UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

RODRIGO DUARTE PECHONERI

Sistema de controle e monitoramento para padrão atômico de frequência de Césio

São Carlos
2013

RODRIGO DUARTE PECHONERI

Sistema de controle e monitoramento para padrão atômico de frequência de Césio

Dissertação apresentada a Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica

Área de concentração: Dinâmica de máquinas e sistemas

Orientador: Daniel Varela Magalhães

ESTE EXEMPLAR TRATA-SE DA VERSÃO CORRIGIDA.
A VERSÃO ORIGINAL ENCONTRA-SE DISPONÍVEL JUNTO AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA DA EESC-USP.

São Carlos
2013

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

P365s

Pechoneri, Rodrigo Duarte
Sistema de controle e monitoramento para padrão atômico de frequência de Césio / Rodrigo Duarte Pechoneri; orientador Daniel Varela Magalhães. São Carlos, 2013.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica e Área de Concentração em Dinâmica de Máquinas e Sistemas -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.

1. Padrão de frequência. 2. Relógio atômico. 3. Instrumentação. 4. Controle. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **RODRIGO DUARTE PECHONERI.**

Título da dissertação: "Sistema de controle e monitoramento para padrão atômico de freqüência de Césio".

Data da defesa: 06/03/2013

Comissão Julgadora:	**Resultado:**
Prof. Dr. **Daniel Varela Magalhães (Orientador)** (Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)	APROVADO
Prof. Associado **Glauco Augusto de Paula Caurin** (Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)	Aprovado
Dr. **Sergio Ricardo Muniz** (Instituto de Física de São Carlos/USP)	Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenheira Mecânica:
Prof. Associado **Marcelo Areias Trindade**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Time: We can spend it, save it, waste it, or kill it. We can't destroy it or even change it, and there's never any more or less of it.

James Jespersen and Jane Fitz-Randolph

AGRADECIMENTOS

A Deus
Por ter permitido que eu abrisse meus olhos todas as manhãs e lutasse nas batalhas diárias da vida.
Aos meus pais: Manoel Pechoneri e Maria Pechoneri e irmão: Rafael D. Pechoneri.
Pelo apoio, confiança e amor sem o qual seria difícil dar um passo a frente.
A minha namorada: Fabiana de Oliveira e Silva.
Por me apoiar, e me forçar a continuar todas as vezes que eu pensei em desistir e por compreender minha ausência durante os anos de graduação e principalmente pós-graduação.
Aos meus sogros: Teófilo de Oliveira e Silva e Lea de Oliveira e Silva.
Por me ajudarem a refletir sobre algumas decisões difíceis ao longo desta jornada.
A toda a minha família e amigos.
Pelo apoio moral e convívio de longa data.
Ao meu orientador e amigo: Daniel Varela Magalhães.
Por ter despertado em mim o desejo e dedicação para com a metrologia de tempo e frequência proporcionado um avanço pessoal e profissional, sem o qual seria impossível a realização deste trabalho.
A todo grupo de mecatrônica da Escola de Engenharia de São Carlos.
A todo grupo de óptica do Instituto de Física de São Carlos.
Aos meus colegas de bancada, o pessoal do LIEPO: João Marcelo, Sheila, Guilherme, Denis, Leandro.
Ao pessoal do LAT pelas conversas descontraídas.
Ao Clovis pelas aulas grátis de Microsoft Word.
Ao pessoal da física atômica pelo convívio e esclarecimentos sobre questões que vão além da engenharia.
Ao Caio Bueno pela dedicação aos nossos trabalhos e conversas no banquinho.

RESUMO

PECHONERI, R. D. **Sistema de controle e monitoramento para padrão atômico de frequência de Césio.** 2013. 132f. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2013.

A vida cotidiana é dividida por intervalos de tempo, assim como, a medida do tempo faz-se necessária para ciência e tecnologia com níveis diferentes de exatidão, pois cada aplicação possui uma exigência da incerteza associada à medida. Atualmente não há outra grandeza física medida com tamanha exatidão quanto à referência de frequência baseadas em transições de níveis de energia atômica, logo, baseando a medida de tempo. Este trabalho visa o estudo e desenvolvimento do sistema de controle e monitoramento de padrões de frequência experimentais. Para isso devemos projetar, construir e caracterizar todo o sistema de controle e aquisição de dados, geração de sinais de controle e processamento do sinal de resposta. O sistema interage com sinais provenientes de uma grande variedade de sensores do padrão de frequência, de modo a detectar possíveis problemas ou efeitos que possam afetar a medida de frequência obtida. Há também a necessidade de armazenagem e tratamento dos dados obtidos para diagnósticos e ações corretivas, para esta tarefa, dispositivos de instrumentação são analisados e desenvolvidos com diferentes abordagens para cada tipo de padrão de frequência, tanto para o chafariz de átomos quanto o padrão portátil. Dessa forma, o sistema de controle e monitoramento do padrão de frequência proporciona a integração entre todos os subsistemas envolvidos na construção de um padrão atômico de frequência.

Palavras-chave: Padrão de frequência. Relógio atômico. Instrumentação. Controle.

ABSTRACT

PECHONERI, R. D. **Control and monitoring system to atomic frequency standard of Cesium.** 2013. 132f. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2013.

Everyday life is divided by time intervals, as well as the measurement of time is needed for science and technology with different levels of accuracy, because each application has a requirement of the uncertainty associated with the measure. Currently there is no other physical quantity measured with such accuracy as to the frequency reference transitions based on atomic energy levels, which in turn are based on measurements of time. This work aims to study and develop the system of monitoring and control of experimental frequency standards. For this we must design, build and characterize the whole system control and data acquisition, signal generation control signal processing of response signal. The system interacts with signals from a variety of sensors presents of frequency standard in order to detect possible problems or effects that may affect the frequency measurement obtained. There is also the need for storage and processing of data for diagnostics and corrective actions for this task, instrumentation devices are analyzed and developed with different approaches for each type of pattern frequency to both the fountain and the compact mobile standards. Thus, the control system and monitoring of frequency standard provides integration between all subsystems involved in building an atomic frequency standard.

Key-words**:** Frequency standard. Atomic clock. Instrumentation. Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama de níveis de energia hiperfinos para átomo de Césio 133 27

Figura 2 - Diagrama das funções essenciais de um padrão de frequência (malha de controle) 28

Figura 3 - Principais subsistemas para construção de um relógio atômico de átomos frios 32

Figura 4 - Esquema simplificado da malha de controle dos padrões de frequência do laboratório: no computador, é ajustado o tempo e valor da saída da sequência temporal, que por sua vez atua no sistema sintonizando os lasers, bobina, sinal de RF dos moduladores acústico ópticos para os processos de aprisionamento, resfriamento, interrogação e detecção, o sinal de fluorescência permite o cálculo da eficiência da transição e atualiza a modulação do sintetizador de frequência 34

Figura 5 - Vista em corte da torre do chafariz atômico e suas regiões espaciais de operação 38

Figura 6 - Vista em corte da câmara de vácuo com a cavidade de microondas esculpida internamente 39

Figura 7 - Diagrama de níveis de energia do Césio mostrando os níveis hiperfinos e as transições de resfriamento e detecção, rebombeio e a transição relogio utilizadas no processo de interrogação 40

Figura 8 - Exemplo de forma de onda digital usada para injetar os pulsos de microondas que interrogam os átomos no relógio compacto, passando 1ms em nível alto, após 8 ms em nível baixo e mais 1 ms e nível alto completando os 10 ms que duram a fase de interrogação 43

Figura 9 - Exemplo de forma de onda analógica utilizada para controlar a frequência do laser mestre 44

Figura 10 - Fases do ciclo do chafariz e seus principais sinais 45

Figura 11 - Fase do ciclo de operação do relógio compacto e seus principais sinais 46

Figura 12 - Sinal de tempo de vôo típico para o chafariz, em que a integral da área colorida é proporcional ao número de átomos 47

Figura 13 - Sinal de fluorescência típico para o TAC, em que a integral da área é proporcional ao número de átomos 48

Figura 14 - Franja de Ramsey produzida pelo padrão compacto 49

Figura 15 - Medida de geração de sinal de erro, oscilação central da franja de Ramsey medida a meia altura do pico 51

Figura 16 – Ambiente experimental do chafariz atômico: computador de controle, mesa óptica, torre com sistema de vácuo 53

Figura 17 – Placa de aquisição de dados PCI 6025 55

Figura 18 – Placa de aquisição de dados PCI 6259 55

Figura 19 - Esquema de *hardware* utilizado no chafariz de átomos..... 56

Figura 20 – Forma de onda saída analógica que configura o desvio de frequência responsável pelo lançamento da nuvem 58

Figura 21 – Desvio de intensidade dos feixes superiores 59

Figura 22 – Desvio de intensidade dos feixes inferiores 59

Figura 23 – Porta lógica externa instalada na placa de conexões e seu esquemático..... 60

Figura 24 – Gráfico com as formas de onda digitais 61

Figura 25 – Placa de interface de comunicação PCI – GPIB 62

Figura 26 – Placas de conectores entre cabos dos dispositivos do experimento e placas e aquisição 63

Figura 27 – Câmera Pixelfly montada na torre do chafariz 64

Figura 28 – Molasses durante calibração do alinhamento da nuvem realizado em abril/2012 65

Figura 29 – Esquema simbólico do sistema óptico de detecção 67

Figura 30 – Sinais de tempo de vôo antes do ajuste de foco a esquerda e a direita com o ajuste de foco realizado pelas lentes de 65 mm que permitiu melhoria da qualidade do sinal tornando desprezível o efeito de *crosstalk* 68

Figura 31 – Foto sensibilidade e área de superfície do fotodiodo S1337-1010BR 69

Figura 32 – Amplificador de transimpedância básico 70

Figura 33 – Configuração do experimento de caracterização dos fotodetectores 71

Figura 34 – Resposta em frequência de amplitude do fotodetector 1 72

Figura 35 – Resposta em frequência de fase do fotodetector 1 72

Figura 36 – Resposta em frequência de amplitude do fotodetector 2 73

Figura 37 - Resposta em frequência de fase do fotodetector 2 73

Figura 38 - Resposta em frequência de amplitude do fotodetector 2 com capacitância de realimentação de 27 pF 74

Figura 39 - Resposta em frequência de fase do fotodetector 2 com capacitor de 27pF..... 74

Figura 40 – Placa de circuito impresso do fotodetector 2 75

Figura 41 – Resposta em frequência de magnitude do fotodetector 2 com a nova placa de amplificação 75

Figura 42 - Resposta em frequência de fase do fotodetector 2 com a nova placa de amplificação 76

Figura 43 – Circuito de entrada analógica da placa PCI 6259 77

Figura 44 – Sinal de tempo de vôo para fotodetector 1 79

Figura 45 – Sinal de tempo de vôo do fotodetector 2 80

Figura 46 – Integral do sinais de tempo de vôo e geração de arquivos de pós-processamento 82

Figura 47 – *Loop* de varredura e seus cálculos de frequência 84

Figura 48 – Varredura do sinal de microondas no intervalo de 9192626000 a 91926320000 86

Figura 49 – Franja de Ramsey obtida no chafariz e sinal de varredura 87

Figura 50 – Franja de ressonância obtida com sinal da integral de tempo de vôo normalizada 88

Figura 51 – Programa de configuração do chafariz manualmente 90

Figura 52 – Gráfico da medida da potência da luz dos lasers 91

Figura 53 – Placa microcontrolada de acionamento dos servomotores 92

Figura 54 – Montagem dos sensores e motores na torre 92

Figura 55 – Painel frontal do programa de monitoramento do ambiente experimental 94

Figura 56 – Sistema de aquisição de dados do ambiente do experimento *data loger* 34970A 95

Figura 57 – Configuração geral do relógio portátil 98

Figura 58 – Diagrama de blocos da divisão de frequência do oscilador 101

Figura 59 – Placa de geração de *clock* 101

Figura 60 – Sinal de *clock* obtidos com a placa 102

Figura 61 – Placa adaptadora de encapsulamento 104

Figura 62 – Medidas de saída digital utilizando 100 μs como passo temporal do dispositivo gerador de sequência temporal digital 105

Figura 63 – Fluxograma do programa de geração de sequência digital 106

Figura 64 – Placa do gerador de sequência temporal digital 107

Figura 65 – Topologia utilizada pela rede comunicação 108

Figura 66 – Estrutura de troca de mensagens para configuração mestre-escravo 110

Figura 67 – Mensagens de configuração de escrita e leitura de dados da placa de sequência temporal digital 111

Figura 68 – Placa controladora de barramento para dispositivo mestre 112

Figura 69 – Placa controladora de barramento para escravo 113

Figura 70 – Sinais elétricos diferenciais entre os canais A e B do *driver* RS485..... 113

Figura 71 – Calibração do sinal de habilitação recepção para o *driver* RS485 114

Figura 72 – Placa de aquisição de dados U2356 montada em sua caixa de proteção..... 115

Figura 73 – Placa mãe ASUS P5G41T-M e sua medida de comprimento e largura em centímetros..... 116

Figura 74 – Caixa em que estão alocados a placa mãe, a placa de aquisição, HD e fonte ... 116

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Características principais da placa de aquisição PCI 6025 54

Tabela 2 - Características principais da placa de aquisição PCI 6259 55

Tabela 3 - Ajuste do VCO mestre para tensões da placa de aquisição e desvios de frequência e atenuação do AOM do laser mestre..... 58

LISTA DE ABREVIATURA E SIGLAS

AOM	Acousto Optic Modulator
ARM	Advanced RISC Machine
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
DARPA	Defense Advanced Reserarch Projects Agency
DAQ	Data Acquisition
DDS	Direct Digital Synthesis
FIFO	First In First Out
FPGA	Field Programmable Gate Array
GPIB	General Purpose Interface Bus
GPS	Global Positioning System
HORACE	Horloge à Refroidissement d' Atomes en Cellule
IEEE	Institute of Eletrical and Eletronics Engineers
IFSC	Instituto de Física de São Carlos
LIEPO	Laboratório de Instrumentação Eletrônica para Óptica
MASER	Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation
MOLASSES	Melaço Óptico
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MOT	Magneto Optical Trap
NE-RSE	Nonreferenced Single Ended
NI-PGIA	National Instruments Programmable Gain Instrumentation Amplification
NIST	National Institute of Standard and Technology
OCXO	Oven Controlled Crystal Oscillator
PCI	Peripheral Component Interconnect
P.I	Proporcional Integrativo
PLL	Phase Locked Loop
PTB	Physikalish Technische Bundesanstalt
R.F	Rádio Frequência
RSE	Referenced Single Ended
SCSI	Small Computer System Interface
SENA	Sistema Embarcado de Navegação Autônoma
SMA	Sub Miniature Version A

SMD	Surface Mount Device
SI	Sistema Internacional
SOIC	Small Outline Integrated Circuit
SYRTE	Systèmes de Référence in Temps Espace
TAI	Tempo Atômico Internacional
TOF	Time of Flight
TTL	Transistor Transistor Logic
TSSOP	Thin Shrink Small Outline Package
USART	Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transeiver
UTC	Universal Time Coordinate
VCO	Voltage Controled Oscillator

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 25

1.1 Padrões de frequência de microondas e seu principio de funcionamento 26

1.2 Padrões de frequência baseados em átomos frios 30

1.3 Padrões de frequência compactos 31

1.4 Visão geral do sistema controle e funcionamento dos padrões de frequência experimentais do laboratório 33

1.5 Objetivo 35

2 AQUISIÇÃO E CONTROLE DOS SINAIS GERADOS E OBTIDOS NOS EXPERIMENTOS 37

2.1 Principais sinais de entrada e saída do sistema 37

2.2 Sinais atuantes gerados pelo controle para operar no ciclo 43

2.3 Sinais de resposta obtidos dos experimentos 46

2.4 Geração do sinal de erro e método de travamento 49

3 SISTEMA DE CONTROLE E MONITORAMENTO DO CHAFARIZ ATÔMICO 53

3.1 Sistema de hardware utilizado no chafariz para geração e aquisição de dados e programa de controle do experimento 53

3.2 Sistema de detecção do chafariz e caracterização dos fotodetectores 66

3.3 Tratamento matemático do sinal de tempo de vôo 80

3.4 Varredura do sinal de interrogação 83

3.5 Travamento de frequência do sinal de microondas do chafariz 88

3.6 Procedimentos de inicialização do experimento 89

3.7 Monitoramento do ambiente experimental do chafariz 93

4 Sistema de controle do padrão de frequência portátil 97

4.1 Arquitetura de controle do sistema do portátil 97

4.2 Sistema gerador de sinal de *clock* 100

4.3 Geração da sequência temporal digital 103

4.4 Rede de comunicação entre dispositivos para o padrão frequência portátil 108

4.5 Sistema de configuração e monitoramento e aquisição analógica 115

5 CONCLUSÃO 118

5.1 Considerações finais 118

5.2 Dificuldades encontradas e propostas de melhorias 120

5.3 Propostas de trabalhos futuros 121

REFERÊNCIAS 122

APÊNDICE..... 126

1 INTRODUÇÃO

Medir um intervalo de tempo é indispensável tanto para estudos científicos e tecnológicos quanto na vida cotidiana, em seu sentido prático, e para isso faz-se necessário um instrumento ou dispositivo para marcar essa passagem de tempo denominado relógio. Entende-se por relógio um artefato que produz um evento a uma taxa fixa de ocorrências que acumulados por um sistema de contagem pode ser utilizado para marcar o decorrer do tempo.

Atualmente não há outra grandeza física medida com tamanha exatidão quanto à medida de frequência baseada em transições de níveis de energia atômica (RIEHLE, 2004). O instrumento utilizado para realizar essa medida de alto desempenho são os chamados relógios atômicos, nomenclatura mais conhecida popularmente, ou padrões de frequência, relógio atômico consiste de um padrão de frequência dotado de um acumulador para contar os sinais de saída do sistema baseado em um átomo de referência.

Um padrão de frequência atômico é um dispositivo que produz um pulso de sinal eletrônico na saída, a uma taxa de ocorrência relacionada à oscilação eletromagnética de um dado átomo. Dado ao fato da frequência de saída ser relacionada com as oscilações atômicas pode-se atingir medidas extremamente precisas (NIST, 2012).

Devido à definição do segundo, para o sistema internacional de unidades (SI), adotada em 1967 na décima terceira conferência geral de pesos e medidas, o segundo possui a duração de 9192631770 períodos de radiação correspondentes entre a transição de dois níveis hiperfinos do átomo de Césio 133 (LEVINE, 1999).

Por isso, os padrões de frequência que utilizam átomos de Césio como referência são chamados de padrões primários de frequência, os que fazem uso outros átomos são chamados padrões secundários. Existe também uma diferenciação entre padrões que são ativos e passivos, os passivos usam o sinal da ressonância atômica para escravizar um oscilador macroscópico enquanto os ativos utilizam a própria resposta da amostra atômica para gerar um sinal de saída de frequência atômica (RIEHLE, 2004).

Existem diversos tipos de aplicações que utilizam referências de tempo e frequência geradas por relógios atômicos, dentre elas estão algumas de fundamental importância para a sociedade. Pode-se citar: defesa, sincronização temporal de computadores para operações comerciais, medidas de grandezas físicas por meio de padrões de frequência, navegação na superfície terrestre, sistemas de telecomunicações, sincronização de rede de transmissão elétrica (AHMED et al., 2007). Navegação de naves espaciais, quadratura de sinais de GPS

(*Global Positioning System*), experimentos de medidas de constantes físicas fundamentais (MARTEL, 2012).

Lembramos aqui que, fora o Brasil, apenas países desenvolvidos possuem esse tipo de tecnologia utilizando sistemas experimentais, as contribuições do hemisfério sul para as escalas de tempo TAI (*International Atomic Time*) e UTC (*Universal Time Coordinate*) são feitas utilizando padrões comerciais. Tendo em vista a importância do desenvolvimento de metrologia de tempo e frequência nosso laboratório iniciou há alguns anos o desenvolvimento e estudo desse tipo de tecnologia, possuindo alguns padrões comerciais, entre eles um MASER (*Microwave Amplification by Estimulated Emission of Radiation*) de hidrogênio, e dois relógios experimentais um tipo chafariz de átomos frios e um com átomos frios em expansão, e um projeto de um novo padrão idealizado para aplicações portáteis, em que se possa transportar o relógio até sua aplicação operando fora do ambiente de laboratório sem qualquer preparo prévio.

1.1 Padrões de frequência de microondas e seu principio de funcionamento

Relógios atômicos ou padrões de frequência fazem uso de um sistema quântico como se fosse seu "pendulo", seu discriminador de frequência, em que a frequência do sinal de saída está intimamente relacionada à diferença de energia entre dois estados quânticos dos átomos, no caso de padrões primários, átomos de Césio (RIEHLE, 2004).

Segundo Levine (1999), a frequência da transição relógio que define o segundo encontra-se no regime de microondas. Compreende-se microondas como o intervalo de frequência que abrange aproximadamente dos 0,3 GHz até 300 GHz, podendo ser manipulada utilizando técnicas e circuitos de uso comum em sistemas de microondas e rádio frequência, ou seja, aplicando sinal de microondas que esteja ressonante com a frequência de transição entre estados quânticos hiperfinos dos átomos de Césio produzimos um sinal de resposta que caracteriza o padrão de frequência.

