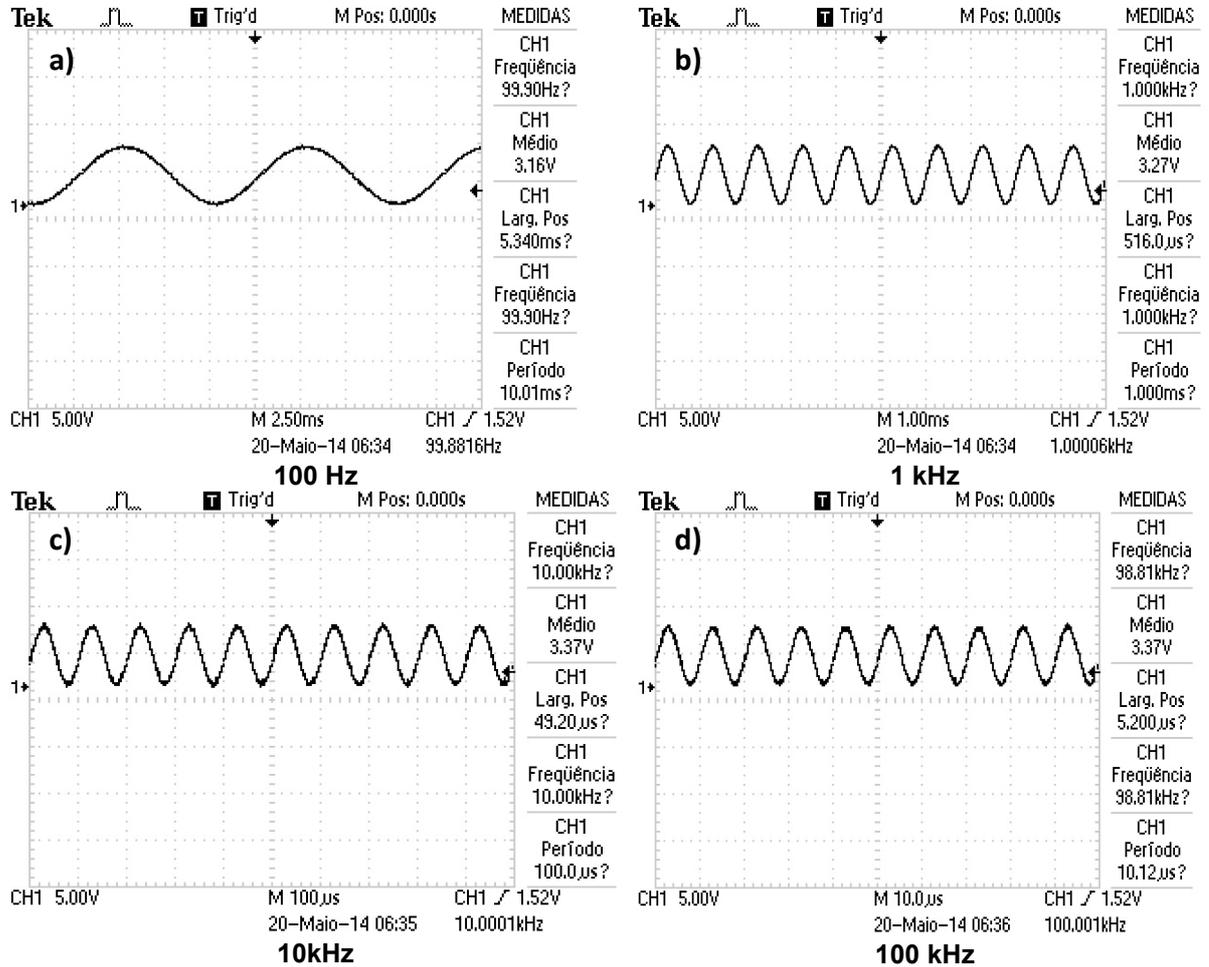


Figura 3.7 – Sinal analógico na saída do DDS nas frequências de (a) 100 Hz, (b) 1 kHz, (c) 10 kHz e (d) 100 kHz.

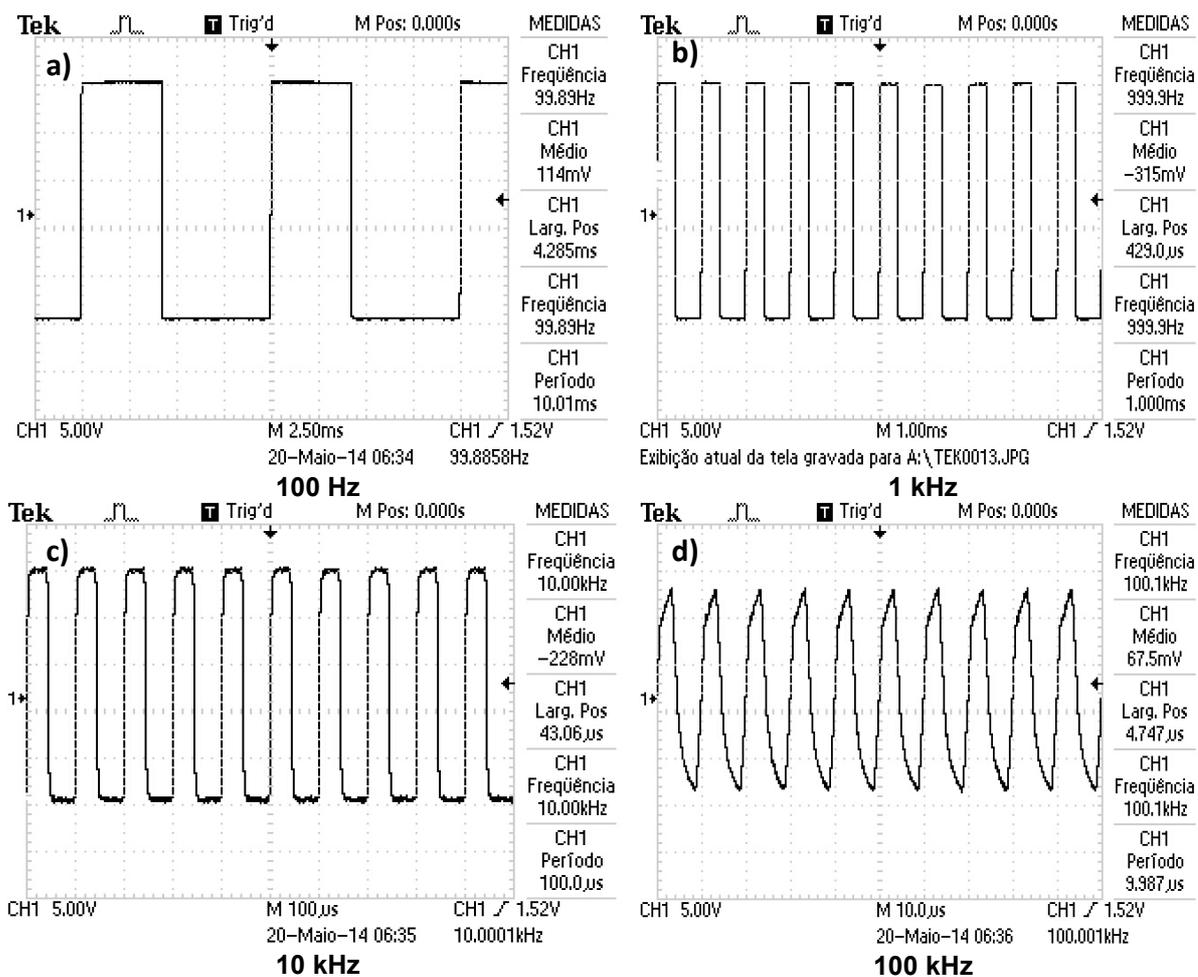


Figura 3.8 - Sinal digital obtido após circuito de comparação nas frequências de (a) 100 Hz, (b) 1 kHz, (c) 10 kHz e (d) 100 kHz

3.2 Modulação por largura de pulso

Através do sinal de PWM é feito o controle da tensão fornecida ao MOSFET. A figura 3.9 mostra o sinal de PWM observado para as correntes de 10 mA, 50 mA, 75 mA e 100 mA fornecido a um resistor de 47 Ω . Como a resolução ajustada do PWM é de 12 bits, a frequência observada no canal de PWM é de 4,8 kHz, já que há uma relação direta entre frequência e resolução, pois quanto maior a resolução, menor a frequência e vice-versa. Entretanto, este sinal por ser pulsado deve ser convertido para uma tensão média suficiente para controlar o MOSFET. A figura 3.10 mostra a tensão média observada após a passagem por um filtro para a mesma condição de teste. Nesta figura observa-se que há uma tensão média na faixa de 0 a 5V insuficiente para controlar o MOSFET. Nesse caso, um circuito amplificador não-inversor é usado para aumentar este sinal em 3,2 vezes permitindo, assim, controlar o MOSFET na sua região linear.

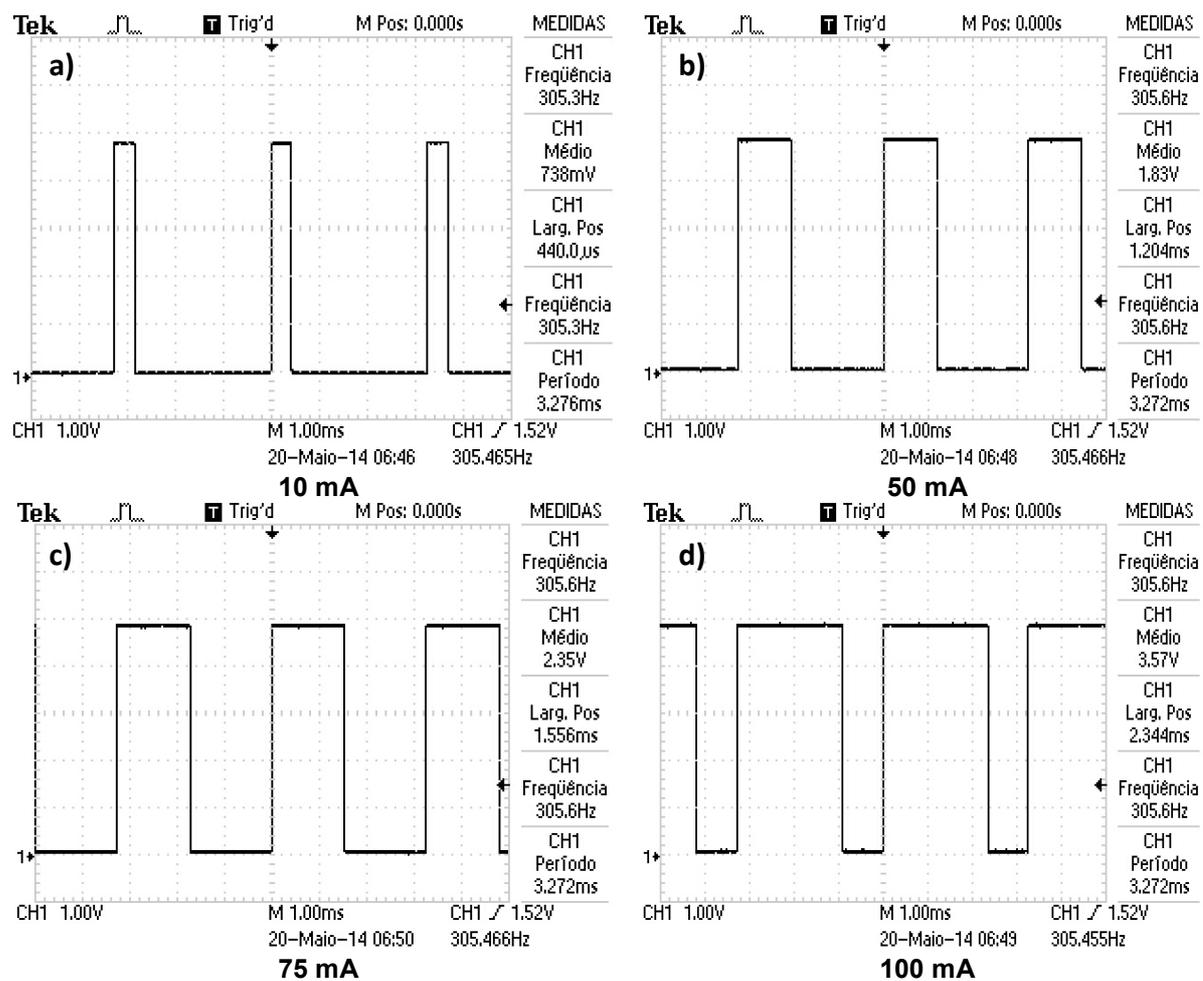


Figura 3.9 – Sinal de PWM para as correntes de (a) 10 mA, (b) 50 mA, (c) 75 mA e (d) 100 mA usando como carga um resistor de 47 Ω .

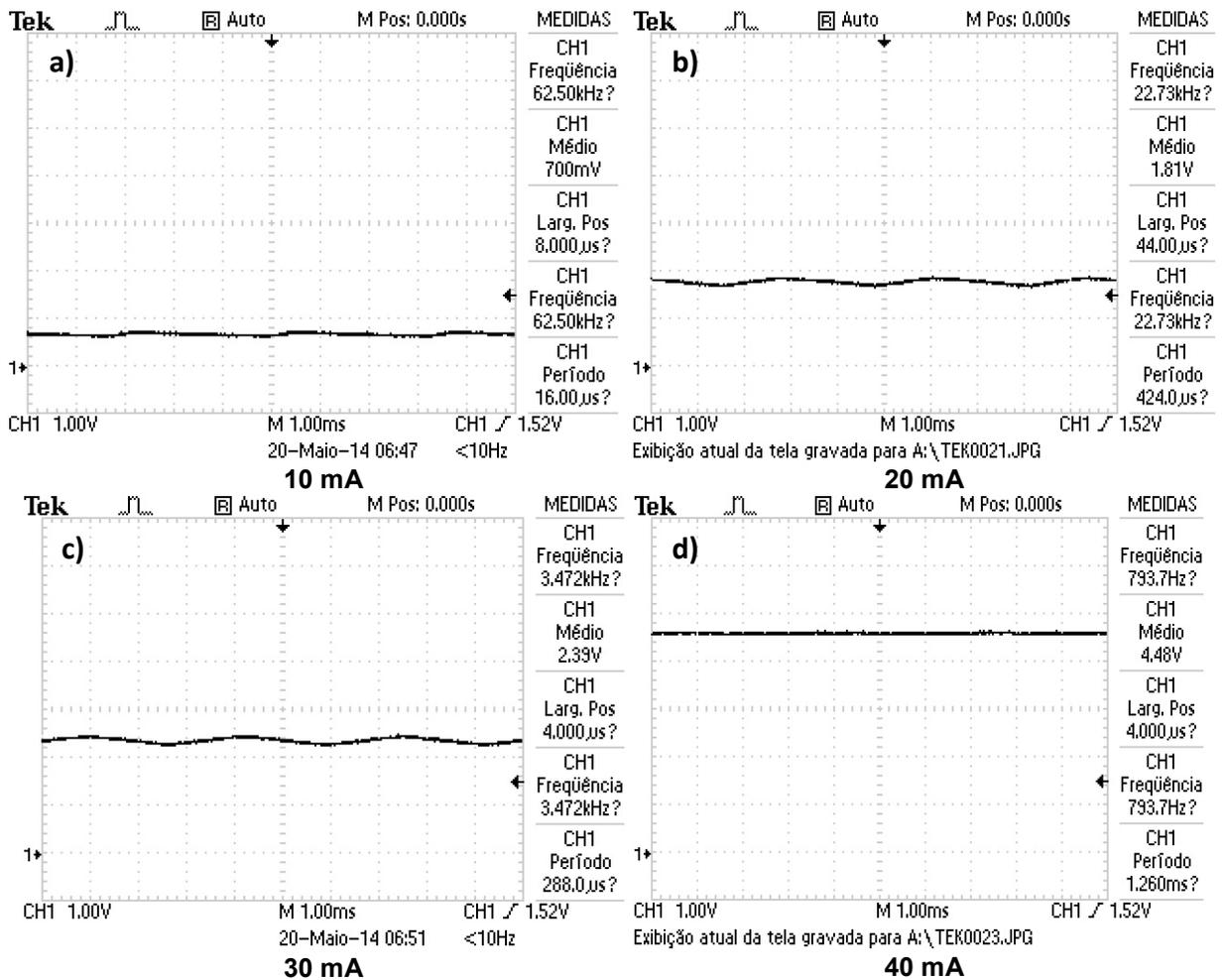


Figura 3.10 – Sinal de PWM após o filtro passa-baixa para correntes de 10 mA, 50 mA, 75 mA e 100 mA passando por um resistor de 47 Ω .

3.3 Circuito de realimentação

O amplificador de instrumentação INA121 é fundamental para o circuito de realimentação de corrente ao dsPIC permitindo ao processador verificar se a corrente instantânea da carga está de acordo com o valor configurado. A figura 3.11 mostra a tensão de realimentação aplicado à entrada analógica do microcontrolador para as correntes de 10 mA, 50 mA, 75 mA e 100 mA em um resistor de 47 Ω . Ao chegar na entrada AN0 do dsPIC, o ADC interno de 10 bits converte a tensão analógica para um valor digital entre 0 e 1023, correspondendo à faixa de 0 mA a 150 mA, respectivamente.

