

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Eduardo Schoenknecht

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA COM O USO DE LASER

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA COM O USO DE LASER

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Eric Ericson Fabris

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

EDUARDO SCHOENKNECHT

MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA COM O USO DE LASER

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Eric Ericson Fabris, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Eric Ericson Fabris, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Marcelo Soares Lubaszewski, UFRGS

Doutor pelo Institut National Polytechnique – Grenoble, França

Prof. Dr. Cláudio Walter, UFRGS

Doutor pelo Institut National Polytechnique – Grenoble, França

Porto Alegre, julho de 2010.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, pela dedicação e apoio em todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço aos meus pais, pela educação, amor, suporte emocional e financeiro, bem como às minhas duas irmãs, pelo companheirismo e pelos exemplos de sucesso conquistado com esforço e determinação.

Aos colegas e amigos agradeço pelos ótimos momentos de convivência e estudo, trabalho em equipe, compartilhamento de conhecimentos, métodos de estudo, e pelos momentos de descontração.

Sou grato a Falker Automação Agrícola pelas oportunidades de estágio e emprego, e pelas ricas experiências que me foram proporcionadas durante o período de minha graduação.

Agradeço a Toth Tecnologia por ter me acolhido em seu time de engenheiros, onde contribuirei no desenvolvimento de equipamentos com tecnologia de ponta para nobres aplicações.

Aos professores, que muitas vezes abdicam da popularidade entre os alunos em prol da exigência, só tenho a agradecer, em especial ao legado de excelência conquistado pelo curso na sociedade e mercado de trabalho.

Ao professor Eric Ericson Fabris agradeço pelas ótimas aulas e pelo apoio dado durante a execução deste trabalho.

À universidade e aos funcionários agradeço pela infraestrutura organizada e funcional disponibilizada durante todo o curso, assim como aos contribuintes, que proporcionam os recursos financeiros necessários para o funcionamento da instituição.

RESUMO

Este documento descreve um estudo sobre o funcionamento e aplicações do método de medição que faz uso de pulsos de laser para determinar a distância entre um dispositivo de medição e um obstáculo no qual o laser foi direcionado. Através da quantização do tempo de voo de um pulso de laser que é emitido por um diodo laser, viaja até um obstáculo e é refletido de volta para o equipamento, é possível de se determinar a distância que separa o equipamento do obstáculo. Um elemento crucial em um sistema de medição distâncias que usa laser é o conversor tempo-digital, ele serve para cronometrar o tempo de voo do pulso de laser, que é da ordem de nanosegundos. Um conversor tempo-digital foi concebido em FPGA, e sua arquitetura e desempenho também são apresentados.

Palavras-chaves:.. Distância, Laser, TDC, FPGA, Eletrônica, Instrumentação.

ABSTRACT

This document describes a study of laser range finders, equipments that makes use of laser pulses to determine the distance to a pointed obstacle. By measuring the time that it takes to a laser pulse to travel to an obstacle, be reflected, and travel back to the range finder measuring device, the system determines the distance to the pointed obstacle. A crucial element of the system is the time-to-digital converter, or TDC, and its role is to register the time of flight of the laser pulse, witch is the order of nanoseconds. A TDC was designed in a FPGA, and its architecture as well as its performance are also presented.

Keywords: Laser Range Finder, TDC, FPGA, Electronics, Instrumentation.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	12
2 CONTEXTO DO PROJETO.....	13
3 APLICAÇÕES.....	14
4 ANÁLISE DE ALTERNATIVAS E PRINCÍPIOS DE MEDIÇÃO.....	15
5 PESQUISA E ESCOLHA DE COMPONENTES.....	18
5.1 Fotoemissor.....	18
Características Espectrais.....	18
Diretividade.....	19
Diodos Laser.....	20
Diodos de Laser Pulsado.....	21
5.2 Driver para Diodo Laser Pulsado.....	22
5.3 Receptor.....	24
Fotodiodos.....	24
Amplificador de Trans-impedância.....	25
Atenuadores Elétricos.....	26
Descriminador de Sinal.....	27
5.4 Conversores Tempo-Digital (TDC).....	28
5.5 Óptica.....	30
Óptica de Emissão.....	31
Óptica de Recepção.....	32
5.6 Níveis de Potência de Emissão e Segurança.....	33
5.7 Integração de Sistemas.....	35
6 MÉTODOS PROCESSOS E DISPOSITIVOS.....	36
6.1 Emissor de Pulsos Laser.....	36
6.2 Fotorreceptor.....	37
6.3 FPGA – O Núcleo do Sistema.....	39
Cronômetro com Oscilador em Anel.....	40
Cronômetro com Linhas de Propagação Simples.....	45
Cronômetro com Linhas de Propagação Paralelas.....	49
Considerações Sobre o Layout.....	49
Processamento de Dados.....	50
Comunicação.....	50
Software para Depuração.....	51
7 RESULTADOS ALCANÇADOS.....	52
8 PRÓXIMOS PASSOS DO PROJETO.....	55
9 CONCLUSÃO.....	57
10 REFERÊNCIAS.....	58

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1: MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA ATÉ UM SATÉLITE ORBITANDO A LUA USANDO-SE LASER.....	14
FIGURA 2: DILATAÇÃO NO PULSO POR DISPERSÃO NO MATERIAL.....	18
FIGURA 3: MÚLTIPLAS REFLEXÕES CAUSADAS POR FALTA DE DIRETIVIDADE.....	19
FIGURA 4: VOO DO PULSO LASER.....	21
FIGURA 5: ESTRUTURA DE UM LASER SHC DE POÇO QUÂNTICO.....	22
FIGURA 6: DIODO DE LASER PULSADO COMERCIAL.....	22
FIGURA 7: CIRCUITO BÁSICO PARA GERAÇÃO DE PULSOS.....	23
FIGURA 8: SISTEMA COMPLETO DE EMISSÃO DE PULSOS LASER USANDO-SE UM DIODO LASER COM DRIVER INTEGRADO (OSRAM).....	24
FIGURA 9: REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DO ERRO DE CAMINHADA (WALK ERROR).....	27
FIGURA 10: TDC DA ACAM, COM 2 CANAIS, 50PS DE RESOLUÇÃO.....	29
FIGURA 11: AJUSTE DA LARGURA DO FEIXE LASER.....	31
FIGURA 12: DIRETIVIDADE VERTICAL E HORIZONTAL DO DIODO LASER..	32
FIGURA 13: RECEPÇÃO DO FEIXE REFLETIDO.....	33
FIGURA 14: APARÊNCIA E FUNCIONAMENTO DO APARATO ÓPTICO.....	33
FIGURA 15: SUBSISTEMAS DO EQUIPAMENTO.....	35
FIGURA 16: DRIVER DO DIODO LASER PULSADO.....	37
FIGURA 17: CIRCUITO DE RECEPÇÃO DO PULSO LASER.....	38
FIGURA 18: PONTOS DE AÇÃO DOS COMPARADORES.....	38
FIGURA 19: ESQUEMA DO OSCILADOR EM ANEL COM PARTIDA CONTROLADA.....	41
FIGURA 20: SIMULAÇÃO DO CRONOMETRO COM OSCILADOR EM ANEL....	42
FIGURA 21: PRINCÍPIO DE INTERPOLAÇÃO.....	45
FIGURA 22: LINHAS DE PROPAGAÇÃO DE SINAL.....	46
FIGURA 23: SIMULAÇÃO DE LINHA DE PROPAGAÇÃO.....	46
FIGURA 24: SOFTWARE DE DEPURAÇÃO DO TDC.....	51
FIGURA 25: CIRCUITO RC DE DEPURAÇÃO.....	52
FIGURA 26: LINEARIDADE DO TDC.....	53

LISTA DE TABELAS

TABELA 1: ESTADOS DO OSCILADOR EM ANEL.....	43
--	-----------

LISTA DE ABREVIATURAS

DELET: Departamento de Engenharia Elétrica

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

CI: Circuito Integrado

TDC: Time-to-Digital Converter

SPI: Serial Peripheral Interface

FPGA: Field-Programmable Gate Array

SHC: Separated Confinement Heterostructure

Laser: Light amplification by stimulated emission of radiation

Radar: Radio detection and ranging

Lidar: Light detection and ranging

Ladar: Laser detection and ranging

A/D: Analógico para digital

T/A: Tempo para analógico

T/D: Tempo para digital

ASIC: Application specific Integrated Circuit

IEC: International Electrotechnical Commission

AEL: Accessible Emission Limits

UART: Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

LUT: Look Up Table

BGA: Ball Grid Array

TDR: Time Domain Reflectometry

1 INTRODUÇÃO

A medição do tempo que uma onda ecoada por um obstáculo leva para retornar para a sua fonte emissora é um princípio que vem sendo usado a décadas em sonares e radares para se determinar distâncias. Porém ondas de baixas frequências, como as ondas sonoras e de rádio, ao se propagar sofrem difração e tendem atingir múltiplos obstáculos, confundindo os sistemas de recepção de sistemas de medição com múltiplas réplicas e ecos de sinal.

Já a luz, que na física também é tratada como partícula, o fóton, sofre pouca difração. Feixes de luz com alta diretividade, como os do laser, podem ser direcionados para obstáculos específicos que por sua vez irão refletir um único feixe de luz de volta para o equipamento de medição, gerando no mesmo um sinal sem réplicas indesejadas e viabilizando sistemas de medição de distâncias precisos e robustos.

Para medir o tempo de voo da luz, que se propaga a 299.792.458 m/s, é necessário um cronômetro com resolução da ordem de pico-segundos. Com circuitos integrados com frequências de operação da ordem de Gigahertz conseguimos conceber conversores tempo-digital com tais resoluções, seja em chips específicos ou concebidos em FPGAs.

São diversas as aplicações civis, militares e industriais que sistemas de medição de distância a laser possuem. Podendo o dispositivo realizar milhares de medições por segundo, podemos criar sistemas de posicionamento dinâmicos, sistemas automotivos de prevenção à colisões, escanear objetos em três dimensões e até mesmo usar o dispositivo como uma simples trena.

O trabalho contempla o estudo de cada um dos dispositivos que compõem o sistema de medição de distância usando laser, além disso, documenta a concepção e depuração de um conversor tempo-digital em FPGA. A experiência adquirida e documentada durante a execução do projeto contemplam as exigências da disciplina Projeto de Diplomação.

2 CONTEXTO DO PROJETO

O projeto foi executado em quatro meses e contou com recursos financeiros e ferramentas do aluno, além de equipamentos e kits de desenvolvimento pertencentes à Universidade. O aluno foi o único executor do projeto, enquanto consultou e reportou-se ao professor orientador e ao professor da disciplina de Projeto de Diplomação.

No projeto, além das características técnicas e de desempenho, levaram-se em consideração as normas e requisitos de segurança que regulamentam e classificam o nível de irradiação emitida pelo diodo Laser, tendo em vista os perigos a saúde que o equipamento pode proporcionar.

3 APLICAÇÕES

A medição eletrônica de distâncias possui aplicações na definição de posições, dimensões ou movimentação de um objeto. Nas áreas militar e espacial sistemas de medição de distância eletrônicos são usados por mísseis inteligentes, radares, medição de distância até alvos, aviões e satélites, como é mostrado na figura 1. Na área industrial a medição distância é usada no controle de qualidade dos bens produzidos, níveis de líquidos em tanques, medição de posição, velocidade e aceleração de sistemas automatizados, em aplicações envolvendo visão em três dimensões como o reconhecimento de objetos, reconhecimento orientação, cálculo de quantidades e navegação. Na área civil pode-se citar o levantamento geográfico de superfícies e a aplicação mais simples, a trena. Uma das aplicações que mais vem crescendo é a de sistemas de medição de distância em automóveis para auxílio à estacionamento e em sistemas de segurança e frenagem automática que evitam ou amenizam colisões. Podemos citar ainda o escaneamento tridimensional de superfícies, usado no reconhecimento de terrenos, áreas de mineração, sítios arqueológicos, fachadas de edificações e plantas industriais.



Figura 1: Medição de distância até um satélite orbitando a lua usando-se laser

4 ANÁLISE DE ALTERNATIVAS E PRINCÍPIOS DE MEDIÇÃO

A medição de distância eletrônica feita de forma não invasiva, sem aparatos mecânicos pode utilizar ondas ultra-sônicas, eletromagnéticas ou luz em seu princípio de medição. Os métodos podem ser classificados ainda como, passivos ou ativos.

A forma passiva de medição de distância não utiliza uma fonte própria de sinal, geralmente utiliza sistemas de aquisição estéreo aliados a algoritmos de triangulação e processamento de sinais para determinar a distância até um objeto de interesse. Este é o caso de sonares, radares e sistemas de visão 3D passivos. Sistemas passivos são utilizados principalmente na área militar, já que como não emitem sinais tornam o sistema indetectável pelo inimigo.

Já a gama de princípios de medição de distâncias com sistema ativo é significativamente maior, uma vez que estes sistemas são mais simples pois exigem menos da parte de aquisição e processamento de sinais. Vejamos as vantagens e desvantagens dos sistemas ultra-sônicos, eletromagnéticos e óticos:

Quanto maior o comprimento da onda, maior é a dispersão que ela sofre, sendo esse o principal problema dos sistemas ultra-sônicos. O sinal de frequência relativamente baixa emitido se dispersa com facilidade e atinge múltiplos obstáculos, que dão origem a múltiplos ecos que confundem o sistema de recepção dos sinais. Como vantagem, os sistemas ultra-sônicos têm o baixo custo, pois como a velocidade de propagação da onda é lenta, o nível de exigências do sistema eletrônico é baixa no que se refere à frequência de operação.