Os níveis quânticos considerados para a transição relógio no átomo Césio são apresentados pela Figura 1. Os níveis de transição que caracterizam a frequência que define o segundo como unidade primária são $F = 3,\ m_f = 0$ para $F = 4,\ m_f = 0$ (VANIER; AUDOIN, 1989). A frequência necessária para excitar a transição entre os níveis atômicos de interesse é de 9, 1926 GHz. As outras transições mostradas referem-se à linha D2 do Césio e são bastante úteis nos processos de resfriamento e manipulação dos átomos (MAGALHÃES, 2004).

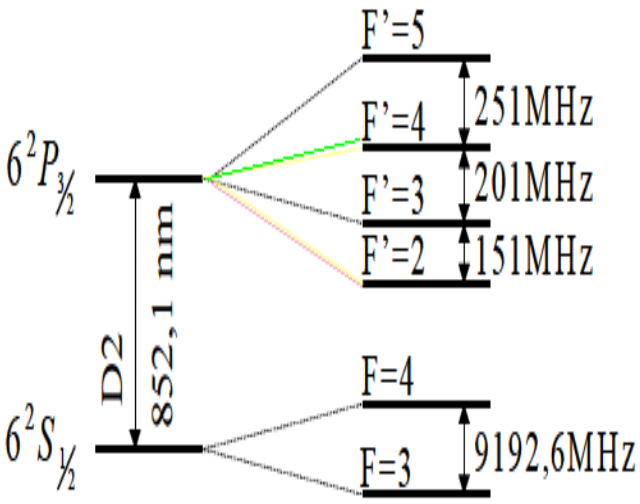


Figura 1 - Diagrama de níveis de energia hiperfinos para átomo de Césio 133
Fonte: Müller (2010)

A interrogação dos átomos é um processo de medida do estado eletrônico em que a amostra de Césio transitou após a aplicação de radiação de microondas, caso os átomos tenham experimentado a transição relógio, ou seja, absorvido uma quantidade exata de energia da radiação eletromagnética, a eficiência do sinal de interrogação aplicado é aferida e travá-lo no pico de máxima ressonância com a transição torna-se factível. Existem dois métodos bem difundidos na literatura e aplicados na prática para interrogação dos átomos e são eles: o método de Rabi e o método de Ramsey (RIEHLE, 2004).

Padrões de frequência de microondas são dispositivos que utilizam um sinal de 9192631770 Hz ou 9, 1926 GHz, que está na faixa do espectro das microondas, para excitar na amostra atômica a transição entre os dois níveis energéticos que definem o segundo.

Segundo Rielhe (2004) e Müller (2010) os primeiros relógios atômicos de Césio, utilizavam a técnica de seleção magnética para selecionar os estados hiperfinos. Relógios de feixe efusivos em que os átomos são aquecidos e atravessam uma cavidade de microondas em um feixe térmico, sua incerteza está em torno de 10^{-14} em estabilidade em curtos períodos.

Métodos de interrogação de átomos foram aperfeiçoados, mas com o advento do laser tornou-se possível manipular as populações dos níveis atômicos e a partir daí os padrões de frequência operados por luz foram desenvolvidos, para seleção e manipulação dos átomos como detecção, porém continuam excitando a transição com sinal de microondas, tanto (MÜLLER, 2010).

Com a melhoraria na manutenção de frequências ópticas tornou-se factível o desenvolvimento de padrões de frequência ópticos que utilizam frequências mais altas que os de microondas como fonte de sinal de interrogação seu nível de incerteza está em torno de 10^{-18} em exatidão, porém são utilizados como padrões secundários por utilizarem transições excitadas por freqüências mais altas em outros níveis quânticos, frequências que operam em regimes ópticos, diferentes da definição do segundo (RIEHLE, 2004).

Basicamente, um padrão de frequência de Césio obedece a um ciclo de funcionamento, inicialmente a amostra atômica é preparada em um dos estados quânticos da transição F = 3 ou F = 4, um oscilador macroscópico (oscilador de quartzo de alta qualidade servo acionado) é sintonizado em torno da frequência da transição relógio.

O oscilador é a fonte do sinal de interrogação, logo após, os átomos interagem com um campo eletromagnético, sinal de microondas, que induz a transição dos átomos para o outro nível de energia menos populado, os átomos que fizeram a transição entre os níveis são detectados. Dessa forma, pode-se determinar se a frequência de interrogação está no máximo da ressonância (BIZE, 2001).

A Figura 2 apresenta o esquema de funcionamento de um padrão atômico de frequência de forma genérica e traz os elementos essenciais para seu controle e operação. A frequência do sinal de microondas injetado para excitar a transição é corrigida antes que se inicie um novo ciclo, então a saída do sistema é ajustada e devidamente tratada de forma a produzir um sinal de um pulso por segundo (PPS) a cada 9 192 631 770 periodos do sinal injetado (RIEHLE, 2004).

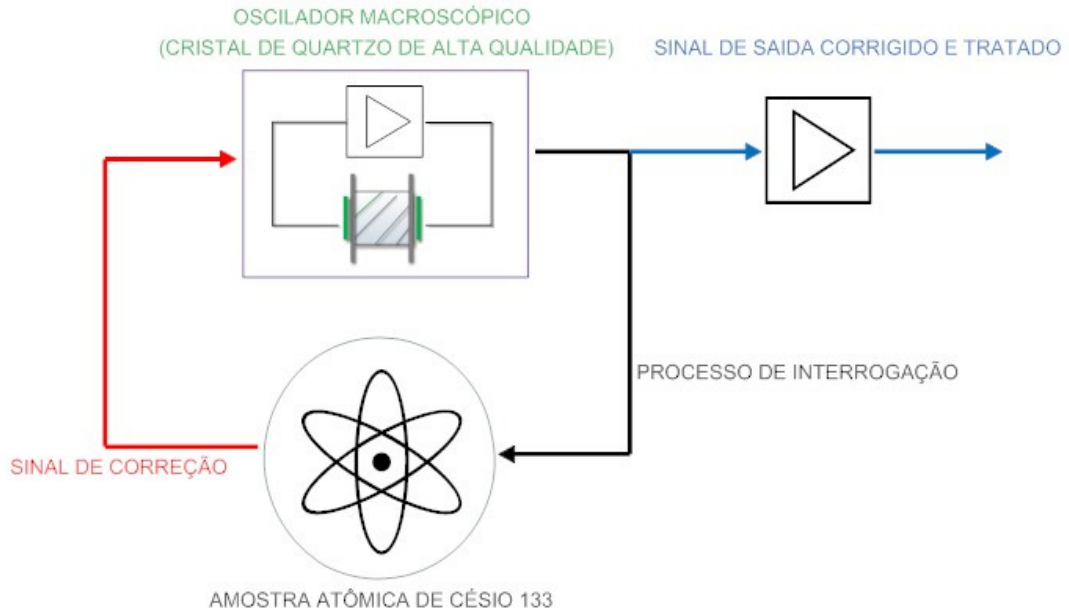


Figura 2 - Diagrama das funções essenciais de um padrão de frequência (malha de controle)

O sinal de saída deve ser corrigido em relação a um sinal de erro de frequência baseado no sinal de fluorescência coletado, os átomos que passaram pelo processo de interrogação cruzam o feixe de detecção e emitem luz devido a ressonância com a transição de detecção. As variações na eficiência da transição atômica (oscilação central das franjas de Ramsey) fornecem a correção necessária ao sintetizador de microondas. Dessa maneira, determina-se o quanto o sinal de interrogação gerado pela cadeia de microondas afastou-se do valor da ressonância da transição atômica (CLAIRON et al., 1991).

O sinal de erro de frequência é injetado no oscilador local de modo a corrigi-lo. Isto feito, o sinal injetado pelo oscilador local nos átomos será cada vez mais ressonante com a frequência entre os níveis da transição relógio, normalmente o nível de incerteza de um padrão de microondas está em torno de 10^{-16} em estabilidade de curtos períodos.

Devido à grande exatidão obtida pelos relógios atômicos, vários institutos de pesquisa em todo o mundo constituíram programas de metrologia de tempo e frequência construindo padrões de frequência primários e secundários (MÜLLER, 2005). No Brasil, o Instituto de Física de São Carlos e a Escola de Engenharia de São Carlos (ambos da USP) possuem um programa deste tipo, que além de sistemas comerciais, aplicados como referência de comparação de sinais, mantém em constante desenvolvimento outros sistemas experimentais com relógios de átomos de Césio resfriados.

O aparato do laboratório conta com dois relógios atômicos experimentais um relógio do tipo chafariz atômico (*fountain*) e um relógio compacto, ambos utilizando átomos frios para aumentar sua resolução espectral e o método de Ramsey para interrogação dos átomos. Além disso, o primeiro relógio atômico desenvolvido em São Carlos foi o padrão de feixe efusivo, que atualmente está desativado, porém serviu de base para a o avanço na construção de padrões que utilizam átomos frios e devido a isto possuem resolução muito superior (BEBEACHIBULI, 2003).

A principal diferença entre o chafariz e o compacto consiste que o relógio tipo chafariz lança os átomos através da cavidade de microondas em vôo parabólico para interação com o campo de interrogação. No entanto, no relógio compacto, todas as fases de manipulação atômica e aplicação dos pulsos de microondas são feitas dentro de uma cavidade sintonizada na frequência da transição relógio (MÜLLER, 2010).

1.2 Padrões de frequência baseados em átomos frios

A importância de se resfriar os átomos em relógios atômicos está diretamente ligada à sua exatidão, pois o átomo em movimento "enxerga" a radiação com frequência deslocada (efeito Doppler de primeira ordem), provocando um deslocamento na medida da frequência de saída (BEBEACHIBULI, 2007).

Como num gás há uma distribuição de velocidades, cada parcela de átomos enxerga uma frequência diferente, distribuindo a resposta da ressonância atômica para cada classe de velocidades. O resfriamento dos átomos faz com que a distribuição de velocidades seja muito pequena. Além disso, com velocidades absolutas muito baixas (cm/s) reduz-se muito o efeito Doppler de segunda ordem, minimizando efeitos de deslocamento de frequência ligados ao movimento dos átomos (MÜLLER, 2005).

Um padrão de frequência de átomos frios utiliza técnicas de resfriamento atômico para que a amostra esteja "bem comportada" durante as outras fases do ciclo de funcionamento, o que permite atingir maior exatidão na medida da frequência do que em relógios que não utilizam átomos frios.

A idéia principal desse resfriamento óptico, realizado com lasers, é redistribuir o momento quântico dos átomos de modo que eles obedeçam a um ciclo de absorção e emissão espontânea. Dessa forma, existindo certa probabilidade da amostra atômica que estava em uma classe de velocidades $\nu \neq 0$ serem bombeados opticamente para um estado armadilhado, os átomos são aprisionados em um ponto do espaço por meio de uma armadilha magneto-óptica, dentro de uma distribuição em que a classe de velocidades seja $\nu = 0$ ou muito próxima dela (COHEN-TANNOUDJI; PHILIPS,1990).

1.3 Padrões de frequência compactos

Apesar da grande exatidão que um padrão de frequência pode atingir, ainda assim, é um sistema extremamente complexo e sensível, aplicações industriais e de metrologia geral necessitam de um padrão primário que normalmente não necessita de toda a exatidão que pode ser alcançada com os padrões atômicos, porém deve ser um sistema portátil e robusto em que se possa levar o instrumento até sua aplicação.

Nesse sentido diversos laboratórios ao redor do mundo vêm desenvolvendo padrões portáteis. Pode-se citar o padrão compacto HORACE (*Horloge à Refroidissement d'Atomes en Cellule*) desenvolvidos pelo observatório de Paris LNE-SYRTE (SYSTÈMES DE RÉFÉRENCE AND TEMPS ESPACE, 2012), os relógios em escala de chip desenvolvidos pelo NIST (*National Institute of Tecnology*) (NATIONAL INSTITUTE OF STANDARDS AND TECHNOLOGY, 2012), os relógios ópticos que o PTB (*Physikalisch-Technische Bundesanstalt*) vem desenvolvendo para torná-los mais compactos e portáteis para fins de aplicações em viagens espaciais (PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT, 2012), projetos desenvolvidos pela agência de defesa norte americana DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) que visam projetos de miniaturização de relógios atômicos para aplicações portáteis em ambientes hostis, seja em conflitos ou exploração espacial (DEFENSE ADVANCED RESEARCH PROJECTS AGENCY, 2012).

No relógio compacto a amostra de átomos de referência é preparada em uma armadilha magneto óptica (MOT- *magneto optical trap*). Após essa etapa, durante a expansão livre, a nuvem de átomos de Césio é submetida a uma sequência de pulsos de microondas, separada temporalmente em um intervalo de cerca de *8 ms*, caracterizando o método de espectroscopia de Ramsey dos campos oscilatórios separados (RAMSEY, 1950).

Os pulsos de microondas são aplicados na cavidade esculpida dentro da câmara de vácuo e todo o ciclo de funcionamento do relógio é implementado dentro da câmara. Por isso, o padrão é considerado compacto e seu nível de estabilidade atinge 10^{-13} comprado a um relógio de feixe (MÜLLER, 2010). O fim do ciclo se dá quando um laser de detecção excita uma transição óptica dos átomos que sofreram a transição relógio e gera sinal de fluorescência, detectada por meio de um fotodetector.

Devido aos bons resultados obtidos com o relógio compacto foi iniciado em nosso laboratório um novo projeto, visando desenvolver um relógio atômico portátil. Além de manter todas as características de exatidão dos relógios experimentais, fatores como

operacionalidade e robustez são de grande importância para a implantação desta nova tecnologia, expandindo a aplicabilidade do sistema.

Podem-se citar como exemplos de aplicação: o projeto de carro autônomo SENA (Sistema Embarcado de Navegação Autônoma), desenvolvido por nosso grupo no departamento de engenharia mecânica da USP de São Carlos, no qual um padrão de frequência (relógio atômico) será de grande valia na calibração de sensores utilizados pelo sistema que utilizam o sinal de frequência do padrão atômico como referência de precisão, sincronismo de comunicações e referência para sistemas de GPS do veículo, além de aplicações com fins de metrologia industrial, em que o relógio poderia ser deslocado até uma determinada empresa ou centro de pesquisa para ser usado na calibração de instrumentos e comparação de sinais com outros padrões, ou seja, qualquer aplicação em que um sinal de referência confiável seja requisito.

O fato de o relógio ser baseado em uma nuvem de átomos frios em expansão permite uma significativa redução nas dimensões gerais do relógio. O projeto desenvolvido pelo laboratório será executado em único bloco em que todos os subsistemas necessários para seu funcionamento ficarão alocados. A Figura 3 apresenta os subsistemas principais.

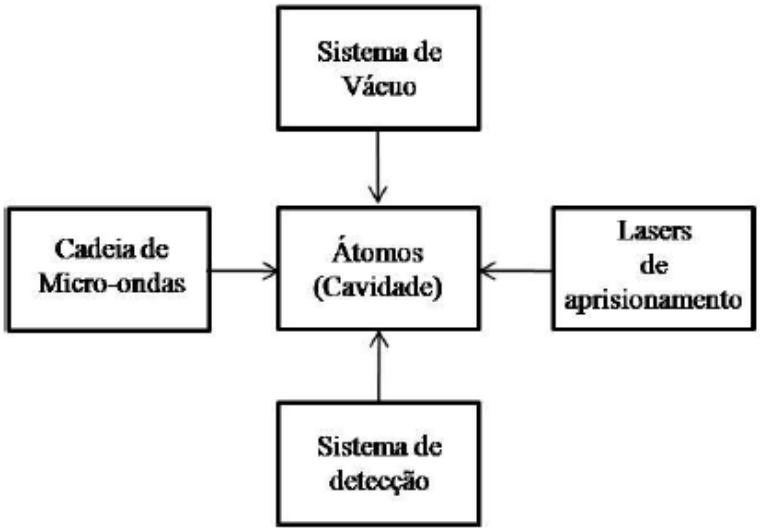


Figura 3 - Principais subsistemas para construção de um relógio atômico de átomos frios
Fonte: Müller (2010)

O relógio atômico compacto portátil será uma grande contribuição brasileira para um padrão de alta relevância em pesquisa e desenvolvimento. Existem ainda grandes possibilidades de no futuro obtermos um produto brasileiro de ampla aplicabilidade, contribuindo com a indústria nacional e atraindo empresas nacionais e estrangeiras. Além de

formar mão de obra especializada e *know how* na área de metrologia de tempo e frequência, que com os atuais planos de exploração marítima e aero espaciais brasileiros são de fundamental importância.

1.4 Visão geral do sistema controle e funcionamento dos padrões de frequência experimentais do laboratório

O objetivo principal desta dissertação é estudar e descrever os trabalhos realizados nos sistemas de controle dos padrões experimentais que existem no laboratório e que estão em desenvolvimento. Portanto, será descrito o conceito bastante geral do que esse subsistema representa e desempenha no experimento como um todo. Nos capítulos subsequentes esse sistema será visto com a devida ênfase a cada detalhe.

O padrão de frequência é um aparato que opera seguindo um determinado ciclo ou "sequência" que torna possível obter um sinal elétrico de saída referenciado à transição atômica. Qualquer padrão de frequência baseado em átomos frios tem no mínimo quatro etapas: aprisionamento, resfriamento, interrogação e detecção, que serão descritos com maiores detalhes nos próximos capítulos. A necessidade de sincronismo entre cada uma das etapas é de vital importância para o êxito do experimento (MAGALHÃES, 2004).

Cada etapa do ciclo é executada sincronizadamente e em tempo real, devido à necessidade de correção do sinal de microondas antes que um novo ciclo de operação se inicie. Com esse propósito o sistema de controle realiza o desvio de frequência dos lasers, aplicação do sinal de microondas, acionamento do campo eletromagnético, captura do sinal de transição e processamento do sinal obtido (MÜLLER et al., 2012).

O *hardware* utilizado é baseado em interfaces de comunicação, entradas e saídas analógicas e digitais, usadas para gerar sequências de saída, formas de onda, e adquirir sinais do padrão atômico. Atualmente, ambos os sistemas experimentais (chafariz e compacto) fazem uso de placas de aquisição do tipo DAQ (*Data Acquisition*) da *National Instruments* que possuem interface direta de programação com o ambiente Labview. O que facilita sobremaneira a tarefa de manipulação dos dados e interface homem-máquina (BEBEACHIBULI, 2007; ALVES, 2012).

Quando operado travado no pico da frequência de ressonância o sistema de controle corrige o sinal do sintetizador de microondas em tempo real usando um algoritmo de controle do tipo PI (Proporcional Integrativo), descrito em (BIZE, 2001; BEBEACHIBULI, 2007), que

calcula os desvios da frequência do oscilador local (oscilador macroscópico) do pico da ressonância, e gera o sinal de erro que faz a correção do sintetizador. Assim, garantindo um padrão primário a 9192631770 Hz.

Para encontrar o pico da ressonância o programa de controle implementa uma varredura em torno da frequência 9, 1926GHz com uma determinada faixa de largura spectral e a um passo fixo, estreito o suficiente para resolver a frequência central das franjas de interferência do método de Ramsey. A Figura 4 traz uma ilustração geral da malha de controle dos experimentos.

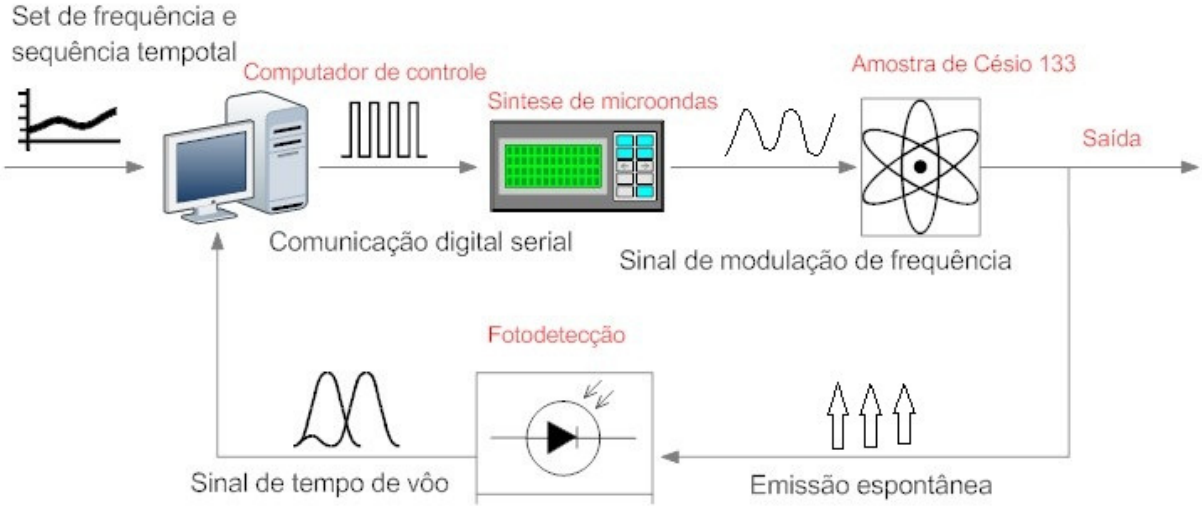


Figura 4 - Esquema simplificado da malha de controle dos padrões de frequência do laboratório: no computador, é ajustado o tempo e valor da saída da sequência temporal, que por sua vez atua no sistema sintonizando os lasers, bobina, sinal de RF dos moduladores acústico ópticos para os processos de aprisionamento, resfriamento, interrogação e detecção, o sinal de fluorescência permite o cálculo da eficiência da transição e atualiza a modulação do sintetizador de frequência

No caso do padrão portátil sua aplicação exige grande compactação, logo, dificultando a possibilidade de implementação de seu sistema de controle em ambiente Labview em um computador de bancada como nos outros padrões do laboratório. Dessa forma, o sistema de controle para o padrão compacto portátil será desenvolvido totalmente dedicado à sua tarefa, com uma eletrônica desenvolvida em vista de sua função no relógio atômico portátil.