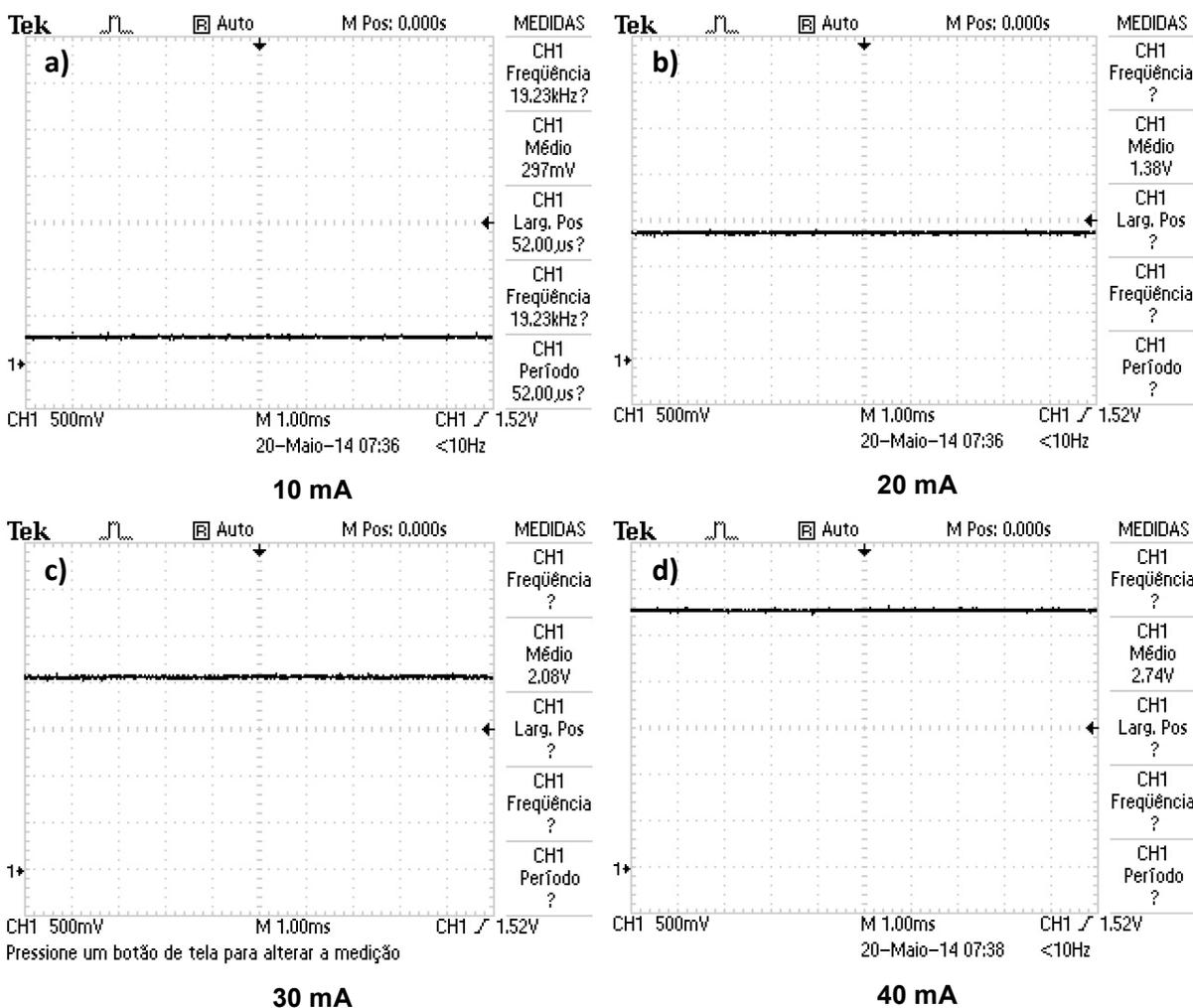


Figura 3.11 – Tensão de saída do INA121 de acordo com a corrente fornecida à carga. As tensões são referentes às correntes de (a) 10 mA, (b) 20 mA, (c) 30 mA e (d) 40 mA em um resistor de 47 Ω .

4. Carga resistiva

O funcionamento deste módulo eletrônico para controle de corrente é investigado tanto em modo contínuo como em modo pulsado. Nesse caso, três tipos de cargas foram utilizados: resistores, LEDs e diodo laser.

Em um primeiro momento o resistor é utilizado como carga para investigar o funcionamento deste módulo de controle para diferentes valores de corrente. Essa abordagem permite realizar todos os testes no sistema de controle sem correr o risco de danificar o diodo laser. Além disso, é fundamental para determinar em uma primeira aproximação tanto as constantes a serem usadas no controlador PID, como também diversos outros parâmetros presentes no programa do dsPIC que não estarão disponíveis em uma versão final para o usuário.

A figura 3.12 apresenta os resultados da corrente em função do tempo para um resistor de 22Ω usando valores de $K_p = 15$, $K_i = 15$ e $K_d = 15$. Essa resistência está próxima ao comportamento do diodo laser cuja corrente elétrica pretende-se controlar utilizando o mecanismo proposto neste trabalho.

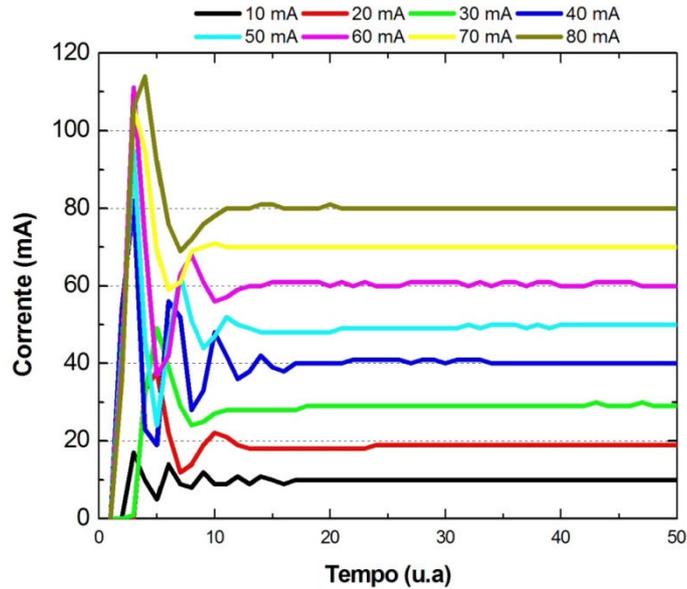


Figura 3.12 - Curva de corrente em função do tempo para um resistor de 22Ω usando $K_p = 15$, $K_i = 15$ e $K_d = 15$.

Nessas configurações observa-se que a corrente alcança o valor configurado pelo usuário antes de $T = 20$. Depois desse instante ela apresenta pequenas oscilações em torno do valor ajustado. Infere-se que o valor da constante K_p é predominante sobre as outras constantes na região transiente, de tal maneira que quanto maior o valor de K_p menor o valor de T . Por outro lado, os resultados mostram também que o valor da corrente durante o transiente pode oscilar chegando ao dobro do valor configurado. Finalmente, para correntes acima de 60 mA o sistema não é capaz de manter a corrente estável ao longo do tempo (ver figura 3.13).

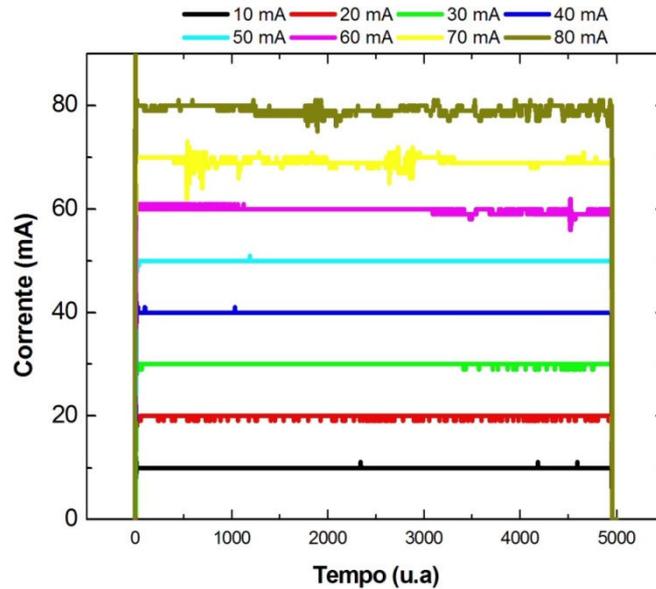


Figura 3.13 - Curva de corrente em função do tempo para um resistor de 22 Ω usando $K_p = 15$, $K_i = 15$ e $K_d = 15$.

Esse comportamento é esperado para o controlador PID. Mas, tendo o diodo laser como carga é preciso encontrar valores das constantes K_p , K_i e K_d para que esse efeito seja evitado ou ao menos minimizado. Existem diferentes abordagens para determinar as constantes visando um controle adequado. Uma das vantagens de se utilizarem um controle PID digital ao invés de um controle PID analógico é que essas constantes podem ser facilmente alteradas. Para otimizar o controle da corrente acredita-se que seja necessário em um primeiro momento reduzir o valor da constante K_p , ao mesmo tempo em que aumenta-se o valor de K_i . A figura 3.14 apresenta os resultados usando $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$. As oscilações diminuem com o valor da corrente configurada de tal maneira que para correntes maiores que 40 mA estão praticamente ausentes.

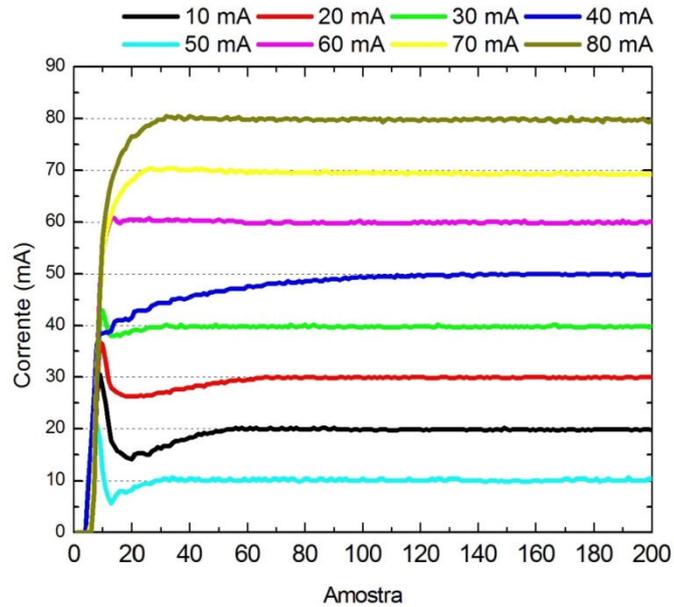


Figura 3.14 - Curva de corrente em função do tempo para um resistor de 22Ω usando $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$.

A figura 3.15 mostra que ao longo do tempo o sistema é estável. Todavia, para aumentar o tempo de vida do diodo laser, seria interessante reduzir ainda mais as oscilações observadas para correntes abaixo de 40 mA. Entretanto, reduzindo ainda mais o valor de K_p o controlador não conseguiria trabalhar em toda a faixa de corrente. Neste caso, a melhor solução é dividir o controle da corrente em duas faixas. A figura 3.16 mostra o funcionamento do módulo de controle tendo as seguintes configurações: para correntes acima de 40 mA as constantes são $K_p = 4$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$, enquanto que para correntes abaixo de 40 mA as constantes devem ser $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$.

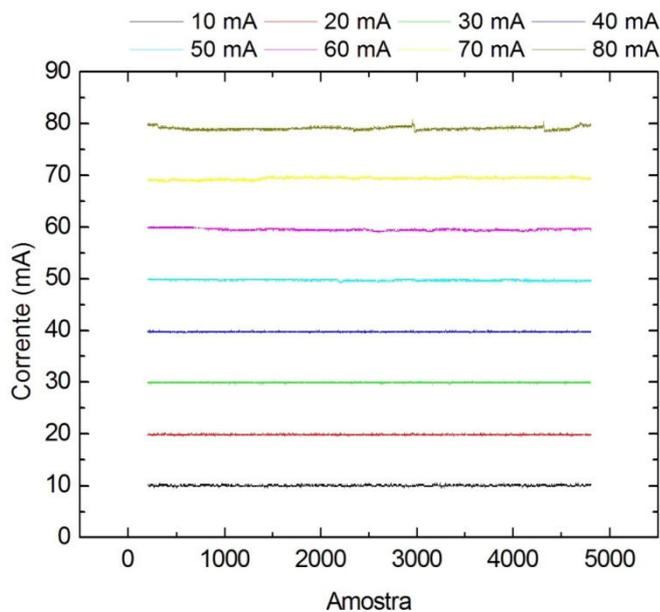


Figura 3.15 - Medida da corrente em função do tempo em um resistor de 22 Ohms. As constantes utilizadas no controlador são de $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$.

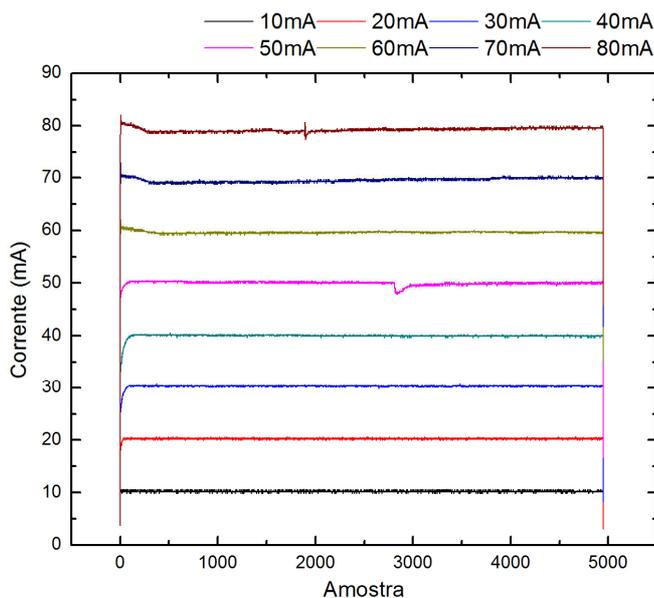


Figura 3.16 - Medida da corrente em função do tempo em um resistor de 22 Ohms. As constantes utilizadas no controlador são de $K_p = 4$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$ para correntes acima de 40 mA. Abaixo deste valor é preciso usar $K_p = 2$, $K_i = 30$, $K_d = 4$.

A tabela 3.1 apresenta de maneira sistematizada todos os valores das constantes do controlador PID para o resistor de 22 Ω considerando toda a faixa de corrente investigada. Além disso, uma análise estatística da corrente é apresentada nas últimas colunas.

Resistor de 22Ω em modo contínuo								
Corrente (mA)	Constantes PID	R1	Transiente (mA)		Estável (mA)			
		22 Ω	Máx	Min	Valor	Erro	Max	Min
10	Kp	2	11,00	9,40	10,32	0,16	10,56	9,85
	Ki	30						
	Kd	4						
20	Kp	2	20,18	18,00	20,41	0,13	20,65	19,94
	Ki	30						
	Kd	4						
30	Kp	2	30,03	29,79	30,26	0,12	30,73	29,79
	Ki	30						
	Kd	4						
40	Kp	2	40,35	38,94	40,12	0,14	40,59	39,65
	Ki	30						
	Kd	4						
50	Kp	4	50,44	49,03	49,97	0,33	50,44	47,86
	Ki	30						
	Kd	4						
60	Kp	4	60,76	59,35	59,59	0,17	60,06	59,12
	Ki	30						
	Kd	4						
70	Kp	4	70,62	68,97	69,44	0,37	70,38	68,74
	Ki	30						
	Kd	4						
80	Kp	4	82,11	78,36	79,30	0,31	80,70	77,42
	Ki	30						
	Kd	4						

Tabela 3.1 – Resultados estatísticos para medidas da corrente com o resistor de 22Ω

As tabelas 3.2, 3.3 e 3.4 mostram os resultados obtidos para resistores de 11Ω, 33Ω e 44 Ω respectivamente.

Resistor de 11Ω em modo contínuo								
Corrente (mA)	Constantes PID	R1	Transiente (mA)		Estável (mA)			
		11 Ω	Máx	Min	Valor	Erro	Max	Min
10	Kp	1	12,90	9,15	9,85	0,16	10,32	9,62
	Ki	5						
	Kd	1						
20	Kp	1	21,82	19,71	20,18	0,19	20,41	19,47
	Ki	5						
	Kd	1						
30	Kp	1	31,20	29,33	30,03	0,20	30,73	29,56
	Ki	5						
	Kd	1						
40	Kp	1	40,59	39,65	39,88	0,18	40,35	39,41
	Ki	5						
	Kd	1						
50	Kp	5	49,03	47,39	49,74	0,24	50,21	48,80
	Ki	10						
	Kd	10						
60	Kp	5	61,70	55,13	59,82	0,38	60,06	58,18
	Ki	10						
	Kd	10						
70	Kp	5	70,85	68,97	68,74	0,70	69,21	66,86
	Ki	10						
	Kd	10						
80	Kp	5	81,41	73,43	79,77	0,16	80,0	79,30
	Ki	10						
	Kd	10						

Tabela 3.2 – Resultados estatísticos para medidas de corrente com o resistor de 11Ω

Resistor de 33Ω em modo contínuo								
Corrente (mA)	Constantes PID	R1	Transiente (mA)		Estável (mA)			
		33 Ω	Máx	Min	Valor	Erro	Max	Min
10	Kp	5	14,78	6,80	10,09	0,17	10,56	9,85
	Ki	30						
	Kd	5						
20	Kp	5	24,40	15,48	20,41	0,13	20,65	19,94
	Ki	30						
	Kd	5						
30	Kp	5	31,44	28,15	30,26	0,12	30,50	30,03
	Ki	30						
	Kd	5						
40	Kp	5	40,35	34,72	40,12	0,12	40,59	39,88
	Ki	30						
	Kd	5						
50	Kp	5	49,74	48,09	50,21	0,17	50,67	49,50
	Ki	30						
	Kd	5						
60	Kp	10	66,39	57,24	60,53	0,30	60,76	59,35
	Ki	30						
	Kd	5						
70	Kp	10	74,37	65,22	70,15	0,27	70,62	69,21
	Ki	30						
	Kd	5						
80	Kp	10	82,35	71,79	80,00	0,23	80,47	79,30
	Ki	30						
	Kd	5						

Tabela 3.3 – Resultados estatísticos para medidas de corrente com o resistor de 33Ω

Resistor de 44Ω em modo contínuo								
Corrente (mA)	Constantes PID	R1	Transiente (mA)		Estável (mA)			
		44 Ω	Máx	Min	Valor	Erro	Max	Min
10	Kp	5	14,31	8,21	10,09	0,15	10,56	9,85
	Ki	30						
	Kd	5						
20	Kp	5	22,76	16,42	20,41	0,13	20,65	19,94
	Ki	30						
	Kd	5						
30	Kp	5	30,73	27,68	30,26	0,12	30,50	30,03
	Ki	30						
	Kd	5						
40	Kp	5	40,12	30,26	40,12	0,13	40,59	39,88
	Ki	30						
	Kd	5						
50	Kp	5	49,27	46,22	50,21	0,25	50,67	49,03
	Ki	30						
	Kd	5						
60	Kp	10	62,64	58,42	60,53	0,23	60,76	59,82
	Ki	30						
	Kd	5						
70	Kp	10	71,09	69,44	70,38	0,14	70,85	70,15
	Ki	30						
	Kd	5						
80	Kp	10	80,47	74,84	80,47	0,13	80,70	80,00
	Ki	30						
	Kd	5						

Tabela 3.4 – Resultados estatísticos para medidas de corrente com o resistor de 44Ω

Após realizar uma primeira configuração do módulo de controle buscando um desempenho eficaz em modo contínuo pode-se analisar o comportamento deste protótipo em modo pulsado para diferentes valores de frequência. Os dados apresentados nas próximas figuras investigam o desempenho do módulo de controle em modo pulsado usando como carga um resistor de 22 Ω para correntes entre 10 mA e 50 mA, considerando a frequência variando 100 Hz até 1 kHz com passos de 100 Hz. Neste caso, a tensão apresentada nestes resultados é medida sobre o resistor usando as duas pontas do osciloscópio em modo diferencial em conjunto com uma operação matemática implementada pelo TDS2000, conforme indica a metodologia mostrada na figura 3.1. Isto é, o próprio osciloscópio subtrai as tensões uma da outra. Este modo de medida deve ser utilizado para esta caracterização, pois o osciloscópio não possui um canal isolado para medida diferencial. O primeiro ponto a ser destacado nesta análise dos resultados é que o controle PID digital implementado no dsPIC30F2020 se mostra eficaz em controlar o valor da corrente no resistor mesmo quando a corrente está em modo pulsado. Isso pode ser observado facilmente comparando a tensão medida no resistor em função da frequência para o mesmo valor de corrente. Além disso, nota-se também que o aumento da amplitude da tensão apresentada nos resultados está relacionado ao aumento da corrente.