Detecção e medição de distância por radar, que utiliza ondas eletromagnéticas de frequências que vão de dezenas de MHz até 100 GHz é amplamente utilizada em sistemas de controle de tráfego aéreo e radares meteorológicos, porém seu ponto fraco na medição de

distâncias é o grande ângulo de divergência na fonte do sinal, que nos melhores casos é de cerca de 1 grau em complexos radares com frequência acima de 40GHz.

De forma análoga aos radares (*Radar = radio detection and ranging*), sistemas de medição de distâncias que utilizam a luz no princípio de funcionamento são chamados de Lidars (*light detection and ranging*), ou mais especificamente os que utilizam laser são chamados de Ladars (*laser detection and ranging*).

Uma das formas de se medir distâncias até um objeto através da emissão de luz, é utilizar emissores laser associados a espelhos vibratórios ou prismas cilíndricos, gerando linhas ou gradeados de luz que são projetados no objeto, para que então uma ou múltiplas câmeras contendo sensores matriciais CCD ou CMOS adquiram imagens e através de triangulação e processamento de imagens determinem a posição e até forma do objeto. Sistemas como este, porém, são demasiadamente complexos e lentos quando o objetivo é simplesmente adquirir uma distância, além disso, tem baixo alcance.

Usando-se apenas um laser emitindo um sinal modulado por uma onda senoidal e um fotorreceptor podemos detectar a diferença de fase entre os sinais emitido e refletido. Esta diferença de fase é proporcional a distância entre o equipamento e o objeto refletor. Um equipamento que usa este princípio, porém, tem seu raio de abrangência limitado pela distância (ida e volta) que corresponde a uma diferença de fase de 180 graus na frequência utilizada [1]. Para aumentar o alcance usando este sistema podem-se usar múltiplas senoides de diferentes frequências que são multiplexadas em frequência ou no tempo, o que acaba tornando este método complexo ou lento [2].

O princípio tratado neste trabalho é o de medição do tempo de voo de um pulso de laser, sendo o dispositivo comumente referido em inglês como *pulsed time of flight (TOF) laser range finder*. O princípio de funcionamento é extremamente simples, consiste em medir o tempo que um pulso de luz leva para viajar até um obstáculo e retornar ao

equipamento. Já que a velocidade de propagação do pulso é conhecida, pode-se facilmente calcular a distância do equipamento até o objeto depois de adquirir o tempo de voo do pulso laser. Como vantagens deste método podemos citar o mantimento da acurácia para diferentes distâncias, o que não ocorre em métodos de triangulação.

Apesar de o princípio de medição do tempo de voo do pulso laser simples, não é de fácil implementação. A Luz se propaga no ar a 299.792.458 m/s, o que significa que em uma medição de distância de algumas dezenas de metros o tempo de voo da luz será da ordem de nano-segundos e, que para obtermos uma resolução de 1mm, por exemplo, a unidade de cronometria deve possuir uma resolução de cerca de 6.6 pico-segundos. Os demais dispositivos que compõem o sistema, como o fotoemissor, fotorreceptor, chaves e amplificadores também devem ser capazes de operar em frequências de 100 MHz a 10 GHz, dependendo da resolução desejada.

Outro desafio no projeto de um sistema a laser é a grande variação na intensidade do sinal recebido, que acaba afetando a medição. Dependendo do alcance desejado e da gama de materiais que podem compor o objeto refletor esta diferença de magnitude no sinal recebido pode chegar a 1:1000.

5 PESQUISA E ESCOLHA DE COMPONENTES

5.1 Fotoemissor

Características Espectrais

Estamos interessados em medir o tempo de voo de um feixe de luz, que sabidamente se desloca a uma velocidade de aproximadamente 300.000 Km/s no vácuo. A velocidade de propagação é reduzida quando a luz adentra um meio com índice de refração maior do que 1. Esta redução de velocidade não se dá na mesma proporção para todos os comprimentos de onda que podem compor um feixe de luz, uma vez que o índice de refração de um material varia de acordo com a frequência da onda que o atravessa.

Apesar de o ar ser um meio cujo índice de refração é muito próximo ao do vácuo, alguns sistemas de medição a laser usam fibras óticas, logo não podemos desprezar os efeitos negativos que diferentes velocidades de propagação das componentes espectrais da luz podem ocasionar. Em um sistema de medição que mede o tempo de voo da luz isto significaria que um pulso de luz com demasiada largura espectral, após viajar por um meio diferente do vácuo, sofreria uma distorção de fase que na prática o dilataria, tornando-o mais longo e menos intenso, o que é demonstrado na figura 2:

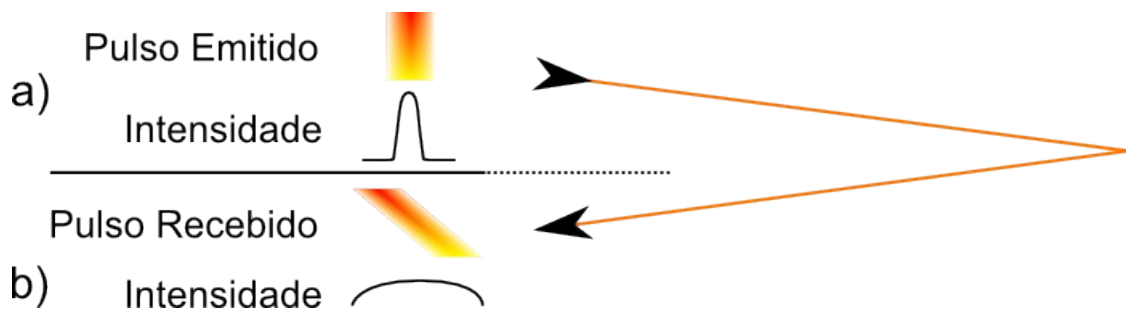


Figura 2: Dilatação no pulso por dispersão no material

a) Instante da emissão b) Instante da recepção

A figura demonstra como um pulso de luz cuja largura espectral abrange as cores amarela e vermelha sofre uma distorção causada pela maior velocidade de propagação das componentes espectrais de menor frequência(vermelho). Este fenômeno, conhecido como dispersão no material, é de suma importância em projetos de equipamentos ópticos, principalmente os empregados em telecomunicações e que fazem uso de fibras óticas [3].

Para evitar que o efeito da dispersão distorça o pulso enviado é desejável que a fonte de luz irradie um pulso com menor largura espectral possível.

Diretividade

É desejável que a fonte emissora de luz tenha grande diretividade, pois se a luz for irradiada em diferentes direções esta pode atingir diversos obstáculos, sendo de que cada um deles irá gerar reflexos do pulso que retornarão em diferentes instantes ao fotorreceptor, inviabilizando a medição, tal fenômeno é ilustrado na figura 3.

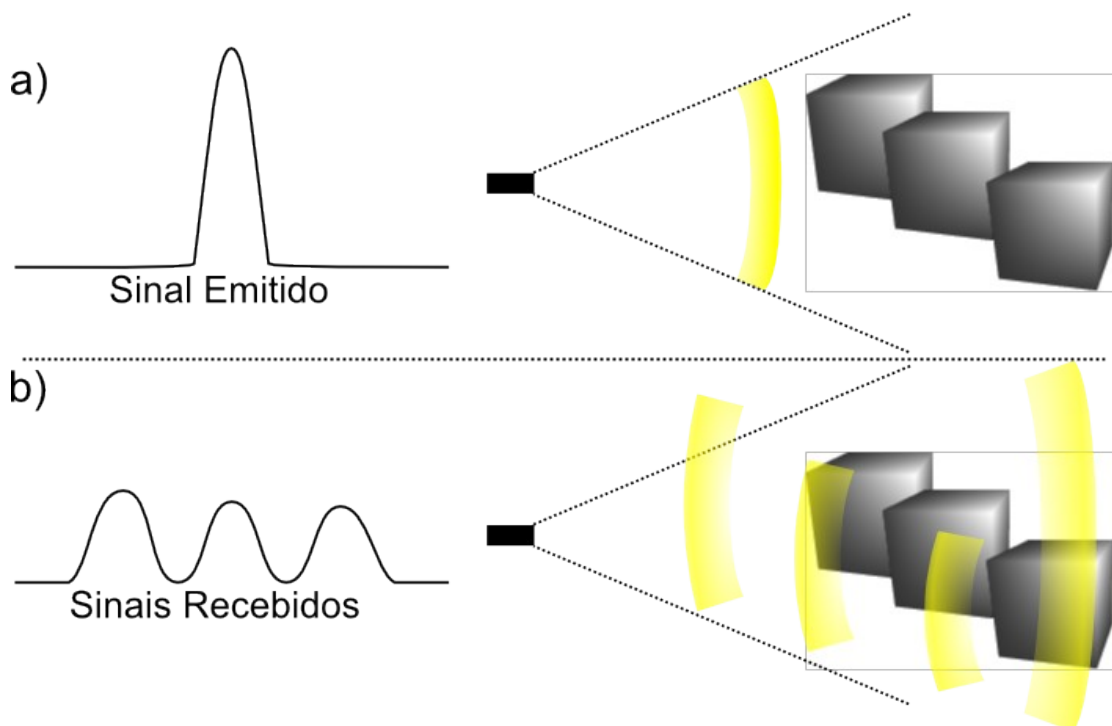


Figura 3: Múltiplas reflexões causadas por falta de diretividade.

a) Emissão b)Recepção

O uso de uma fonte de luz com alta diretividade reduz a quantidade de réplicas do pulso emitido, uma vez que irão atingir uma quantidade menor objetos.

Diodos Laser

Para a constituição de aparelhos eletrônicos portáteis deseja-se baixo consumo e dimensões reduzidas nos seus componentes. O diodo laser vem de encontro a todas as características desejadas para uma fonte de luz de um medidor de distância.

Diodos laser têm o funcionamento semelhante ao dos LEDs (*light emitter diode*), onde uma corrente elétrica ao passar por uma junção p-n (formada por cristais de mesmo momentum que proporcionam uma banda proibida direta, ou *direct bandgap*) vê seus elétrons se recombinarem com lacunas de menor nível energético e liberarem fótons por emissão espontânea.

Os diodos laser diferem dos LEDs por possuírem emissão estimulada. Os Lasers semicondutores mais simples são constituídos por uma cavidade ótica criada na junção p-n, a cavidade tem forma de guia de onda e possui espelhos nas pontas (criados por facetamento das extremidades), são os ressonadores de Fabry-Perot. Fótons gerados por emissão espontânea são refletidos pelos espelhos das extremidades e começam a ressonar dentro da cavidade ótica. Quando a densidade de fótons dentro da cavidade atinge o um limiar (*lasing threshold*) os fótons existentes estimulam a recombinação de elétrons e lacunas gerando mais fótons, com mesma energia e fase do fóton que gerou a recombinação, dando origem então a emissão estimulada.

Novos métodos de funcionamento e técnicas construtivas vêm contribuindo para tornar os lasers mais eficientes e duráveis. Com o surgimento dos lasers de dupla hétero-estrutura, de poço quântico, de realimentação distribuída e VCSELs (laser de emissão

superficial com cavidade vertical), os lasers semicondutores vem se tornando cada vez mais comuns em aplicações industriais e domésticas.

Diodos laser emitem luz com grande diretividade e com estreita largura espectral o que facilita seu uso na aquisição do tempo de voo da luz refletida por um objeto, como é mostrado na figura 4.

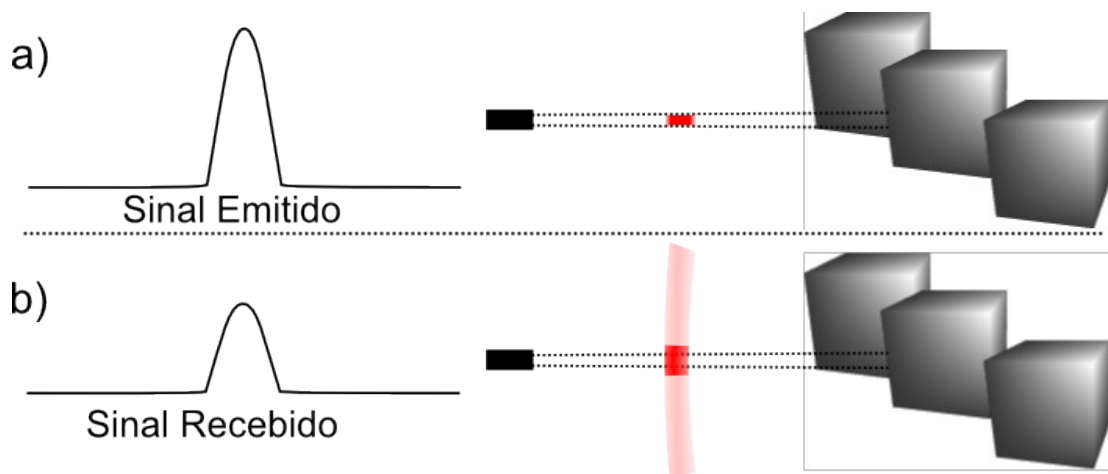


Figura 4: Voo do pulso laser.

a) Instante de ida b) Instante da volta do pulso (considerando um objeto opaco)

Diodos de Laser Pulsado

Existem diodos laser construídos de forma otimizada para emitir pulsos de luz de curta duração e alta potência. Os Lasers de poço quântico possuem alta eficiência quântica, ou seja, nas recombinações a energia é liberada predominantemente na forma de fótons de comprimento de onda desejado, e não fônons. Outra característica favorável aos lasers de poço quântico é a baixa corrente de limiar onde o laser passa a ser ativo, o que garante a este tipo de laser uma resposta mais rápida em relação aos lasers de cavidade de Fabry-Perot. É por esses motivos que grande maioria dos lasers comerciais atuais possuem poço quântico, mais especificamente são do tipo SHC (*Separated Confinement Heterostructure*) quantum

well laser diodes, o que em português significa “diodos laser de poço quântico com heteroestrutura de confinamento separado”, cuja estrutura é mostrada na figura 5.