1.5 Objetivo

Este trabalho tem por objetivo principal projetar, construir e caracterizar os sistemas de monitoramento e controle para os padrões de frequência atômico de átomos frios do laboratório, visando o desenvolvimento de um novo sistema de referência atômica idealizado para aplicações remotas ou sistemas móveis. Os objetivos secundários são:

Analisar dispositivos que possam atender as necessidades e especificidades da implantação dos controles do padrão atômico, além de projetar a arquitetura de controle para o padrão portátil.

Projetar e construir as placas de interface entre o sistema digital de controle do padrão e seus dispositivos controlados.

Programar os dispositivos para integração do sistema e seu ciclo de funcionamento (sequência temporal analógica e digital, detecção, e etc).

2 AQUISIÇÃO E CONTROLE DOS SINAIS GERADOS E OBTIDOS NOS EXPERIMENTOS

Nesta seção serão apresentados os principais tipos de sinais que são adquiridos e gerados pelo sistema de controle e supervisão do experimento, seus princípios, como eles são controlados, tipo de resposta e sua função no ciclo de trabalho dos padrões de frequência.

2.1 Principais sinais de entrada e saída do sistema

Como já foi mencionado um padrão de frequência de átomos frios funciona obedecendo a etapas de um ciclo que prepara, interroga e detecta a transição que define o segundo. Que no caso do chafariz inclui aprisionamento, resfriamento, lançamento, interrogação e detecção, no caso do relógio compacto inclui aprisionamento, resfriamento, interrogação e detecção, ambos utilizam como método de interrogação atômica a espectroscopia magnética nuclear de Ramsey dos campos separados descrita em Ramsey (1950) e Vanier e Audoin (1989). Além disso, todas essas etapas são realizadas de forma síncrona, pois cada uma delas tem certo intervalo de tempo para ocorrer.

O sistema de controle provê um sinal fixo de *clock* para referenciar a atualização das entradas e saídas do sistema e partindo dessa base de tempo os sinais envolvidos no ciclo de trabalho do relógio são gerados e adquiridos, e então tratados por *software*. O processo completo envolve geração de sinais digitais TTL (*Transistor Transistor Logic*), sinais analógicos de tensão, comunicação digital e aquisição de dados. A correta atuação desses sinais na manutenção dos processos do ciclo atômico é a principal tarefa do sistema de controle, e está diretamente envolvida em uma operação satisfatória.

Durante as fases de aprisionamento e resfriamento a frequência dos feixes de laser é controlada, assim como sua potência, para realização das fases de MOT e MOLASSES (melado óptico). Maiores detalhes sobre esses processos podem ser consultados em Phillips et al. (1991) e Phillips (1998) e Phillips et al. (1989) e Raab et al. (1987), seu controle é realizado com sinais analógicos de tensão para realizar os desvios de frequência, por meio de moduladores acusto-ópticos (AOM- *acousto-optic modulator*), ao final dessa etapa os feixes são totalmente atenuados dentro da câmara com a atenuação dos moduladores e auxilio de obturadores mecânicos que são controlados com sinal digital. Na fase de MOT, em que os

átomos são aprisionados temos também um campo magnético utilizado na armadilha magneto-óptica gerado por duas bobinas que são acionadas por um sinal digital.

Após a preparação da amostra, a nuvem formada pelos átomos frios é exposta a um campo eletromagnético proveniente da síntese de microondas que realiza a interrogação da transição relógio, após, o sinal de fluorescência de resposta dos átomos é detectado por entradas analógicas sincronizadamente evitando diferenças temporais entre o disparo da aquisição do sinal e o sinal adquirido, o que permite a avaliação em tempo real do sistema como um todo (MAGALHÃES, 2004).

Devido ao contexto desta dissertação ser o sistema que controla e supervisiona padrões de frequência, serão abordadas agora as "sequências" temporais que conferem ao relógio como um todo seu modo de operação, ou seja, a forma como o sistema de controle gerencia os feixes de laser, os sinais de rádio frequência RF e as aquisições. A gestão destes sinais confere ao padrão de frequência sua maneira de interrogar a referência atômica. Abordaremos o modo de operação do relógio chafariz e compacto, descrevendo de forma sucinta cada etapa da operação e os sinais envolvidos.

Vale salientar que a principal diferença entre uma configuração e outra consiste no fato de que o chafariz lança os átomos em vôo balístico para interação com o campo de microondas, o que significa que sua sequência de operação obedece a uma configuração espacial, pois há uma região onde os átomos são aprisionados e resfriados, uma região em que está a cavidade de microondas para interrogação, uma região de vôo livre e uma região de detecção, essa configuração é apresentada na Figura 5.

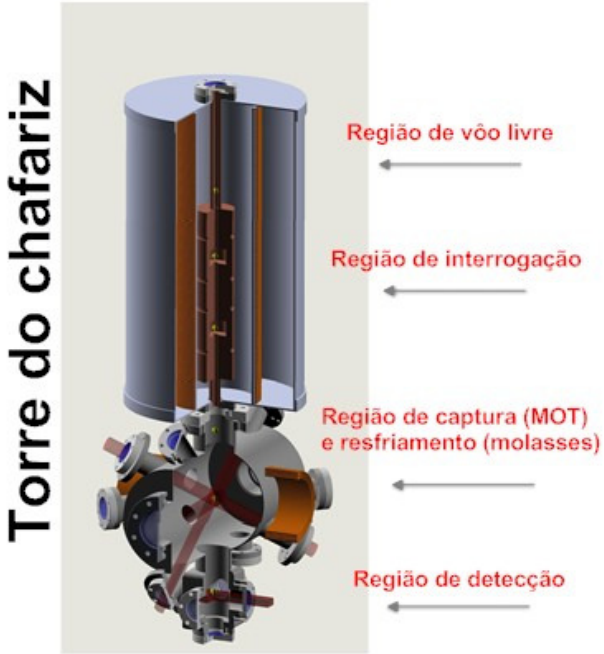


Figura 5 - Vista em corte da torre do chafariz atômico e suas regiões espaciais de operação

No padrão compacto todas as etapas de seu ciclo de funcionamento são realizadas dentro da cavidade de microondas sintonizada na frequência de ressonância. Nesse sistema a nuvem atômica não viaja a outras regiões dentro da câmara de vácuo, pois a cavidade foi esculpida dentro da própria câmara essa configuração é apresentada na Figura 6.

Logo, seu ciclo de interrogação é puramente temporal, tendo em vista que os átomos são aprisionados, resfriados e logo após iniciam uma expansão livre, que ocorre durante a aplicação de sinal de microondas. Observa-se que seu tempo de ciclo total é menor do que o tempo de ciclo do chafariz.

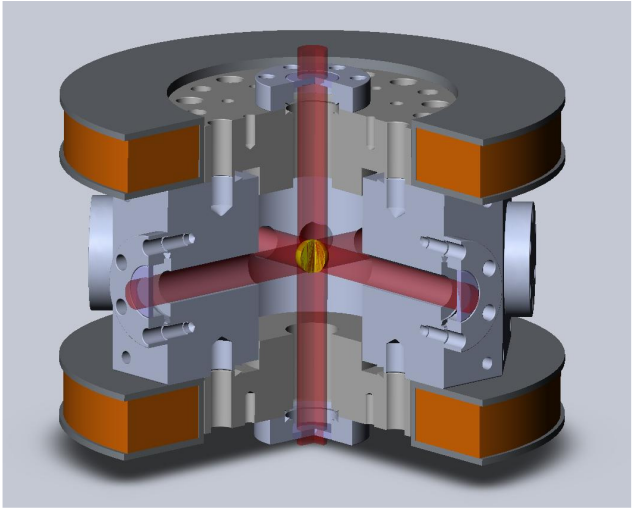


Figura 6 - Vista em corte da câmara de vácuo com a cavidade de microondas esculpida internamente
Fonte: Müller (2010)

As principais etapas do ciclo de funcionamento de cada relógio do ponto de vista do sistema de controle são:

1-Fase de aprisionamento e resfriamento (MOT): durante essa fase os lasers de aprisionamento e rebombeio estão em máxima potência, sintonizados de acordo como modo de aprisionamento utilizado, o laser de aprisionamento é travado na frequência de transição de F = 4 para F' = 5 e o de rebombeio de F = 3 para F' = 4, o laser de rebombeio é utilizado para recuperar os átomos de venham a decair para o nível F = 3 colocando-os de volta ao ciclo em um estado F = 4, também é acionado o campo eletromagnético proveniente das bobinas de MOT configurando a armadilha magneto– óptica.

Essa fase para o chafariz dura de 1 a 2,5 s e para o relógio compacto em torno de 1,2 s. Ao final a nuvem atômica encontra-se em torno de 140µK para o MOT chegando 10µK com o malasses. A Figura 7 traz novamente o diagrama de níveis de energia do Césio 133 e ajuda a elucidar a explanação sobre as frequências utilizadas no processo de operação dos relógios.

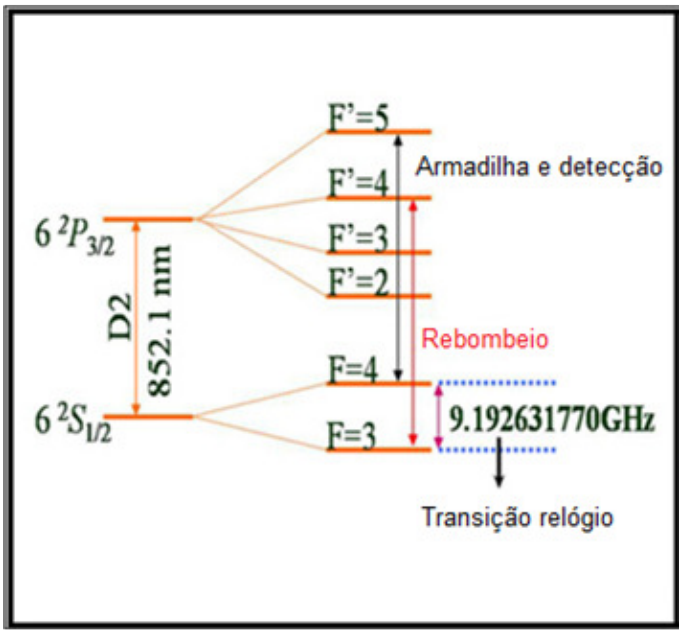


Figura 7 - Diagrama de níveis de energia do Césio mostrando os níveis hiperfinos e as transições de resfriamento e detecção, rebombeio e a transição relogio utilizadas no processo de interrogação

2- Fase de melaço ótico (MOLASSES): ao final da fase de aprisionamento adiciona-se uma fase de melaço para resfriar ainda mais a nuvem de átomos, desligando as bobinas de MOT e deslocando a frequência dos lasers linearmente para 2Γ abaixo da transição atômica, o termo Γ refere-se a largura de linha natural da transição atômica do átomo de Césio que é dada pelo inverso do tempo de vida no estado excitado, para o Césio o tempo de vida no estado excitado é τ = 39,473 ns.

Então, o termo Γ normalizado para Hertz fica Γ/2π = 5, 215 MHz, como temperatura dos átomos é proporcional à $T = \frac{I_{lasser}}{\Delta\upsilon}$, em que I_{lasser} é a potência de luz e $\Delta\upsilon$ o valor do desvio de frequência, atenua-se ligeiramente a intensidade dos feixes para manter os átomos frios. Essa fase dura em torno de 300 ms para o chafariz e 13 ms para o compacto.

3- Fase de lançamento da nuvem atômica: esta fase é realizada apenas no chafariz, os átomos são lançados para um vôo balístico através da cavidade, por meio de uma técnica conhecida como melaço em movimento, realizada deslocando simetricamente a frequência dos feixes superiores para um valor abaixo da frequência de ressonância e os feixes inferiores pouco acima, ou seja, são sintonizados em 2Γ± $\Delta\upsilon$, essa fase dura em torno de 400 µs. A velocidade inicial dos átomos pode ser calculada por $\nu = 2\lambda\Delta\upsilon$, em que λ representa o comprimento de onda do Césio de 852 nm.

4- Fase de resfriamento sub Doppler no chafariz: esta fase adicional de resfriamento é inserida no processo do chafariz devido ao fato da nuvem aquecer um pouco no processo de lançamento vertical, por isso no lançamento é introduzida está fase que dura em torno de 2

ms. A frequência dos lasers é deslocada em torno de 8Γ abaixo da ressonância e a potência é linearmente atenuada, com o chaveamento da RF aplicada aos moduladores e interrompendo por completo a luz dentro da câmara com o auxilio de um obturadores mecânicos, após alguns milissegundos o feixe de rebombeio é interrompido também com outro obturador.

5- Fase de preparação dos átomos no relógio compacto: ao final da fase de resfriamento desliga-se o feixe de rebombeio 5 ms antes de desligar o feixe de resfriamento, isso é feito para preparar os átomos da nuvem no estado F = 3, os feixes são bloqueados por meio de uma atenuação de 40 dB nos moduladores e também com o obturador mecânico.

6- Fase de interrogação: no chafariz após o lançamento a nuvem de átomos segue em um vôo vertical através da cavidade de microondas atinge o ápice e cai, devido à gravidade, até a região de detecção passando novamente pela cavidade. Dessa forma, realizando a iteração de dupla zona de Ramsey, pois, acima da cavidade não há sinal de microondas. O sinal de microondas permanece constantemente ligado durante todo o ciclo de operação do chafariz, o controle aqui fica apenas aguardando em torno de 500 ms o final do vôo para disparar a próxima fase, tanto a potência quanto a modulação do sinal de interrogação são pré definidas no programa de controle.

Se o sinal de microondas estiver na frequência de ressonância e com potência ideal os átomos irão de F = 3, $mf = 0$ para F = 4, $mf = 0$, no entanto nem toda amostra atômica encontra-se no sub nível Zeeman $mf = 0$ e portanto não participam do processo de interrogação o que pode gerar uma degradação no sinal de resposta.

No relógio compacto os átomos que foram preparados iniciam uma expansão livre no vácuo, os átomos são interrogados com a aplicação de dois pulsos do sinal de interrogação a 9192631770 Hz, separados temporalmente, os pulsos são injetados durante 1 ms separados por um intervalo de 8 ms, a fase toda dura 10 ms. Lembrando que em ambos os relógios, durante o processo de interrogação, os feixes encontram-se bloqueados para evitar desvios de frequência causados por luz espúria dentro da câmara.

7- Fase de detecção: no chafariz após o vôo a nuvem contínua caindo até a região de detecção, o sistema de controle dispara a aquisição de dados que adquire um dado número de amostras a uma taxa constante, ao cruzar o feixe de detecção o sinal de fluorescência emitido pelos átomos é detectado com auxilio de um sistema óptico utilizando fotodetectores, o sinal é tratado e utilizado pelo *software* de controle para calcular a população em cada estado atômico e com base nesse dado determinar a eficiência da transição. Além disso, o sistema controla o tempo entre a aquisição de dados e o início do próximo ciclo. No relógio compacto o feixe utilizado para o aprisionamento é desbloqueado por 40 ms, assim, os átomos que

fizeram a transição são bombeados opticamente para um estado F' = 5 e quando decaem espontaneamente o sistema detecta a fluorescência da emissão.

8- Correção da cadeia de síntese de microondas: Com base nos dados adquiridos do sinal de fluorescência, o *software* realiza o devido tratamento matemático de análise do sinal, o ciclo é repetido varias vezes, varrendo com um valor fixo de passo de frequência definido dentro de um intervalo em que a frequência de interrogação se desloca em torno do valor de ressonância que é o sinal produzido pela síntese de microondas. Dessa forma, obtendo o sinal característico dos padrões de frequência conhecido como franjas de Ramsey, uma vez que o sinal esteja no pico de ressonância podemos travar o oscilador principal e escravizá-lo em um laço de frequência.

O sinal de erro gerado pelo programa é utilizado para calcular o quanto o sinal de microondas gerado está fora da ressonância e então é enviado o sinal de correção, por meio de comunicação digital a um sintetizador digital externo (DDS- *Direct Digital Synthesis*), que injeta na cadeia de microondas o sinal de modulação central que corrige sua frequência. Esses valores de erro, gerados a cada ciclo, também são armazenados para fornecer a medida de estabilidade relativa entre o sinal de interrogação dos átomos e sinal de referência externo que modula e trava a cadeia de microondas.

Todos os valores de tempo e desvios de frequência, assim como, quais dispositivos estão ligados ou não a cada momento do ciclo é redefinido pelo operador do relógio e dependem fortemente das condições ambientais do experimento, do comportamento das fontes de laser, dos acoplamentos de frequência que compõem as partes de alta e de baixa frequência da cadeia de microondas. Portanto, são variáveis controladas pelo programa de controle. Maiores detalhes sobre as sequências de operação e detalhes do funcionamento de cada padrão podem ser consultados em Alves (2012) e Bebeachibuli (2007) e Bebeachibuli et al. (2006) e Magalhães (2004) e Müller (2010) e Müller et al. (2010). Assim como, resultados experimentais obtidos durante os períodos em que os trabalhos foram escritos.

2.2 Sinais atuantes gerados pelo controle para operar no ciclo

Os principais sinais que o sistema de controle gera para o padrão durante seu ciclo são o padrão digital gerado nas saídas que realiza o chaveamento dos dispositivos externos para as diversas etapas, os sinais analógicos necessários para o deslocamento de frequência realizado pelos moduladores acusto-opticos e a comunicação com o sintetizador externo para a atualização da modulação central da cadeia de microondas. Além disso, é tarefa do sistema de controle ajustar os valores de iniciais do experimento antes do inicio da varredura da cadeia de microondas.

Os sinais digitais gerados acionam as bobinas de campo para realização do MOT, as chaves de RF que atenuam os o sinal de saída dos VCO's (*Voltage Controled Oscilator)* que modula a RF injetada nos AOM's, o sinal de atualização das leituras analógicas, chave de travamento de fase ou frequência para os VCO's, os contadores temporizadores e os obturadores mecânicos que atuam no ciclo, o sinal digital gerado não possui grande potência, por essa razão, quando necessário, o dispositivo acionado possui um circuito externo de amplificação de potência.

O sinal digital apesar de em um primeiro momento parecer simples, de fato é a base da sequência temporal utilizada pelos relógios, pois recebem o sinal de atualização (*clock)* e com base nele controlam todo o restante do sistema inclusive as aquisições, acionando ou não cada função em seu momento certo de atuação. A Figura 8, por exemplo, apresenta a forma de onda digital do chaveamento de sinal de interrogação utilizada no relógio compacto.

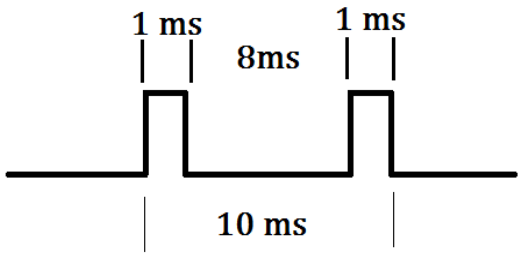


Figura 8 - Exemplo de forma de onda digital usada para injetar os pulsos de microondas que interrogam os átomos no relógio compacto, passando 1ms em nível alto, após 8 ms em nível baixo e mais 1 ms e nível alto completando os 10 ms que duram a fase de interrogação

As saídas analógicas são responsáveis por controlar a entrada de tensão dos VCO'S, que determinam a modulação de RF para os AOM's, que realizam os desvios de frequência nos feixes de laser, ou seja, fazendo uma rampa com o sinal de tensão podemos realizar as rampas de desvio de frequência dos feixes, assim, desviando os gamas (Γ) necessários a cada fase e também a atenuação linear da potência de luz. Como exemplo a Figura 9 traz a forma

de onda da saída analógica que controla o deslocamento de frequência do laser mestre no chafariz, fonte dos feixes de aprisionamento.