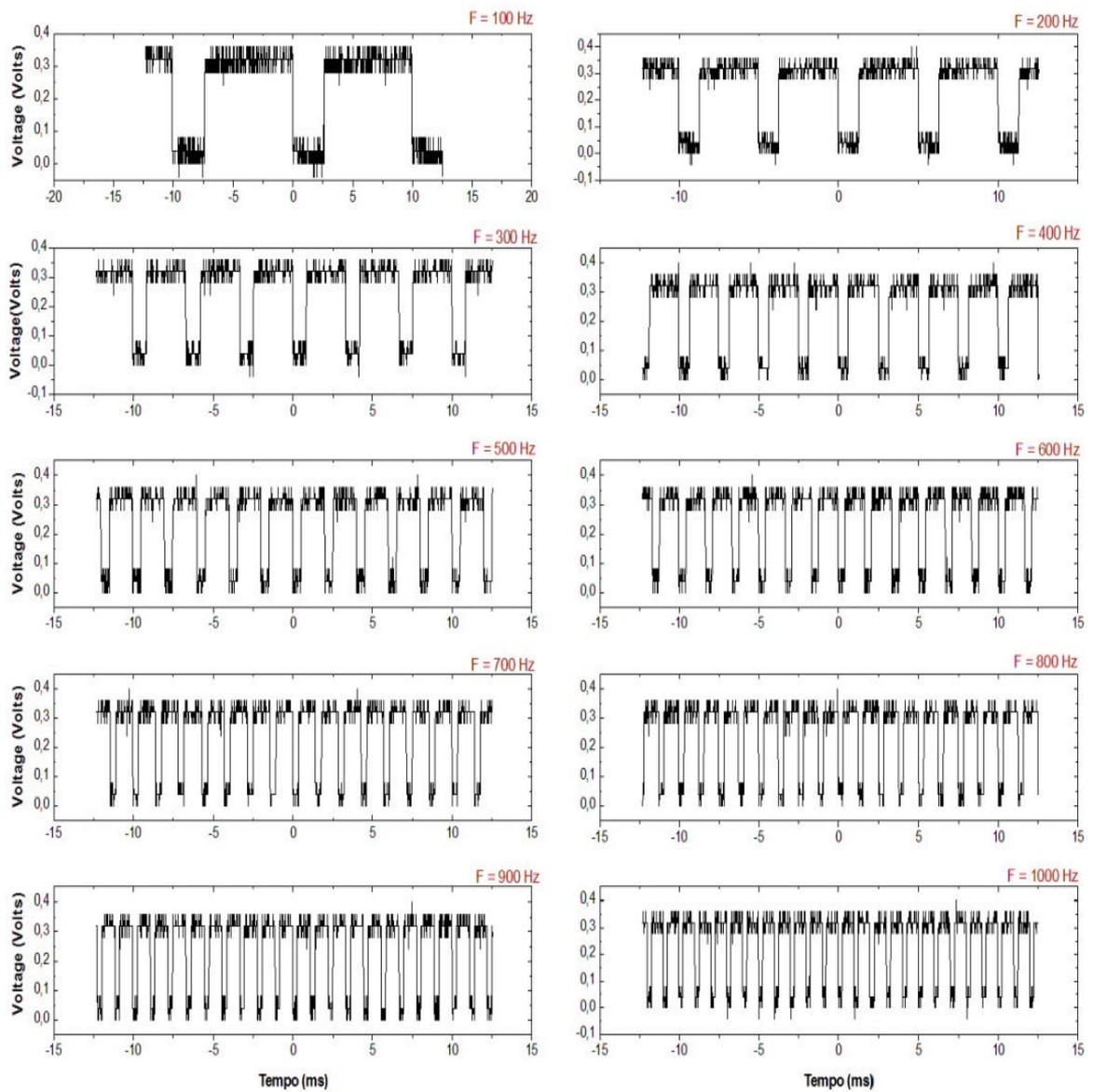


Figura 3.17 – Resultados obtidos para o resistor de 22Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para $I=10$ mA.

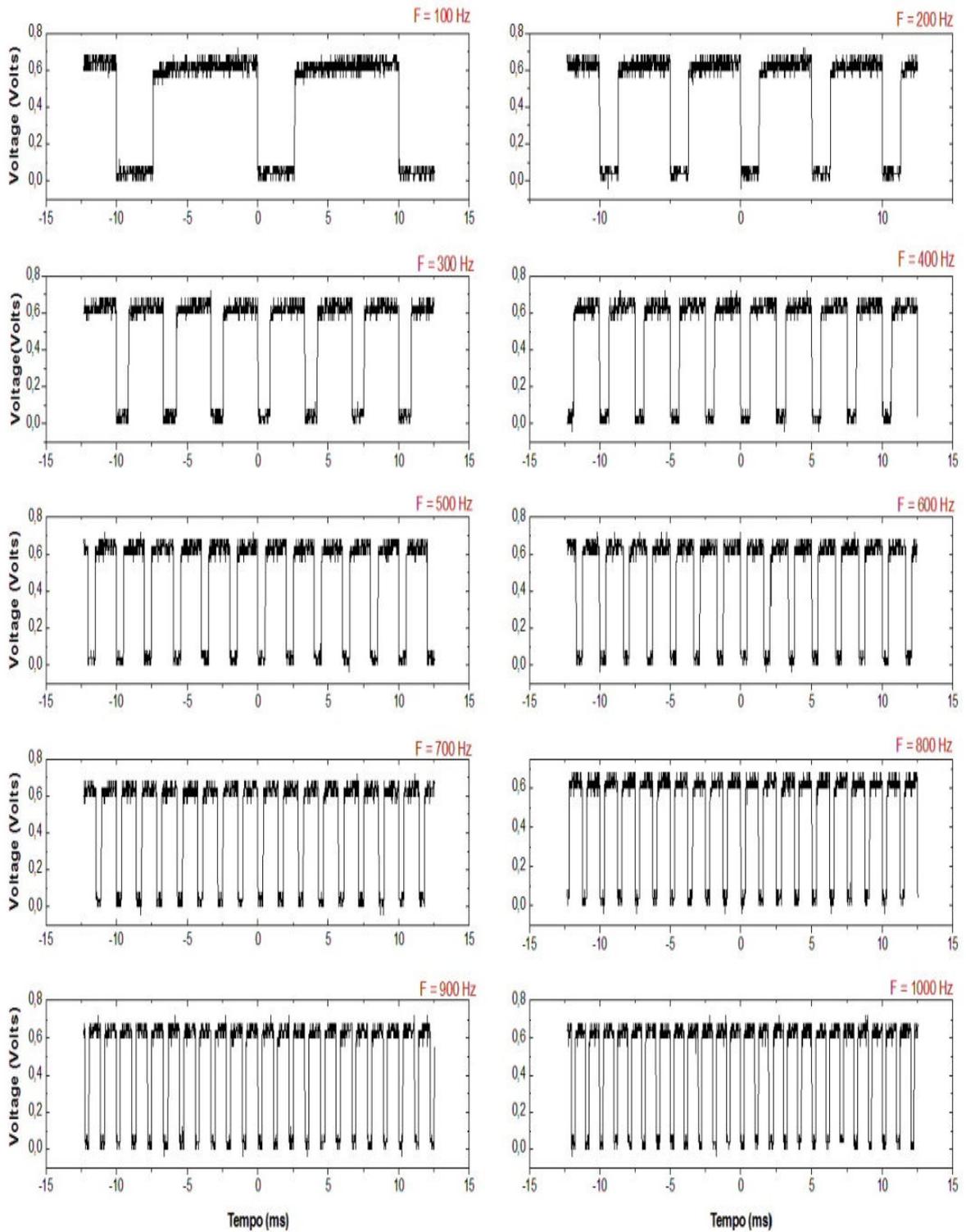


Figura 3.18 – Resultados obtidos para o resistor de 22Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para $I=20$ mA.

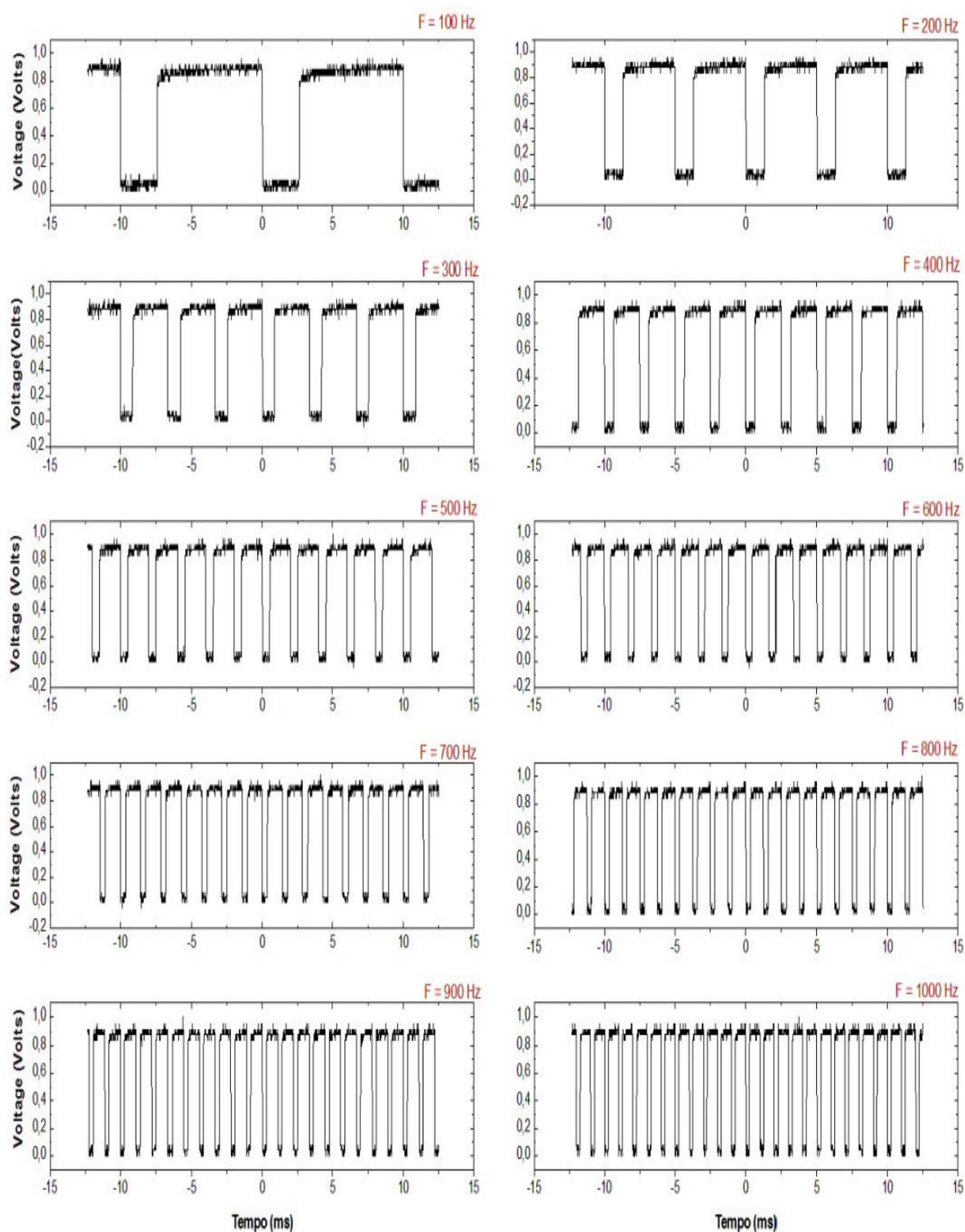


Figura 3.19 – Resultados obtidos para o resistor de 22Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para $I=30 \text{ mA}$.

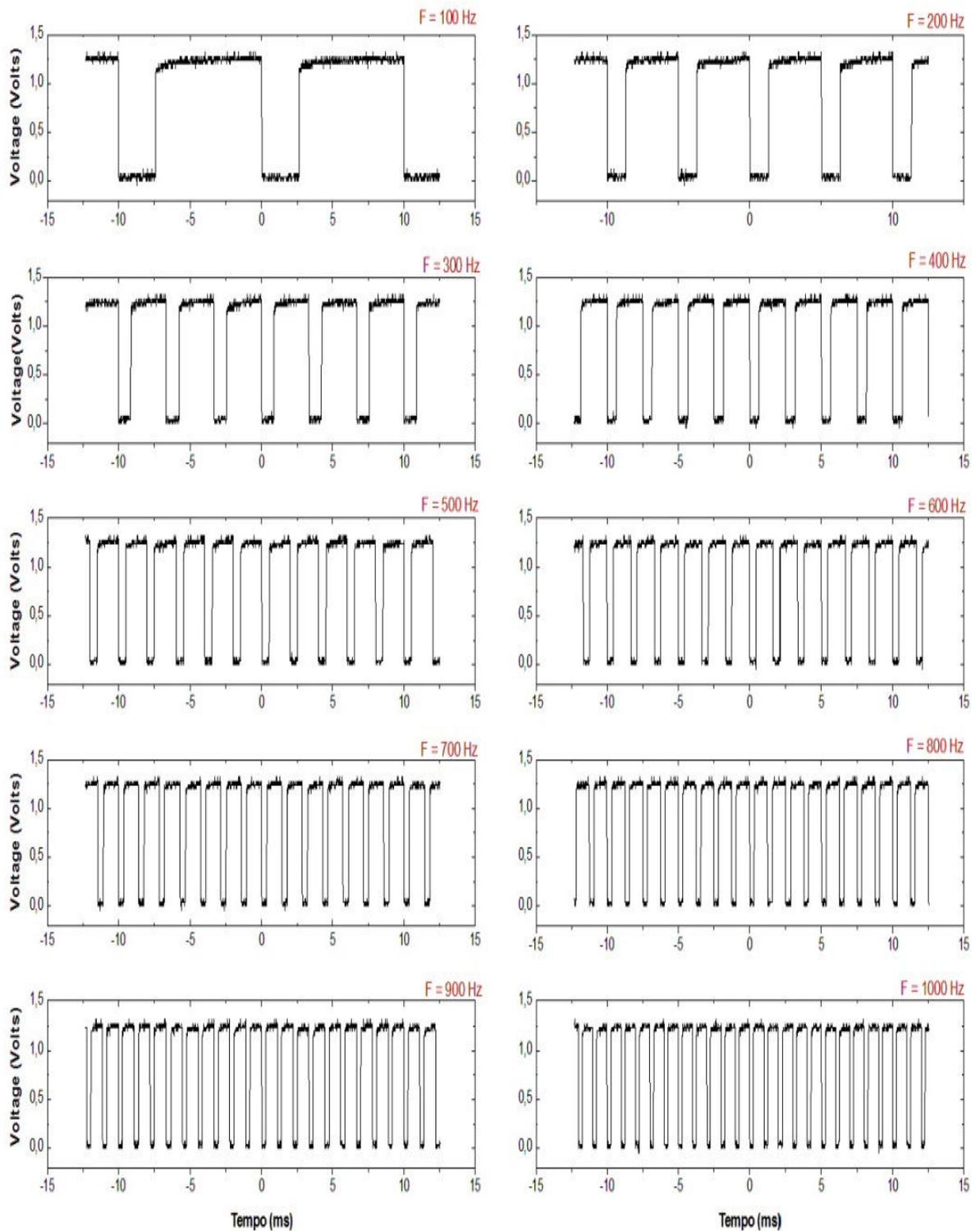


Figura 3.20 – Resultados obtidos para o resistor de 22Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para $I=40$ mA.

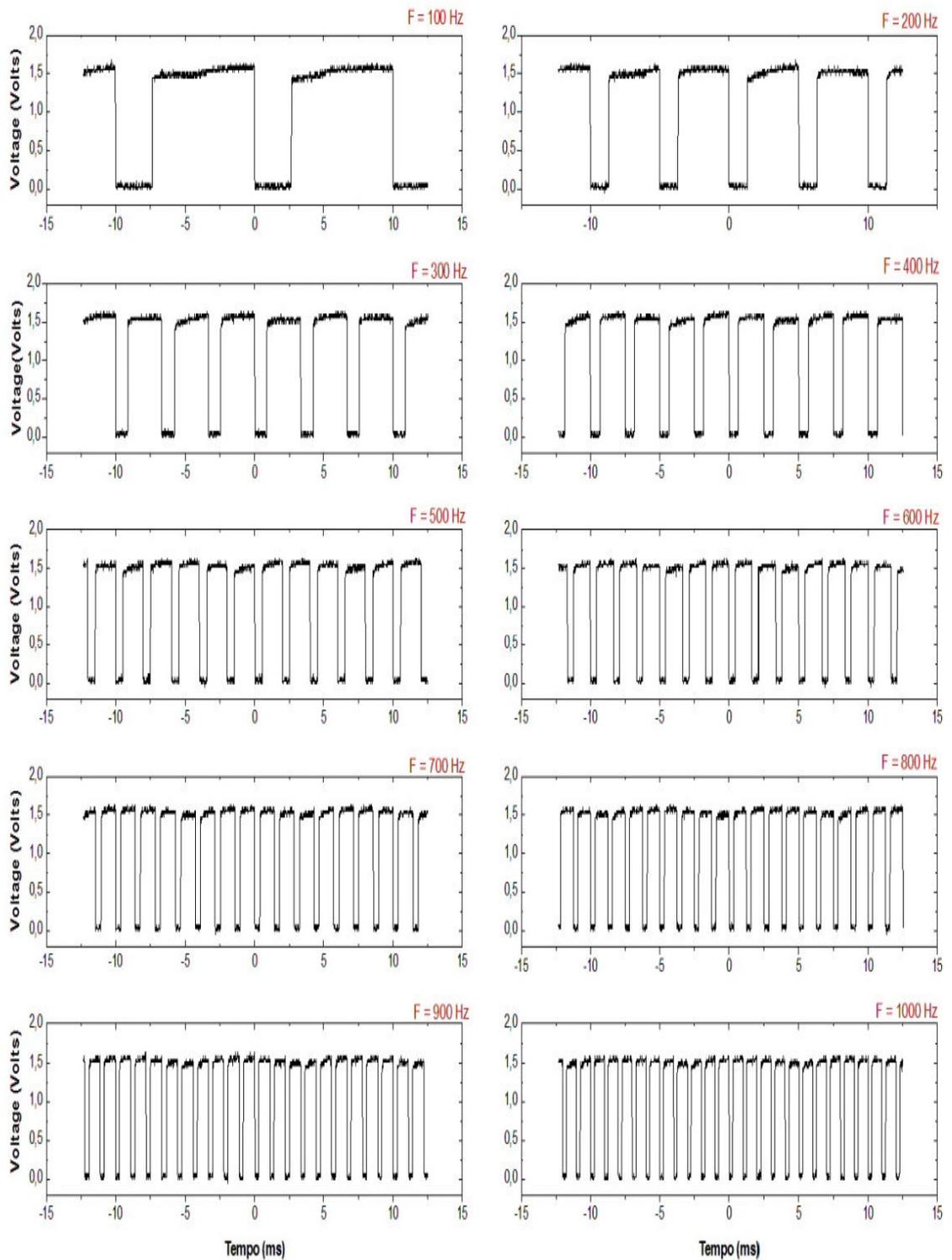


Figura 3.21 – Resultados obtidos para o resistor de 22Ω em modo pulsado para frequências de 100 Hz a 1 kHz para $I=50 \text{ mA}$.