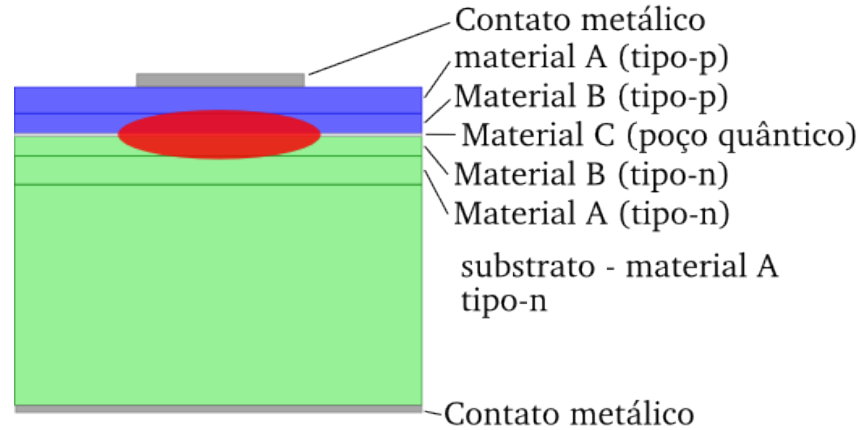


Figura 5: Estrutura de um laser SHC de poço quântico.

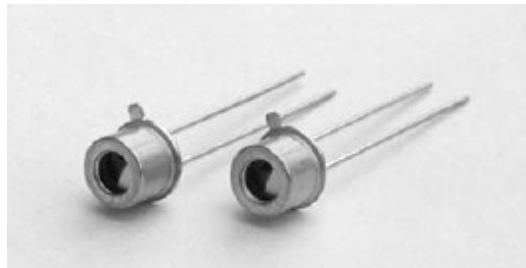


Figura 6: Diodo de laser pulsado comercial.

5.2 Driver para Diodo Laser Pulsado

O circuito para gerar pulsos no diodo laser deve ser capaz de fornecer pulsos de corrente de dezenas de amperes durante o menor intervalo possível, pois a largura e a amplitude do pulso influenciam diretamente o desempenho do sistema.

Indutâncias e resistências originadas nas trilhas da placa de circuito impresso e *pads* dos componentes, assim como o tempo de reação das chaves desafiam a geração de pulsos curtos de corrente.

O método mais utilizado para geração do pulso consiste, basicamente, em descarregar o mais rapidamente possível um capacitor, cuja tensão de carga sugerida pelos fabricantes fica entre 100 e 300V. Para acionar a descarga deve-se utilizar um dispositivo rápido, como por exemplo, um transistor de avalanche.

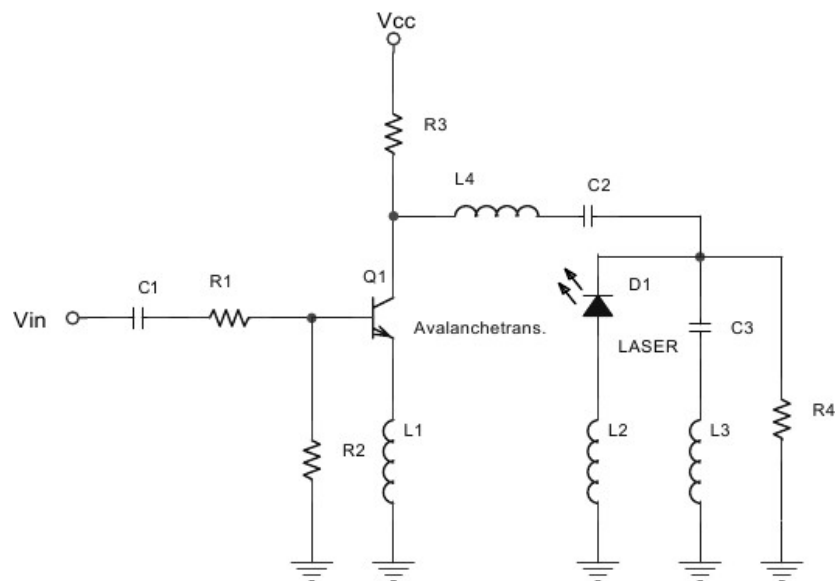


Figura 7: Circuito básico para geração de pulsos.

Na figura 7 temos um circuito básico para geração de pulsos, nele os indutores representados não são componentes, mas sim indutâncias parasitas que devem ser levadas em consideração no projeto.

É no capacitor $C2$ que fica armazenada a carga que chega através de $R3$ que é conectado ao V_{cc} . $R4$, conectado ao GND, permite a carga do capacitor. $C3$ é um capacitor adicional que aumenta a velocidade do pulso cancelando parte do efeito das indutâncias parasitas. $D1$ representa o diodo laser, $Q1$ o transistor de avalanche que é acionado por V_{in} e isolado por $C1$. $R2$ mantém o transistor inativo na ausência de sinal de entrada, e $R1$ limita a corrente de entrada do transistor.

Outro desafio para o driver do laser é gerar a alta tensão, maior do que 100V necessária para a geração do pulso rápido.

Uma alternativa a este método é usar um diodo laser com *driver* integrado, como SPL LL85 [5] da OSRAM. Usar este diodo, que tem os capacitores de carga no mesmo encapsulamento que a chave e o laser tem como vantagem, além da compactação e integração do sistema, uma menor tensão de carga necessária, já que a proximidade dos componentes diminui as indutâncias parasitas que limitam as correntes.

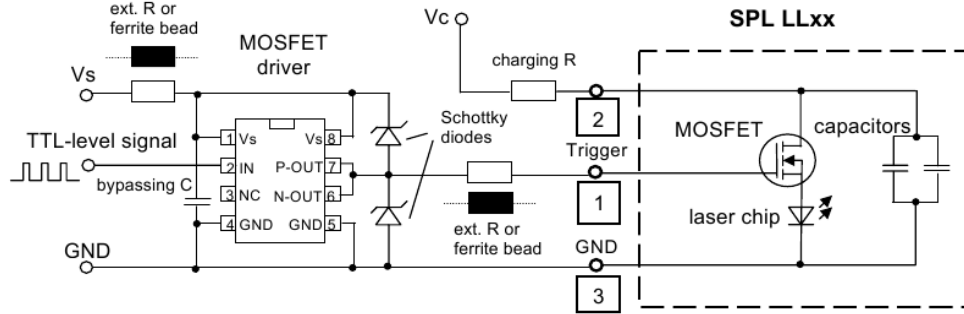


Figura 8: Sistema completo de emissão de pulsos laser usando-se um diodo laser com driver integrado (OSRAM).

A figura 8 contém a sugestão da OSRAM para utilização dos diodos laser da família SPL LLXX. Nesta solução a tensão de carga necessária para fazer com o que o diodo opere em sua máxima potência é de apenas 30V. Para carregar a base do MOSFET integrado ao laser, que possui uma capacitância alta, de cerca de 300pF, é usado uma simples chave MOSFET, alimentada por uma tensão de 15V e protegida por diodos Schottky.

5.3 Receptor

Como todo sistema de recepção, deve-se presar por uma alta relação sinal-ruído, linearidade e para este caso, alta largura de banda.

Para detectar os pulsos refletidos pelo objeto cuja distância está sendo medida são usados fotodiodos. Para condicionar o sinal são usados amplificadores, comparadores e atenuadores, óticos ou elétricos. Os fotodiodos podem ser dos tipos: MSM (*metal semiconductor metal*), PIN ou APD (*avalanche photodiode*).

Fotodiodos

Os fotodiodos com características técnicas mais apropriadas são os de avalanche, pois são os de maior responsividade. Enquanto fotodiodos do tipo PIN apresentam uma responsividade de cerca de 0,5A/W, os de avalanche apresentam 35A/W. Os fotodiodos avalanche, porém, além de serem mais ruidosos, são de difícil aquisição e alto custo. Outra

desvantagem dos fotodiodos avalanche é que estes exigem altas tensões de polarização, que podem chegar a 200V.

Os fotodiodos mais rápidos são os MSM, sendo que alguns modelos atingem largura de banda da ordem de dezenas de GHz, como vantagem apresentam ainda o baixo ruído. Como desvantagens apresentam a baixa responsividade, da ordem de 0,15A/W, e escassez no mercado, sendo sua aquisição em baixo volume praticamente impossível.

Os fotodiodos PIN não são nem os mais rápidos nem os com maior responsividade, porém são cerca de 100 vezes mais baratos que os fotodiodos avalanche e são mais facilmente encontrados no mercado. Um fotodiodo PIN com responsividade de 0,55A/W e largura de banda de 100MHz, como o BPV10 da Vishay Dale Electronics custa cerca de R\$2,00. Existem ainda fotodiodos PIN específicos para aplicações de alta frequência, com largura de banda de até 2GHz, estes porém tem o preço significativamente mais elevado, sendo que um modelo de 1GHz custa aproximadamente R\$150 no Brasil.

Amplificador de Trans-impedância

Para a amplificação e condicionamento do sinal deseja-se velocidade e pouco ruído, o que é sinônimo de simplicidade e poucos estágios de amplificação.

Para o primeiro estágio, assim como na maioria dos receptores óticos utilizados em telecomunicações, utiliza-se um amplificador de trans-impedância. Estes amplificadores são facilmente encontrados no mercado e são classificados de acordo com sua largura de banda pela SONET (*Synchronous Optical Network*). A classificação se dá pela capacidade de recepção de dados. Fazem parte da classificação as classes OC-3 até OC-192, que representam capacidades mínimas de 155Mbps e 10Gbps respectivamente.

Os amplificadores de trans-impedância, também conhecidos como amplificadores com realimentação de corrente (*current feedback amplifiers*, ou CFAs) podem operar em

frequências de alguns GHz, mas exigem circuitos diferentes dos amplificadores operacionais normais, com realimentação por tensão.

Idealmente deve-se optar pelo amplificador mais rápido, porém a alta velocidade traz implicações como o alto consumo de energia e alto custo. Para o pré amplificador optou-se pelo amplificador AD8015 da Analog Devices. É um amplificador classe OC-3, com largura de banda(f_{-3dB}) de 240MHz, consumo aproximado de 125mW e custo de R\$24,00 no Brasil.

Atenuadores Elétricos

A amplitude do sinal que chega ao receptor sofre atenuação de diversas fontes, tanto no momento da reflexão no objeto quanto no voo do pulso. Durante o voo o sinal é atenuado pela divergência do feixe e quando a luz é interceptada por partículas presentes no ar, isso significa que quanto maior a faixa de atuação desejada para o medidor de distância maior deverá ser a capacidade do receptor de lidar com sinais de diferentes amplitudes.

A grande variação da amplitude do sinal de recepção pode afetar o resultado das medições de diversas maneiras. Caso o método de detecção de pulso utilize limiares e comparadores o mais impactante dos erros oriundos da amplitude do sinal é chamado de erro de caminhada (*walk error*) e consiste no fato de que um sinal de grande intensidade rompe o limiar de detecção mais rapidamente do que um sinal de baixa intensidade. Esta diferença no tempo de ruptura do limiar é agravada quando os componentes dos sistemas de emissão e recepção possuem baixa largura de banda, ou seja, quanto mais largo o pulso mais *walk error* teremos.

Para reduzir o efeito desta fonte de erros pode-se inserir no sistema de recepção um atenuador, elétrico ou ótico. Atenuadores óticos são lentos, grandes e caros, por isso em sistemas de medição a laser geralmente são usados atenuadores elétricos, como células multiplicadoras de Gilbert, ou uma rede de resistores chaveados. Estes elementos podem ser

incorporados em um único chip, que também contém o fotodiodo, o amplificador de transimpedância, o discriminador do sinal e o conversor tempo para-digital [4].

Caso seja utilizado um fotodiodo do tipo avalanche pode-se controlar o fator multiplicador (M) do mesmo alterando-se sua tensão de polarização.

Discriminador de Sinal

O discriminador tem o papel de transformar um pulso analógico em um pulso digital. Enquanto a amplitude do pulso analógico sofre grande variação, a forma do mesmo, salvo algumas exceções, é constante.

A forma mais simples de se detectar o pulso é comparar o sinal com uma tensão constante, quando a tensão do sinal se torna maior do que a tensão de comparação um pulso é contabilizado. Porém como já foi discutido anteriormente, diferentes amplitudes do pulso geram erro de caminhada neste tipo de detecção. O efeito do erro de caminhada é demonstrado na figura 9:

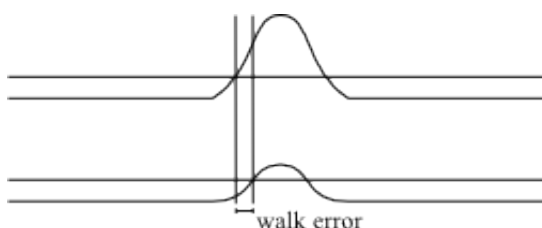


Figura 9: Representação gráfica do erro de caminhada (walk error).

Existem métodos mais sofisticados de se detectar os pulsos que praticamente eliminam o efeito do erro de caminhada, um deles consiste em derivar o sinal para então capturar o ponto exato onde ocorre o pico do mesmo [11].