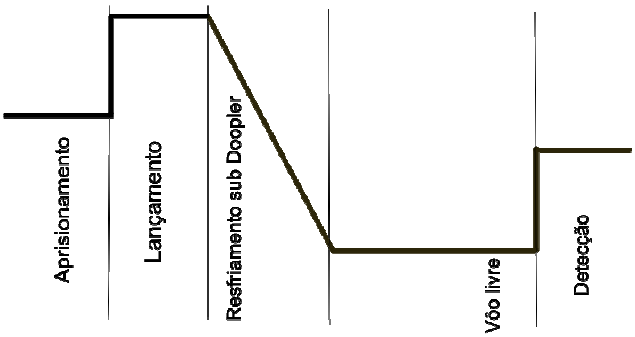


Figura 9 - Exemplo de forma de onda analógica utilizada para controlar a frequência do laser mestre

Por fim, o sistema de controle se comunica com um gerador de frequência (sintetizador digital direto) que faz a modulação da frequência central da cadeia de microondas que é a fonte do sinal de interrogação, ajustando seu valor de frequência para a ressonância, corrigindo os desvios de frequência entre a fonte de microondas e a frequência de ressonância de transição do Césio. No caso dos relógios experimentais do laboratório essa comunicação é feita por meio do computador de controle e uma DDS (*Direct Digital Synthetaizer*) ambos com interface de comunicação no padrão IEEE 488/ GPIB (*General Purpose Interface Bus*), onde o controle envia via barramento de comunicação digital o valor de frequência a ser ajustado pela DDS.

A Figura 10 apresenta os principais sinais envolvidos no processo de interrogação do chafariz, em que podemos visualizar o desligamento da bobina de MOT, o desvio de frequência e atenuação da intensidade dos feixes, sinal de interrogação e disparo de aquisição. Pela figura pode-se notar que o sinal de interrogação fica ligado o tempo todo durante a operação, porém os átomos passam duas vezes pelo campo e sentem seu valor médio de potência.

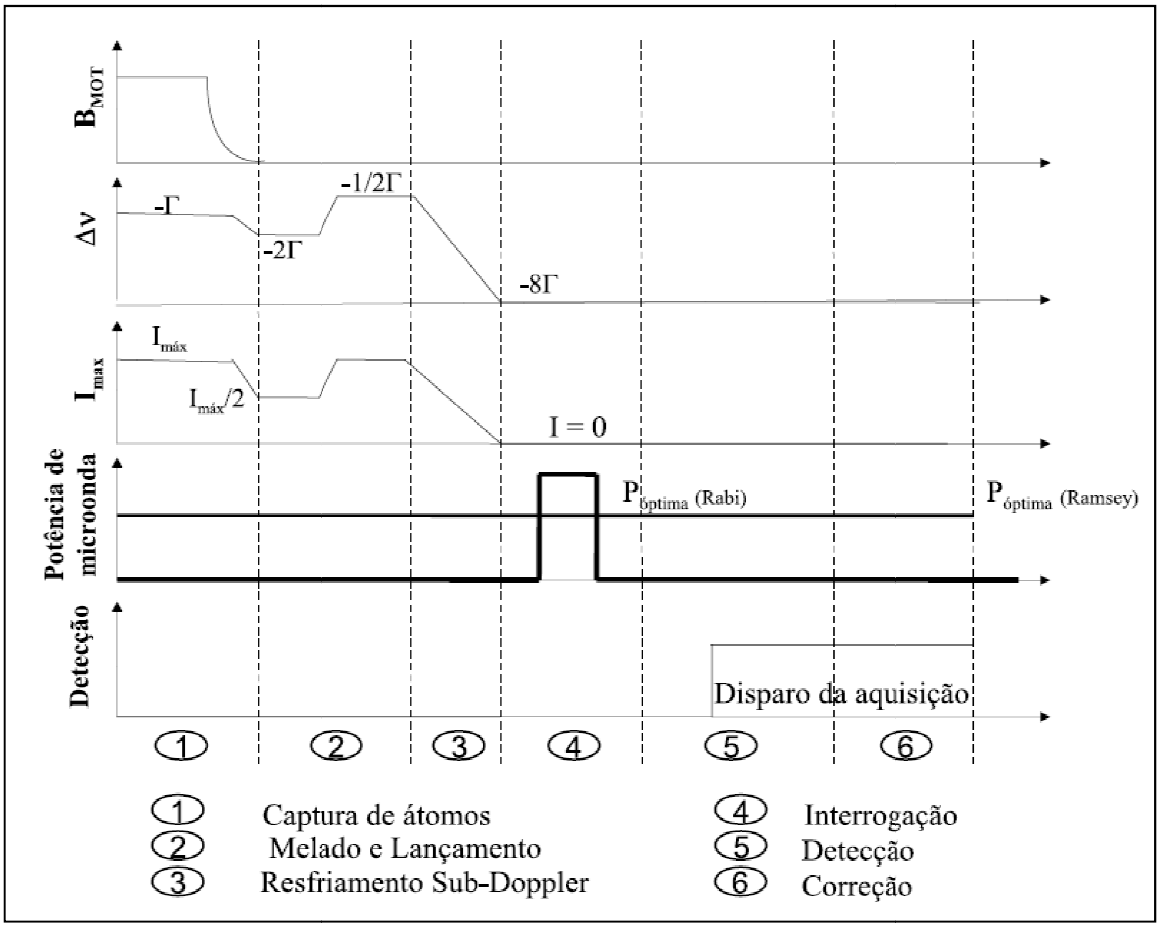


Figura 10 - Fases do ciclo do chafariz e seus principais sinais
Fonte: Bebeachibuli (2007)

A Figura 11 traz os principais sinais envolvidos no processo de interrogação, em que podemos visualizar o chaveamento da bobina de MOT, desvio de frequência, interrupção da intensidade dos feixes, aplicação dos pulsos de sinal de interrogação e disparo. Pela figura pode-se notar que o sinal de interrogação é aplicado por meio do chaveamento de uma chave de RF que injeta os pulsos separados temporalmente implementando o método de interrogação de Ramsey em sua configuração temporal.

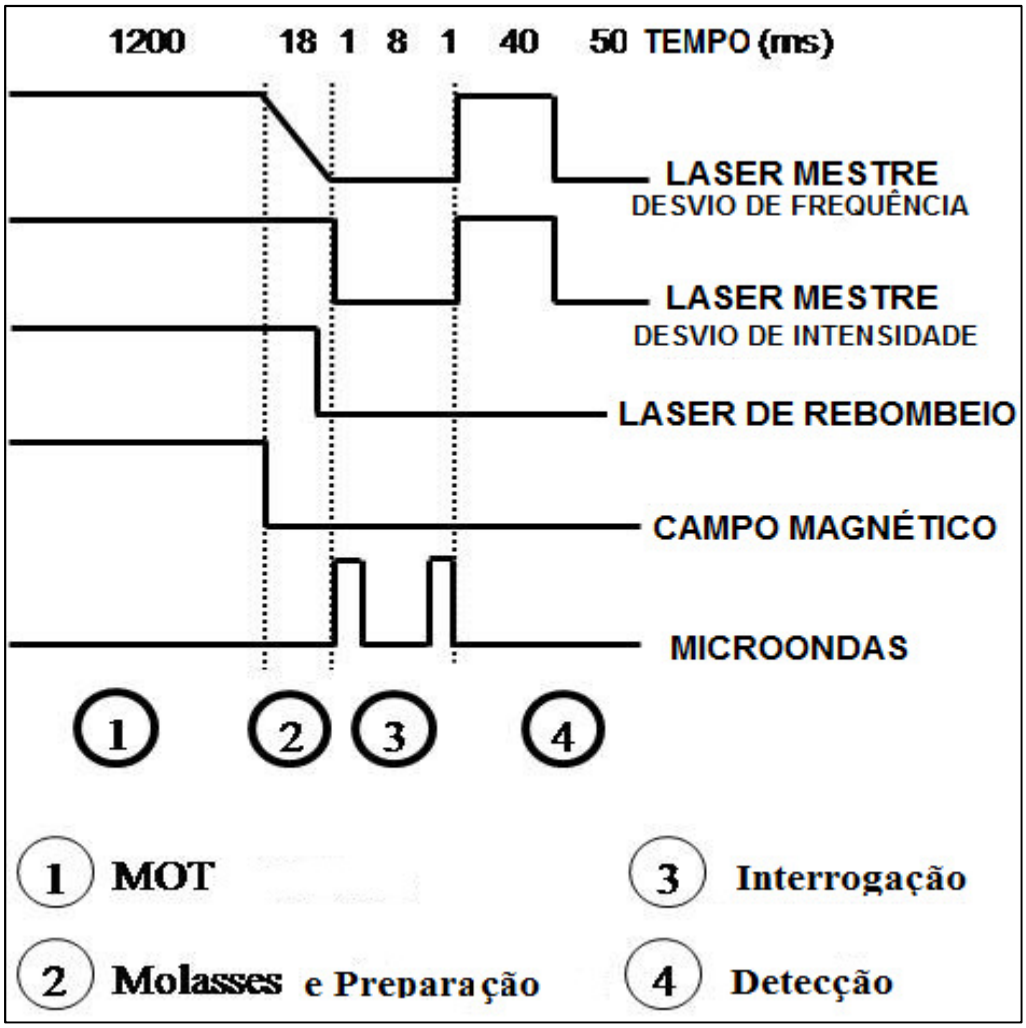


Figura 11 - Fase do ciclo de operação do relógio compacto e seus principais sinais
Fonte: Müller (2010)

2.3 Sinais de resposta obtidos dos experimentos

O principal sinal de resposta que o sistema de controle adquire do padrão é o sinal de fluorescência, no chafariz o sinal de fluorescência por tempo de vôo (Time of Flight –TOF). Esse sinal é adquirido por entradas analógicas, depois de devidamente tratado é usado para calcular a probabilidade dos átomos terem feito a transição relógio. Através desse sinal determina-se a porcentagem de átomos em cada estado, essa medida está diretamente relacionada à temperatura da nuvem e a distribuição de velocidades dos átomos, sendo a principal medida realizada durante o ciclo (RIEHLE, 2004). Ao final da interrogação os átomos interagem com os feixes de detecção que fazem com que os átomos emitam sua fluorescência.

O sinal de fluorescência dos átomos é captado por fotodetectores associados a um conjunto óptico que permite focar a luz emitida pela nuvem no ponto central dos sensores, tanto no relógio compacto quanto no chafariz, a transição usada para o feixe de detecção é F = 4 para F' = 5, a mesma frequência de aprisionamento, porém no chafariz não se faz a preparação de estados como no relógio compacto o feixe de detecção é passado junto com o de rebombeio que coloca os átomos que não fizeram a transição no estado F = 4, dessa forma, é possível detectar a fluorescência proporcional ao total de átomos da nuvem.

O sinal de tempo de vôo é proporcional ao número de átomos em cada estado fundamental, esse sinal deve ser medido em tempo real pelo sistema de controle, pois todo o tratamento estatístico e matemático deve ser realizado antes que se inicie o próximo ciclo.

Para a coleta do sinal no chafariz é realizado uma medida diferencial com os feixes de prova de modo a permitir que se determine a população atômica que realizou a transição para o estado F = 4 e a população total dos átomos em ambos os estados F = 4 e F = 3. Assim, calculamos a probabilidade dos átomos que fizeram a transição à partir da integral do sinal de TOF, a Figura 12 apresenta um exemplo dos respectivos sinais de tempo de vôo obtidos no chafariz.

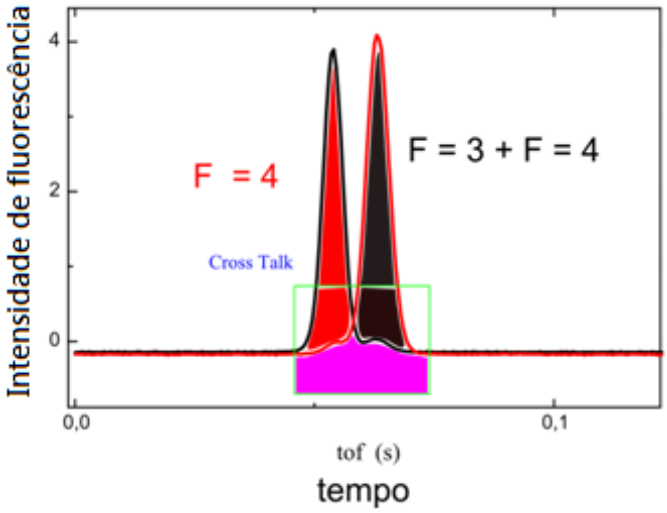


Figura 12 - Sinal de tempo de vôo típico para o chafariz, em que a integral da área colorida é proporcional ao número de átomos

Na Figura 12 pode-se verificar o efeito de *cross talk*, causado pela nuvem atômica iniciar sua detecção no feixe de baixo com um pedaço seu ainda sob influência do feixe de cima, porém esse efeito foi minimizado pelo uso de lentes no sistema ótico. Maiores detalhes do sistema de detecção do chafariz serão vistos no próximo capítulo.

No relógio compacto a medida de detecção é realizada desbloqueando-se o feixe de aprisionamento, após a aplicação dos pulsos de microondas. Portanto, temos um sinal de

fluorescência parecido com o da Figura 13. Em que a integral da área sob o gráfico é proporcional ao número de átomos que experimentaram a transição, pois antes da interrogação a amostra atômica foi preparada no estado F = 3.

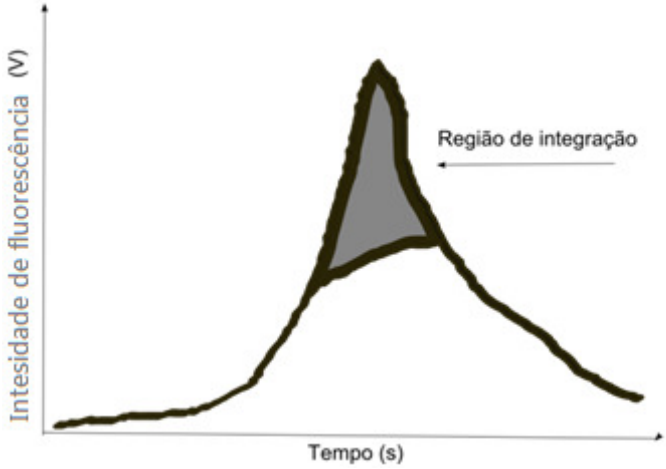


Figura 13 - Sinal de fluorescência típico para o TAC, em que a integral da área é proporcional ao número de átomos

Conforme já mencionado, o sinal assinatura do relógio atômico é calculado a partir do sinal de fluorescência, as franjas de Ramsey, depois do sinal devidamente tratado são integradas as áreas sob o gráfico do sinal de fluorescência e o número da população atômica em cada estado é determinado pela equação (1), para o chafariz. Em que $N_{F=4}$ representa número de átomos que fizeram a transição, $NF = 4 + NF = 3$ representa o número total de átomos que passaram pela cavidade, fornecendo a medida de probabilidade de transição.

$$P = \frac{N_F = 4}{N_F = 4 + \ N_F = 3} \tag{1}$$

A cada ciclo completo é gerado um ponto da franja, assim, a cadeia é varrida em frequência e busca-se encontrar o melhor sinal, que acontece quando a potência do sinal de microondas está com um valor adequado e os osciladores principais que geram a transição relógio estão de fato em ressonância com a amostra atômica, a Figura 14 apresenta uma franja típica alcançada com o padrão compacto do laboratório.

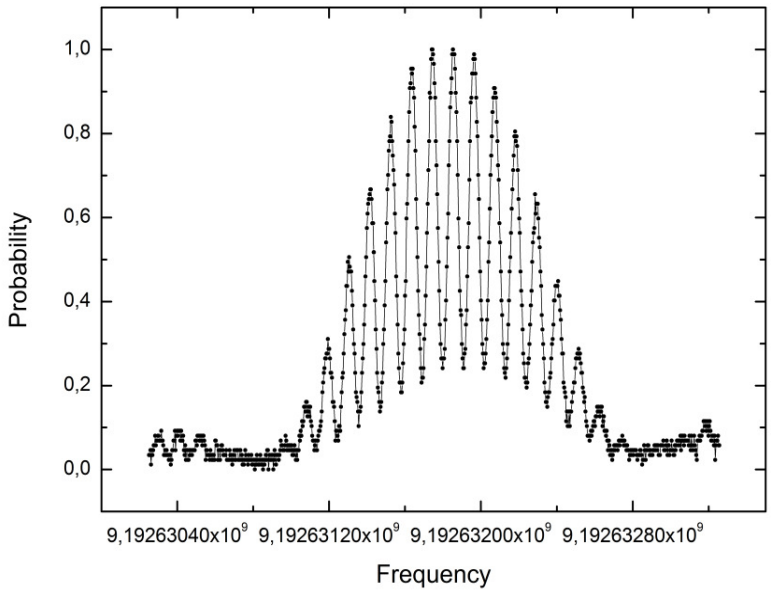


Figura 14 - Franja de Ramsey produzida pelo padrão compacto
Fonte: Müller (2010)

Uma vez que o oscilador está ressonante com a transição de 9192631770 Hz, a escravização dos osciladores da cadeia de microondas torna-se factível, habilitando a operação com o experimento travado em um laço de frequência que mantém o sinal sempre ressonante completando seu trabalho e funcionando como um padrão de frequência.

2.4 Geração do sinal de erro e método de travamento

Conforme ilustrado simplificadamente na Figura 4 quando o sinal de interrogação da cadeia de microondas é varrido em torno da frequência de ressonância espera-se encontrar um sinal característico que permite discriminar se o sinal está ressonante, chamado franjas de Ramsey, daí operando o padrão de frequência em modo travado, o que significa escravizar os osciladores que são a fonte do sinal de interrogação cada vez mais ressonante, produzindo um sinal de saída com exatidão em níveis de incerteza atômica.

O processo de modulação do sinal de interrogação permite gerar um sinal de erro proporcional ao *offset* ou diferença entre a frequência de ressonância atômica do Césio e a frequência do sinal de interrogação, se essa diferença for suficientemente pequena para satisfazer a condição de $|\omega_i - \omega_0|T_{int} \ll 1$, em que ω_i é a frequência de interrogação, ω_0 frequência de ressonância, T_{int} é o tempo de interação dos átomos com o campo de

microondas. Então, pode-se travar a cadeia no pico de ressonância em laço fechado de frequência (VANIER; AUDOIN, 1989).

Uma vez que tenha sido varrida a frequência da cadeia e verificado as franjas, pode-se travar o sistema utilizando o método de modulação quadrada descrito em Bebeachibuli (2007) e Rielhe (2004) e Vanier e Audoin (1989). Na Figura 15 pode-se observar como é realizada a medida para a geração do sinal de erro. A franja central é modulada a meia altura do pico de ressonância, de tal forma que obtemos uma medida diferencial de frequência.

Em um ciclo k mede-se a frequência PΔω- que representa a probabilidade de transição em um intervalo de frequência entre PΔω- até ω_i, no próximo ciclo, k + 1 mede-se o novo valor de probabilidade que representa a frequência entre PΔω+ até ω_i, o que proporciona um discriminador de frequência anti-simétrico, uma vez que a frequência central do sinal de interrogação pode ser determinada sem ambiguidades a partir do sinal de erro gerado pelas duas medidas, da forma dada pela equação (2).

$$P\Delta\omega \equiv P(\omega_i + \Delta\omega) - P(\omega_i - \Delta\omega) \tag{2}$$

Dessa forma, pode-se analisar a franja central em ambos os lados esquerdo e direito do pico e como as medidas de PΔω+ e PΔω- são realizadas a meia altura, devido à modulação de sinal de microondas (interrogação) ser realizada por um sintetizador externo (DS345), correspondem ao balanço da população atômica que sofreu a transição em cada ciclo medido, tem-se uma grande sensibilidade a flutuações de frequência da cadeia de interrogação (BEBEACHIBULI, 2007).

Assim, temos uma medida acima da frequência central e outra abaixo e pode-se determinar se a frequência central de interrogação está abaixo ou acima da frequência de ressonância. Em uma condição de equilíbrio, ou seja, a frequência de interrogação seja exatamente a de ressonância, temos:

$$\Delta\omega_i = \Delta\omega_0 \tag{3}$$

Igualando os dois lados em termos da probabilidade de transição medida no ciclo k e k + 1, vem:

$$P(\omega_i + \Delta\omega) = P(\omega_i + \Delta\omega) \tag{4}$$

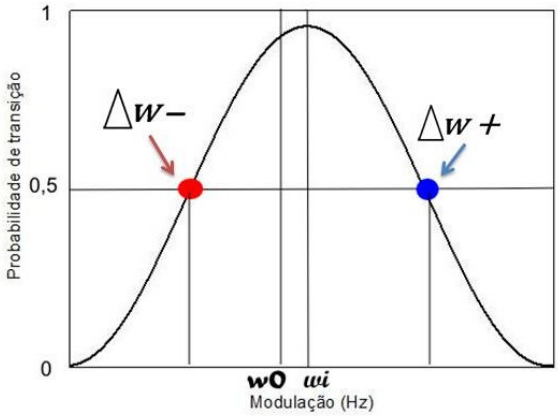
Logo:

$$P(+\Delta\omega) = P(-\Delta\omega) \tag{5}$$

Portanto, o sinal de erro é determinado com um sinal que cruza o zero dado pela modulação:

$$\Delta_e \equiv (P\Delta\omega +) - (P\Delta\omega -) = 0 \quad (6)$$

Assim, gerando um sinal de erro no cruzamento de zero da modulação, ou seja, na frequência de ressonância, pois a cada ciclo k + 2 o sinal da frequência de interrogação é novamente ajustado para um valor mais próximo a ω0 (freqüência da transição relógio). Se o sinal de erro for positivo significa que a frequência de interrogação está com um valor acima da referência e se for negativo estará abaixo, com essa medida sempre colocamos o sinal o mais centralizado possível.