A partir desse conjunto de medidas é possível determinar o valor médio da tensão medida pelo osciloscópio no resistor para diferentes valores de frequência. A tabela 3.5 mostra os resultados obtidos de tensão média para cada faixa de frequência considerando todas as correntes utilizadas no decorrer dos testes.

F (Hz)	I = 10 mA	I = 20 mA	I = 30 mA	I = 40 mA	I = 50 mA
	V _{MED}				
100	0,22729	0,44045	0,61649	0,86127	1,05965
200	0,24382	0,47156	0,66043	0,91931	1,13114
300	0,25006	0,48378	0,67433	0,94161	1,16705
400	0,2485	0,47916	0,6701	0,93451	1,14823
500	0,24353	0,46945	0,65248	0,91287	1,12219
600	0,24897	0,47767	0,66122	0,92085	1,13588
700	0,24965	0,47731	0,67002	0,93019	1,14444
800	0,24844	0,47525	0,66797	0,93517	1,14924
900	0,24575	0,47596	0,65643	0,91219	1,1238
1000	0,24564	0,47882	0,67068	0,91527	1,12808

Tabela 3.5 – Resultados obtidos de tensão média para cada faixa de frequência

Para verificar quantitativamente a precisão do controle da corrente pode-se determinar o valor resistência dividindo o valor da tensão média pelo valor da corrente aplicada no resistor como mostram a tabela 3.6 e os gráficos 3.22 e 3.23.

Corrente (mA)	Tensão Média (Volts)	Erro	Min	Max	Resistência (Ω)
10	0,24516	0,00671	0,22729	0,25006	24,5165
20	0,47294	0,01209	0,44045	0,48378	23,6470
30	0,66002	0,01683	0,61649	0,67433	22,0005
40	0,91832	0,02253	0,86127	0,94161	22,9581
50	1,13097	0,0286	1,05965	1,16705	22,6194

Tabela 3.6 – Resultados obtidos de tensão média para cada faixa de corrente

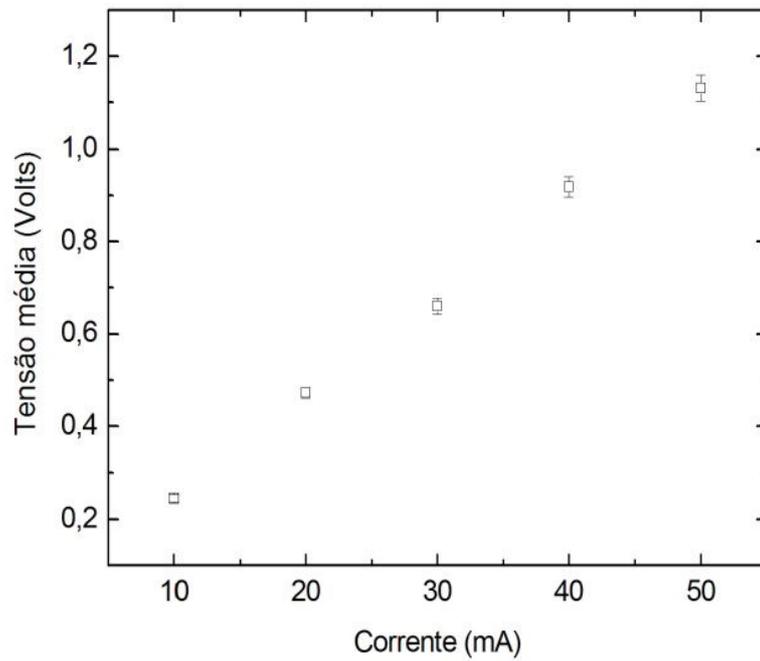


Figura 3.22 – Curva que mostra o valor da resistência de acordo com a 1ª Lei de Ohm.

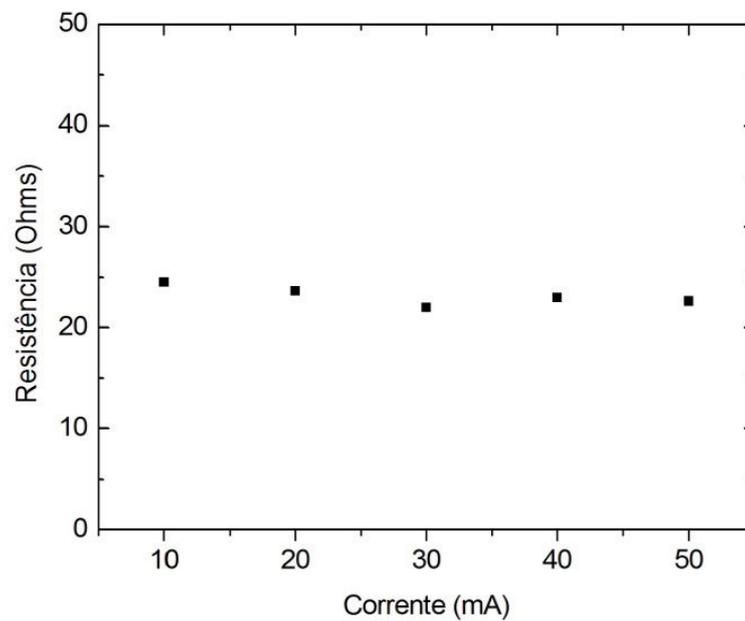


Figura 3.23 – Valor da resistência mostra-se praticamente constante para todas as faixas de corrente averiguadas.

Acredita-se que o erro observado na resistência obtida para correntes abaixo de 20 mA está relacionado tanto ao sistema de medidas adotado quanto a técnica utilizada. Por exemplo, o osciloscópio usa um conversor ADC de 8 bits. Por outro lado, o módulo tem uma saída senoidal/quadrada que permitiria a utilização do lock-in para determinar valores pequenos de resistência.

Este resultado é fundamental para avaliar a relevância do trabalho em termos de inovação tecnológica, pois mostra claramente que a concepção proposta para o controle PID pulsado tanto em software como em hardware é capaz de controlar de maneira eficiente a amplitude da corrente tanto em modo contínuo como em modo pulsado.

5. LED como carga semicondutora

Além de fazer o controle eficiente da corrente elétrica é relevante estudar como as características da corrente influenciam a potência luminosa. Para isso, o funcionamento do módulo de controle é investigando-se utilizando um LED. O controle de potência luminosa do LED encontra aplicações em diversas áreas de pesquisa. As figuras 3.24 e 3.25 apresentam os resultados obtidos tanto para a caracterização elétrica como ótica usando $K_p = 2$, $K_i = 30$, $K_d = 4$ para todos os valores de correntes. Nota-se que a corrente é estável.

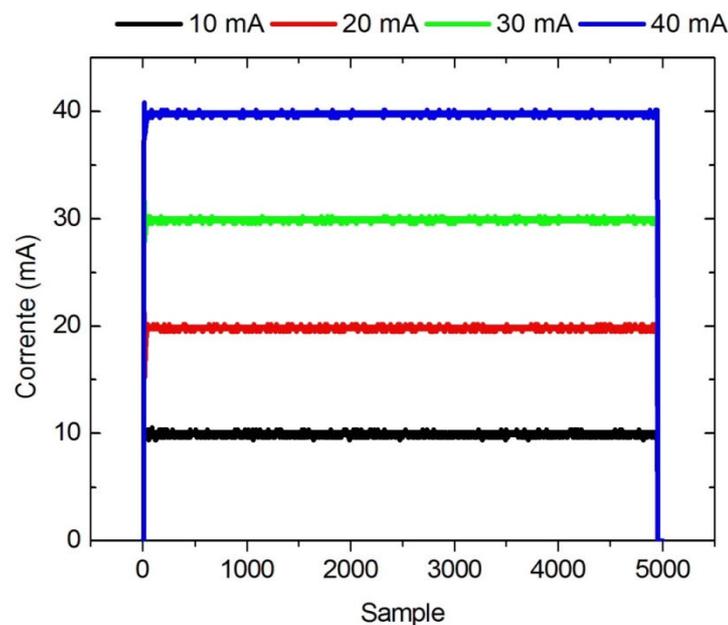


Figura 3.24 – Caracterização elétrica do LED para $K_p = 2$, $K_i = 30$ e $K_d = 4$.

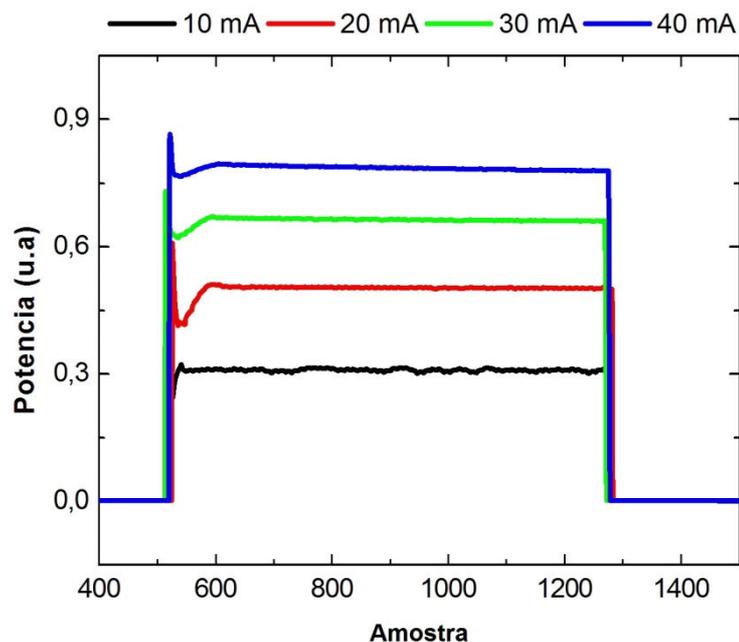


Figura 3.25 – Caracterização ótica do LED para $K_p=2$, $K_i=30$ e $K_d=4$.

A potência ótica é normalizada, pois não há informações sobre o comprimento de onda do dispositivo impossibilitando a calibração do detector ótico. A tabela 3.7 e os gráficos mostram que as constantes utilizadas no controlador PID são capazes de manter a corrente estável ao longo do tempo com desvio padrão menor que 0,17 em relação ao valor médio para todas as correntes. Outro ponto importante observado nos resultados é que o máximo valor da corrente dentro da região de transiente é menor que 1,2% do valor ajustado. A tabela 3.8 mostra que potência ótica obtida com o detector PM100 também permanece constante ao longo do tempo com desvio padrão menor que 1,1 % com relação ao valor médio. Além disso, as oscilações durante o transiente são insignificantes (ver tabela 3.7).

Corrente elétrica em modo contínuo						
Corrente (mA)	Transiente		Estável			
	Max	Min	Valor médio	Erro	Max	Min
10	10,79	9,80	9,92707	0,16764	9,38	10,56
20	22,99	19,82	19,83328	0,13774	19,47	20,18
30	31,67	29,90	29,8766	0,12795	29,56	30,26
40	40,82	39,90	39,73297	0,12139	39,18	40,12

Tabela 3.7 – Resultados estatísticos da caracterização elétrica do LED em modo contínuo.

Pode-se concluir que graças ao controle eficiente da corrente elétrica a potência ótica é mantida estável, mostrando, como esperado, uma dependência da estabilidade ótica com

relação à estabilidade da corrente elétrica. Essa característica é fundamental para evitar que o diodo laser se deteriore.

Potência ótica em modo contínuo						
Corrente (mA)	Transiente		Estável			
	Max	Min	Valor médio	Erro	Max	Min
10	0,34644	0,2980	0,301	3,15E-01	0,00301	0,00315
20	0,60929	0,4350	0,50113	5,11E-01	0,00501	0,00512
30	0,73171	0,6236	0,661	6,70E-01	0,00661	0,00671
40	0,86563	0,7596	0,78071	7,96E-01	0,00781	0,00796

Tabela 3.8 – Resultados estatísticos da caracterização ótica do LED em modo contínuo.

Finalmente, a figura 3.26 apresenta os resultados obtidos para o LED em modo contínuo e pulsado considerando uma corrente de entre 10 mA e 40 mA. O objetivo deste experimento é verificar se o valor médio da potência ótica é mantida constante ao longo do tempo, e se ela também corresponde ao valor obtido quando corrente é contínua.

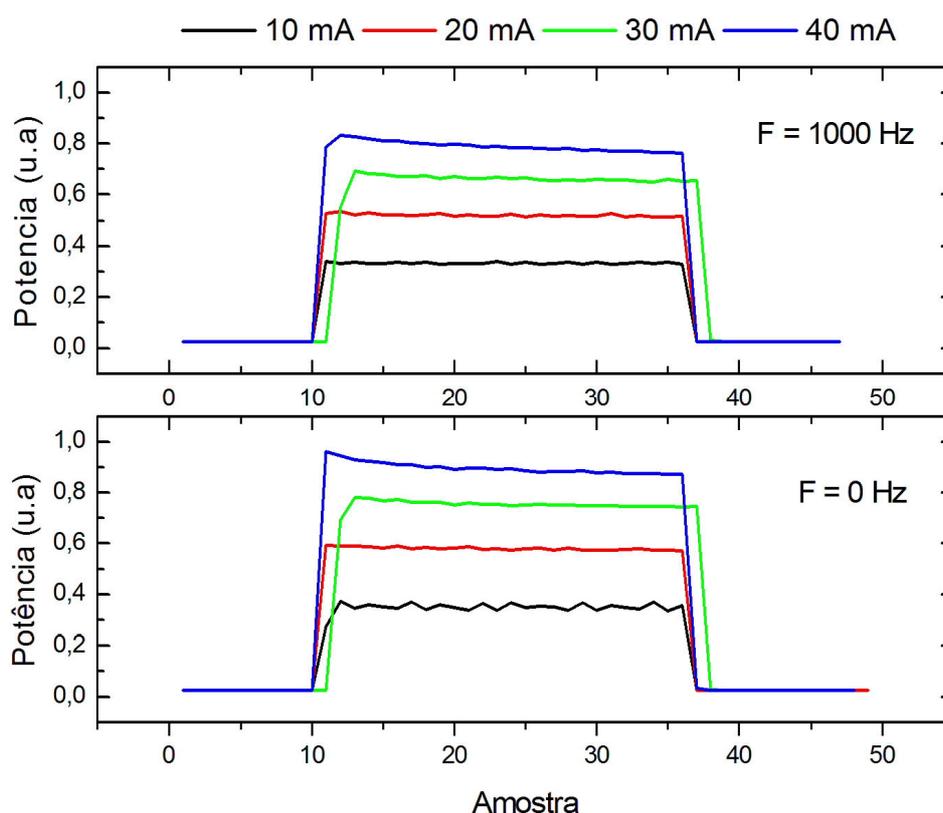


Figura 3.26 - Caracterização ótica do LED em modo contínuo e pulsado para com frequência de 1000 Hz.

Nesse caso, nota-se que a potência em modo pulsado é um pouco menor quando comparado com o modo contínuo. Acredita-se que isso seja uma característica do dispositivo, pois para ambos os casos a corrente média é a mesma. A tabela 3.9 apresenta os resultados estatísticos em regime transiente e estável em modo pulsado.

Potência ótica em modo pulsado						
Corrente (mA)	Transiente		Estável			
	Max	Min	Valor médio	Erro	Max	Min
10	0,37	0,27	0,35	0,01	0,37	0,34
20	0,59	0,58	0,57	0,00	0,58	0,57
30	0,78	0,69	0,75	0,00	0,75	0,74
40	0,96	0,89	0,88	0,00	0,89	0,87

Tabela 3.9 – Resultados estatísticos da caracterização ótica do LED em modo pulsado para uma frequência igual a 1000 Hz.

A figura 3.27 apresenta os resultados obtidos usando o detector DET10A cuja saída está ligada diretamente ao osciloscópio conforme metodologia da figura 3.1. Nota-se que para qualquer valor de corrente entre 10 mA e 40 mA o sensor utilizado na detecção ótica tem sua saída saturada. Mas, é possível ainda observar nesses resultados que o modo pulsado está operando de maneira satisfatória de tal maneira que a frequência do sinal elétrico na saída do detector corresponde à frequência de modulação da corrente elétrica. Para esses resultados foram utilizados os mesmos valores das constantes K_p , K_i , e K_d estabelecidos em modo contínuo.

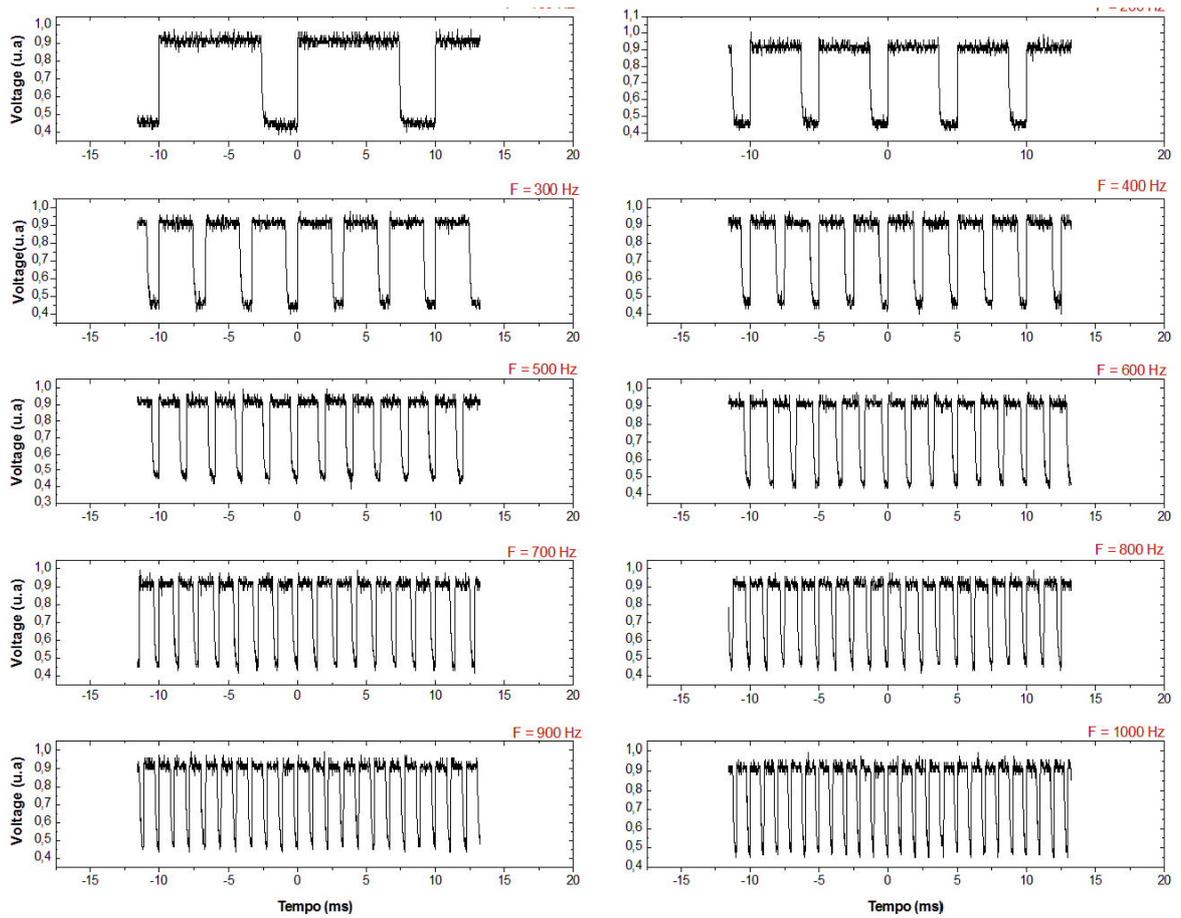


Figura 3.27 – Resultado da saída do detector DET10A. A frequência de saída do mesmo está de acordo com o programado no protótipo.