Dependendo do método de discriminação do sinal utiliza-se amplificadores, detectores de pico, derivadores e comparadores que devem operar em alta frequência, frequências tais em que se torna inviável a utilização de amplificadores operacionais de realimentação por tensão. Com frequências de operação em faixas superiores a centenas de MHz devem-se usar

amplificadores de trans-impedância no projeto dos circuitos. Deve-se dedicar atenção especial a resposta em frequência dos circuitos, em altas frequências a estabilidade, velocidade e baixo consumo de energia mostram-se desafios difíceis de vencer.

5.4 Conversores Tempo-Digital (TDC)

Crucial para no funcionamento e desempenho do medidor de distâncias a laser, o conversor tempo-digital é o dispositivo responsável por cronometrar o tempo de voo do feixe laser. Existem diversas formas de se medir intervalos de tempo com dispositivos eletrônicos, sendo a mais intuitiva delas usar um contador ligado a um oscilador com período conhecido, como um cristal, e contar quantos pulsos ocorreram durante o intervalo de medição. O problema nesta implementação é que, lidando-se com luz, a frequência de oscilação necessária para um oscilador para obtermos uma resolução de 1cm, por exemplo, seria de 15GHz. Tal frequência inviabiliza o uso de cristais ou osciladores com multiplicadores de frequência ou PLLs.

Uma alternativa muito utilizada é dividir o conversor tempo-digital em dois subsistemas, sendo um deles um conversor T/A(tempo para analógico) e o outro um conversor A/D(analógico para digital). Como conversor T/A utiliza-se um capacitor, que começa a ser carregado por uma fonte de corrente no momento da emissão do pulso, e tem sua carga interrompida no momento em que o pulso refletido retorna ao medidor. A tensão no capacitor será diretamente proporcional ao tempo de carga, e, por conseguinte da distância de medição. Para converter a tensão armazenada no capacitor em dado digital utiliza-se um conversor A/D simples, geralmente Sigma-Delta.

A conversão T/A, porém, traz consigo todas as desvantagens de sistemas analógicos, como sensibilidade a ruído e as variações nas propriedades dos componentes ativos e passivos, causadas no processo de fabricação e por variações de temperatura.

Existem circuitos integrados que tem como função específica a conversão tempo-digital, com multi-canais e resolução de dezenas de pico-segundos. Nestes CIs basta aplicar os pulsos de início e fim da medição para que o tempo cronometrado esteja acessível digitalmente, através de protocolos de comunicação como o SPI. Durante a pesquisa uma única fabricante destes CIs foi encontrada, a alemã ACAM. Por não possuir representantes comerciais diretos no Brasil, a utilização de seus CIs foi inviabilizada pelo alto custo. Um único chip, que na Alemanha custa \$30,00, chegaria ao Brasil custando mais de R\$400,00 devido ao frete de \$100,00 acrescido da exorbitante tributação brasileira que totaliza cerca de 100% do sobre o valor do produto e frete.



Figura 10: TDC da Acam, com 2 canais, 50ps de resolução.

Examinando o funcionamento do TDC de ACAM, que é contemplado no seu *datasheet*, pôde-se constatar que é possível desenvolver um TDC em um ASIC [11] ou até mesmo FPGA, o que foi confirmado na pesquisa de alguns artigos como [6], [7] e [8].

O TDC da ACAM possui um oscilador de alta frequência em anel. Um sinal ao se propagar por um anel(loop) de portas lógicas dá origem a um oscilador, que dependendo da velocidade e quantidade de portas lógicas pode oscilar com frequências de alguns GHz. A frequência de oscilação, porém sofre variação com a temperatura, uma vez que as portas tornam-se mais rápidas em temperaturas mais elevadas, e é por isso que este tipo de TDC precisa de calibração constante.

A calibração de um TDC com oscilador em anel é feita de forma simples, basta comparar a frequência de oscilação do oscilador em anel com a oscilação de um dispositivo

com frequência constante. Mesmo sendo mais lento, um oscilador de cristal pode ser usado para se determinar com precisão em que frequência o oscilador em anel está operando.

Em um ASIC pode-se projetar um TDC de alto desempenho, com sistemas de aquisição, calibração e comunicação já integrados, porém a concepção de um circuito integrado é inviável para este projeto.

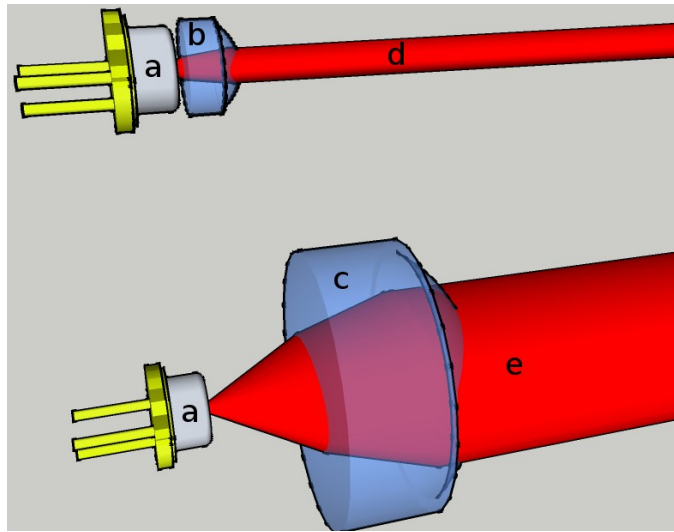
Não podemos controlar características construtivas como largura de canais MOS em FPGAs, por isso ele não tem tanta flexibilidade na implementação. Porém são de fácil acesso, e com algumas técnicas pode-se contornar o fato que as portas sejam mais lentas e não estejam posicionadas e roteadas de forma ideal em FPGAs e fazer com que resoluções de até 20ps sejam atingidas [8].

5.5 Óptica

Usam-se lentes com dois objetivos no medidor de distâncias a laser, o primeiro é diminuir a divergência do feixe emitido, e o segundo é focalizar a luz refletida de volta sobre um fotodiodo do receptor, aumentando assim a sensibilidade do receptor.

Óptica de Emissão

Lasers pulsados possuem ângulos de divergência que variam entre 6 e 40 graus, dependendo do modelo, por isso se faz necessário o uso de lentes colimadoras. A luz não precisa ser totalmente colimada, mas o ângulo de divergência precisa ser reduzido para se evitar múltiplas reflexões, como foi visto na seção 5.1.2. A figura 11 ilustra como podemos ajustar a largura do feixe de laser.

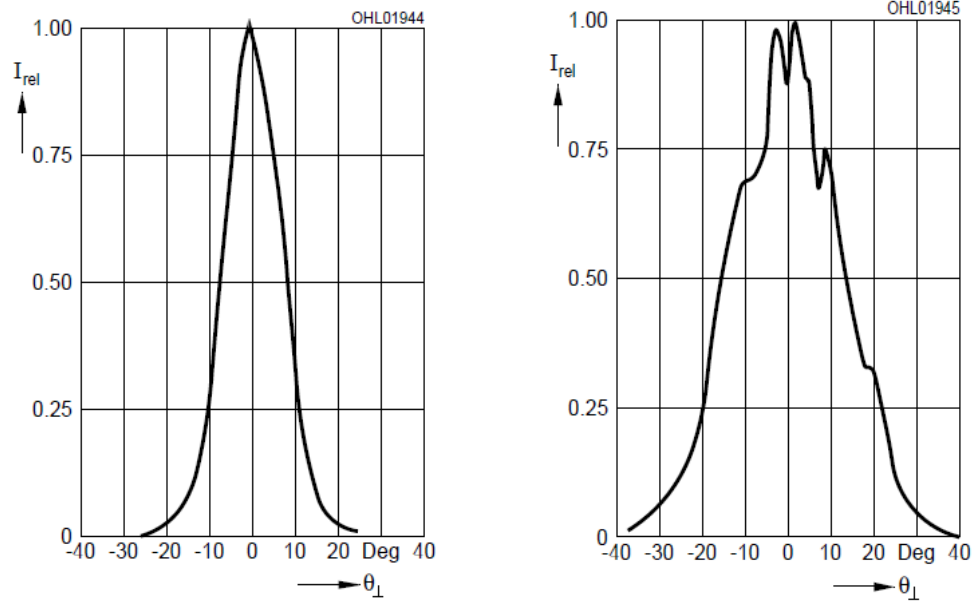


- a) Diodo laser b) Lente colimadora pequena c) Lente grande d) Feixe de laser estreito
e) Feixe de laser largo

Figura 11: Ajuste da largura do feixe laser.

Na figura 11 vemos dois emissores, o de cima tem a lente posicionada junto ao diodo laser e a colimação quando feita próxima a fonte de emissão faz com que o feixe seja pequeno. No emissor de baixo a lente colimadora é fixada mais distante do diodo laser, permitindo que o feixe se torne maior. É importante ressaltar que as lentes ilustradas acima não possuem os mesmos raios de curvatura e o ponto focal de cada uma delas deve ser no ponto do diodo onde ocorre a emissão.

Em geral os diodos possuem ângulos de divergência diferentes nos eixos horizontal e vertical, o que faz com que nem toda a área das lentes seja aproveitada. A figura 12 foi retirada de um datasheet do modelo SPLLL_90, da OSRAM e representa a distribuição de potência normalizada em relação ao ângulo de abertura.

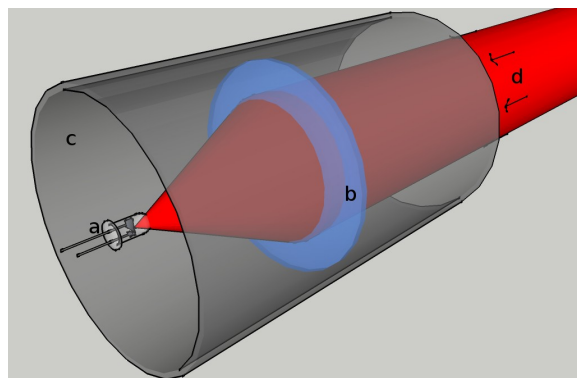


a) Distribuição paralela ao eixo da junção b) Distribuição perpendicular ao eixo da junção

Figura 12: Diretividade vertical e horizontal do diodo laser.

Óptica de Recepção

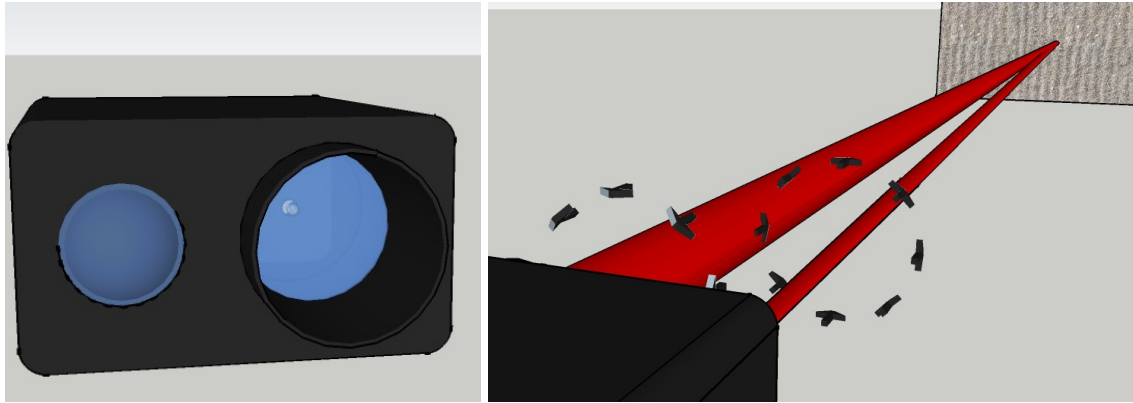
Para a recepção aparatos ópticos podem ser utilizados para aumentar a concentração de luz sobre o fotodiodo e para fazer com que a luz oriunda de direções indesejadas seja bloqueada, como é mostrado na figura 13.



a) Fotodiodo PIN b) Lente convergente c) Casca de proteção d) Feixe de laser refletido

Figura 13: Recepção do feixe refletido.

O sistema montado, com as lentes de emissão e recepção próximas e apontadas para o mesmo ponto deverá se parecer com o representado na figura 14 a), enquanto o funcionamento é representado na figura 14 b).



a) Aparência externa da parte óptica

b) Feixe de laser emitido e refletido

Figura 14: Aparência e funcionamento do aparato óptico.

Na prática fazer com que o feixe refletido acerte o receptor seria uma tarefa extremamente difícil, ainda mais se considerarmos o ângulo de incidência e reflexão da luz nos objetos, mas se usarmos uma lente colimadora não ideal, que permita um pequeno ângulo de abertura para o feixe, que é proporcional a distância de trabalho do equipamento, a probabilidade de capturar a luz refletida, ainda que com menor intensidade, aumenta significativamente. Quanto maior for a distância de trabalho, menos divergência se deseja para o feixe.

5.6 Níveis de Potência de Emissão e Segurança

A radiação emitida pelos diodos laser representa um risco para as pessoas que possam vir a ser atingidas. Pulsos de luz com comprimento de onda menor do que $1,4\mu\text{m}$ penetram o olho humano e atingem diretamente a retina, podendo causar danos térmicos imediatos à visão. A grande maioria dos diodos laser pulsados opera com comprimentos de onda entre $0,8$ e $1,1\mu\text{m}$, o que torna os pulsos ainda mais perigosos pois nestes comprimentos a radiação é

invisível ao olho humano. Quando a radiação é invisível nem mesmo reações instintivas ocorrem, como piscar o olho por aversão.