Wo = frequência de ressonância.
Wi = frequência de interrogação.

Figura 15 - Medida de geração de sinal de erro, oscilação central da franja de Ramsey medida a meia altura do pico

O sinal de erro gerado pela modulação quadrada é utilizado por um algoritmo P.I (Proporcional-Integrativo) digital que opera no modo estável em regime critico, esse algoritmo é descrito em Bize (2001) e Bebeachibuli (2007), e será visto mais adiante com maiores detalhes. Além disso, com essa medida realizada em tempo real pode-se obter a estabilidade relativa entre o sinal de interrogação e a referência, armazenando os valores das correções a cada ciclo obtemos os dados para a medida de desvio, por meio da variância de Allan (BERNIER, 2003).

3 SISTEMA DE CONTROLE E MONITORAMENTO DO CHAFARIZ ATÔMICO

Nesta seção é apresentado o trabalho de atualização do sistema de controle do padrão de frequência experimental tipo chafariz, assim como, medidas e caracterizações realizadas, além de apresentar os principais elementos do desenvolvimento de um sistema de controle para padrões de frequência atômicos.

3.1 Sistema de hardware utilizado no chafariz para geração e aquisição de dados e programa de controle do experimento

O chafariz de átomos frios é um padrão de frequência com complexidade e tamanho relativamente grandes, para se ter uma noção das proporções, o sistema ocupa toda uma sala de aproximadamente 6 m^2 do IFSC totalmente preparada para o experimento com espuma acústica forrando suas paredes, assoalho de madeira suspenso com sistema de absorção de impactos e sistema de condicionamento de ar e umidade. A Figura 16 mostra uma visão geral do ambiente onde está o experimento.

Figura 16 – Ambiente experimental do chafariz atômico: computador de controle, mesa óptica, torre com sistema de vácuo

Por ser um sistema grande e complexo e ser o modelo de padrão de microondas com os melhores níveis de sinal de saída dentre as configurações de padrões de microondas, neste tipo de experimento existe a possibilidade do uso de computadores de bancada dotados de placas de *hardware* específico para implementar seu sistema de controle, aquisição e geração de sinais. Descreveremos agora o sistema de *hardware* utilizado e o *software* de controle.

Inicialmente o sistema utilizava uma placa de aquisição de dados PCI 6025 que foi substituída por uma PCI 6259 e os *softwares* de supervisão e controle foram desenvolvidos utilizando-se a plataforma Labview 8.6. Os programas de controle empregam diversas entradas e saídas analógicas e digitais presentes na placa para que se possa operar todo o ciclo de funcionamento do relógio, ou seja, capturar os átomos dentro da câmara de vácuo, resfriá-los, lançá-los em vôo livre para interação com o campo de microondas e ao final medir o sinal de transição relógio provado pelos átomos e atuar sobre a cadeia de síntese de rádio frequência, que provê o sinal de interrogação e as divisões de frequência do oscilador ativo, para que tenhamos como sinal de referência na saída frequências de 10MHz, 5MHz e 1 PPS.

Com o objetivo de atingir uma melhoria no nível de quantização do sinal de TOF, eliminar estágios de amplificação usados em versões passadas e conseguir um número maior de saídas analógicas optamos por esta atualização do sistema.

A placa de aquisição utilizada no experimento em versões passadas era a PCI 6025 que possui barramento PCI para interface com computador de bancada, suas principais características estão resumidas na tabela 1. A Figura 17 apresenta a placa mostrando suas conexões (NATIONAL INSTRUMNTS, 2005).

Tabela 1- Características principais da placa de aquisição PCI 6025

Recurso	Quantidade	Resolução	Taxa de atualização
Entradas analógicas	16	12 bits	200kS/s
entradas ou saídas digitais	32	5V @25mA	
Saídas analógicas	2	12 bits	10kS/s
Contadores	2	24 bits	

Figura 17 – Placa de aquisição de dados PCI 6025

O experimento recebeu uma nova versão de placa de aquisição de dados a placa PCI 6259 suas principais características estão resumidas na tabela 2, como a anterior esta placa também possui barramento PCI para interface com computador de bancada (NATIONAL INSTRUMENTS, 2008). Notavelmente uma placa mais poderosa no quesito de recursos de aquisição e geração de sinais do que a PCI 6025. A a Figura 18 apresenta uma visão geral desta placa que possui os mesmos tipos de conexões do *hardware* anterior.

Tabela 2 - Características principais da placa de aquisição PCI 6259

Recurso	Quantidade	Resolução	Taxa de atualização
Entradas analógicas	32	16 bits	1,25 MS/s
entradas ou saídas digitais	32	5V @25mA	
Saídas analógicas	4	16 bits	2,86 MS/s
Contadores	2	32 bits	

Figura 18 – Placa de aquisição de dados PCI 6259

A Figura 19 ilustra o sistema de *hardware* utilizado no chafariz de átomos. Esse esquema pode ser usado como referência para o sistema de controle de outros tipos de padrão de microondas, além do chafariz, pois todos eles utilizam sistema de laser e microondas para serem operados e o sistema de controle do padrão faz uso de chaves de RF, obturadores mecânicos e moduladores acústico-ópticos, entre outros, para operar o sistema como todo.

Podemos dividir o esquema de *hardware* em duas partes principais geração de sinais de controle e aquisição de sinais de resposta. Com este propósito o sistema de *hardware* está baseado em interfaces de comunicação, entradas e saídas analógicas e digitais usados para gerar e aquisicionar sinais do padrão de frequência.

No chafariz temos os sinais digitais e analógicos, além disso, temos a aquisição síncrona de sinais analógicos provenientes dos fotodetectores, e todos eles são sincronizados por um mesmo sinal de *clock*.

Dessa forma, podemos denominar o bloco 1 do sistema como gerador de *clock*, o bloco 2 como gerador de formas de onda digital, bloco 3 como gerador de formas de onda analógicas e bloco 4 como sistema de aquisição de dados.

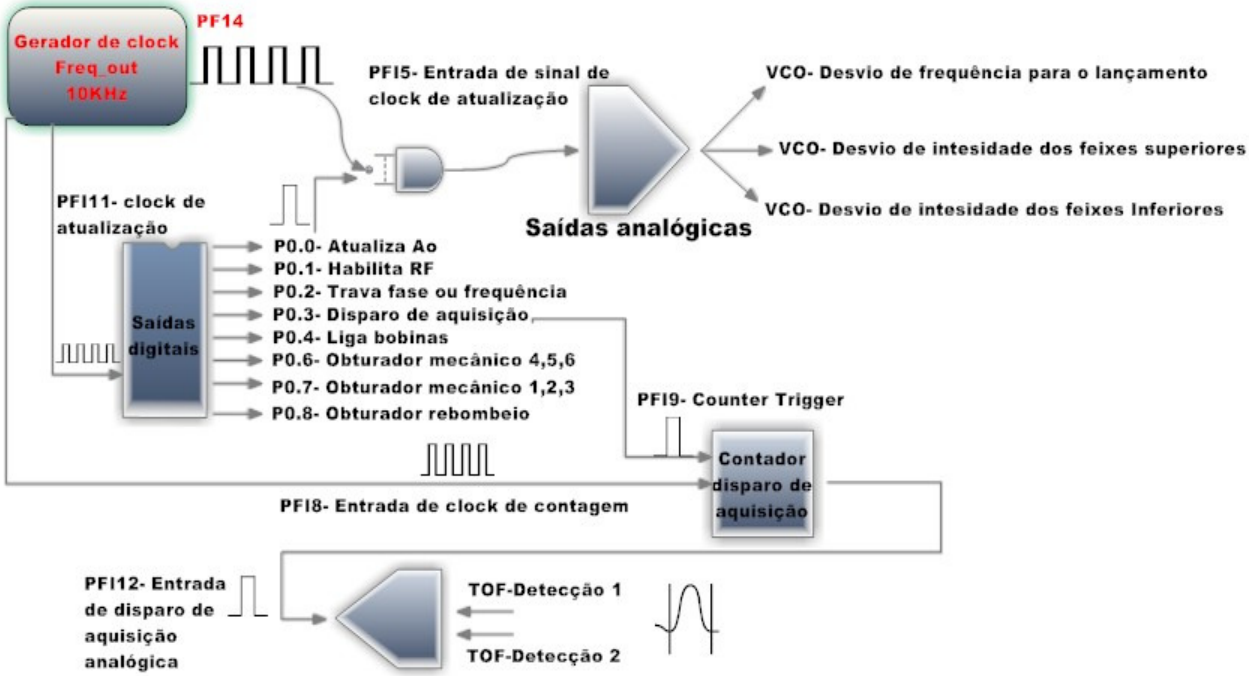


Figura 19 - Esquema de *hardware* utilizado no chafariz de átomos

A geração de *clock* faz uso do de uma saída de frequência (FREQ OUT), cujo sinal deriva de um oscilador interno da placa de 80 MHz que é devidamente tratado no circuito da placa, pois esse gerador é base de tempo interna da placa e fornece um sinal de referência de

clock satisfatório para a aplicação. Além disso, sua saída pode ser programada via *software,* assim como, seu *duty cycle.* O pino de saída do sinal de *clock* é o PFI 14 (pino 1).

Após os átomos serem lançados para o vôo de interação com o campo de microondas o controle passa a contar o tempo necessário para que os átomos façam a viajem até a cavidade de microondas, a necessidade de disparar a aquisição analógica dos sinais de TOF no momento certo é gerar um vetor de dados que represente apenas o sinal fluorescência, no contrário, ficariam sendo adquiridos pontos que nada importam, e diminuir a utilização dos *buffers* e memória da placa.

Para isso um contador da placa é utilizado, partindo da frequência de lançamento configurada por meio de um DDS da Stanford gerador de funções DS 345 que se comunica com o computador por meio de interface GPIB. Podemos calcular o tempo de vôo dos átomos conforme descrito no capítulo 2 e configurar o valor de *delay* entre o lançamento e o disparo da aquisição de dados. O pino de saída do sinal de *trigger* é o PFI 12 (pino 2) e o contador é disparado por um dos pinos da saída digital, o pino de AI *trigger delay* (port 0, saída 3) que aciona o contador no momento que a nuvem a atômica é lançada. A partir daí, o contador começa a contar o tempo de vôo e ao final dispara a aquisição de dados.

As formas de onda analógicas necessárias para realizar o deslocamento de frequência entre os feixes superiores e inferiores que comandam os VCO's, que modulam o AOM de 80 MHz que gera o movimento na nuvem atômica, forçando-a ao vôo, e a atenuação de intensidade dos feixes controlada pelos outros dois AMO's são geradas por uma sub-rotina do programa principal, que a partir do valor a ser colocado na saída, o tempo que a saída deve permanecer em cada valor de tensão e o tempo de transição entre um valor e outro, parâmetros configurados pelo operador no painel frontal, monta a forma de onda analógica a ser escrita na saída da placa atualizando o valor de saída a cada clico de *clock* formando um vetor de dados que detém os valores de tensão por tempo de onda analógica.

Os vetores gerados contendo a forma de onda da tensão de saída são inseridos no bloco de escrita configurando para trabalhar com saídas analógicas, de múltiplos canais, múltiplos pontos de amostragem, que estão contidos em um vetor de dados de uma dimensão.

As saídas analógicas utilizadas são: 0, 1 e 2, configuradas para trabalhar com saída de sinal referente ao terra da placa RSE (*Reference Single Ended*), com escala de tensão de +10 V até -10 V, com 16 bits de passo de quantização, ou seja, resolução de 350 μV de acordo com equação 7 e taxa de atualização de 10kS/s em quantidade finitas de amostras. O sinal esta limitado a uma quantidade de amostra dada pelo vetor de pontos e obedece a uma

taxa de atualização determinada que possa ser configurada pelo usuário no painel frontal do programa mostrado no apêndice A.

$$\Delta_Q = \frac{(+10) - (-10)}{2^{16}} \tag{7}$$

A Figura 20 apresenta a forma de onda para realizar o desvio de frequência que proporciona a diferença de frequência entre os feixes superiores e inferiores. Pode-se, notar a que a tensão inicia em -0,3 V faz o desvio linear até a tensão – 3.1 V. Esses valores de tensão foram calibrados para realizarem os desvios de frequência no modulador de 80 MHz. Atabela 1 apresenta os dados da calibração.

Tabela 3 - Ajuste do VCO mestre para tensões da placa de aquisição e desvios de frequência e atenuação do AOM do laser mestre.

Tensão em Volts	Frequência em MHz	Atenuação em dBm
-5	81,20	4,7
-4	80,96	4,8
-3	80,71	4,8
-2	80,47	4,9
-1	80,22	5
0	79,98	5
1	79,74	5
2	79,50	5,1
3	79,24	5,2
4	79,00	5
5	78,77	5

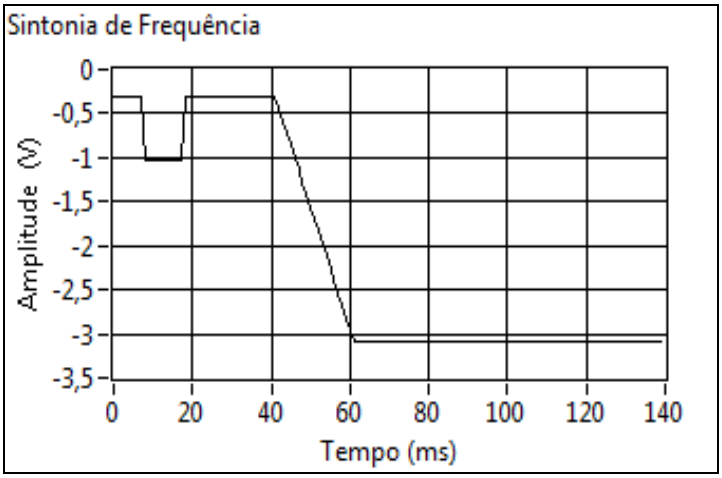


Figura 20 – Forma de onda saída analógica que configura o desvio de frequência responsável pelo lançamento da nuvem

Os valores das saídas analógicas são sempre ajustados de maneira a maximizar o sinal de TOF obtido a cada ciclo, a Figura 21 mostra a curva de variação da intensidade dos feixes superiores e a Figura 22 para os feixes inferiores.

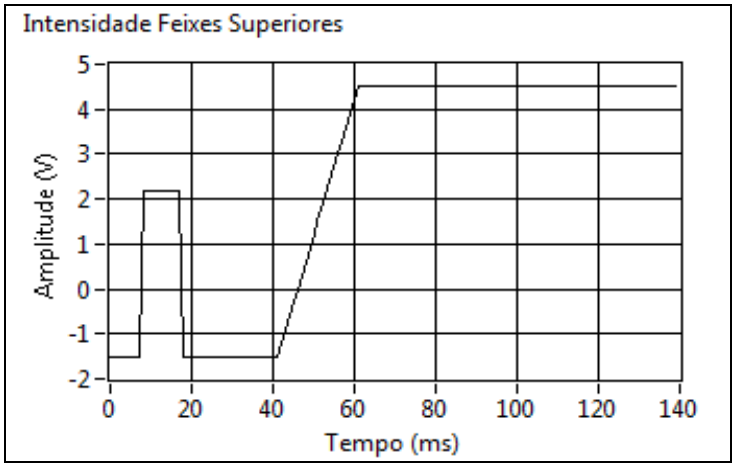


Figura 21 – Desvio de intensidade dos feixes superiores

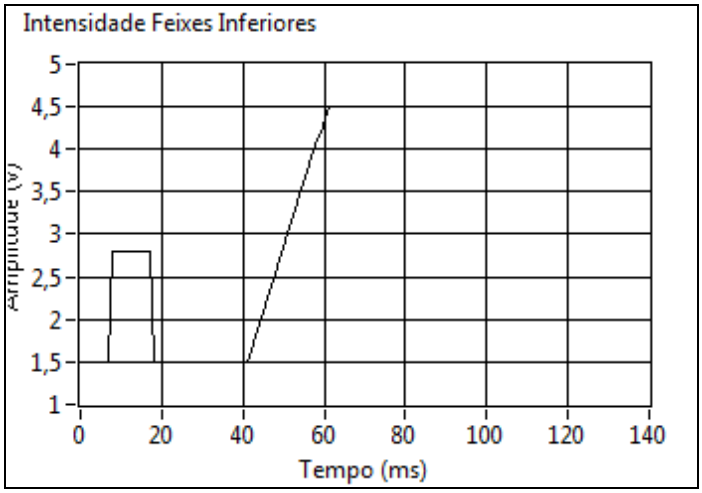


Figura 22 – Desvio de intensidade dos feixes inferiores

As formas de onda digitais são geradas utilizando o port 0 da placa de aquisição que possui 8 E/s que no caso são configuradas como saídas digitais, em que o pino 0 habilita a atualização das saídas analógicas acionando a entrada de uma porta lógica do tipo AND , na outra entrada da porta esta conectado o sinal de *clock* gerado pelo FREQ_OUT e sua saída, quando habilitada sua entrada com sinal alto na saída digital AO *enable,* acompanha o sinal de *clock* isto é feito para minimizar o uso do *buffer* das saídas analógicas da placa, ou seja, atualiza-se o valor da saída analógica quando realmente é necessário, a Figura 23 apresenta a placa externa com porta lógica instalada nas placas de conexões do sistema de aquisição, não é necessário o uso conversores de tensão, pois todos os sinais envolvidos são do tipo TTL.

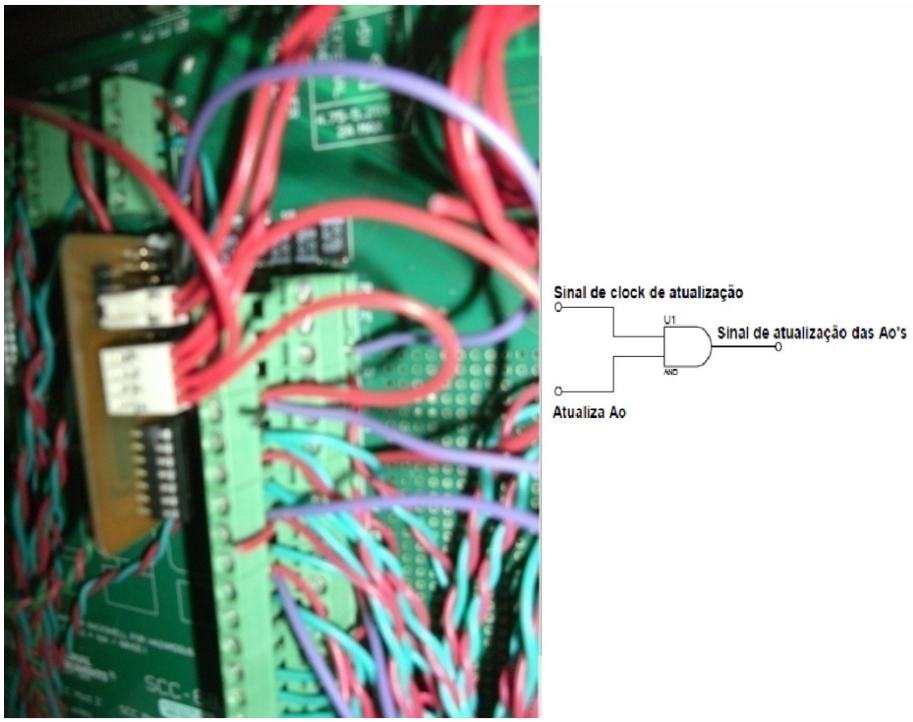


Figura 23 – Porta lógica externa instalada na placa de conexões e seu esquemático

O pino 1 do port 0 tem por função ligar ou desligar uma chave de RF compatível com o nível de sinal TTL que por sua vez atenua o sinal de RF aplicado nos moduladores acusto-opticos na fase de lançamento.

O pino 2 é responsável por selecionar no circuito dos VCO's o travamento de frequência ou de fase necessários nas fases de: aprisionamento, resfriamento e lançamento.

O pino 3 dispara a contagem de tempo para o inicio da aquisição de dados, ou seja, essa saída digital está conectada no *trigger* do contador 0 da placa, que quando disparado conta o tempo de *delay* entre o momento do lançamento dos átomos dentro da cavidade e o momento aproximadamente em que a nuvem atômica estará passando pelos feixes de detecção disparando a aquisição das entradas analógicas.

O pino 4 liga ou desliga as bobinas para as fases de MOT e MOLASSES realizadas no inicio do ciclo, pois, durante a fase de captura ela permanecem ligadas, depois nas fases de resfriamento adicionais durante o lançamento elas devem ser desligadas gerando o melado óptico que iniciará o vôo balístico.