6. Diodo laser como carga

Utilizando a mesma metodologia apresentada anteriormente o diodo laser HL6501MG foi caracterizado tanto eletricamente como opticamente. Este dispositivo está apresentado na figura 3.28.



Figura 3.28 – Diodo laser modelo HL6501MG.

As principais características deste dispositivo consistem em uma potência ótica de até 35 mW em modo contínuo e 50 mW em modo pulsado com comprimento de onda de $\lambda=658$ nm. A corrente direta deste diodo laser é de até 80 mA e a potência ótica obtida varia de acordo com a temperatura, conforme mostra a figura 3.29.

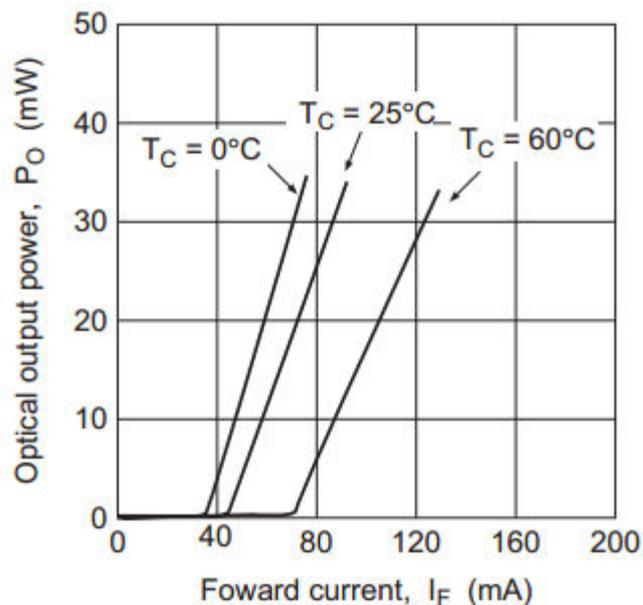


Figura 3.29 – Resposta de potência do diodo laser de acordo com a temperatura ambiente.

O objetivo inicial desta caracterização foi observar a resposta do projeto quanto à estabilidade tendo sido definido primeiramente que a abrangência da corrente em testes seria da faixa de 10 mA a 80 mA, com passos de 10 mA. No entanto, foi constatado após os testes realizados, que a placa estava descalibrada e, por conseguinte, foram aplicadas as correntes de 16 mA a 128 mA com passos de 16 mA. Esse fato levou o diodo laser à sua ruptura, o que não permitiu que novos testes fossem feitos já que no momento não havia outro disponível em laboratório. De toda a forma, foi observado que as constantes do PID não são as mesmas para todas as faixas, talvez devido ao fato de o diodo laser ser uma carga dinâmica apresentando diferentes respostas de acordo com a potência em trabalho e de seu comportamento modifica-se com a temperatura, conforme observado na figura 3.28. Sendo assim, chegou-se a tais valores utilizando-se o método Ziegler-Nichols, assim como o método empírico, através dos quais foram estabelecidos os valores $K_p = 5$, $K_i = 10$ e $K_d = 10$ para a faixa de 16 a 64 mA e $K_p = 20$, $K_i = 10$ e $K_d = 10$ para correntes maiores que 64 mA [63]. A figura 3.30 apresenta o resultado obtido para estas faixas de corrente e a figura 3.31 o resultado obtido através do detector ótico.

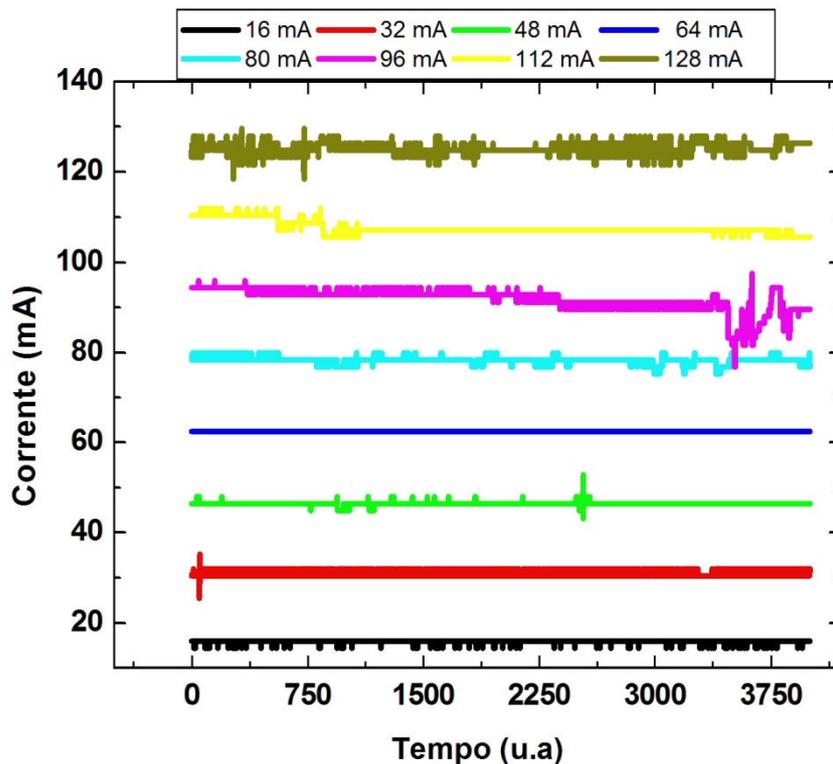


Figura 3.30 – Caracterização elétrica do diodo laser em modo contínuo.

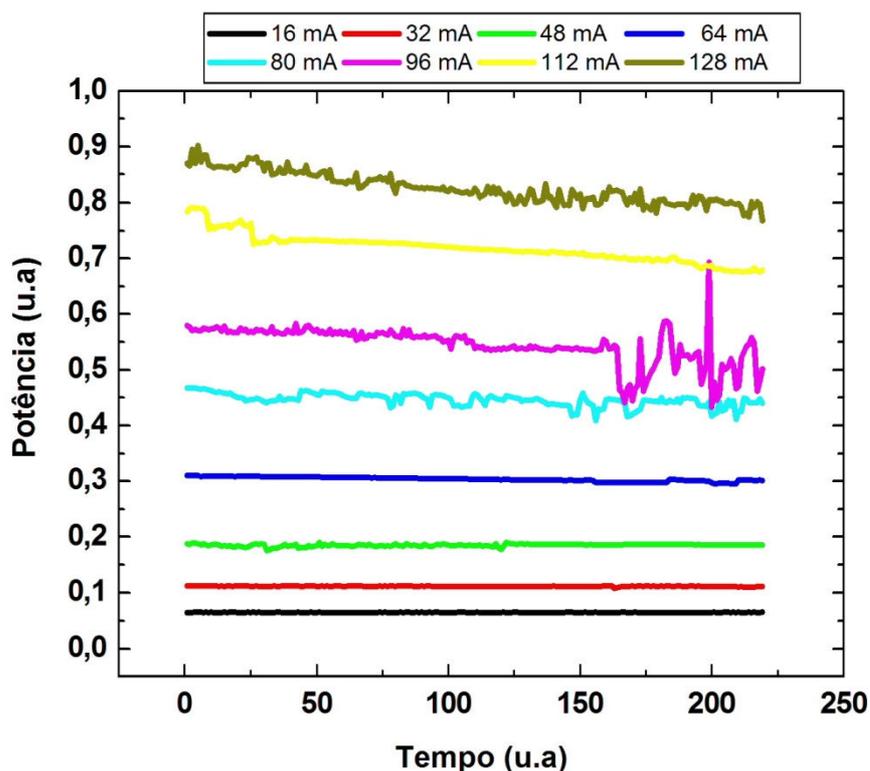


Figura 3.31 – Caracterização ótica do diodo laser em modo contínuo.

Os resultados mostram que para correntes abaixo de 80 mA o sistema de controle consegue de maneira eficiente controlar tanto a corrente como a potência luminosa do diodo laser. Entretanto, acima deste limiar nota-se que ao longo do tempo tanto a corrente como a potência do diodo laser entra em uma região de instabilidade. Isso se deve ao fato de, inadvertidamente, a corrente estar acima da máxima aceita pelo diodo laser. Todavia, acreditamos que esse comportamento se deve ao aquecimento do diodo laser, dificultando de alguma maneira o controle da corrente elétrica. Para essa faixa de corrente seria interessante investigar o desempenho de um controle PID tendo como realimentação a potência luminosa ao contrário da corrente, pois sabemos que com a temperatura as características do dispositivo podem alterar-se. Neste caso, uma primeira hipótese a ser explorada em trabalhos futuros seria modificar o protótipo buscando acoplar ao controle PID um monitoramento da potência ótica usando, por exemplo, o próprio detector presente na estrutura do diodo laser.

A tabela 3.10 e 3.11 mostram os resultados estatísticos obtidos com as amostras deste experimento.

Corrente em modo contínuo					
I (mA)	Constantes PID	Média	Erro	Min	Max
16	Kp=5, Ki=10, Kd=10	15,9628	0,24114	14,4	16
32		31,0372	0,7923	25,6	35,2
48		46,3796	0,31434	43,2	52,8
64		62,4	0	62,4	62,4
80	Kp=20, Ki=10, Kd=10	78,2424	0,78768	75,2	80
96		91,6436	2,58366	76,8	97,6
112		107,5968	1,32874	105,6	112
128		124,9616	1,22528	118,4	129,6

Tabela 3.10 – Resultados estatísticos da caracterização elétrica do diodo laser em modo contínuo.

Potência em modo contínuo					
I (mA)	Constantes PID	Media	Erro	Min	Max
16	Kp=5, Ki=10, Kd=10	0,06553	1,2996E-4	0,06503	0,06577
32		0,11149	5,65535E-4	0,10772	0,11255
48		0,1853	0,00204	0,17478	0,18985
64		0,30395	0,00393	0,29617	0,31043
80	Kp=20, Ki=10, Kd=10	0,44644	0,0113	0,40894	0,46783
96		0,54457	0,03358	0,43337	0,69294
112		0,71884	0,02465	0,6762	0,79186
128		0,82589	0,02686	0,76791	0,90163

Tabela 3.11 – Resultados estatísticos da caracterização ótica do diodo laser em modo contínuo.

A resposta transiente do diodo laser, obtida para $T < 20$, pode ser averiguada na figura 3.32 e os níveis de corrente máximo e mínimo obtidos na região transiente estão disponíveis na tabela 3.12.

Região transiente		
Corrente (mA)	Max	Min
16	28,8	11,0
32	43,2	25,2
48	57,6	44,3
64	76,8	58,4
80	91,2	72,6
96	96	96
112	104	104
128	174,4	68,0

Tabela 3.12 – Resultados estatísticos da corrente em modo contínuo na região transiente para o diodo laser a nível elétrico.

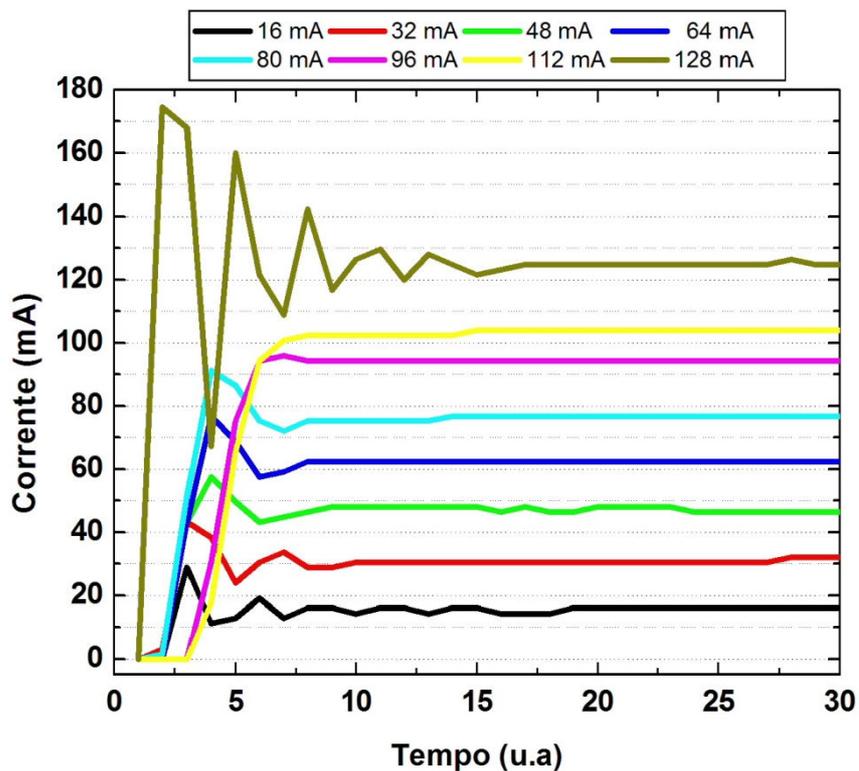


Figura 3.32 – Resposta na região transiente em modo contínuo.

Observa-se na tabela 3.12 e na figura 3.32 que o maior transiente ocorreu em uma faixa bem superior ao limite do diodo laser, que foi na faixa de 128 mA onde a corrente alcançou o máximo de 174 mA e o mínimo de 68 mA. Acredita-se que neste ponto o diodo laser tenha aquecido demasiadamente, levando por conseguinte à sua ruptura ao término desta bateria de testes.

Para analisar o funcionamento do módulo de controle em modo pulsado utiliza-se um detector óptico conectado diretamente no osciloscópio, conforme proposto na figura 3.1. Entretanto, a potência luminosa do diodo laser para todas as faixas de correntes utilizadas é suficiente para saturar a resposta do sensor, fazendo com que o mesmo tenha sempre um valor máximo de 12 V. Todavia, como mostra a figura 3.33 é possível observar o diodo laser operando em modo pulsado considerando um sinal oscilando entre 0 e 12 Volts. Na medida em que a frequência aumenta, observa-se que o valor da tensão do detector não chega a zero antes de iniciar outro pulso. Mas, comparando esses resultados com a análise obtida tendo como carga o resistor podemos inferir que este comportamento está relacionado provavelmente com o tempo de resposta do diodo laser. Além disso, observou-se que para frequências acima de 10 kHz o dispositivo não responde.

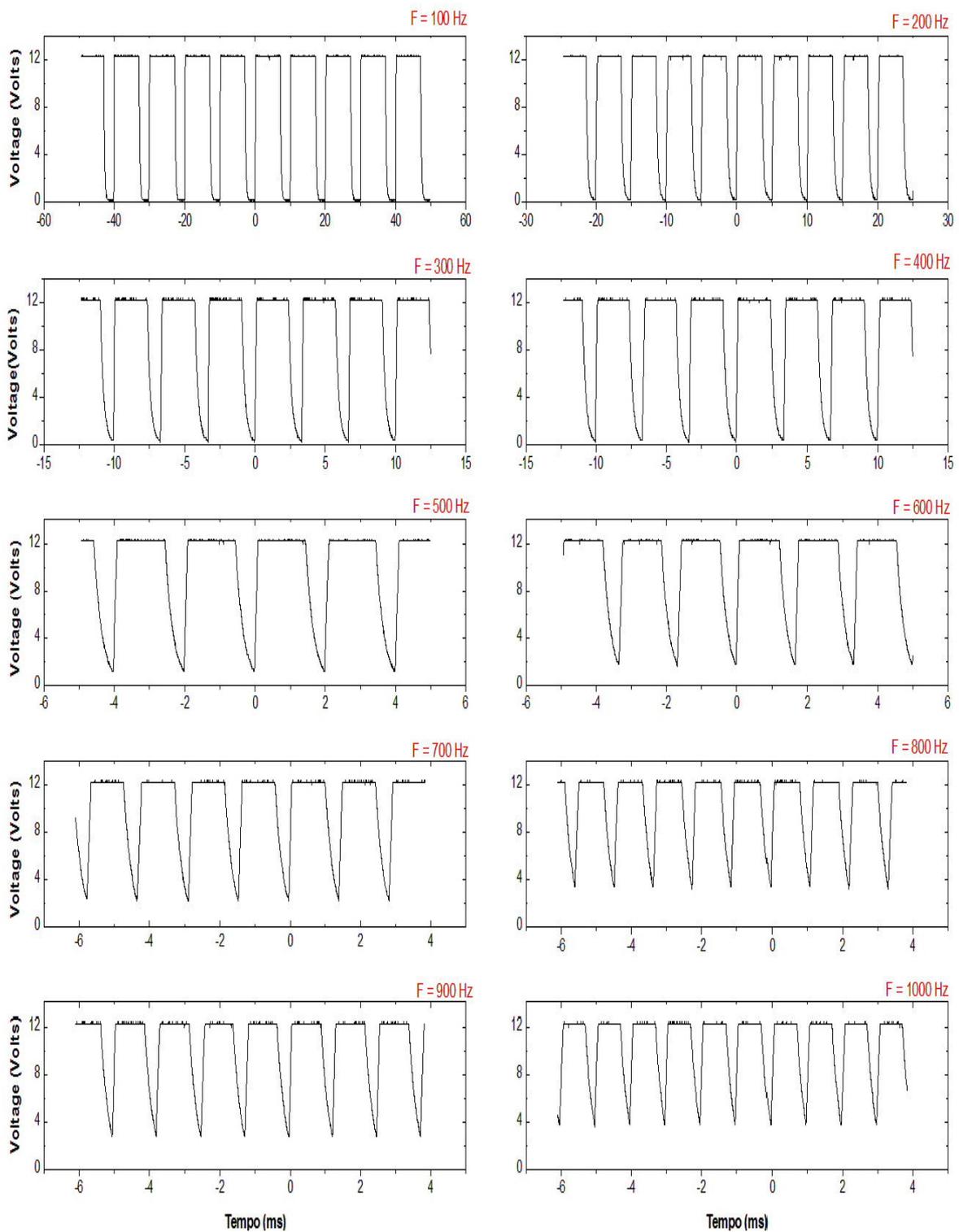


Figura 3.33 – Resposta em regime pulsado na faixa de 100 Hz a 1kHz para o diodo laser.