A córnea focaliza a radiação em um ponto da retina e pode aumentar a densidade de potência ótica por um fator de 10^5 , e esse é um dos motivos porque os diodos laser as vezes proporcionam níveis de radiação que podem exceder o limite máximo de exposição permitida para o olho. Precauções devem ser tomadas para se evitar que pessoas sejam feridas.

O IEC 60825-1 é o padrão de segurança mais utilizado no mundo quando se trata de níveis de exposição a radiação laser fisiologicamente aceitáveis. Dispositivos que usam laser podem ser classificados como sendo Classe 1, Classe 1M, Classe 3R e Classe 3B de acordo com o risco que representam.

Em suma, dispositivos Classe 1 não oferecem risco. Os de classe 1M oferecem riscos quanto utilizados juntamente com aparatos ópticos como lentes, lupas e binóculos. Classe 3R oferece risco, porém os níveis de radiação não excedem em 5X os níveis tolerados para a Classe 1. Dispositivos da Classe 3B são os mais fortes e sempre causam danos caso o feixe atinja o olho.

Para pertencer a uma classe um equipamento contendo laser deve respeitar o limite de emissão acessível (AEL – Accessible Emission Limits) da mesma. No cálculo da AEL de um dispositivo entram o comprimento de onda, a potência da fonte e a duração da emissão.

Como a emissão é pulsada, três AELs são verificadas, sendo que a utilizada é aquela que for a mais restritiva. A primeira forma de análise verifica se a potência de um único pulso de um trem de pulsos não excede a AEL de pulso único. O segundo teste de classificação verifica a potência média de um trem de pulsos durante um período T (100 segundos para radiação de infravermelho próximo). A terceira forma de análise consiste em verificar se a energia média de um trem de pulsos não excede a AEL de pulso único multiplicada por um fator C proporcional à quantidade de pulsos ocorridos em um período de 10 segundos.

$AEL_{trem} = AEL_{pulso} \times C$, onde $C = N^{0,25}$ e N é o número de pulsos ocorridos em 10 segundos [10].

5.7 Integração de Sistemas

O equipamento contará com subsistemas digitais e analógicos, precisará de diferentes fontes de tensão, integração com equipamentos ópticos e interfaces de comunicação digital ou humana.

A figura 15 ilustra o medidor de distâncias subdividido em blocos, as setas indicam a direção do fluxo de sinais na forma eletrônica ou de luz.

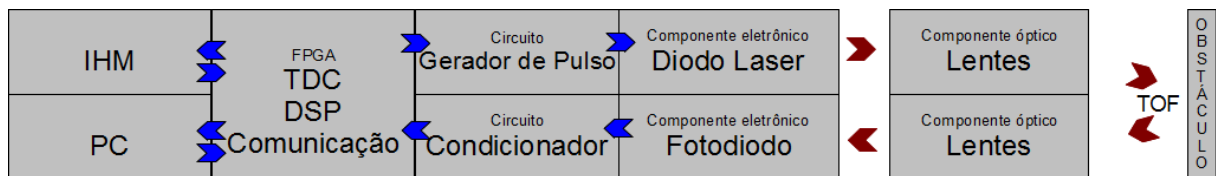


Figura 15: Subsistemas do equipamento.

O FPGA possibilita grande integração na parte digital, sendo nele implementados sistemas de comunicação, processamento digital de sinais e o TDC. A parte analógica para geração de pulsos e condicionamento de sinais necessitam de tensões que variam de 5 a 300V, componentes e layout para operar em alta frequência e proteção contra ruído.

6 MÉTODOS PROCESSOS E DISPOSITIVOS

Baseando na pesquisa técnica do capítulo anterior, na pesquisa comercial cujos resultados são apresentados ao longo da discussão sobre a implementação, e na disponibilidade de equipamentos necessários para depuração dos princípios de funcionamento utilizados foram escolhidos os métodos, processos e dispositivos na tentativa de se construir um sistema de medição de distâncias a laser.

6.1 Emissor de Pulsos Laser

Um componente crucial para emissão de pulsos laser é o diodo de laser pulsado, e todo o circuito de geração deve ser projetado de acordo com o modelo a ser utilizado.

O modelo de melhor desempenho encontrado durante a pesquisa foi o OSRAM SPL_LL90_3, que contém dentro do encapsulamento 3 junções emissoras de laser pulsado em série, capacitores de carga e um *driver*. Este laser é capaz de fornecer 75W em pulsos com duração de até 100ns, respeitando-se um *duty cycle* de 0,1%.

Os fabricantes OSRAM, Laser Components, Hamatsu, Laser Diode Incorporated, e respectivos distribuidores de diodos de laser pulsado foram consultados em todo o globo durante o projeto. As opções de fornecimento mais atrativas vieram dos distribuidores nacionais e o modelo escolhido, o de menor custo, foi adquirido na Farnell por R\$170,00. Trata-se do SPL PL90, da OSRAM, que fornece 25W de potência de pico, respeitando os mesmos limites de operação do SPL_LL90_3.

O diodo laser adquirido não possui *driver* interno, o que implica na necessidade de se projetar um *driver* externo alimentado por tensões de até 300V, com esquema semelhante ao representado na figura 7, com a diferença de que não usa um transistor avalanche para acionar o pulso, e sim uma chave MOS, seguida de um transistor também MOS do tipo N.

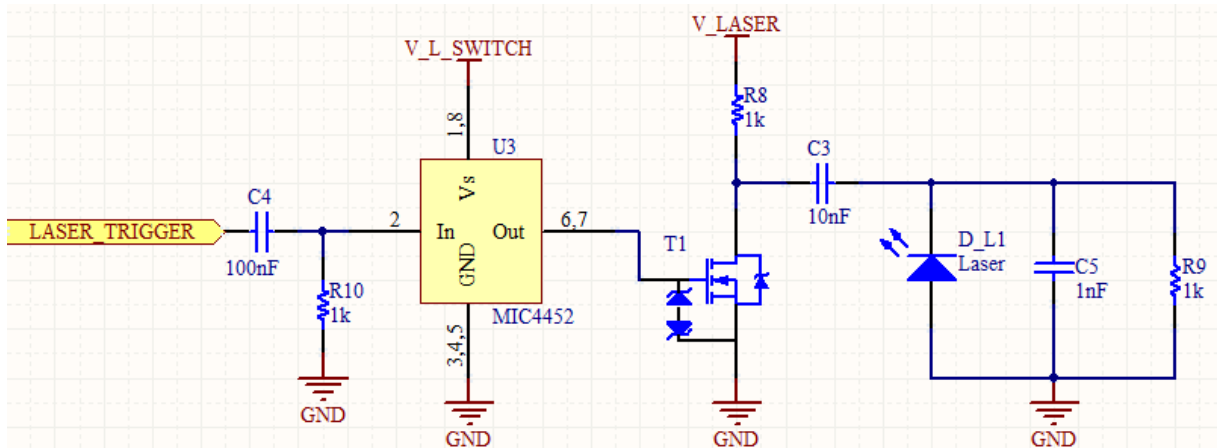


Figura 16: *Driver* do diodo laser pulsado.

Analisando-se a documentação técnica dos dois dispositivos MOS utilizados no esquema da figura 16, a chave e o transistor, espera-se pulsos com duração entre 40 e 100ns, dependendo do desempenho obtido no *layout*, das tensões de alimentação e do capacitor de carga (C3) utilizado.

Com um tempo de duração dos pulsos que pode chegar a 100ns, para respeitar o *duty-cycle* máximo do laser, a frequência máxima de emissão de pulsos fica limitada a 10KHz. O circuito RC que carrega o capacitor C3, por possuir uma constante de tempo com pouco mais de 22 μ s, poderia operar com frequência superiores a 20KHz.

Case usarmos um capacitor de 10nF em C3, e carregá-lo com uma tensão de 260 V, a energia armazenada, para uma descarga de 100ns, é muito muito maior do que a tolerada pelo o diodo laser, porém a maior parte dela será dissipada em outros elementos do circuito como o transistor T1.

6.2 Fotorreceptor

O fotorreceptor projetado utiliza um fotodiodo PIN, polarizado com tensão reversa de 50V. O sinal de corrente oriundo do fotodiodo é amplificado por um amplificador de transimpedância e então discriminado por comparadores rápidos de tensão.

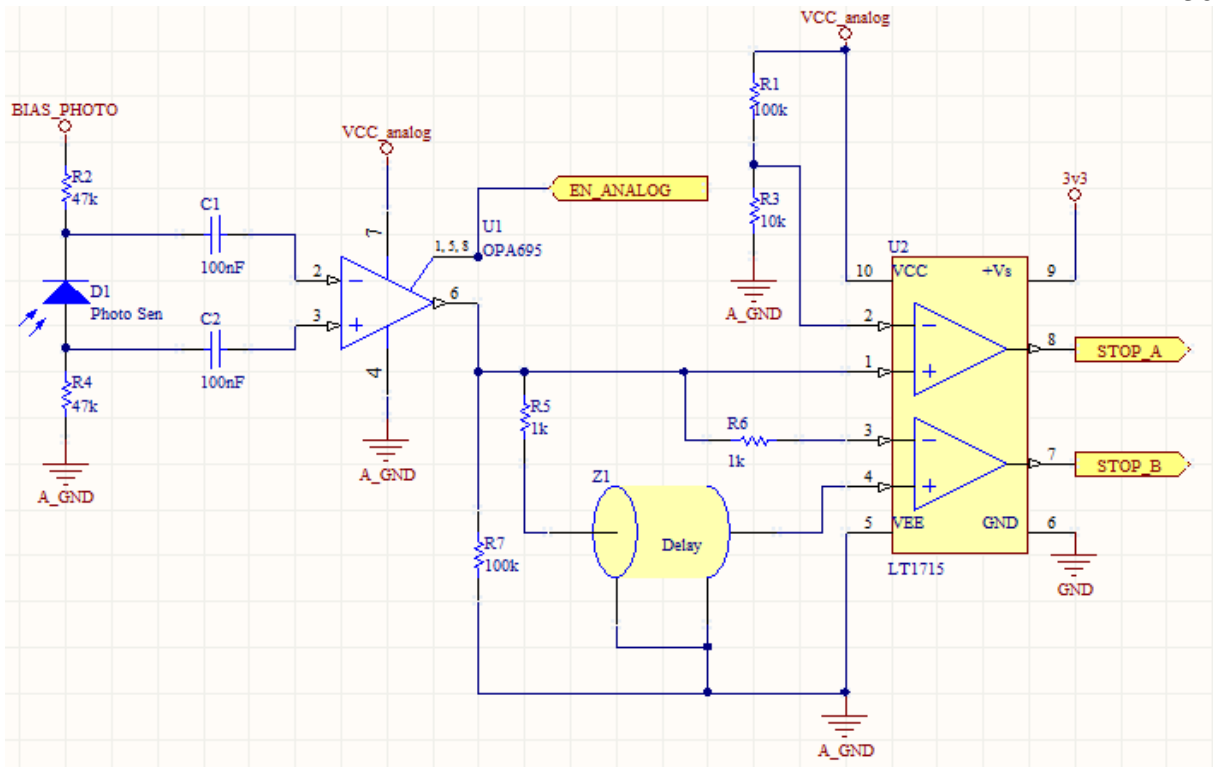


Figura 17: Circuito de recepção do pulso laser

O circuito da figura 17 foi projetado visando eliminar o erro de caminhada, descrito no item 5.3.4, e o faz com dois comparadores de tensão. O primeiro, que da origem ao sinal *STOP_A*, é um comparador de limiar de tensão, e serve apenas para habilitar a leitura do sinal *STOP_B*, e sua existência se faz necessária pois o segundo comparador, na ausência de sinal, pode ser acionado por ruído. O comparador que da origem ao sinal *STOP_B* compara o sinal originado no amplificador de entrada com uma cópia deste mesmo, porém atrasada pelo componente *Z1*, que é um cabo coaxial.

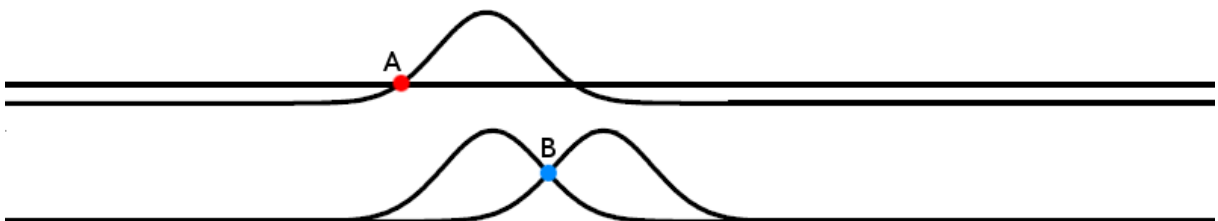


Figura 18: Pontos de ação dos comparadores

Na figura 18 o ponto A representa o momento onde a tensão da saída do amplificador ultrapassa o limiar e o pulso é detectado, habilitando a leitura do ponto do segundo

comparador. O instante B, porém, é que de fato é considerado na cronometria do sistema, uma vez que o momento de detecção de B sofre pouca influência da amplitude do sinal recebido.

6.3 FPGA – O Núcleo do Sistema.

Dentre as possíveis soluções para a parte de digitalização de dados, processamento e comunicação do sistema, duas se destacaram.

Uma delas era a utilização de um chip específico para a conversão T/D da ACAM conectado a um microcontrolador por meio de interface SPI. Esta solução era a mais simples, uma vez que o sistema de cronometria estava pronto no chip e o aluno tinha experiência na utilização de microcontroladores e facilmente implementaria os sistemas embarcados de processamento de dados e comunicação. Porém esta solução demonstrou-se inviável no momento da aquisição do TDC da ACAM, pois, depois de uma abrangente pesquisa comercial em busca de fornecedores, apenas este fabricante foi encontrado, e um único TDC teria um custo muito elevado para ser importado.