O pino 5 aciona o obturador mecânico para os feixes inferiores que bloqueiam totalmente a luz dos feixes 4, 5, 6 dentro da câmara de vácuo.

O pino 6 aciona o obturador mecânico para os feixes superiores que bloqueiam totalmente a luz dos feixes 1, 2, 3 dentro da câmara de vácuo.

O pino 7 aciona o obturador mecânico para o feixe de rebombeio. A Figura 24 apresenta um gráfico com as formas de onda digitais geradas pelo sistema, pode-se notar que existem tempos muito longos e muito curtos dentro tempo total do ciclo de funcionamento do padrão o que dificulta sua leitura com alguns tipos de analisadores lógicos.

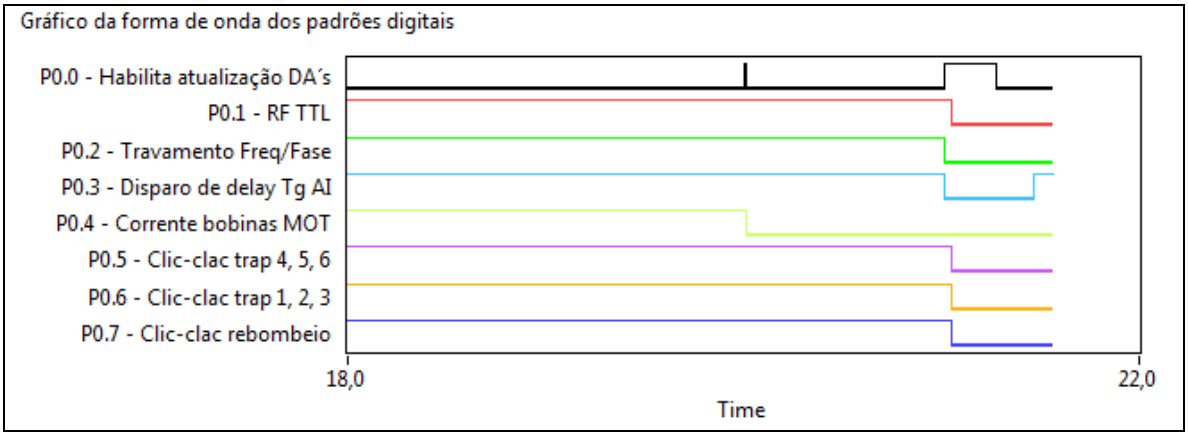


Figura 24 – Gráfico com as formas de onda digitais

As formas de onda digitais são criadas também por meio de uma sub-rotina do programa principal de controle, que basicamente gera um vetor de dados que é criado a partir dos valores digitais do porto e base de tempo de cada valor a ser escrito na saída, a rotina repete o valor da saída a cada ciclo de atualização de *clock* até que o tempo de cada padrão esteja completo.

Conforme já mencionado a porta da placa utilizada nesta função é o porto 0 que possui 8 E/S, configurado para trabalhar com um canal por linha com taxa de atualização de 10 kS/s e amostras finitas de *clock*, os dados gerados pela sub-rotina tiveram que ser convertidas para forma de onda digital dada a configuração do bloco de escrita da placa, para forma de onda digital de um canal com múltiplas amostras. A tela de configuração dos valores das saídas e tempo de cada valor é mostrada no apêndice B, em que é possível ver também a configuração a do *clock* e os dados de calibração do VCO de lançamento.

Os sinais de tempo de vôo são adquiridos por duas entradas analógicas, entradas 4 e 5 respectivamente, essas entradas estão configuradas para trabalhar com uma faixa de tensão de leitura de +10 V até – 10 V, no modo RSE (referenciadas ao terra), taxa de amostragem finita e disparo de aquisição por borda, em que o bloco de leitura está configurado para aquisicionar dois vetores referentes a cada fotodetector com múltiplas amostras em canais diferentes. A quantidade de pontos e a taxa de amostragem podem ser configuradas pelo usuário no painel frontal apresentado no apêndice C, essa etapa do sistema será abordada co

maiores detalhes no tópico seguinte em que abordaremos o sistema de detecção do sistema e caracterização dos fotodetectores.

Além do sistema principal de *hardware* e *software* no computador de controle e monitoramento possuímos também uma placa de saídas analógicas estáticas a PCI 6704, que possui como principal recurso 16 saídas de tensão analógicas e 16 saídas analógicas de corrente, essa placa é utilizada para ajustar os valores de potência do sinal de microondas de interrogação e os valores de tensão da calibração do VCO de lançamento.

Com os dados da calibração realizada para o VCO de 80 MHz do lançamento uma sub-rotina calcula um ajuste linear dos pontos e gera o vetor que contém os valores de tensão que devem ser aplicados no circuito de controle do VCO, os cálculos são realizados baseados nos desvios de frequência que o modulador de 80 MHz desempenhará já descontando a frequência de lançamento da nuvem, a potência do sinal de microondas é calculado para resultar em um valor normalizado em dBm que é injetado no controle de potência da síntese de microondas.

Para interface com dispositivos externos como, por exemplo, os sintetizadores de frequência Stanford DS 345 o computador de controle possui uma placa PCI – GPIB apresentada na Figura 25. E esta placa por meio de comunicação IEEE 488/ GPIB, permite interface direta com Labview e comunica-se com diversos instrumentos, por meio de cabos com acoplamentos formando uma rede especificada pelo padrão IEEE 488, em que cada dispositivo possui seu endereço é controlado por *software.* Podemos tanto enviar valores de configuração dos equipamentos quanto receber dados (CARR, 1996).

Figura 25 – Placa de interface de comunicação PCI – GPIB

As placas de aquisição de dados são conectadas ao chafariz usando placas de conexões SCC 68 que possuem conectores do tipo SCSI 68 para conexão entre a placa de

aquisição de dados e placa com os *bornes* de saída que conecta os fios vindos do sistema por meio de parafusos na parte superior do *borne*. Essa placa de conexões permite uma boa organização dos cabos utilizados e o acesso rápido para manutenção ou eventuais alterações. Além disso, possui filtros internos para tratamento de ruídos, entradas de alimentação externa e leds de sinalização de funcionamento. A Figura 26 apresenta o sistema montado no *rack* onde está o computador de controle do experimento (NATIONAL INSTRUMENTS, 2006).

Figura 26 – Placas de conectores entre cabos dos dispositivos do experimento e placas e aquisição

Segundo, Vanier e Audoin (1989) a medida do diâmetro da nuvem atômica está diretamente relacionada com a temperatura dos átomos, que permite medir a velocidade dos átomos na amostra, ou seja, essa agitação ou aquecimento dos átomos na amostra atômica geram desvios de frequência e ruídos que deflagram a relação sinal ruído do sistema.

Efeitos que causam desvios de frequência no sistema causados pelo aquecimento dos átomos foram estudados em Bebeachibuli (2007), utilizando como base para os cálculos apenas os sinais de tempo de vôo. Visando medidas do diâmetro da nuvem baseadas em imagens foi instalado no sistema uma câmera de alta velocidade de captura modelo Pixelfly qe da PCO, uma que vez que o sistema esteja calibrado, pode-se realizar a medida da diferença entre o diâmetro final e inicial da nuvem, medindo o diâmetro da nuvem antes do vôo e ao final antes da detecção, e utilizar essa medida para os cálculos da temperatura da nuvem.

Para essa câmera um computador de uso exclusivo para aquisição de imagens foi adicionado ao *rack* onde está o computador de controle do sistema, pois a aquisição das imagens, assim como, seu processamento consumiriam recursos de memória e gerenciamento do sistema operacional o que poderia prejudicar o controle do ciclo se realizado no computador de controle e espaço para armazenamento de dados. Além disso, o sistema de aquisição de imagens é composto por câmera, placa de controle e interface da câmera com

software e programa de controle e calibração chamado Camware v 3.01, possui também *drivers* de interface com Labview o que permite controlar a câmera por meio do programa de controle do chafariz no momento de lançamento da nuvem e no momento da detecção, a câmera possui como principais características: resolução em pixels de 1392 x 1024, 20 MHz de taxa de varredura, sensível ao comprimento de onda do Césio de 852 nm e vários modos de temporização de disparo de aquisição (PCO, 2006). A Figura 27 mostra a câmera montada na torre do chafariz em frente à janela onde os átomos são aprisionados.

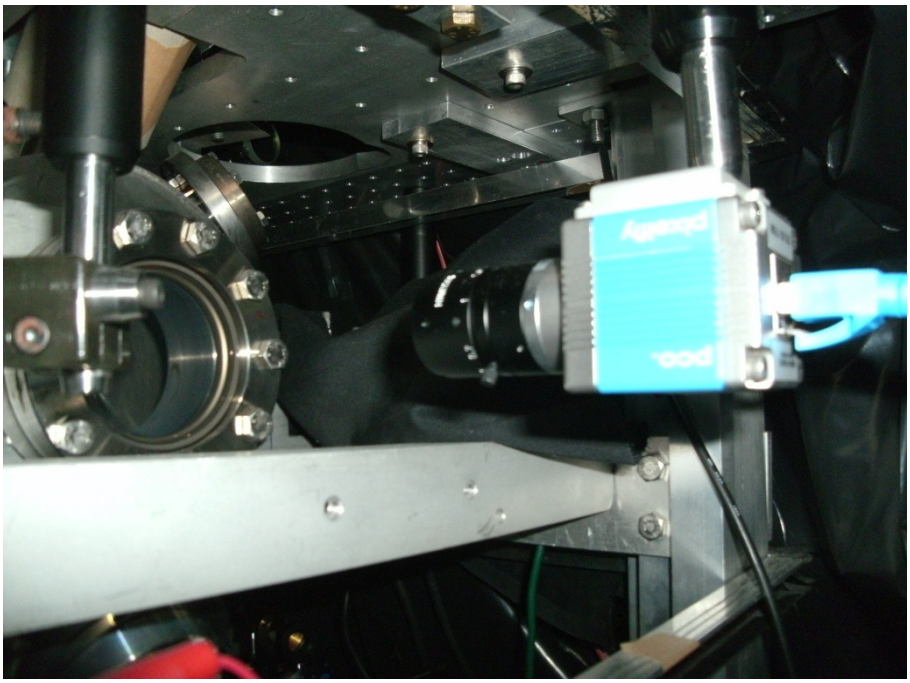


Figura 27 – Câmera Pixelfly montada na torre do chafariz

A Figura 28 mostra uma imagem do melado óptico (MOLASSES), essa imagem foi adquirida utilizando o programa Camware, em que foram calibrados seus níveis de sensibilidade, utilizamos o modo de captura de vídeo da câmera para auxiliar no alinhamento da nuvem dentro da câmara de vácuo, pois a nuvem atômica entra por um tubo de aproximadamente 10 mm feito de cobre antes de chegar à cavidade de microondas, no sentido de maximizar o sinal de TOF, visando menor perda de átomos nessa passagem pelo tubo. Antes das baterias de rodadas de ciclo de varredura do sinal de interrogação é necessário fazer todo o alinhamento e calibração do sistema e dos feixes utilizando os espelhos, cubos e demais componentes do sistema óptico.

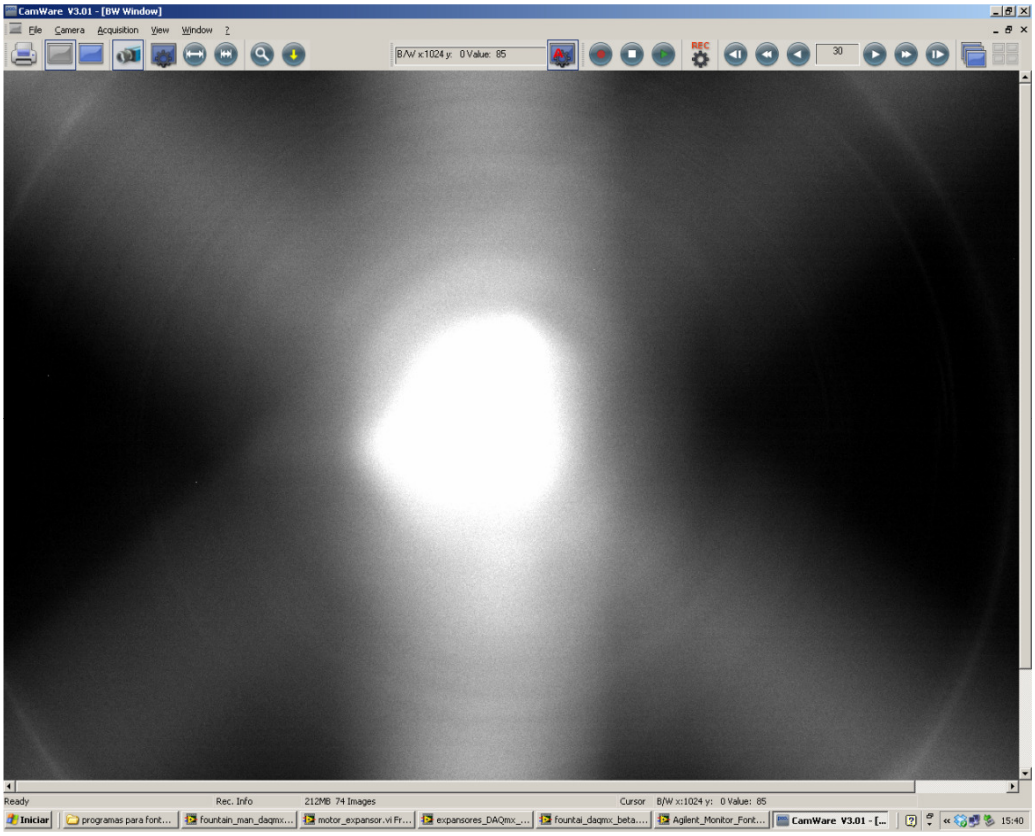


Figura 28 – Molasses durante calibração do alinhamento da nuvem realizado em abril/2012

Portanto, o programa de controle gerencia vários outros sistemas que permitem que o chafariz realize seu ciclo. Uma parte do programa está dedicada à geração e aquisição de sinais, também é realizado o tratamento matemático do sinal de TOF adquirido para que se possa calcular em tempo real a ressonância atômica. Efetuando a varredura do sinal de interrupção proveniente da cadeia de microondas e obter-se a franja de Ramsey que fornece os dados necessários para que o programa possa operar no modo de travamento e escravizar em torno da frequência de ressonância o oscilador macroscópico, a tela de visualização da franja de Ramsey pode ser vista no apêndice D.

Foi tomado o devido cuidado em forçar as etapas de execução do programa, por meio das ligações realizadas nos blocos que formam o código fonte, primeiramente os valores de potência do sinal de microondas para interrogação e ajuste das tensões de calibração do VCO de lançamento são escritos na placa de saídas analógicas estáticas (PCI 6704).

Após o programa entra em *loop*, dentro do laço é executado a configuração de sinal de *clock,* o funcionamento do temporizador, saídas analógicas e digitais ao final da etapa de controle de *hardware* do programa é feita a coleta do sinal de TOF, os pontos adquiridos são processados no laço fazendo alguns ajustes matemáticos nos dados, que serão descritos adiante, e integrando numericamente os pontos de sinal de TOF, estimar a parcela de átomos

que fizeram a transição, e a população total gerando o valor numérico da probabilidade de transição, esse valor é um ponto na varredura da cadeia e consequentemente um ponto no sinal da franja obtido experimentalmente.

Um novo ciclo se inicia para que sejam adquiridos novos sinais de TOF. A cada rodada novos sinais são coletados e o sinal de interrogação pode ser varrido em frequência, ao final observa-se o sinal obtido e pode ser selecionado no programa o modo de travamento, feito em outro laço dentro do programa principal. O programa permite também escolher quais e quando os sinais serão salvos em um arquivo para processamento posterior. Além disso, o usuário pode escolher o número de médias das medidas de TOF para geração do ponto na franja e o valor do ganho do algoritmo de travamento.

3.2 Sistema de detecção do chafariz e caracterização dos fotodetectores

Após a nuvem atômica realizar todo o vôo dentro da câmara de vácuo ela segue para a região de detecção que fica abaixo da região de aprisionamento. Alguns cuidados com essa parte do chafariz foram tomados com intuito de melhorar a detecção do sinal de TOF e consequentemente melhorar a relação entre o sinal obtido e o ruído presente na medida, por exemplo, entre a região de detecção e a região de aprisionamento existe um cilindro de grafite visando minimizar vapores atômicos na região de detecção. O sinal é degradado por uma quantidade de ruído que advêm dos átomos na amostra que tiveram sua frequência desviada por outras fontes, não devido, ao sinal de interrogação encontrar-se fora da ressonância com a transição relógio (ALVES, 2012).

O sinal de tempo de vôo que nos permite determinar a população em cada estado fundamental envolvido na transição é medido por meio da fluorescência que a nuvem atômica emite espontaneamente ao cruzar com os feixes de detecção, essa fluorescência na região do infravermelho, comprimento de onda do Césio de 852 nm, é detectada utilizando fotodiodos e amplificadores de um estágio que traduzem o sinal da fluorescência atômica para um sinal de tensão que é lido pela placa de aquisição e interpretado por *software*.

O sistema óptico de detecção do chafariz está localizado em uma região abaixo da zona de captura e resfriamento, onde os feixes utilizados no sistema ficam mecanicamente acoplados rigidamente a estrutura da torre do chafariz, evitando alguns tipos de perturbações devido a movimentações nas fibras ópticas que levam os feixes da mesa óptica até a zona de detecção ou qualquer outro choque mecânico nos componentes ópticos. O sistema óptico de

detecção é mostrado na Figura 29, o feixe superior é sintonizado na transição F = 4 para F' = 5, esse primeiro feixe detecta parte da população que realizou a transição durante o processo de interrogação, pois os átomos lançados em F = 4 devem transitar para o estado F = 3 devido ao sinal de ressonância de 9, 1926 GHz.

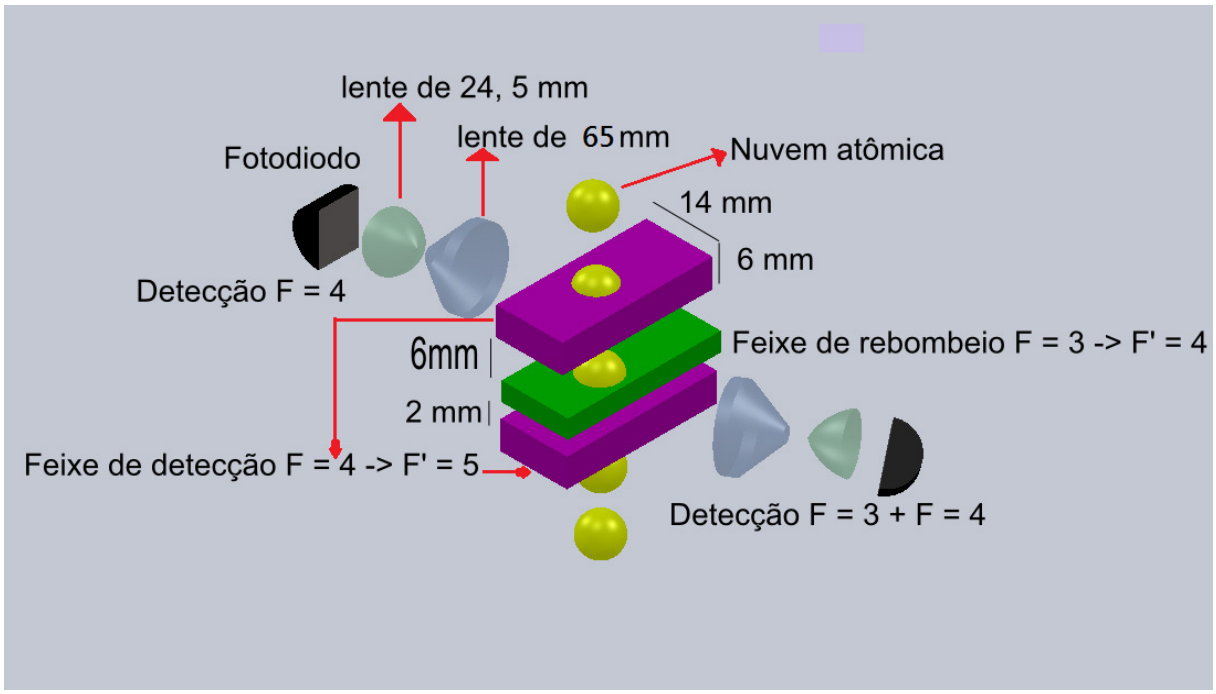


Figura 29 – Esquema simbólico do sistema óptico de detecção

Ao cruzar esse feixe os átomos na amostra atômica florescem devido à ressonância com a transição de detecção que produz um processo de emissão espontânea, em que os átomos absorvem fótons do feixe de laser e emite luz espontaneamente, pois o nível excitado pela transição encontra-se em um estado com tempo de vida muito curto (COURTEILLE, 2012).