Finalmente, como última análise aos resultados considerando o diodo laser em modo pulsado com uma frequência de 1 kHz usando o detector PM100 serão apresentados. Neste caso, o

detector faz uma média da potência luminosa. As figuras 3.34 e 3.35 e as tabelas 3.13 e 3.14 mostram os resultados elétricos e óticos obtidos desta análise.

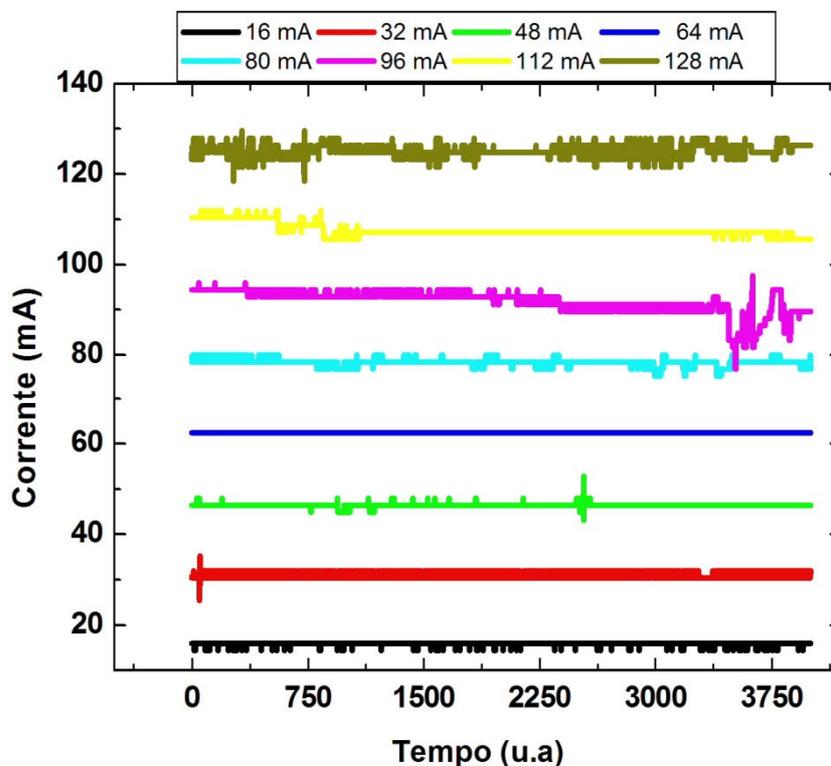


Figura 3.34 – Resposta elétrica em regime pulsado para o diodo laser em 1 kHz.

Corrente em modo pulsado					
I (mA)	Constantes PID	Media	Erro	Min	Max
16	Kp=5, Ki=10, Kd=10	14,432	0,22414	14,4	16
32		29,032	0,56371	28,8	30,4
48		44,552	0,57941	43,2	44,8
64		59,012	1,72522	33,6	65,6
80	Kp=20, Ki=10, Kd=10	73,242	1,78365	59,2	81,6
96		88,258	1,0532	83,2	91,2
112		103,946	0,75961	102,4	105,6
128		120,694	1,18259	116,8	124,8

Tabela 3.13 – Resultados estatísticos da caracterização elétrica do diodo laser em modo pulsado.

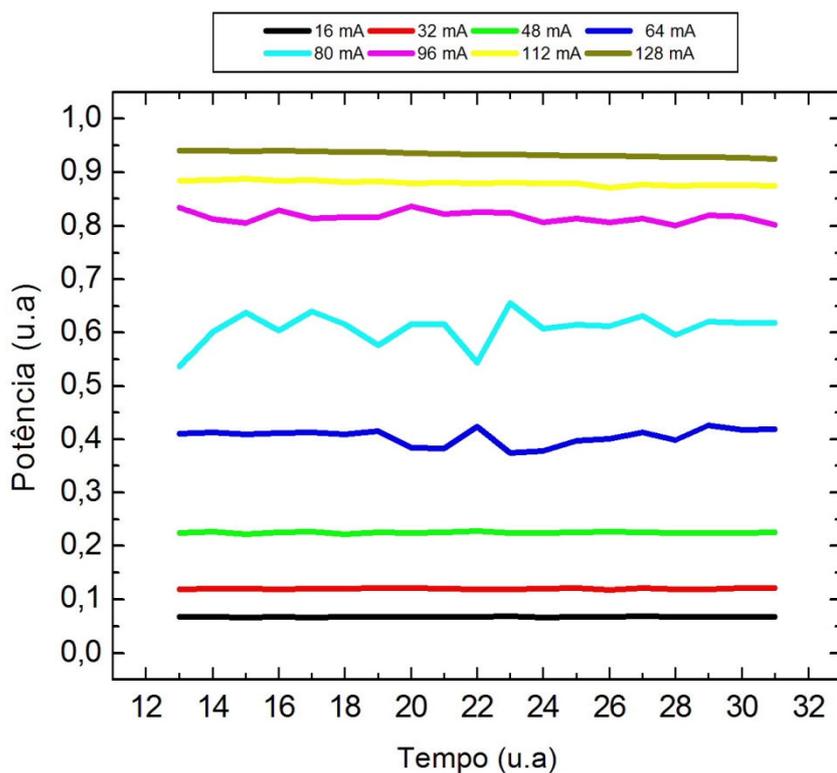


Figura 3.35 – Resposta ótica em regime pulsado para o diodo laser em 1 kHz.

Potência ótica em modo pulsado					
I (mA)	Constantes PID	Média	Erro	Min	Max
16	Kp=5, Ki=10, Kd=10	0,06823	4,56653E-4	0,06735	0,06917
32		0,11986	9,52051E-4	0,11797	0,12151
48		0,22466	0,00158	0,22155	0,22759
64		0,40791	0,01242	0,37529	0,42603
80	Kp=20, Ki=10, Kd=10	0,61463	0,03095	0,53709	0,67331
96		0,82265	0,01189	0,80123	0,85286
112		0,88356	0,00614	0,87043	0,89546
128		0,94098	0,01035	0,92509	0,96049

Tabela 3.14 – Resultados estatísticos da caracterização ótica do diodo laser em modo pulsado.

Apresentamos também a curva da potência média em função da corrente em modo contínuo e pulsado, conforme mostra a figura 3.36.

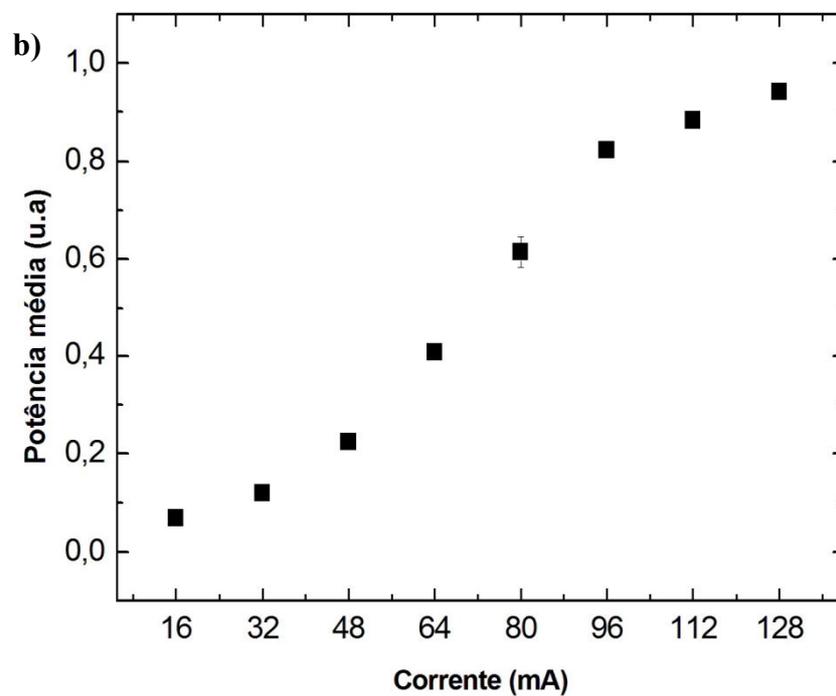
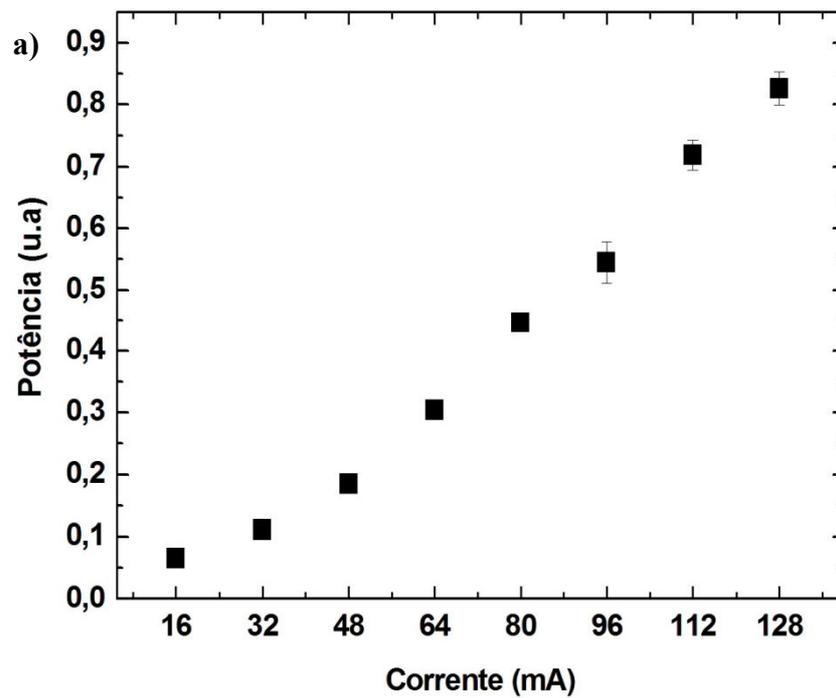


Figura 3.36 – Resultado da curva potência ótica em função da corrente em modo contínuo (a) e pulsado (b).

Conforme sugere o *datasheet* do diodo laser, a potência ótica em modo pulsado é maior se comparado à obtido em modo contínuo, corroborando assim para o resultado verificado na figura 3.35, na qual para a corrente de 80 mA a potência em modo contínuo é de 0,45, enquanto que no modo pulsado é 0,60 em unidades normalizadas. Essa condição é observada em todos os outros pontos se compararem ambas as curvas.

CAPÍTULO 4

PROTÓTIPO FINAL

Neste capítulo será apresentado o protótipo final obtido como resultado deste projeto de pesquisa além do desenvolvimento de uma interface de software mais amigável para o usuário, as correções realizadas na placa de circuito impresso presentes no capítulo anterior, além de um invólucro para o circuito eletrônico.

1. Hardware

Na versão final da PCI foram corrigidos os erros presentes na primeira versão como trilhas faltantes e ligações inadequadas. Além disso, foi adicionado um conector de saída de referência, que pode ser utilizado pelo detector de diodo laser em conjunto com o lock-in. A figura 4.1 mostra a PCI corrigida.

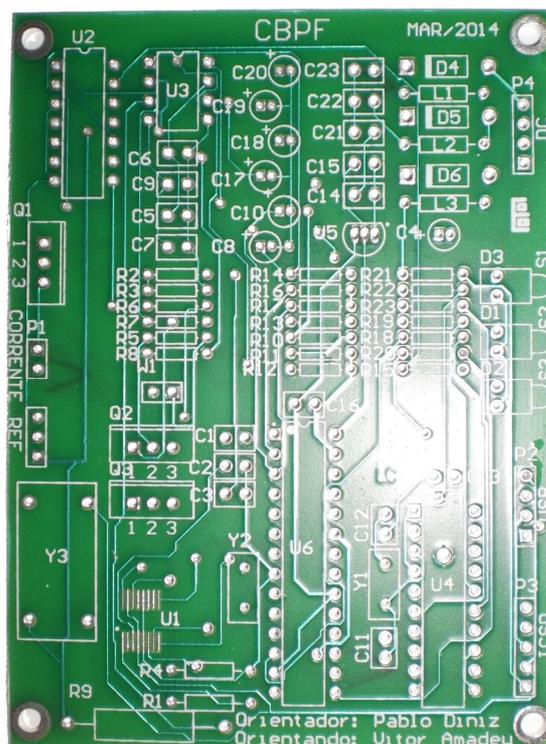


Figura 4.1 - Placa de circuito impresso na versão 2.0, com as devidas correções da 1º versão.

Nesta versão, os capacitores eletrolíticos ficaram mais afastados permitindo uma melhoria no processo de montagem e o conector de referência fornece um sinal digital e analógico de acordo com a frequência ajustada no DDS. A figura 4.2 mostra os passos para montagem a partir da PCI, até que a placa esteja montada com todos os componentes.

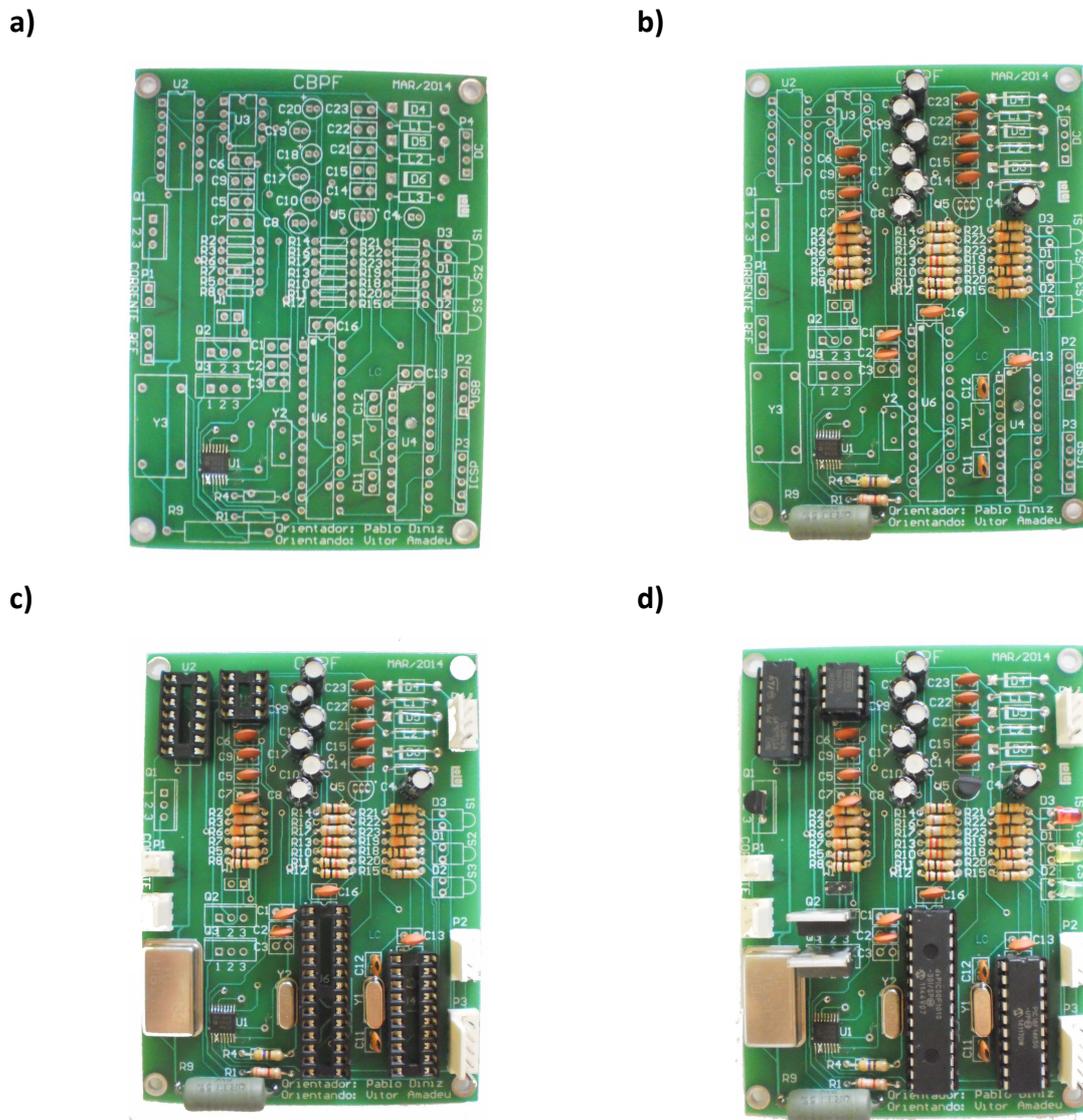


Figura 4.2 - Passos para a montagem da placa. Em (a), a montagem do único componente SMD, nesse caso o DDS. Na figura (b), todos os resistores e capacitores estão montados. Em (c) os soquetes, cristal e conectores foram montados. Finalmente em (d), o resultado final com os MOSFETs, dsPIC e PIC18F fixados na placa.

Em (a) a prioridade inicial foi montar o componente SMD, nesse caso o DDS AD9835. No passo (b), todos os resistores e capacitores foram montados até que posteriormente os soquetes, conectores e cristal tenham sido alocados na placa em (c). O passo final da montagem (d) foi fixar o dsPIC e PIC18F14K50 na placa. A localização dos componentes

nesta versão permaneceu a mesma da versão 1.0. O circuito impresso da fonte de alimentação também foi elaborado. A figura 4.3 mostra o resultado obtido com a PCI já montada.