Partiu-se então para outra estratégia, e apesar da mínima experiência do aluno com FPGAs, optou-se pela implementação dos sistemas de cronometria, processamento de dados e comunicação em um destes dispositivos. O tempo de aprendizagem necessário para conceber descrições de hardware de alto desempenho em linguagens VHDL, simulações, posicionamento manual de componentes e roteamento de trilhas não estavam previstos no cronograma do projeto, o que acabou afetando o objetivo inicial do projeto, de ao final do trabalho conceber um protótipo passível de ser validado como produto.

Como vantagem, além do preço cerca de 10 vezes menor do que o TDC da Acam, o FPGA oferece um maior nível de integração, flexibilidade, portabilidade entre modelos e até fabricantes. O FPGA também amplia os horizontes no que se refere ao aumento de

desempenho, principalmente para aplicações específicas que podem demandar um massivo processamento de sinais como um escaneador em três dimensões.

Em um FPGA da Xilinx, da família Spartan3 modelo XC3S200, contido em uma placa de desenvolvimento modelo Spartan 3 Starter Kit, da Digilent, foram implementados blocos para cronometria, comunicação e pré processamento de dados.

Cronômetro com Oscilador em Anel

O cronômetro é a base do TDC, e para sua concepção foram testadas diferentes arquiteturas. Como a resolução desejada fica abaixo de um nano-segundo, fica inviável a utilização de simples contadores ligados a osciladores de alta frequência, uma vez que a frequência necessária seria da ordem de alguns GHz.

Uma das arquiteturas testadas utilizou osciladores em anel, que são constituídos por elementos lógicos conectados de forma tal que geram um laço ou *loop* lógico auto-oscilante, sendo o mais simples formado por um número ímpar de inversores ligados em série e, a saída do último elemento ligada a entrada do primeiro. A frequência de oscilação pode chegar a alguns GHz dependendo da tecnologia de fabricação dos transistores do FPGA e da quantidade de buffers utilizados no anel. Quanto mais curto o anel, maior a frequência de oscilação.

Para obtermos uma alta resolução temporal, porém, não basta possuir um oscilador de alta frequência, é necessário que o contador acompanhe o oscilador. Foi pensando nisso que surgiu a ideia de fazer um oscilador longo e mais lento, mas cujo estado pudesse ser capturado por *flip-flops*.

Os dois primeiros osciladores foram feitos com 8 e 64 *buffers* em sequência, um inversor para fechar o *loop* e 8 ou 64 *flip-flops*, respectivamente para capturar o estado dos *buffers*. Na simulação houve uma surpresa ao se constatar que, ao contrário do esperado, o

período de oscilação do anel de 64 *buffers* era menor do que o de 8 *buffers*. O que parece ter ocorrido é que devido ao demasiado tamanho do anel, assim como em guias de onda, surgiram de forma espúria modos de propagação no anel com frequências múltiplas da frequência esperada para o mesmo.

Adotou-se então uma lógica mais robusta para o anel. Ao invés de inversores foram utilizados portas *nand* de duas entradas seguidas de inversores. A segunda entrada das portas *nand* foi utilizada como habilitador de oscilação, como está demonstrado na figura 19:

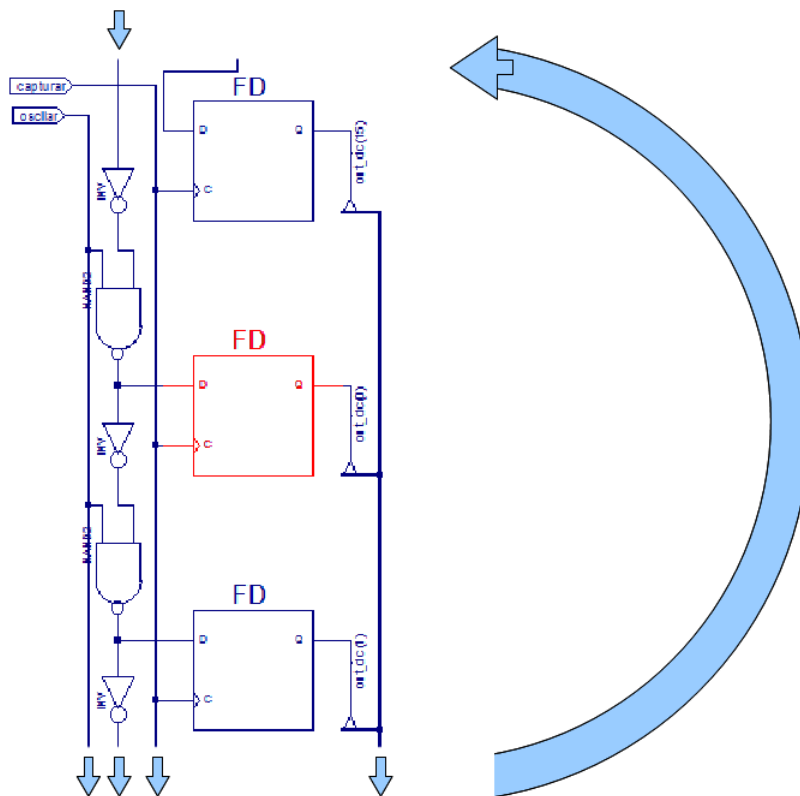


Figura 19: Esquema do oscilador em anel com partida controlada.

A seta curvada indica que foi feito um *loop*, o sinal que sai do último inversor chega ao primeiro, fechando o anel lógico.

Foram utilizados 16 blocos que contém uma porta *nand*, um inversor e um *flip-flop* cada para formar o anel, sendo que este se comportou dentro do esperado na simulação, que é mostrada na figura 20:

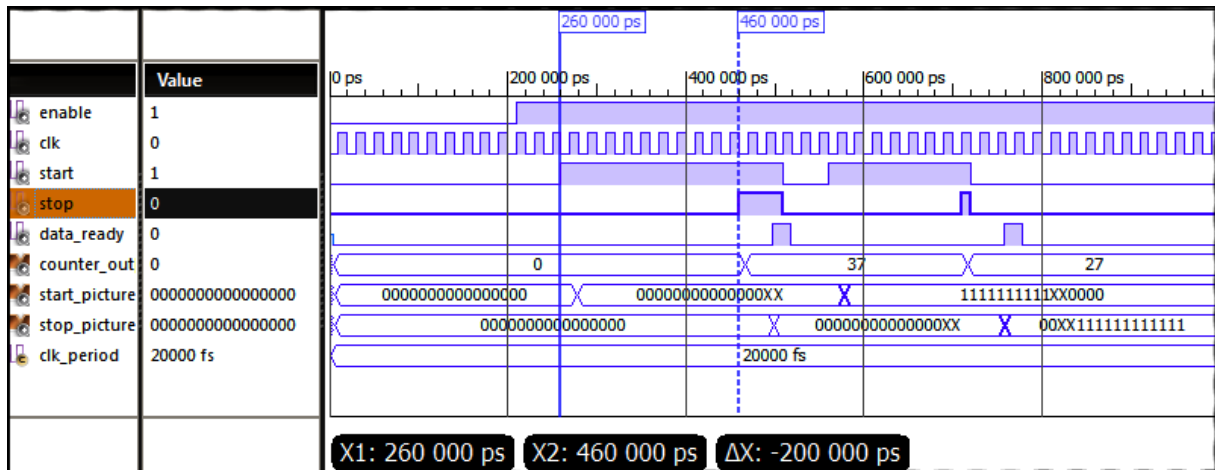


Figura 20: Simulação do cronometro com oscilador em anel.

Na simulação da figura 20 o sinal *enable* habilita o oscilador em anel, cuja frequência de operação não pôde ser vista, mas ficou próxima a 5,4ns. O sinal *clk* é o clock oriundo de um cristal de 50MHz e que controla os processos do cronômetro. *Start* e *Stop* controlam o início e o término da medição de tempo respectivamente. *Data_ready* indica que a medição já foi pré-processada e já pode ser lida. *Counter_out* indica as n transições $0 \rightarrow 1$ que houveram no primeiro elemento do anel desde o início da medição. *Start_picture* representa o estado do oscilador, capturado pelos *flip-flops* no momento do início da medição, e com este estado obtemos um intervalo de tempo ΔT_1 . De forma análoga, o estado capturado por *Stop_picture* nos fornece ΔT_2 .

Sendo T_{osc} o período de oscilação do anel, que é calibrado referenciando-se ao *clock* de 50 MHz, sabendo-se n , ΔT_1 e ΔT_2 podemos calcular o tempo total da medição:

$$T = n \cdot T_{osc} - \Delta T_1 + \Delta T_2 \quad (1)$$

O contador que incrementa *counter_out* é habilitado imediatamente após ser dado o pulso de início da medição e desabilitado imediatamente após a chegada do pulso de encerramento. ΔT_1 desconta, com base no estado inicial do anel, o tempo entre a transição $0 \rightarrow 1$ anterior ao início da medição e o momento exato do início da medição. ΔT_2 , com base no estado final do anel, soma ao tempo total o tempo transcorrido entre a última transição

0→1 contabilizada no primeiro elemento do anel até o momento exato do término da medição.

São 32 os estados que podem ser capturados no oscilador para os sinais *start_picture* e *stop_picture*, 16 nas transições 0→1 e 16 nas transições 1→0. Tomamos como exemplo estado capturado na figura 20 em *start_picture* logo após ser dado o comando *start*. Lá, considerando o estado indeterminado *x* como sendo 1, 14 bits estão em 0 lógico, e 2, no final da cadeia, estão em 1. Este instante corresponde a um momento perto do final do período de oscilação do anel, logo ΔT_1 terá o valor de pouco menor do que um período e por isso será descontada tal quantia no tempo total de medição.

A fórmula para calcular ΔT_1 é:

$$\Delta T_1 = T_{osc} \cdot \left(\frac{X_{start\ picture}}{32} \right) \quad (2),$$

Onde *X* é o estado capturado, e no caso da primeira captura de *start_picture* (0000000000000011), *X* vale 30, pois este é o 30º dos 32 estados possíveis.

De forma análoga, a fórmula para obtenção de ΔT_2 é:

$$\Delta T_2 = T_{osc} \cdot \left(\frac{X_{stop\ picture}}{32} \right) \quad (3)$$

A tabela 1 ilustra alguns dos possíveis estados *X*:

X	Estado capturado
1	1000000000000000
2	1100000000000000
...	...
15	1111111111111110
16	1111111111111111
17	0111111111111111
18	0011111111111111
...	...
30	0000000000000011
31	0000000000000001
32	0000000000000000

Tabela 1: Estados do Oscilador em Anel

Juntando as fórmulas (1),(2) e (3) chegamos a:

$$T = T_{osc} \cdot \left(n + \left(\frac{X_{stop\ picture} - X_{start\ picture}}{32} \right) \right) \quad (4)$$

Ainda na simulação da figura 20, podemos calcular T_{osc} , pois como é mostrado na figura, os sinais de *start* e *stop* foram aplicados com uma defasagem de exatos 200ns no primeiro teste.

$$T_1 = T_{osc} \cdot \left(n_1 + \left(\frac{X_{stop\ picture1} - X_{start\ picture1}}{32} \right) \right)$$

$$200\ 000\ ns = T_{osc} \cdot \left(37 + \left(\frac{30 - 30}{32} \right) \right) \quad T_{osc} = \frac{200\ 000\ ps}{37} = 5,405\ ns$$

Para validar a arquitetura e o funcionamento do TDC com oscilador em anel, ainda na mesma simulação, aplicamos novamente os sinais de *start* e *stop*, mas agora com uma defasagem de 150ns. Com o T_{osc} encontrado na primeira simulação verificamos se o resultado T_2 fica de acordo com o esperado:

$$T_2 = T_{osc} \cdot \left(n_2 + \left(\frac{X_{stop\ picture2} - X_{start\ picture2}}{32} \right) \right) = 5405\ ps \cdot \left(27 + \frac{(18 - 12)}{32} \right) = 146,96\ ns \neq 150\ ns$$

Na validação da arquitetura, ainda em simulação, encontramos um intolerável erro de aproximadamente 3ns entre o valor esperado e o calculado. Quando implementado fisicamente, o TDC baseado em um oscilador em anel se mostrou ainda mais instável. Devido aos atrasos de propagação na parte de controle e processos houveram muitas dificuldades na parte de interpretação e correlação dos dados coletados. Por esses motivos se tornou praticamente inviável a concepção de um sistema de cronometria robusto e funcional baseado em oscilador em anel em FPGA.

Cronômetro com Linhas de Propagação Simples

Apesar de muito esforço ter sido dedicado na arquitetura em anel, foi adotada uma nova arquitetura, inspirada na descrita em [6] e [7], e que consiste basicamente em um contador de *clocks* oriundos de um cristal, mas que com a interpolação de dados, obtidos em

linhas de propagação no momento do disparo e na recepção do pulso de término, tem sua resolução aumentada. O princípio é representado na figura 21.