O feixe inferior é uma composição do feixe proveniente do laser de rebombeio que utiliza a transição F = 3 para F' = 4, esse feixe é utilizado para bombear os átomos que não sofreram a transição relógio e encontra-se em um estado F = 3 com sub nível Zeeman diferente de zero para um estado F = 4 com sub nível Zeeman igual a zero, sobreposto ao feixe de detecção que é derivado da mesma fonte de laser do feixe superior por meio de cubos polarizadores, isso evita flutuações temporais do sinal detectado maiores do que o próprio tempo em que a nuvem passa interagindo com os feixes de detecção, em torno de 10 ms aproximadamente (BEBEACHIBULI, 2007).

Este manejo óptico permite determinar o número total de átomos presentes na nuvem durante o processo de detecção, realizando assim uma medida diferencial em que o número de átomos que fizeram a transição é obtido pela relação da equação 1 apresentada no capitulo 2,

número de átomos que não fizeram a transição e encontram-se em F = 4 é dividido pelo número de átomos total presente na amostra atômica, essa medida também ajuda a aumentar a insensibilidade a flutuações entre um ciclo e outro na medida do sinal de TOF.

Os feixes são separados por uma distância de aproximadamente 6 mm entre o feixe superior e o de rebombeio e 2 mm entre o rebombeio e o feixe inferior, com perfil aproximadamente retangular de secção transversal de 14 mm de largura por 6 mm de comprimento e intensidades em torno de 23 $^{mW}/_{m^2}$ e 0, 5 $^{mW}/_{m^2}$ para os feixes de detecção e rebombeio respectivamente.

O sinal da fluorescência é focalizado na área sensível do fotodiodo por meio de um conjunto de lentes. Primeiramente, haviam lentes de 25, 4 mm de diâmetro com distância focal de 20 mm, porém esse sistema de coleta da fluorescência apresentou efeito de *crosstalk* no sinal de tempo de vôo apresentado na Figura 30, esse efeito é devido ao fato da nuvem atômica iniciar sua interação com o feixe inferior ainda com uma parcela de seus átomos interagindo com o feixe superior, este problema pode ser solucionado adicionando mais um estágio de lentes que permite ajustar melhor o foco do sinal de fluorescência. Então, foram adicionadas ao sistema mais duas lentes de 65 mm diâmetro com distancia focal de 53 mm reduzindo consideravelmente o problema de *crosstalk.*

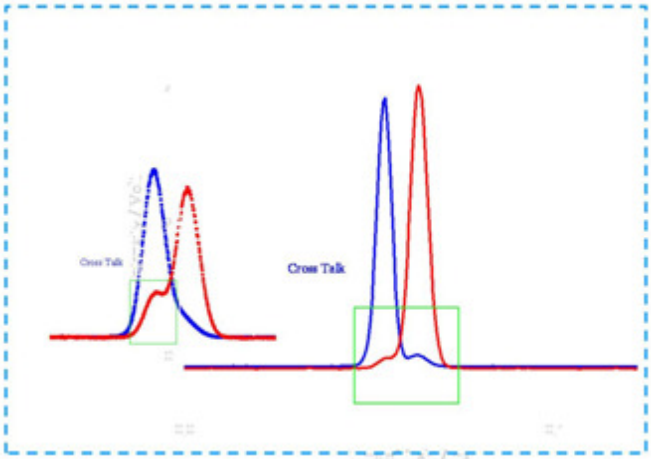


Figura 30 – Sinais de tempo de vôo antes do ajuste de foco a esquerda e a direita com o ajuste de foco realizado pelas lentes de 65 mm que permitiu melhoria da qualidade do sinal tornando desprezível o efeito de *crosstalk*

Dispositivos semicondutores transformam energia luminosa em sinal elétrico realizando a condução de carga por meio da corrente em seu material semicondutor. Todos os dispositivos semicondutores apresentam essa característica, em todos os casos a magnitude da fotocorrente gerada corresponde diretamente à intensidade de luz radiante em sua superfície, e a escolha do tipo de dispositivo utilizado depende dos requisitos da aplicação (GRAEME, 1996).

A principal diferença entre um fotodiodo e um fototransistor consiste na capacidade de gerar a corrente a partir de uma mesma intensidade de luz, em um fototransistor essa capacidade é maior do que em um fotodiodo, ou seja, possuem maior sensibilidade, porém o tempo de resposta do fotodiodo é maior, podendo conduzir e cortar em nanosegundos com correntes típicas na ordem de micro amperés (MALVINO, 1995).

No circuito transdutor de fluorescência para sinal de tensão queremos obter resposta confiável, rápida e com nível de sinal suficiente para os requisitos da aplicação no chafariz de átomos, por isso utilizamos dois fotodiodos de silício do tipo PIN (*Positive Intrinsic Negative*), que possui seletividade de eficiência para diferentes comprimentos de onda, modelo S1337-1010BR da Hamamatsu, nesse tipo de fotodiodo o ruído quântico é desprezível, sendo suas limitações impostas pelo circuito amplificador da foto corrente (HAMAMATSU, 2010).

A foto corrente produzida pelo fotodiodo varia com o comprimento de onda e sua foto sensibilidade é uma medida da quantidade de ámperes presentes na saída de corrente pela potência da radiação de luz incidente em sua superfície sensível, ou seja, sua eficiência. Para o fotodiodo utilizado sua foto sensibilidade é de aproximadamente 0,55 $A/_W$ para o comprimento de onda do Césio (852 nm), a Figura 31 apresenta o gráfico de sensibilidade pelo comprimento de onda e também uma imagem da área da superfície sensível do sensor de 100 mm^2.

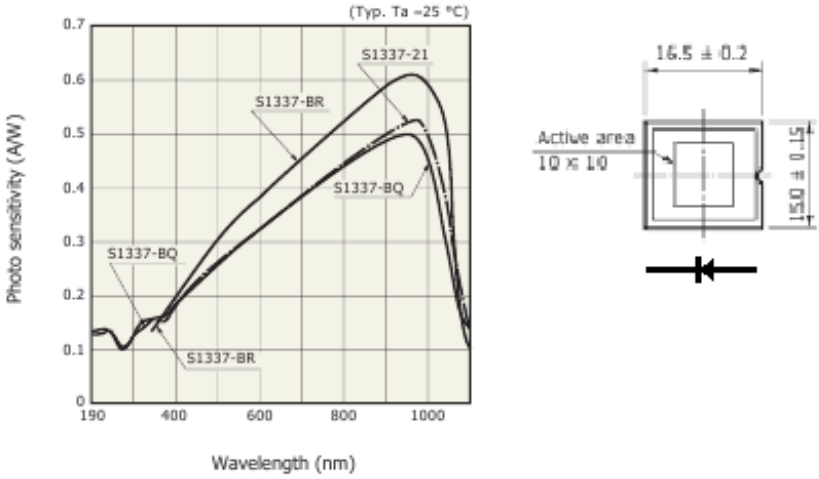


Figura 31 – Foto sensibilidade e área de superfície do fotodiodo S1337-1010BR

A placa de aquisição de dados, como muitos sistemas de instrumentação, faz a aquisição de sinais elétricos de tensão, logo, requerendo uma conversão da foto corrente gerada pelo fotodiodo em sinal de tensão proporcional. Para está tarefa é aplicado um circuito conversor corrente-tensão ou amplificador de transimpedância, que consiste basicamente em

amplificador operacional e um resistor de realimentação que provê um sinal de tensão proporcional a corrente gerada pelo fotodiodo que por sua vez é proporcional a intensidade de luz emitida pelos fótons. A Figura 32 apresenta um conversor corrente-tensão básico, este circuito isola o sinal de tensão do fotodiodo e mantém a tensão sobre o fotodiodo próximo de zero enquanto o sinal de saída é providenciado pelo amplificador operacional proporcionando melhores resultados em termos de largura de banda (GRAEME, 1996).

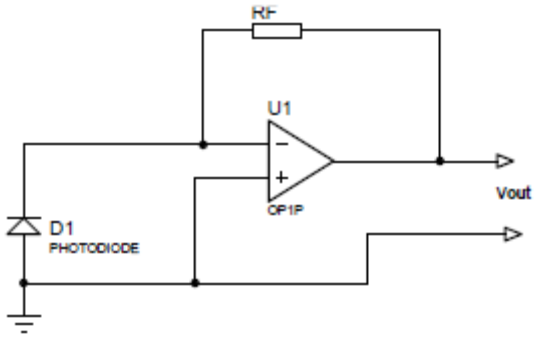


Figura 32 – Amplificador de transimpedância básico

Nesse tipo de amplificador o ganho é definido pela corrente de entrada multiplicada pela resistência de realimentação $A = R_f I$, idealmente toda a corrente gerada pelo fotodiodo passa pelo resistor de realimentação, assim, a corrente de entrada controla a tensão de saída (MALVINO, 1997). Nos circuitos de transimpedância de detecção do chafariz são utilizados dois amplificadores operacionais OPA 637 da *Burr-Brown* que possui ganho de malha aberta de 120db e frequência unitária de 100 MHz, esse circuito utiliza um resistor de 100 M_Ω, ou seja, a foto corrente é amplificada por um fator de ganho de 10^8.

Um amplificador de transimpedância, na prática, pode apresentar oscilações de alta frequência devido à capacitância interna presente no fotodiodo, quando o circuito está operando em altas frequências ele pode apresentar oscilações próximas de sua frequência unitária adicionando ruídos de alta frequência indesejáveis na resposta de tensão do amplificador, esse problema pode ser resolvido adicionando um capacitor em paralelo com o resistor de realimentação formando um filtro passa baixa que também ajuda a filtrar ruídos em altas frequências (JOHNSON, 2003). O circuito de detecção 1 (detecta os átomos em F = 4), e utiliza um capacitor de 11pF em paralelo com o resistor de realimentação.

A caracterização dos fotodetectores é uma medida indispensável para estimar a resposta do sistema atômico, pois o sinal de resposta é uma convolução entre o sinal emitido pelos átomos e a resposta dos fotodetectores. Consideramos o conjunto formado pelo fotodiodo mais o amplificador de transimpedância como fotodetector. Sua caracterização

pode ser definida pela sua resposta em frequência, a capacidade de um amplificador controlar um sinal de saída sob mudanças de frequência é o que define sua resposta em frequência, o que possibilita determinar experimentalmente suas características de operação em altas e baixas frequências de operação (LUECKE, 2005).

A resposta em frequência de um sistema é definida como a resposta obtida em sua saída em regime estacionário sob a presença de sinal senoidal em sua entrada, em que o sinal de saída difere da forma de onda do sinal de entrada apenas em magnitude e ângulo de fase (DORF; BISHOP, 1998).

Determinando a resposta em frequência para os circuitos dos fotodetectores a definição de uma função de transferência pode ser obtida de forma simples se os dados forem apresentados na forma de um gráfico logarítmico, os conhecidos diagramas de bode, em que podemos determinar a resposta do conjunto fotodetector em magnitude e fase, assim, determinado sua largura de banda média, sua frequência de corte, além de outras características (OGATA, 1985).

Para determinar a resposta em frequência dos fotodetectores foi realizado um experimento utilizando um gerador de funções modelo Goldstar FG8002 modulando com sinal senoidal a entrada de modulação de corrente, que modula a frequência, do laser de detecção e um osciloscópio modelo Tektronix TDS3034B. No gerador de funções foi variada a frequência do sinal senoidal de 10 a 10000 Hz mantendo a amplitude constante e utilizando dois canais do osciloscópio foi medida a diferença entre a o sinal de entrada da modulação entregue pelo gerador e o sinal de saída do circuito fotodetector, foram avaliadas as diferenças de amplitude de tensão de pico a pico e de fase. A Figura 33 ilustra a configuração do experimento.

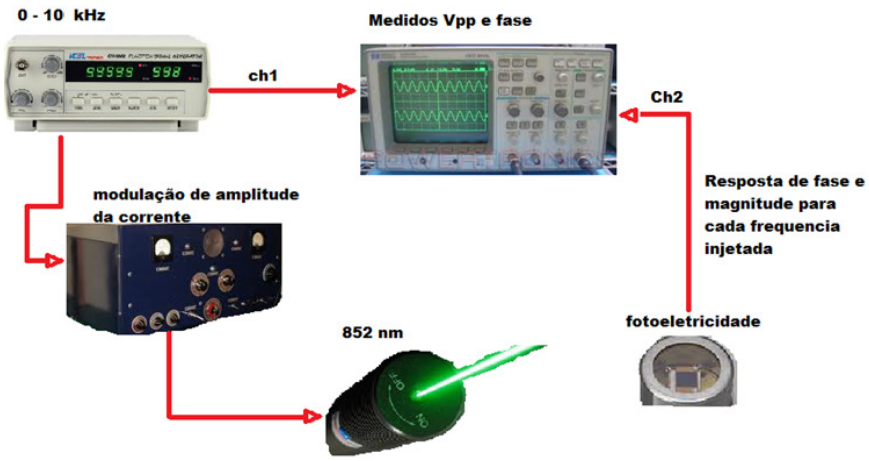


Figura 33 – Configuração do experimento de caracterização dos fotodetectores

O fotodetector 1 apresentou uma resposta bastante satisfatória no que diz respeito a sua largura de banda, com sua frequência de corte em torno dos 1500 Hz e apresentando característica de sistema de primeira ordem conforme o esperado, a Figura 34 traz sua resposta em frequência para magnitude e a Figura 35 traz sua resposta de ângulo de fase, as curvas em vermelho apresentam os pontos medidos experimentalmente e as curvas verdes são as respostas ajustadas computacionalmente pela função de resposta padrão de magnitude e fase deste tipo de circuito.

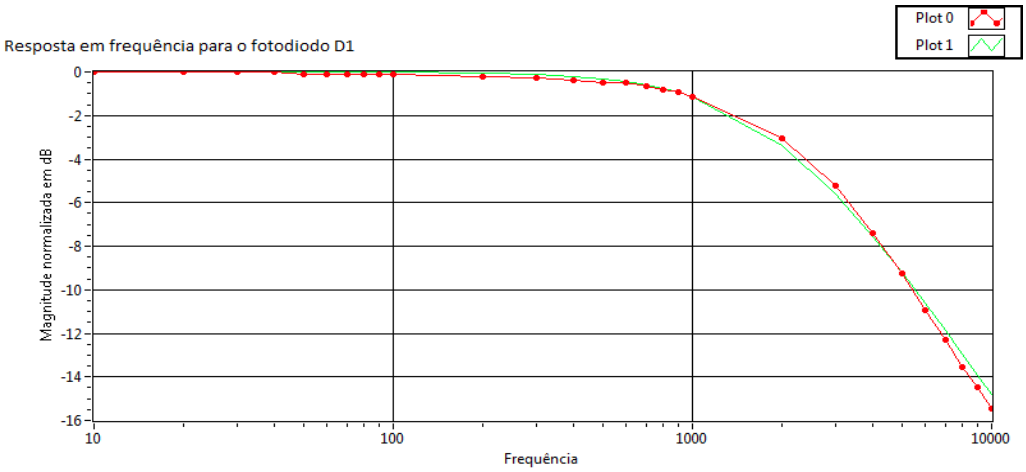


Figura 34 – Resposta em frequência de amplitude do fotodetector 1

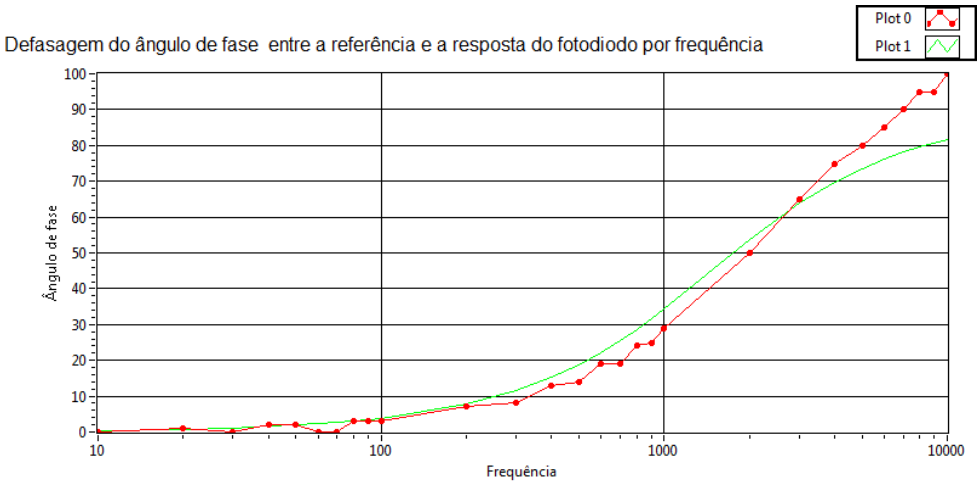


Figura 35 – Resposta em frequência de fase do fotodetector 1

A resposta obtida para o fotodetector 2 (detecta todos os átomos presentes na nuvem) é apresentada pela Figura 36 e Figura 37 para magnitude e fase respectivamente, pode-se observar que a resposta deste fotodetector ficou muito abaixo do valor esperado e claramente com uma largura de banda muito inferior ao fotodetector 1.

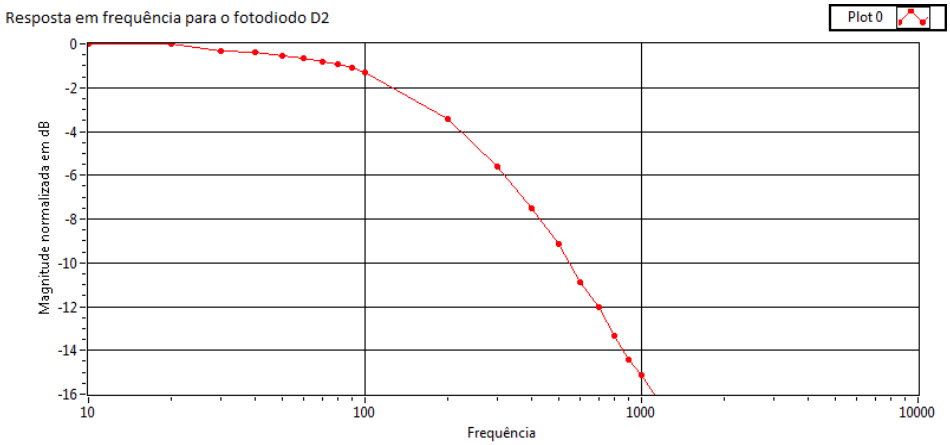


Figura 36 – Resposta em frequência de amplitude do fotodetector 2

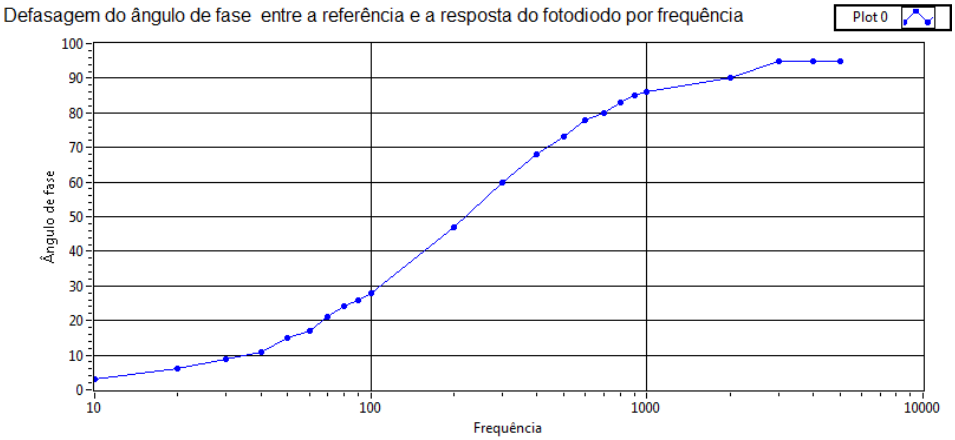


Figura 37 - Resposta em frequência de fase do fotodetector 2

Essa resposta observada para o detector 2 explica alguns ruídos e o nível baixo de tensão obtido para o sinal de TOF do número total de átomos presentes na nuvem que foi observado durante os testes iniciais do chafariz após sua atualização do sistema de controle. Devido a isso, o acoplamento do fotodetector 2 foi desmontado e iniciou-se uma etapa de reconfiguração de seu circuito. Inicialmente utilizamos a mesma placa, que foi montada em placa de prototipagem padrão e utilizando um OPA637 com encapsulamento DIP, testamos vários valores de capacitores de compensação e até mesmo sem capacitor, dentre eles: 11 pF, 27 pF e 2.2 pF. Porém, observamos um fenômeno indesejável chamado de *gain peaking* que além de adicionar ruídos de alta frequência sua resposta em frequência para o sistema passa a ser caracterizada por uma resposta de segunda ordem, as Figura 38 e Figura 39 apresentam a resposta obtida nessa fase de implementação.