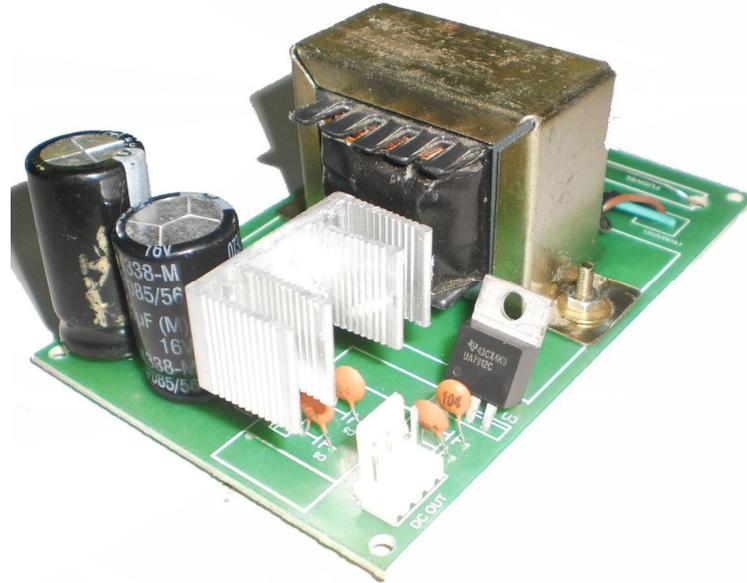
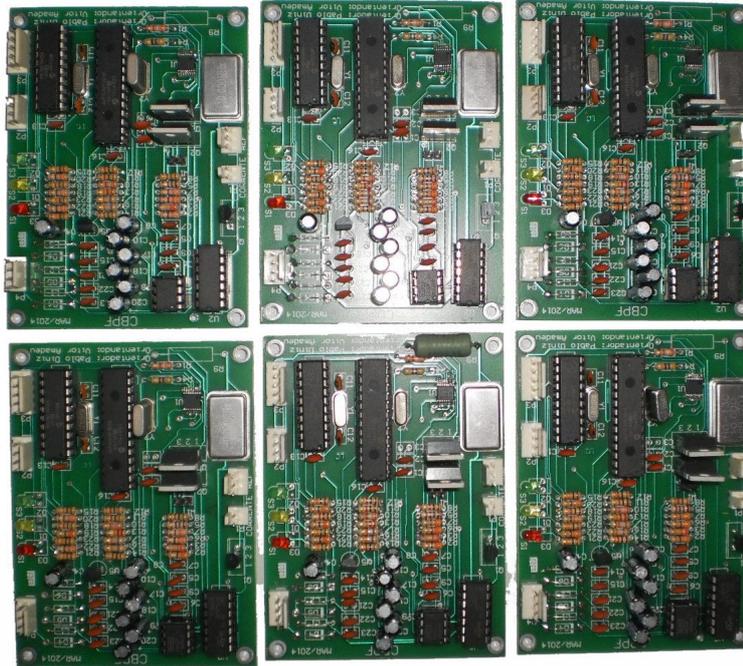


Figura 4.3 - Fonte de alimentação montada com as saídas de +12V, -12V, +5V e GND.

Esta fonte foi projetada para fornecer as tensões de +12V, -12V, +5V e GND dispondo a placa fonte de corrente com potência de até 5W. A entrada de alimentação pode ser de 127VAC ou 220VAC e contém um fusível para a proteção. Foram montadas 6 placas de cada modelo, com o objetivo de colocar o projeto em teste por outros grupos de pesquisa que desenvolvam trabalhos desta natureza. A figura 4.4 mostra a fonte de alimentação e o módulo eletrônico durante o processo de montagem.

a)



b)



Figura 4.4 - Em (a) as 6 placas da fonte de corrente montadas e em (b) as 6 fontes de tensão.

Para proteger a placa e datá-la de uma aparência de produto comercializável, foi utilizada uma caixa plástica modelo PATOLA com dois conectores, sendo um DB9 e outro RCA, a partir dos quais é possível ter acesso à interface digital e analógica do protótipo. No conector DB9 estão presentes os pinos de alimentação e comunicação USB, enquanto que no RCA a saída da fonte de corrente. A figura 4.5 mostra o aspecto final de hardware do projeto. O conector RCA fornece a corrente à carga e o pino central é o positivo enquanto que o externo o negativo.



Figura 4.5 - Aspecto final do protótipo.

A disposição dos pinos do conector DB9 está presente na tabela 4.1.

Pino	Função
1	+12V
2	-12V
3	+5V
4,5,8,9	GND
6	D+ USB
7	D- USB

Tabela 4.1 - Disposição dos pinos no DB9

2. Software

A nova interface de software proposta facilita o controle do diodo laser apresentando um visual mais simples e intuitivo, suficiente para a parametrização de corrente e tempo de amostragem da carga. A figura 4.6 mostra a nova interface projetada, oriunda da interface da figura 2.19.



Figura 4.6 - Nova interface do software.

No campo “Carga” é possível escolher qual a carga conectada à fonte de corrente: o diodo laser, LED ou Resistor. Através do botão “Avançado”, é possível configurar as constantes PID de todas as cargas. A figura 4.7 mostra os ajustes de constantes para o diodo laser. Através das caixas de texto apresentadas é possível alterar o valor de k_p , k_i e k_d para cada faixa de corrente de todas as cargas caracterizadas neste projeto, e para salvá-las, basta pressionar o botão “Atualizar”. Ao clicar no botão “Default”, os valores utilizados como referência no laboratório são novamente carregados, permitindo ao usuário retornar ao estado inicial do projeto.

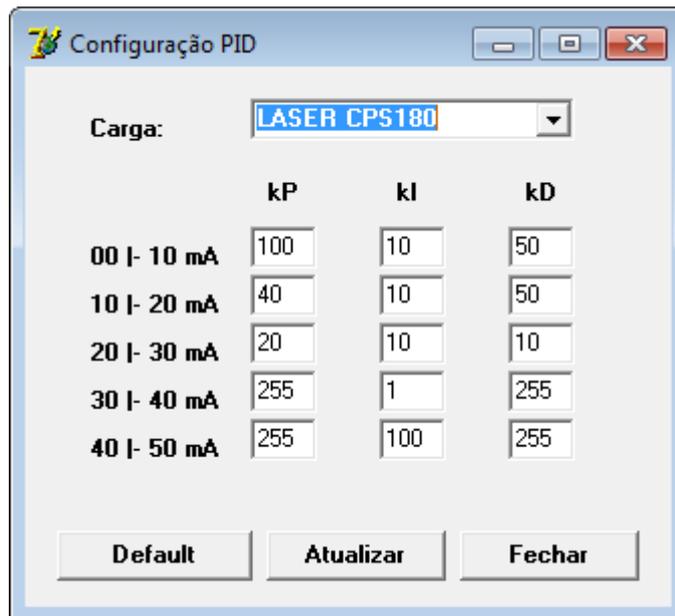


Figura 4.7 - Configuração avançada das constantes PID.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO

Nesta primeira etapa do projeto, uma das partes que compõem o interferômetro foi implementada, neste caso, a fonte de corrente pulsada programável para o diodo laser. Porém para se chegar ao objeto em estudo faltam outras partes como a recepção do diodo laser, mesa XY e o software de tratamento de imagens. O interferômetro é um equipamento que possui grande utilidade em laboratórios que fazem uso de microscopia e até o momento não há tecnologia nacional que atenda esta demanda. Através desta etapa do projeto, espera-se que essa carência seja sanada, já que tal recurso estará disponível a nível nacional, suprimindo a necessidade de laboratórios que dependam hoje de importação de instrumentos, peças e componentes para se equiparem.

O objetivo inicial deste projeto foi o desenvolvimento de uma fonte de corrente pulsada para um diodo laser. Acredita-se que o objetivo tenha sido alcançado. Neste sentido apresentou-se o projeto de circuito eletrônico tendo como princípio o controle de um diodo laser. O projeto foi desenvolvido tendo como ponto central DSC dsPIC30F2020 fabricado pela empresa Microchip e este projeto possui comunicação USB. Foram desenvolvidos programas tanto para o microcontrolador como para o computador pessoal. Os esquemas elétricos assim como os layouts apresentados nesta dissertação foram desenvolvidos no Altium Designer. O programa desenvolvido para o DSC foi feito no compilador C30 e programa para PC em Delphi 7.

Como trabalho futuro, propõe-se a alimentação da placa apenas pela porta USB, onde conversores de corrente contínua, projetados na própria fonte de corrente, possam gerar tensões que hoje são fornecidas por uma fonte de tensão externa, haja vista que a corrente consumida pelo circuito em si é menor que 500 mA.

Outra melhoria a ser implementada é o controle do ciclo ativo, hoje fixado em 50%. No entanto, controlando-se a tensão de referência do conjunto de comparadores, é possível o

controle *on-line* deste parâmetro de acordo com a carga em testes. A implementação de um *auto-tuning* para o controle PID tornaria a utilização do projeto mais genérico de acordo com a carga, evitando assim o ajuste manual das constantes PID por parte do usuário do sistema. Outra hipótese é testar o controlador Fuzzy e verificar até que ponto este algoritmo pode ter melhor resposta de funcionamento frente ao PID. Permitir o controle da placa fonte de corrente através de um display com tela de toque também é um caminho possível, pois facilita a utilização em campo do projeto de pesquisa.

Finalmente, sugere-se a caracterização com outros tipos de diodos laser que possuam uma resposta em frequência maior. Espera-se que outras pesquisas se iniciem a partir dos resultados apresentados neste projeto como sua utilização na área ótica, já que o driver desenvolvido é genérico, podendo ser empregado em outras aplicações (como magnetismo ou outras de acordo com a necessidade).

REFERÊNCIAS

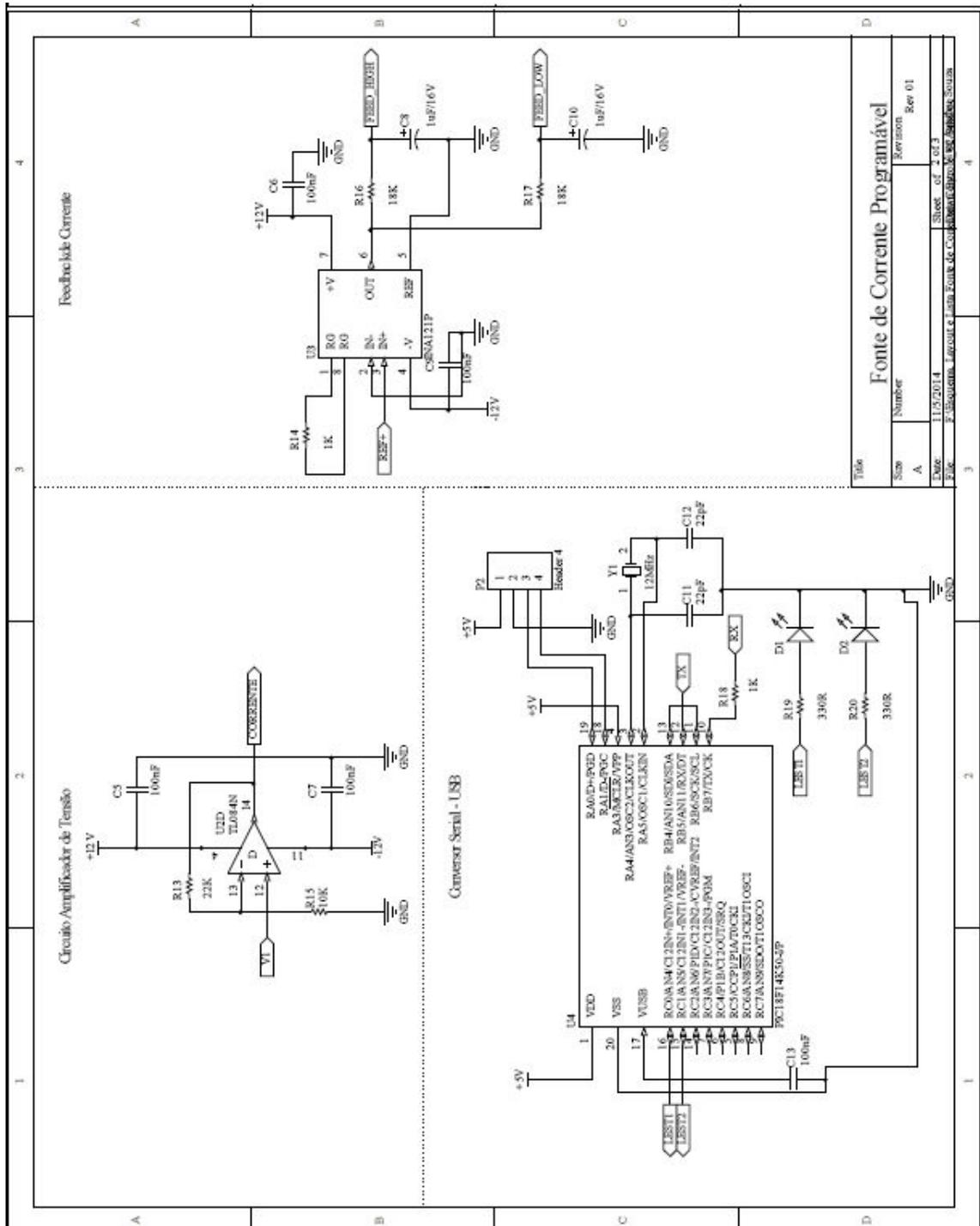
- [01] CAPES. **Qual é a diferença entre o mestrado acadêmico e o mestrado profissional?**. Disponível em: < <http://www.capes.gov.br/duvidas-frequentes/62-pos-graduacao/2376-qual-e-a-diferenca-entre-o-mestrado-academico-e-o-mestrado-profissional?format=pdf>>. Acesso em 20 jul. 2014.
- [02] J. V. Knuuttila, P. T. Tikka, and M. M. Salomaa, **Scanning Michleson interferometer for imaging surface acoustic wave fields**, Optics Letters, Vol. 25, No. 9. Pp 613-615, May 2000.
- [03] Otto S. Wolfbeis, **Fiber-Optic Chemical Sensors and Biosensors**, Anal. Chem, 2008, 80, 4269-4283.
- [04] Guillermo Orellana and David Haigh, **New Trends in Fiber-Optic Chemical and Biological Sensors**, Current Analytical Chemistry, 2008, 4, 273-295.
- [05] V. Oliveira, N. I. Polushkin, O. Conde, R. Vilar, **Laser surface patterning using a Michelson interferometer and femtosecond laser radiation**, Optics & Laser Technology 44 (2012) 2072-2075.
- [06] Byeong Ha Lee, Young Ho Kim, Kwan Seob Park, Joo Beom Eom, Myoung Jim Kim, Byung Sup Rho and Hae Young Choi, **Interferometric Fiber Optic Sensors** 2012, 12, 2467-2486.
- [07] Satya R. Kachiraju, Don A. Gregory, **Determining the refractive index of liquids using a modified Michelson interferometer**, Optics & Laser Technology 44 (2012) 2361-2365.
- [08] Hongyun Meng, Wei Shen, Guanbin Zhang, Xiaowei Wu, Wei Wang, Chunhua Tan, Xuguang Huang, **Michelson interferometer-based fiber-optic sensing of liquid refractive index**, Sensor and Actuators B 160 (2011) 720-723.
- [09] Fang Xie, Junyu Ren, Zhimin Chen, **Design and analysis of a highly stabilised optical fiber Michelson interferometer measurement system**, Sensors and Actuators A 152 (2009) 176-181.
- [10] A. C. Oliveira, F. M. M. Yasuoka, J. B. Santos, L. A. V. Carvalho, and J. C. Castro, **Low-coherence lock in interferometer for ophthalmology**, Review of Scientific Instruments, 69, 1877 (1988).
- [11] Matthew S. Taubman, **Low noise high performance current controller for quantum cascade lasers**, Review of Scientific Instruments 82, 064704 (2011).
- [12] K.G. Libbrecht and J. L. Hall, **A lownoise highspped diode laser current controller**, Review of Scientific Instruments 82, 064704 (2011).
- [13] K.G. Libbrecht and J. L. Hall, **Precision Control of Semiconductor Lasers**, Instruments and Experimental Techniques, Vol 43, No 4, 2000, pp 523-536.

- [14] Igor Štambuk, **Development of 10A Current Source for Precise Resistance Measurement Method** – J6 directorate HQ CAF, Zagreb, Croatia (2011).
- [15] Christopher J. Erickson, Marshall Van Zijll, Greg Doerman, and Dallin S. Durfee, **An ultrahigh stability, low noise laser current driver with digital control**, Review of Scientific Instruments 79, 073107 (2008).
- [16] Zhao Tonggang, Hauang Chuanlong, **The design and implementation of high accuracy digital control semiconductor laser constant current source**, (2013) International Conference on Optical Instruments and Technology: Optoelectronic Measurement, Proc. Of SPIE Vol 90460P-1.
- [17] By Doug Hodgson, Kent Noonan, Bill Olsen, and Thad Orosz, **Pulsing a laser diode**, Application Note #11 ILX Lightwave Corporation. **Modulating a laser diode**, Application Note #22 ILX Lightwave Corporation.
- [18] M.S. Abdullah, M.Z.Jamaludin, G.Witjaksono, M.H.H.Mokhtar, **A new design of pulsed laser diode driver system for multistate quantum key distribution**, Optics & Laser Technology, Elsevier 43 (2011) 978-983.
- [19] Lucio Pancheri and David Stoppa, **A Low-Cost Picosecond Laser Module for Time-Resolved Optical Sensing Applications**, IEEE SENSORS JOURNAL, Vol. 11, No. 6, June 2011]
- [20] Daylin L. Troxel, Christopher J. Erickson, and Dallin S. Durfee, **Updates to an ultra-low noise laser current driver**, AIP, Rev. Sci. Instrum. 82, 096101 (2011).
- [21] Xiaoyi Wang, **Sensitive digital lockin amplifier using a personal computer**, Review of Scientific Instruments 61, (7) July 1990.
- [22] Richard Wolfson, **The lock-in amplifier: A student experiment**, American Journal Physics, Vol 59, No 6 June 1991.
- [23] R. Alonso, F. Villuendas, J. Borja, L. A. Barragan and I Salinas, **Low-cost, digital lock-in module with external reference for coating glass transmission/reflexion spectrophotometer**, Meas. Sci. Technol. 14 (2003) 551-557.
- [24] Mohammad-Hossein Sorouraddin, Ali Rostami, Masoud Saadati, **A simple and portable multi-colour light emitting diode based photocolourimeter for the analysis of mixtures of five common food dyes** – Food Chemistry, Elsevier (2011).
- [25] Adriana M. Maiaa, André Rolim Babya, Wilson J. Yasaka, Eunice Suenaga, Telma M. Kaneko, Maria Valéria R. Velasco, **Validation of HPLC stability-indicating method for Vitamin C in semisolid pharmaceutical/cosmetic preparations with glutathione and sodium metabisulfite, as antioxidants**, Talanta 71 (2007) 639–643.
- [26] Heinz van der Broeckl, Georg Sauerlander, Matthias Wendt, **Power driver topologies and control schemes for LEDs** – 1-4244-0714-1/07 2007 IEEE.