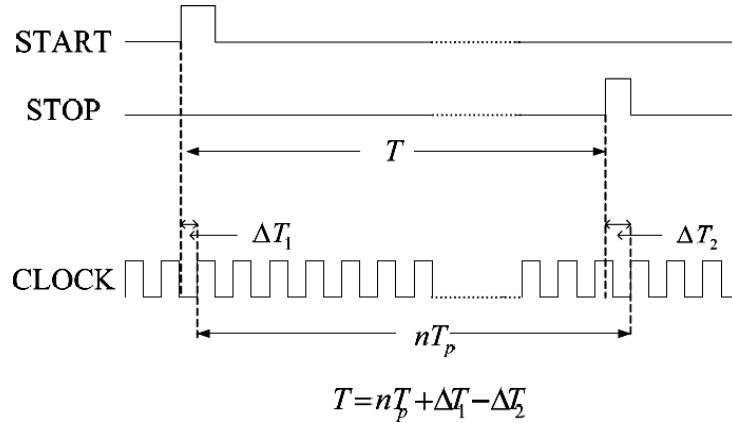


Figura 21: Princípio de Interpolação.

Primeiramente foram utilizados 64 *buffers* em série para formar linhas de propagação de sinal. Duas destas linhas medem os intervalos ΔT_1 e ΔT_2 , que são obtidos entre os momentos do disparo (*start*) ou recepção (*stop*) dos pulsos e a seguinte transição $0 \rightarrow 1$ de *clock*. O sinal no início da linha sofre uma transição de 0 para 1 lógico, essa transição demora alguns pico-segundos para se propagar através de cada um dos *buffers* e, portanto, é possível medir um intervalo de tempo analisando-se até onde um sinal se propagou entre a chegada de dois pulsos. Para capturar o estado das linhas de propagação são utilizados flip-flops do tipo D habilitados pelo *clock* principal, como é representado na figura 22:

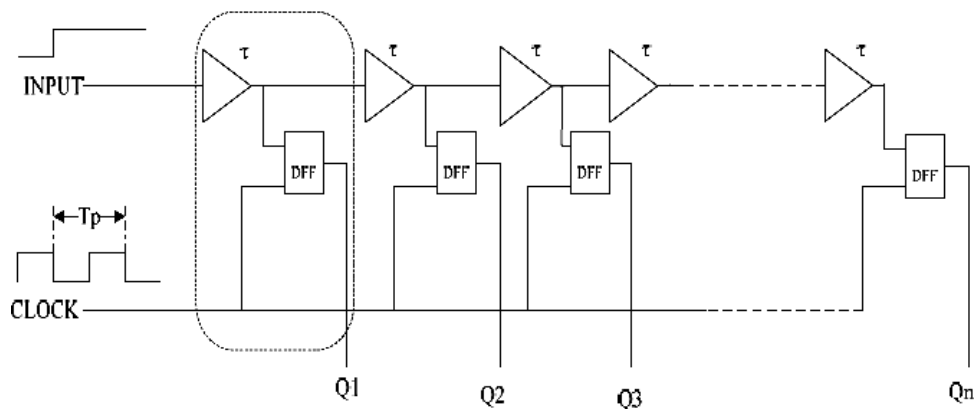


Figura 22: Linhas de propagação de sinal.

O tempo que o sinal leva para se propagar através de cada segmento, como o delimitado pelo contorno tracejado da figura 22, corresponde a resolução máxima a ser obtida no TDC com linhas de propagação simples.

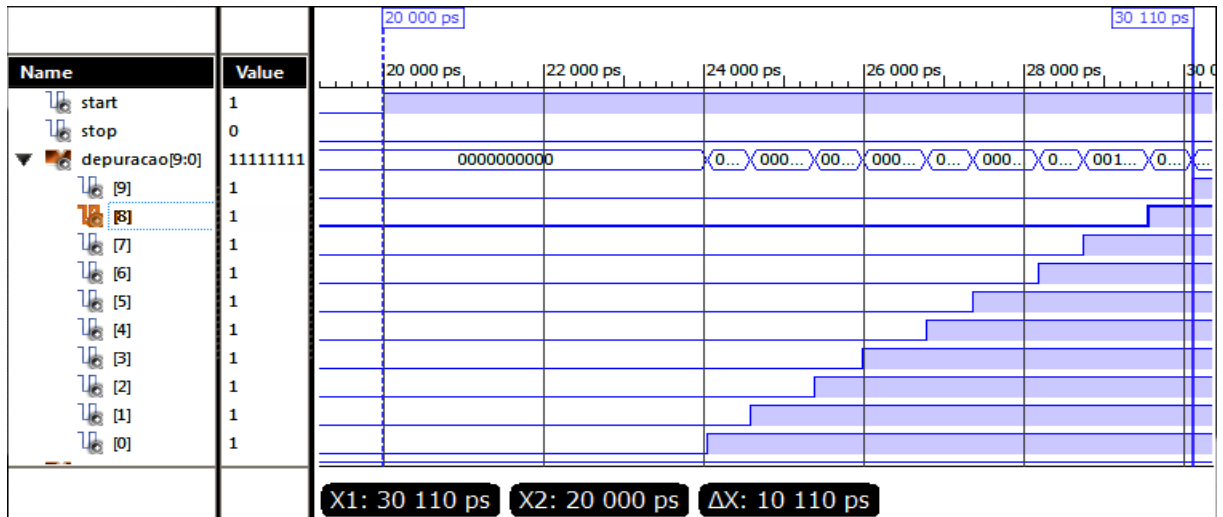


Figura 23: Simulação de linha de propagação.

Na simulação da figura 23 levam cerca de 660ps para o sinal se propagar através de cada *buffer*. Nesta simulação, para fins de depuração, as saídas de cada um dos *buffers* foi conectada a uma IO do FPGA.

Apesar dos *buffers* terem sido posicionados manualmente no FPGA para que ficassem dispostos de fato em linha, e não fossem aleatoriamente posicionados pela implementação automática, observa-se certo *jitter* nos tempos de propagação de cada *buffer*, o que no caso da simulação, é causado predominantemente pelo roteamento.

Existe a possibilidade de, ao invés enviarmos um único pulso para a linha de propagação, enviarmos dois, como é feito em [8]. O objetivo é detectar caso um dos pulsos esteja atravessando uma interconexão mais longa que a média, o que pode causar um *jitter* por vezes maior que o período médio de transição de estado de cada *buffer*.

A velocidade de propagação dos sinais nas linhas também é influenciada pela temperatura. O aumento da temperatura torna os *buffers* mais rápidos, isso significa que se

quisermos quantizar períodos utilizando-se as linhas temos que compensar os efeitos da temperatura. Diferentes tensões de alimentação também modificam o comportamento dos *buffers* e precisam ser compensadas.

Na solução de cronometria desta vez temos:

$$T = n \cdot T_p + \Delta T_1 - \Delta T_2 - C \quad (5)$$

Na fórmula (5) o tempo total T é igual a quantidade n de transições 0→1 ocorridas no *clock*, multiplicada pelo período do *clock* de referência T_p , somado ao intervalo ΔT_1 e descontado o intervalo ΔT_2 . C é um intervalo constante que representa o tempo que o sinal leva percorrendo alguns circuitos dentro do FPGA e, quando integrado a eletrônica de emissão e recepção do medidor de distâncias a laser, pode incorporar os tempos de propagação do sinal pelos circuitos de geração de pulsos, recepção, amplificação e discriminação do sinal recebido.

O *clock* utilizado como referência pelo sistema opera a 250MHz, e é obtido em um DCM (gerenciador digital de *clock*) através da multiplicação da frequência de um sinal de 50MHz oriundo de um oscilador externo ao chip da FPGA. O período T_p , portanto, corresponde a 4 ns.

Um contador é utilizado para incrementar e registrar n . Este contador precisa ser rápido, pois incrementa a 250 Mhz, por isso foi utilizado uma estrutura baseada em somadores em paralelo e não estruturas baseadas em *pipe-line*.

ΔT_1 e ΔT_2 são calculados baseando-se no estado das linhas de propagação nos momentos da primeira e ultima transições 0→1 do *clock* contabilizadas pelo contador, respectivamente.

Os valores ΔT_1 e ΔT_2 proporcionais a distância que os sinais de *start* e *stop*, respectivamente, percorreram nas linhas de propagação antes do momento da subida de *clock* que os sucedem. A fórmula para calcular um intervalo ΔT_x é:

$$\Delta T_x = T_p \cdot \left(\frac{POS_x}{POS_{x_{max}} - POS_{x_{min}}} \right) \quad (6)$$

Na fórmula (6) POS_x é a posição na linha até onde o sinal se propagou, T_p , é o período do *clock* de referência, ou seja, 4ns para um *clock* de 250MHz, $POS_{x_{max}}$ e $POS_{x_{min}}$ são os pontos máximo e mínimo que os sinais podem se propagar nas linhas, respectivamente, e são obtidos mediante calibração.

Um TDC usando esta arquitetura foi implementado com sucesso no FPGA Spartan-3 utilizado no projeto. O fator limitante da resolução para esta arquitetura, a velocidade de propagação nos *buffers* da linha ficou um pouco maior do que o simulado, em média 727ps.

Como o sinal de *start* parte de dentro do próprio FPGA na arquitetura planejada para o medidor de distâncias a laser e o momento do disparo é ditado pelo *clock* de 250Mhz, o intervalo ΔT_l permaneceu constante, tanto em simulações quanto em testes, portanto foi incorporado na constante C da equação (5). Toda sua respectiva linha de propagação e lógica de processamento foi removida, poupando assim portas lógicas.

Cronômetro com Linhas de Propagação Paralelas

A resolução de 727 ps obtida na arquitetura descrita anteriormente, usada para medir o tempo de voo de um pulso de laser, nos daria uma resolução de 11 cm, o que para aplicações de curto e até médio alcance é insatisfatório.

Em busca do aumento desta resolução uma solução inédita em toda pesquisa bibliográfica foi encontrada, a paralelização de linhas de propagação. Depois de testes feitos com duas linhas em paralelo, o aluno foi gradualmente aumentando a quantidade de linhas até chegar a doze.

O sinal de paralisação do cronometro foi dividido e então levado a cada uma das linhas, chegando a cada uma delas em um instante diferente. As linhas foram

estrategicamente posicionadas para que não houvesse demasiada diferença entre os instantes de início de propagação.

Depois de registrado o estado de cada uma das linhas seus dados são interpolados para fornecer então uma resolução inversamente proporcional a quantidade de linhas de propagação. Com doze linhas de propagação foi obtida uma resolução de 60ps.

Como era esperado, as medidas possuem ruído, e também não são perfeitamente lineares. O ruído, em proporção a resolução, aumenta conforme são adicionadas mais linhas. Já a linearidade, como é esperado probabilisticamente, aumenta quando conforme são acrescentadas mais linhas.

Devido a alta taxa de amostragem do sistema, que pode ser configurada para operar acima de 1KHz, o ruído pode ser utilizado para aumentar virtualmente a resolução. Para isto basta adicionar um filtro digital passa-baixas à solução.

Considerações Sobre o Layout

O *layout* do TDC mereceu tanta atenção quanto a codificação em VHDL do mesmo. Todos os componentes foram cuidadosamente posicionados para encurtar ao máximo e manter constantes os caminhos entre os elementos da linha de propagação. Para isso, em todos os elementos das doze linhas foram adicionados atributos de localização, tanto nos *slices* quanto nas *LUTs* do FPGA. O roteamento foi feito de forma automático, mas graças a posição dos componentes, o algoritmo de roteamento se encarregou de encontrar os menores caminhos possíveis para efetuar as ligações entre os elementos das linhas de propagação.

Outro aspecto do *layout* que teve impacto no desempenho do TDC foi o sentido da propagação dos sinais. O fato de colocar os elementos da linha de propagação de forma tal que o sinal de captura do estado da linha, o próprio *clock* de 250MHz, se deslocasse em sentido contrário ao sentido de propagação da linha, diminuiu o ruído. Isto é perfeitamente

compreensível, pois quando os sinais de propagação e o sinal de captura se deslocam no mesmo sentido, a probabilidade de se capturar *buffers* no momento em que estão sofrendo transição aumenta.

Processamento de Dados

No FPGA foram implementados processos básicos para controlar o cronômetro, interpolar os dados, gerar parâmetros de auto-calibração, filtrar e converter dados.

A maioria das versões de código geradas, porém, foram preparadas para enviar apenas dados brutos. Isto foi feito para depurar e analisar em detalhes o desempenho do TDC.

Comunicação

Para enviar os dados adquiridos no FPGA e receber comandos para executar tarefas específicas como obter dados de calibração foi concebida uma UART, que tem suas entradas e saídas ligadas a um conversor para níveis de tensão para o protocolo RS232. Este conversor faz parte da placa de desenvolvimento do FPGA utilizada, e viabiliza a comunicação com um computador.

Software para Depuração

Foi concebido um software para computador simples, com a finalidade de enviar comandos, receber, processar, visualizar e registrar dados obtidos com o TDC. Diversas versões foram criadas para depurar as diferentes arquiteturas implementadas no FPPA, dentre elas a apresentada na figura 24.