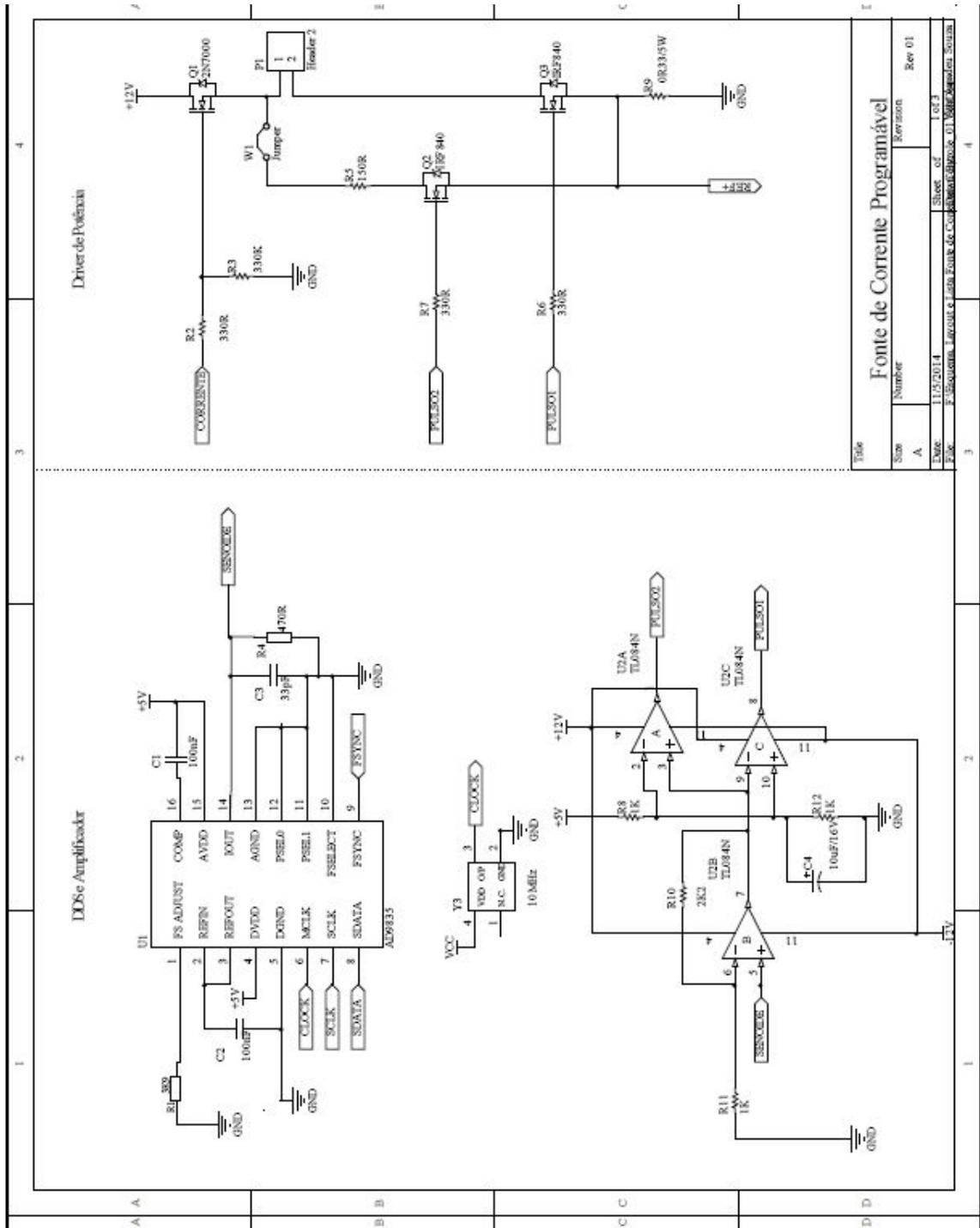
- [27] Heinz van der Broeckl, Georg Sauerlander, Matthias Wendt, **Power driver topologies and control schemes for LEDs** 2007 IEEE.
- [28] B. Han, C. Li, N. Wang†, S. Li, Q. He, Z. Li, **250mA High-Precision DC-Current Source for Joule Balance at NIM** – 978-1-4673-0442-9/12 2012 IEEE.
- [29] Chengwei Li, **Design of the Laser Acupuncture Therapeutic Apparatus Based on Fuzzy-PID Control** – 1-4244-1120-3/07/\$25.00 ©2007 IEEE.
- [30] Marc T. Thompson; Martin F. Schlecht, **High Power Laser Diode Driver Based on Power Converter Technology** - IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 12, NO. 1, JANUARY 1997
- [31] MALZAHN, Uwe. **Controle de diodos laser**. Tradução: William Salomão, IC-BR Microelectronics, 2011.
- [32] 2N7000 / 2N7002 / NDS7002A. **N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor**. Fairchild Semiconductor, 1995.
- [33] INA121 Datasheet. **FET-Input, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER**. Burr-Brown, 1998.
- [34] MPLAB 8.50. **Integrated Development Environment MPLAB**. Microchip Technology, 2010.
- [35] C30. **C30 Compiler V 3.40**. Microchip Technology, 2010.
- [36] Getting Started with PCB Design. **Tutorial TU0117 (v2.3)**. Altium Designer, 2008.
- [37] Delphi 7. **Integrated Development Environment Delphi 7**. Embarcadero, 2002.
- [38] David M. Alter. **Using PWM Output as a Digital-to-analog Converter on a TMS320C240 DSP**. Texas Instruments, 1998.
- [39] JÚNIOR, Antônio Pereira. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 6º Edição. São Paulo: Érica, 2010.
- [40] TL084 Datasheet. **TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers**. Texas Instruments, 2014.
- [41] MCP1525/41, **2,5V and 4.096V Voltage References**, Microchip Technology, 2005
- [42] PIC18F/LF1XK50 Data Sheet. **20-Pin USB Flash Microcontrollers with nanoWatt XLP Technology**. Microchip Technology, 2010.
- [43] USB Framework for PIC18, PIC24 & PIC32. **USB Stack for 8-bit & 16-bit is part of the Microchip Applications Library**. Microchip Technology, 2014.
- [44] USB 2.0. **Universal Serial Bus Revision 2.0 specification**. USB Organization, 2001.

- [45] SPI. **Overview and Use of the PICmicro Serial Peripheral Interface**. Microchip Technology, 2011.
- [46] Vitor Amadeu. **Comunicação SPI com PIC**. Clube de Autores, 2012.
- [47] Genildo Nonato Santos, Pablo Diniz Batista. **Caracterização de um dispositivo sintetizador digital de sinais (DDS) como um gerador de sinais**, CBPF, 2011.
- [48] LM340/LM78XX Series, **3-Terminal Positive Regulators**, National Semiconductor Corporation, 2001.
- [49] LM79XX Series, **3-Terminal Negative Regulators**, National Semiconductor Corporation, 2001.
- [50] Ângelo Moura Guimarães. **Algoritmos e Estrutura de Dados**. 50ª Edição. São Paulo: LTC, 1994.
- [51] Fábio Pereira. **PIC18 Detalhado**. 1ª Edição. São Paulo: Érica, 2009.
- [52] Fábio Pereira. **PIC: Técnicas Avançadas**. 1ª Edição. São Paulo: Érica, 2002.
- [53] Katsuhiko Ogata. **Engenharia de Controle Moderno**, 5ª Edição. Pearson (2010).
- [54] Richard C. Dorf. **Sistemas de Controle Moderno**, 11ª Edição. Prentice Hall (2008).
- [55] Farid Golnarachi; Benjamin C. Kuo. **Sistemas de Controle Automático**, 1ª Edição. LTC (2012).
- [56] DIAS, Adilson de Souza. **Delphi: Para todas as versões**. 1ª Edição. Rio de Janeiro: Ciência Moderna, 1ª Edição, 1999.
- [57] KIMMEL, Paul. **Desenvolvendo Aplicações em Delphi 6**. 1ª Edição. Rio de Janeiro: Ciência Moderna, 2001.
- [58] LOBO, Rodrigo. **Delphi 5: Dicas e Truques**. 1ª Edição. São Paulo: Relativa, 2000.
- [59] MECENAS, Ivan. **Delphi 6: Desenvolvendo Projetos**. 1ª Edição. São Paulo: Alta Books, 2001.
- [60] Marcelo Leão. **Delphi 7 – Curso Completo**, 1ª Edição. Axcel (2003).
- [61] S120C. **Compact Photodiode Power Head with Silicon Detector**. Thorlabs Instrumentation, 2013.
- [62] Laser Diode Controller. **LDC200C Series Operation Manual**. Thorlabs Instrumentation, 2014.
- [63] ECET-462. **Application of Computers in Process Control**. Purdue University, 2008.

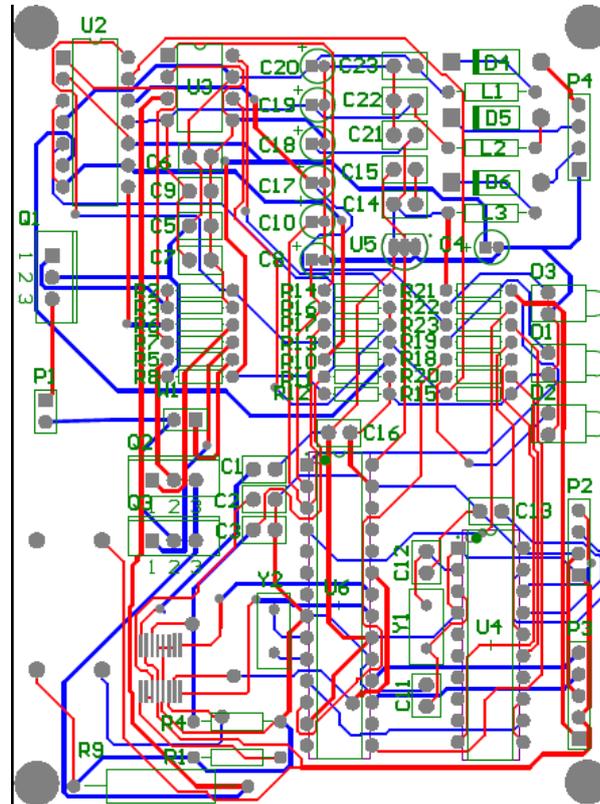
ANEXO 2 B – ESQUEMA DA FONTE DE CORRENTE



ANEXO 2 C – ESQUEMA DA FONTE DE CORRENTE



ANEXO 3 – LAYOUT DA FONTE DE CORRENTE



ANEXO 4

LISTA DE MATERIAL DA FONTE DE CORRENTE

Quantidade	Descrição	Referência	Unitário (R\$)	Total (R\$)
16	Capacitor 100 nF cerâmico	C1, C2, C3, C5, C6, C7, C9, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C21, C22, C23	0,20	3,20
7	Capacitor 10 uF/16 V eletrolítico	C4, C8, C10, C17, C18, C19, C20	0,50	3,50
3	Led 3 mm vermelho	D1, D2, D3	0,50	1,50
1	Receptáculo USB tipo B	P3	3,00	3,00
3	Diodo 1N4007	D4, D5, D6	0,20	0,60
1	Conector MOLEX 2 vias 5045	P1	0,50	0,50
1	Conector MOLEX 5 vias 5045	P3	0,50	0,50
2	Conector MOLEX 4 vias 5045	P2, P4	0,50	1,00
1	MOSFET 2N7000	Q1	0,50*	0,50
2	MOSFET IRF540	Q2, Q3	7,00*	14,00
2	Resistor 1 k \square ¼ W	R14, R18	0,30	0,60
2	Resistor 10 k \square ¼ W	R21, R23	0,30	0,60
2	Resistor 18 k \square ¼ W	R16, R17	0,30	0,60
1	Resistor 330 k \square ¼ W	R3	0,30	0,30
1	Resistor 150 \square 1 W	R5	3,00	3,00
6	Resistor 330 \square ¼ W	R2, R6, R7, R19, R20, R22	0,30	1,80
1	Resistor 0,33 \square 5 W	R9	5,00	5,00
1	AD9835	U1	50,00*	50,00
1	TL084	U2	1,00*	1,00
1	INA121	U3	21,00*	21,00
1	PIC18F14K50 I/P	U4	14,00*	14,00
1	MCP1541 I/TO	U5	2,50*	2,50
1	dsPIC30F2020 I/P	U6	26,00*	26,00
1	Cristal 12 MHz	Y2	2,00	2,00
1	Cristal 10 MHz	Y2	2,00	2,00
1	Fabricação de PCI		120,00	120,00
Total:				278,70

***Fornecedor: Farnell**

**** Orçamento realizado em Maio/2014**

ANEXO 5

FIRMWARE DE CONTROLE

```

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      */

#include <P30f2020.h>
#include <uart.h>
#include <string.h>
#include <math.h>

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      */

int kp          = 0;
int ki          = 0;
int kd          = 0;
const float F_ERRO = 0.25;
const long LOOPS_PID = 1;
#define OFFSET 0
#define LEITURAS 1
int setpoint = 0;
float erromedio = 0;
float ultimoerro = 0;

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      */

_FOSCSEL(PRIOSSEL_PLL);
_FOSC(CSW_FSCM_ON & HS);
_FWDT(FWDTEN_OFF);
_FGS(CODE_PROT_OFF);
_FPOR(PWRT_128)

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      */

#define LED1          PORTBbits.RB2
#define SDATA         PORTEbits.RE5
#define FSYNC        PORTEbits.RE4
#define SCLK         PORTEbits.RE3

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      */

unsigned char faz_controle=0,faz_controle1=0,trata_comando=0;
unsigned char corrente_p,tempo_p,tipo_p;
unsigned int valor_pwm=0,vcontrole=0;valor_corrente,maximo=0,minimo=0,valor_ad=0,fast=0;
unsigned char indice=0;
unsigned char buffer[]={0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
unsigned long timeout=0;
unsigned long freq=0;

```



```

        erromedio=0;
        setpoint=corrente_p;
        faz_controle=1;
        faz_controle1=1;
        cont_pid=0;
        contadorN=1;
        u_b=0;
        break;
    case 'F':
        corrente_p=buffer[1];
        kp=buffer[2];
        ki=buffer[3];
        kd=buffer[4];
        setpoint=corrente_p;
        faz_controle=1;
        faz_controle1=1;
        break;
    case 'B':
        tempo_p=buffer[2];
        Rampa_Descida(corrente_p,tempo_p,tipo_p);
        faz_controle=0;
        break;
    case 'D':
        faz_controle1=0;
        break;
    case 'E':
        faz_controle1=1;
        break;
    }
    LED1=0;
}

    timeout++;
    if(timeout>1000000)
    {
        timeout=0;
        indice=0;
    }
}while(1);
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

float retorna_corrente_ma(void)
{
    return((valor_ad/1023.0)*150.0);
}

void Controle_PID(void)
{
    float erro, curr;
    float vkp,vki,vkd;

    le_ad();
    if(faz_controle1==0)
    {
        LED1=0;
        return;
    }
}

```

```

LED1 = 1;

contadorN++;
if(contadorN > 1000)
{
    contadorN=1;
    erromedio=0;
}

curr      = (100*retorna_corrente_ma())/setpoint;
erro      = 100- curr ;

vkp       = 0.01 * kp * erro;
erromedio = (erromedio+erro)/contadorN;
vki       = 0.01*ki*erromedio;
vkd       = 0.01*kd*(erro-ultimoerro);

u_t       = vkp+vki+vkd+u_b;

if (u_t > 65535)
    u_t = 65535;
else
{
    if (u_t < 0)
        u_t = 0;
}
u_b = u_t;
OC1RS      = u_t;
ultimoerro = erro;
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *      */

void Envia_Dds(unsigned int dado)
{
    unsigned int aux=0x8000;

    FSYNC=0;
    delay_us(10);

    do
    {
        if(aux & dado)
            SDATA=1;
        else
            SDATA=0;

        delay_us(1);
        SCLK=0;
        delay_us(1);
        SCLK=1;
        delay_us(1);
        aux=aux>>1;
    }
    while(aux);

    FSYNC=1;
    SDATA=1;
    SCLK=1;
}

```

```

void Set_Dds(unsigned long dado)
{
    Envia_Dds(0xF800);
    Envia_Dds(0x3300 | ((dado>>24)&0xFF));
    Envia_Dds(0x2200 | ((dado>>16)&0xFF));
    Envia_Dds(0x3100 | ((dado>>8)&0xFF));
    Envia_Dds(0x2000 | (dado&0xFF));
    Envia_Dds(0xC000);
}

void Init_Dds(void)
{
    FSYNC=1;
    SCLK=1;
    SDATA=1;

    TRISEbits.TRISE3=0;
    TRISEbits.TRISE4=0;
    TRISEbits.TRISE5=0;
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

void __attribute__((__interrupt__)) _U1RXInterrupt(void)
{
    Trata_rs232();
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

void Trata_rs232(void)
{
    buffer[indice]=U1RXREG;
    IFS0bits.U1RXIF=0;
    indice++;
    timeout=0;

    if(indice==6)
    {
        indice=0;

        if (buffer[5]==10)
        {
            if(buffer[0]=='C')
            {
                putcUART1(valor_ad>>8);
                putcUART1(valor_ad);
                putcUART1(13);
                putcUART1(10);
            }
            else
                trata_comando=1;
        }
    }
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

```

```

void le_ad(void)
{
    unsigned int media_ad=0;
    char contador;

    for(contador=1;contador<=LEITURAS;contador++)
    {
        while(!IFS0bits.ADIF);
        IFS0bits.ADIF=0;
        ADSTATbits.PORDY = 0;
        media_ad=media_ad+ADCBUF1;
    }

    media_ad=(media_ad/LEITURAS)+OFFSET;
    valor_ad=media_ad;
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

void Rampa_Descida(unsigned char corrente, unsigned char tempo, unsigned char tipo)
{
    valor_pwm=(int)u_t;

    while(valor_pwm)
    {
        Set_Pwm(valor_pwm);
        if(valor_pwm>=40)
            valor_pwm=valor_pwm-40;
        else
            valor_pwm--;
        delay_ms(1);
        le_ad();
    }

    valor_pwm=0;
    valor_ad=0;
    Set_Pwm(0);
    faz_controle=0;
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

void delay_ms(unsigned int tempo)
{
    PR1=20000;
    T1CON=0b10000000000000000;

    if (!tempo) return;
    do
    {
        while(!IFS0bits.T1IF);
        IFS0bits.T1IF=0;
        tempo--;
    }while(tempo!=0);
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      *
 *      *      *      *      *      *      *      *      */

void delay_us(unsigned int tempo)

```

```

{
PR1=5;
T1CON=0b1000000000000000;

if (!tempo) return;

do
{
    while(!IFS0bits.T1IF);
    IFS0bits.T1IF=0;
    tempo--;
}while(tempo!=0);
}

/*      *      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *      */

```


ANEXO 7

LISTA DE MATERIAL DA FONTE DE TENSÃO

Quantidade	Descrição	Referência	Unitário (R\$)	Total (R\$)
1	Conector 2 vias	P1	2,00	2,00
1	Chave on-off	SW1	5,00	5,00
1	Suporte de fusível com fusível 0,5 A	F1	5,00	5,00
1	Transformador 127V/12+12V 0,5 A	T1	20,00	20,00
4	Diodo 1N4007	D1, D2, D3, D4	0,50	2,00
2	Capacitor 1000 uF/25V	C1,C2	5,00	10,00
5	Capacitor cerâmico 104	C3, C4, C5, C6, C7	0,50	2,50
1	Regulador 7818	U1	2,00	2,00
1	Regulador 7805	U3	2,00	2,00
1	Regulador 7912	U2	2,00	2,00
1	Conector MOLEX 5045 4 vias	P2	2,00	2,00
1	Fabricação de PCI		30,00	30,00
Total:				84,50

*** Orçamento realizado em Maio/2014**