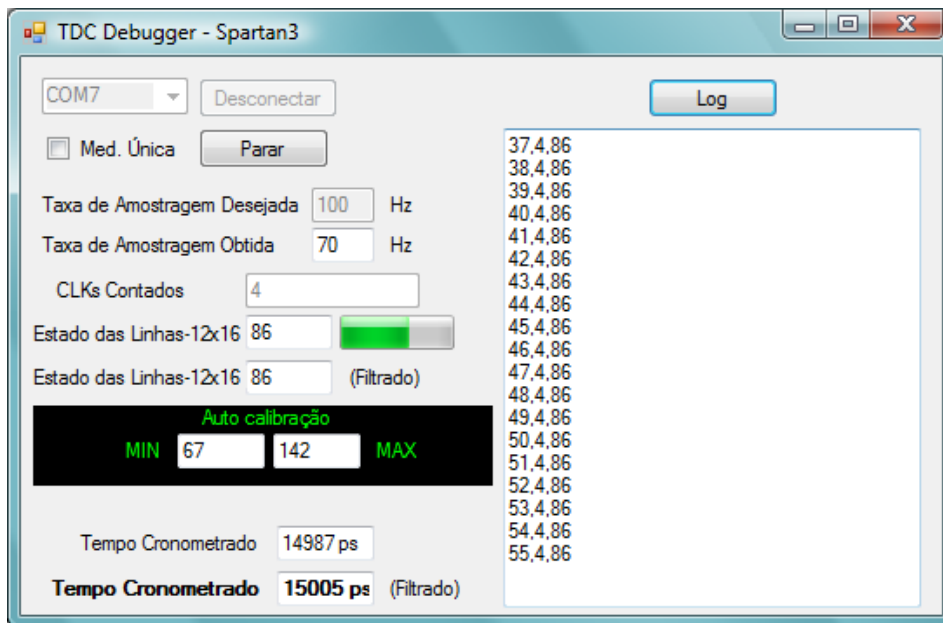


Figura 24: Software de Depuração do TDC.

7 RESULTADOS ALCANÇADOS

Foram alcançados resultados satisfatórios para o desempenho do TDC. Apesar de ter sido encontrado nenhum equipamento de cronometria com resolução de pico-segundos para efetuar testes comparativos, alguns testes simples provaram não apenas o funcionamento do sistema mas também um bom desempenho.

O teste que melhor descreve o comportamento do sistema foi feito com um simples circuito RC, como o apresentado na figura 25.

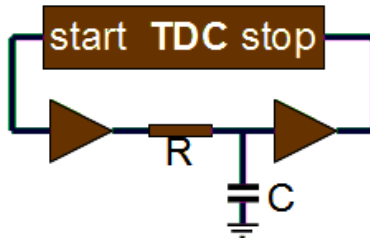


Figura 25: Circuito RC de Depuração.

No circuito da figura 25 os *buffers* são os entrada e saída do FPGA, o resistor R é um resistor de 1k, e o capacitor C foi feito a partir de um par de fios trançados de forma homogênea e com extensão de 35 cm.

Para testar o funcionamento e a linearidade do TDC em um dos testes foram feitas 70 medições, onde em cada uma delas era cortado um pedaço de 5 mm do par trançado, reduzindo assim sua capacitância equivalente C. A redução gradual da capacitância fazia com que, a cada amostra, o sinal que partia de *start* chegasse mais rápido em *stop*, pois quanto menor a capacitância de C, mais rapidamente o limiar de transição 0→1 do *buffer* de entrada do FPGA para o sinal de *stop* era atingido. O resultado pode ser visto nos gráficos da figura 26.

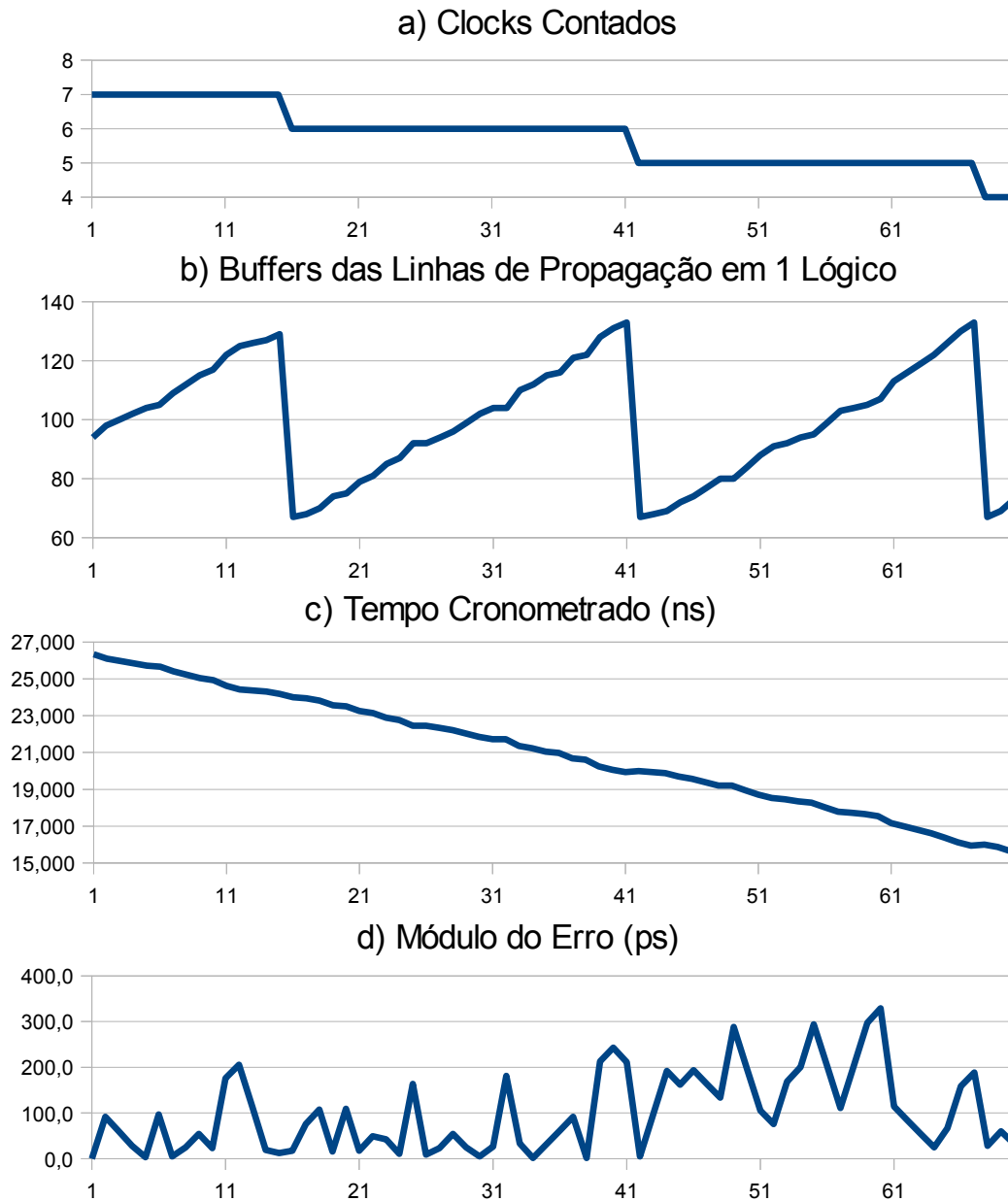


Figura 26: Linearidade do TDC.

Na figura 26 fica fácil demonstrar a lógica utilizada no cálculo do tempo cronometrado no TDC. O tempo cronometrado em *c)* é obtido multiplicando-se a quantidade de *clocks* contados de *a)* por 4ns, e subtraindo-se o intervalo ΔT , que é proporcional a *b)*. O erro de *d)* é relativo a uma reta que liga os valores da primeira e da última amostra. Nesta análise o erro máximo obtido foi de 329ps, e o desvio padrão foi de 86ps. Vale salientar que o

teste foi feito de forma bastante rudimentar, e por isso acredita-se que o próprio método de levantamento de dados gerou boa parte do erro detectado.

Também foram feitos testes de precisão para medições em condições constantes e sem filtro (*single shot precision*), onde foram analisadas 1500 medições feitas sem variar parâmetros do circuito RC do teste anterior. Neste caso o desvio padrão do conjunto de 1500 medições variou entre 20 e 40ps, dependendo da condição do teste. Acredita-se que o próprio circuito de testes tenha contribuído na geração de ruído, pois seus longos fios o tornam suscetível a interferência eletromagnética.

8 PRÓXIMOS PASSOS DO PROJETO

O projeto do TDC baseado em linhas de propagação paralelas é perfeitamente portátil para outros FPGAs. O desempenho do mesmo pode ser aprimorado de duas maneiras. Uma delas é aumentar a quantidade de linhas de propagação em paralelo, e a segunda é utilizar FPGAs mais rápidos. Atualmente as linhas têm um comprimento de 16 *buffers*, porém apenas 5 ou 6 destes são utilizados, já que, devido a velocidade de propagação de sinais relativamente lenta do FPGA Spartan 3, não há tempo para o sinal chegar perto do final da linha de propagação. Mas ao invés de encurtar as linhas para evitar desperdício, o plano é utilizar um FPGA mais moderno e rápido, com tecnologia construtiva mais avançada e menor largura de canal em seus transistores.

O fato de o sinal se propagar mais rápido e por mais *buffers* nas linhas de propagação automaticamente aumenta a resolução do TDC. Será adquirido uma Kit de desenvolvimento de um chip de recém lançado pela Actel, chamado de SmartFusion. Este chip tem implementado fisicamente no mesmo encapsulamento um microcontrolador de 32 bits com arquitetura Cortex-M3, periféricos diversos, FPGA e blocos analógicos configuráveis, tudo isso a um preço de \$45 FOB.

Atualmente esta sendo projetada uma placa de circuito impresso que irá conter, além de do chip A2F200M3F-1FGG256, cujas características foram no parágrafo anterior, os circuitos de emissão e recepção de pulsos de laser que foram citados neste capítulo, fontes de alimentação com tensões que variam entre 1,2V e 300V, memória flash e alguns botões para interface humana. Nenhum protótipo será desenvolvido com *proto-board* ou placa padrão, pois encapsulamentos do tipo BGA, e a necessidade de um *layout* de alto desempenho inviabilizam tais métodos.

A maior parte dos componentes necessários para o primeiro protótipo já foram adquiridos, inclusive um laser pulsado de 25W de potência de pico, e quando o primeiro lote de placas ficar pronto será testado o funcionamento básico bem como as primeiras aplicações do medidor de distâncias a laser.

Por conter interfaces de comunicação de alta velocidade como a ETHERNET, blocos analógicos e alta capacidade de processamento, com esta placa, dispositivos eletro-mecânicos e óticos, e um motor gráfico como o OpenGL rodando em um computador, almeja-se construir um sistema capaz de realizar escaneamento de superfícies em três dimensões.

9 CONCLUSÃO

Apesar de a medição do tempo de voo de um pulso laser ser um princípio de funcionamento simples, a concepção de um medidor de distâncias a laser se mostrou complexa devido à necessidade de componentes de altíssimo desempenho.

No início do projeto foi concebido um minucioso plano de ação para que, ao final de quatro meses, o aluno apresentasse um protótipo funcional de um medidor de distâncias a laser. Tal plano falhou no momento da aquisição de um TDC. Este risco de alto impacto, que foi previsto do planejamento inicial do projeto, acabou se concretizando e comprometendo os resultados esperados.

Porém a busca de soluções para o que parecia um grave problema acabou gerando um promissor dispositivo. O TDC desenvolvido em FPGA, com uma arquitetura inovadora, e desempenho comparável ao de dispositivos comerciais de alto custo, abre um leque de aplicações que vão além da medição de distâncias a laser. TDCs com resolução de dezenas de pico-segundos podem ser utilizados diversos sistemas que exigem alto desempenho, como em instrumentação de dispositivos nucleares, colisores de partículas, sistemas de reflectometria no domínio do tempo (TDR) e medidores de impedância.

O desafio de buscar soluções técnicas com limitações de recursos, lidar com a exorbitante tributação nacional para importação de componentes, e a enriquecedora experiência do aluno executor com FPGAs, vem compondo um empolgante exercício de engenharia. O projeto e a pesquisa seguirão após a conclusão do curso do aluno, que possui aspirações comerciais para as soluções que vem sendo desenvolvidas.

10 REFERÊNCIAS

- [1] H. Lamela; E. Garcia **A Low Power Laser Rangefinder for Autonomous Robot Applications**, 1996, Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22 (Artigo)
- [2] Smith D.E. **Electronic Distance Measurement for Industrial and Scientific Applications**, Junho de 1980, Hewlett-Packard Journal
- [3] Keiser, G. **Optical Fiber Communications (2nd Edition)**, 1991, McGRAW-HILL.
- [4] Kilpelä, Ari **Pulsed Time-of-Flight Laser Range Finder Techniques for Fast, High Precision Measurement Applications**, 2004, University of Oulu, Finland (Dissertação)
- [5] OSRAM, **Operating the Pulsed Laser Diode SPL L1xx**, nota de aplicação disponível em <http://catalog.osram-os.com/media/_en/Graphics/00018318_0.pdf>
- [6] Cicalese, R.; Aloisio, A.; Branchini, P. ; Giordano, R.; Izzo, V.; Loffredo, S. **Implementation of High-Resolution Time-to-Digital Converters on Two Different FPGA Devices**, 2007, Dipartimento Scienze Fisiche, Università di Napoli Federico II e I.N.F.N. (Artigo)
- [7] Zhang ,Y.; Huang, P.; Zhu, R. **Upgrading of Integration of Time to Digit Converter on a Single FPGA**, 2000, Shanghai Astronomy Observatory, Chinese Academy of Sciences (Artigo)
- [8] Wu, J; Shi, Z **The 10-ps Wavelet TDC: Improving FPGA TDC Resolution Beyond Its Cell Delay** Fermi National Accelerator Laboratory, Batavia, USA (Artigo)
- [9] Csele, M **Fundamentals Of Light Sources and Lasers**, 2004, John Wiley & Sons, capítulo 13
- [10] OSRAM **Optical Radiation Safety Information** Nota de aplicação disponível em <http://catalog.osram-os.com/media/_en/Graphics/00018294_0.pdf>
- [11] PALOJÄRVI , P. **Integrated Electronic and Optoelectronic Circuits and Devices for Pulsed Time-of-Flight Laser Ranging**, 2003, University of Oulu, Finland (Dissertação)