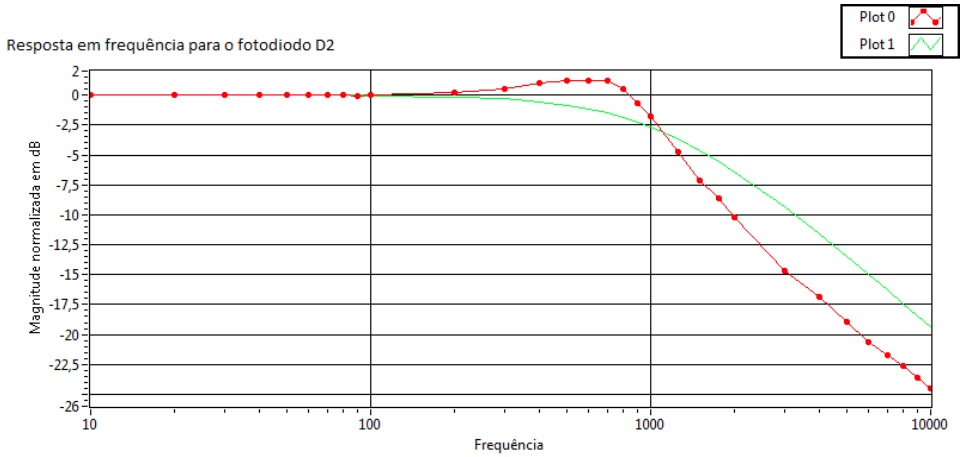


Figura 38 - Resposta em frequência de amplitude do fotodetector 2 com capacitância de realimentação de 27 pF

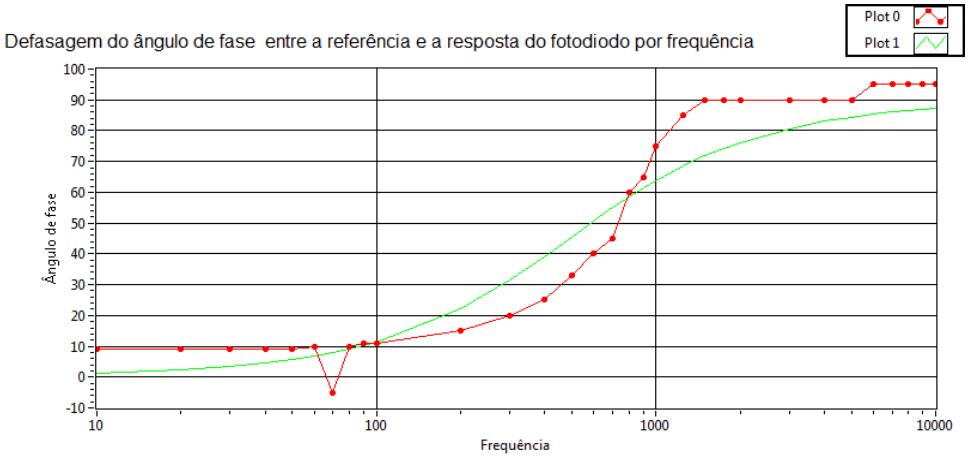


Figura 39 - Resposta em frequência de fase do fotodetector 2 com capacitor de 27pF

O parâmetro de capacitância de 27 pF obtivemos por meio do coeficiente não linear que ajusta a curva, em que esse coeficiente na função de magnitude do amplificador representa a capacitância paralela com o resistor de realimentação e utilizando os dados obtidos com o amplificador sem a capacitância, porém não obtivemos uma resposta satisfatória.

Logo, optamos pela confecção de um novo circuito para o fotodetector 2 muito próximo ao existente, porém com a alteração de alguns detalhes que em um primeiro momento podem até parecer desnecessários, mas fazem diferença conforme será mostrado. Primeiramente alteramos o encapsulamento do amplificador operacional OPA637, utilizamos sua versão em encapsulamento metálico TO-99 que possui menor sensibilidade a mudanças de temperatura de operação e menores níveis de ruído conforme descrito em Burr-Brown (1998). Além disso, utilizamos um resistor de 1% de precisão, confeccionado em vidro, e componentes SMD no restante da placa e um layout de placa no formato de disco que se encaixa perfeitamente no acoplamento de teflon que é utilizado para montar o fotodetector na

janela da câmara, onde a detecção é realizada evitando luzes espúrias incidindo na superfície do sensor, a Figura 40 mostra uma ilustração 3D da placa confeccionada e o apêndice E traz o esquemático do circuito desenvolvido.

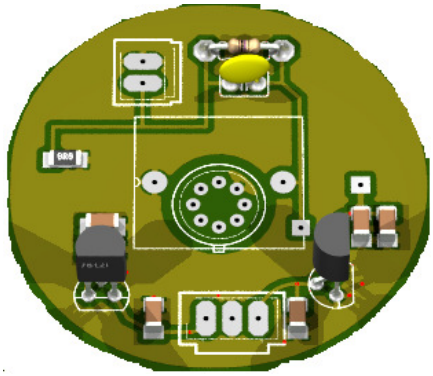


Figura 40 – Placa de circuito impresso do fotodetector 2

Segundo Johnson (2003) para amplificadores de transimpedância com resistor de ganho maior que $10M_{\Omega}$ de resistência e pequenos fotodiodos o valor da capacitância necessária está tipicamente na ordem de pico Farads ou menor. Então, iniciamos a montagem e os testes desta nova placa com o valor de 1pF que apresentou uma resposta bastante satisfatória muito próxima da resposta do fotodetector 1, apresentada na Figura 41 e Figura 42, como pode ser visto a frequência de corte para o novo sistema ficou em 1,1 KHz com uma largura de banda total de 7,5 KHz, o que é mais do que suficiente para a largura de banda requerida, pois os átomos passam interagindo com o sistema de detecção em torno de 10 ms.

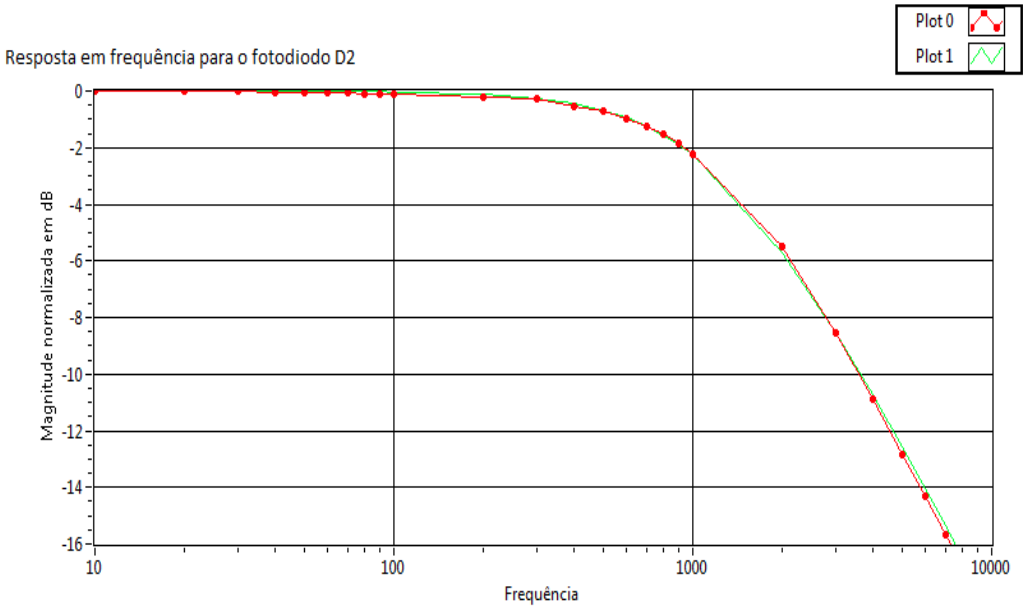


Figura 41 – Resposta em frequência de magnitude do fotodetector 2 com a nova placa de amplificação

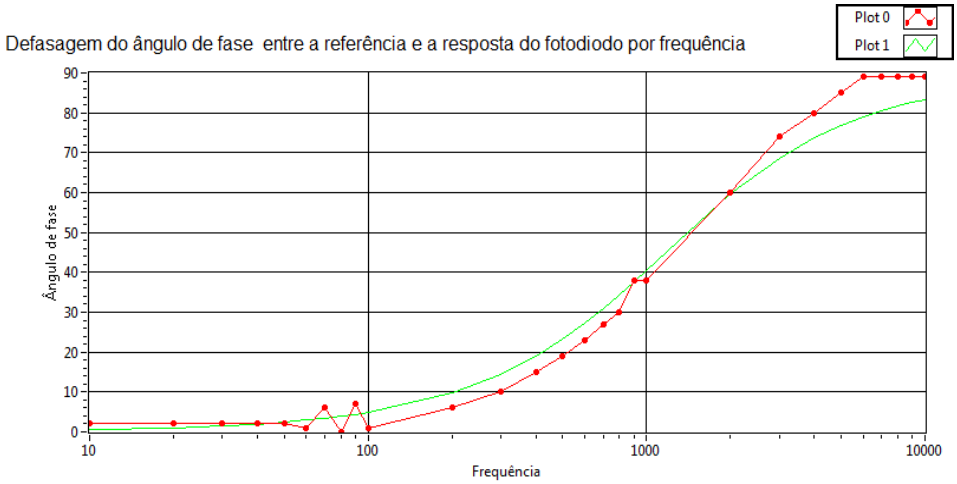


Figura 42 - Resposta em frequência de fase do fotodetector 2 com a nova placa de amplificação

A importância de definir a resposta em frequência dos fotodetectores está no fato de que a função de transferência do sistema ou qualquer outro componente inerente pode ser determinada por meio desta resposta de forma direta (OGATA, 1985). Com os diagramas de Bode obtidos podemos definir a função de transferência dos fotodetectores e com isso no programa de controle deconvoluir o sinal obtido da resposta do sistema de detecção. Assim, no final do processo teremos apenas a resposta de ressonância dos átomos.

Para um amplificador de transimpedância com o capacitor em paralelo com a resistência de realimentação sua função de transferência para um sistema de primeira ordem normalizada em função da frequência para a amplitude fica como:

$$H(f) = G \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{f}{fc}\right)^2\right]}} \tag{8}$$

A função de transferência para a fase fica:

$$\emptyset(f) = tg^{-1} - \left(\frac{f}{fc}\right) \tag{9}$$

Em que a G é o valor de ganho e recebe o valor de $-R_f$ e f_c é a frequência de corte do sistema. Para frequências abaixo da frequência de corte, em que a impedância capacitiva é muito maior que a resistência de realimentação o circuito comporta-se um amplificador de transimpedância simples e sua entrada é amplificada pelo valor do resistor de realimentação,

em altas frequências maiores que a frequência de corte o circuito comporta-se como um filtro passa baixa e filtras a uma taxa de – 20 db por década o sinal de entrada atenuando ruídos.

Um sistema de aquisição de dados consiste de um arranjo que permita a conversão de sinais analógicos ou digitais para informação que serão tratadas geralmente por computador embutido ou não e essa informação depois de interpretada poderá ou não ser usada na construção de um sinal de resposta para o sistema (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

A medida do sinal de tempo de vôo é realizada captando a fluorescência dos átomos por meio do fotodiodo que transforma o sinal de luz em um sinal de corrente, este sinal é amplificado pelo circuito de transimpedância que por sua vez transforma o sinal corrente em um sinal de tensão que é aquisicionado pelas entradas analógicas da placa de aquisição. Agora vamos descrever com um pouco mais de detalhes o sistema de aquisição do sinal de tempo de vôo, depois de convertido em tensão, utilizando os dados da placa PCI 6259. A Figura 43 apresenta o esquema interno do circuito de entrada analógica da placa.

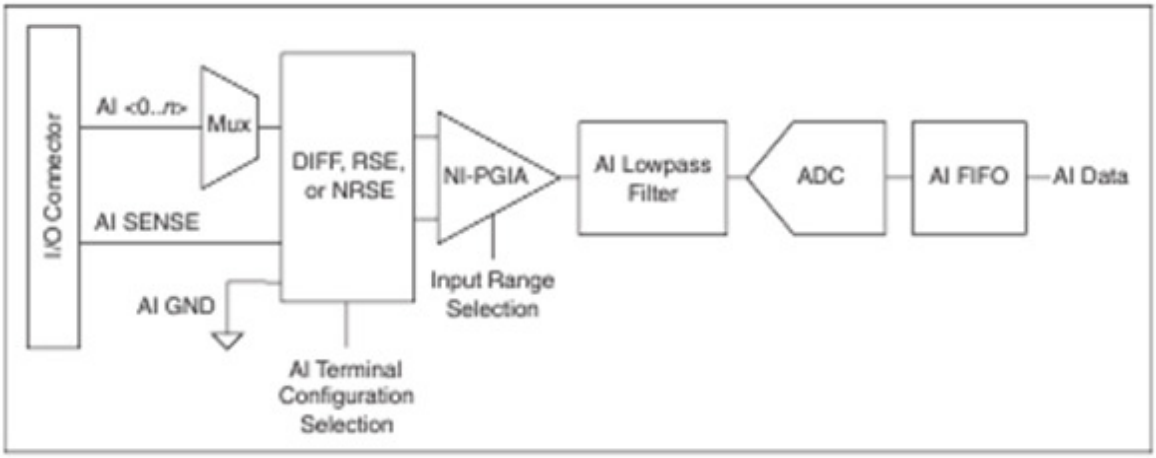


Figura 43 – Circuito de entrada analógica da placa PCI 6259
Fonte: National instruments (2008)

Inicialmente encontra-se o circuito multiplexador, necessário quando múltiplas linhas de sinal são ligadas a um mesmo conversor analógico para digital, a taxa de comutação depende da lógica de controle e da velocidade de aquisição (FIGLIOLA; BEASLEY, 2007). Na placa este circuito é implementado com chaves e capacitores.

Após, o direcionamento do canal encontra-se o circuito seletor de modo de referência de sinal, modo referência única (RSE) ligado ao GND da placa de aquisição, modo de entrada não referenciado (NRSE) sinal flutuante e modo diferencial, cada canal de entrada pode usar um modo diferente.

O sinal passa pelo amplificador de instrumentação de ganho programável (NI-PGIA), responsável por minimizar os tempos de aquisição para todas as faixas de sinal de entrada.

Esse circuito pode atenuar ou amplificar sinais de entrada para garantir o máximo uso de resolução do conversor analógico para digital. O sistema possui uma faixa limitada de valor de entrada e existe um valor mínimo de sinal que pode ser resolvido e um valor máximo, logo, esse amplificador ajusta por meio de ganhos selecionáveis o valor de ganho que maximiza o uso da resolução de tensão da placa para cada faixa ajustada no programa.

Filtro passa baixa, este filtro analógico é usado para controlar o conteúdo de frequência do sinal amostrado, é utilizado como filtro *anti-aliasing*, atenua sinais acima da frequência de Nyquist antes que ele seja amostrado. Para a placa PCI 6259 a frequência de corte do seu filtro, ou seja, a frequência em que o sinal de saída é atenuado em -3db em relação à entrada é 1,7 MHz com precisão se 1%, este dado também é chamado de menor sinal de largura de banda.

Conversor de sinais analógico para digital com circuito de amostragem e retenção integrado, digitaliza o sinal transformando a tensão analógica em dado digital, possui faixa de valores de entrada selecionáveis, emprega o conversor de aproximação sucessiva e sua velocidade de conversão depende dos parâmetros configurados via *software*.

Buffer de dados FIFO (*first input first output*), o conversor A/D pode realizar aquisições simples ou múltiplas de um número fixo ou contínuo de amostras, o circuito de FIFO mantém os dados na saída para o computador até que a próxima aquisição seja realizada para garantir que o dado não será perdido, possui memória de 4095 amostras e opera por acesso direto a memória.

A aquisição analógica é disparada pelo sinal de *trigger* vindo da saída digital, ao final do vôo dos átomos a entrada analógica é acionada e uma quantidade específica de pontos, configurados no programa, são aquisicionados, a taxa de amostragem é configurada no painel frontal e pode ser alterada dependendo da resposta obtida. Dessa forma, a aquisição de dados torna-se determinística. A cada ciclo completo de operação do chafariz uma quantidade de pontos é adquirida para cada fotodetector gerando dois sinais de tempo de vôo um para os átomos em |F = 4> e ouro para os átomos em |F = 4 + F = 3>, e com este sinal em um pós- processamento é possível estimar a temperatura da nuvem atômica, o desvio padrão devido a colisões, o diâmetro da nuvem, a potência dos fótons emitidos e integrando a área do sinal de TOF obtemos a probabilidade de transição dos estados |F = 4> para |F = 3>. A Figura 44 apresenta um sinal de vôo típico para detecção dos átomos em |F = 4>, a curva em azul representa o valor de cada ponto amostrado e a curva em vermelho são os pontos ajustados por uma função gaussiana.

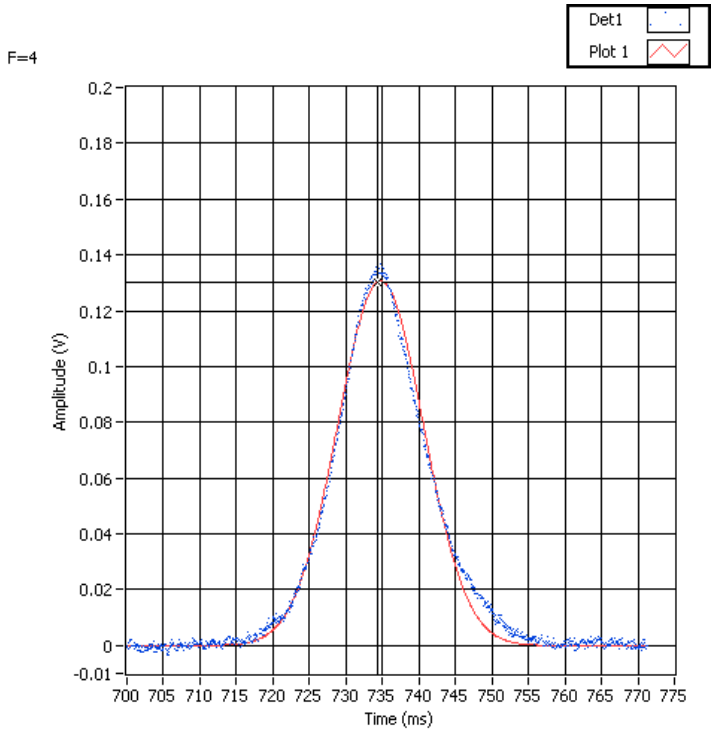


Figura 44 – Sinal de tempo de vôo para fotodetector 1

Conforme pode ser observado, à aquisição é disparada, para o exemplo utilizado, aos 700 ms após o lançamento da nuvem, pois a frequência de lançamento nesse caso foi de 2,3 MHz que eleva a nuvem a 53,7 cm aproximadamente. Assim, podemos encontrar por meio de cálculos de movimento uniforme que a nuvem atômica cruzará o sistema de detecção aproximadamente aos 730 ms, nesse caso, o sinais foram adquiridos 1000 pontos por canal a uma taxa de 10 kS/s. Vale salientar que este sinal obtido usa apenas a amplificação do circuito de transimpedância, eliminando outros estágios de amplificação antes da placa de aquisição o que antes com uma resolução de 12 bits não era possível, a amplitude de 130 mV e a medida da largura temporal a meia altura de aproximadamente 10 ms são utilizadas para realizar os cálculos acima mencionado. A Figura 45 apresenta o sinal de TOF para o fotodetector 2, a curva em verde representa os pontos amostrados e a curva em vermelho são os dados ajustados.

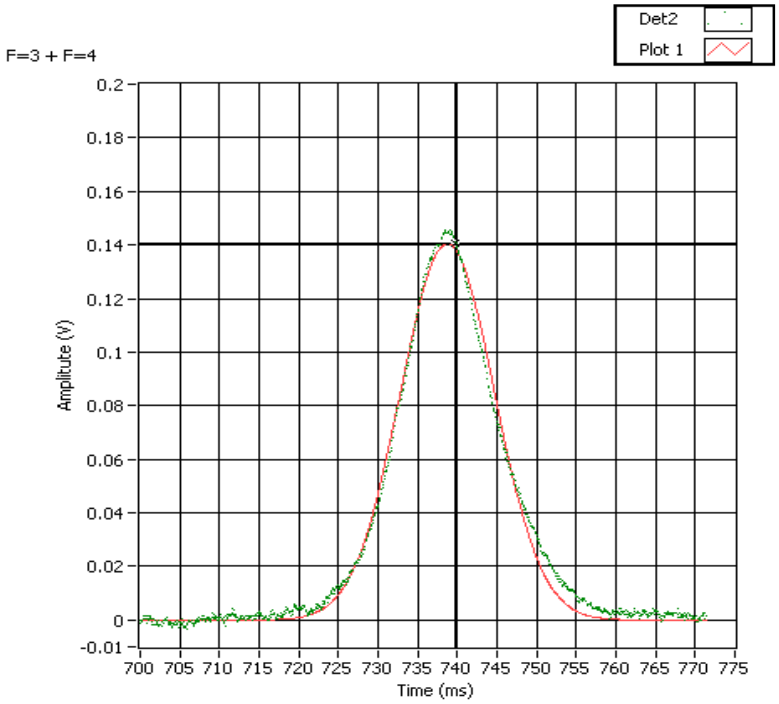


Figura 45 – Sinal de tempo de vôo do fotodetector 2

Conforme pode ser visto o sinal do fotodetector 2 tem seu pico aproximadamente a 3 ms após o pico do fotodetector 1, pois estão separados espacialmente e pode-se notar que sua amplitude está em torno de 140 mV, sua amplitude sempre deve ser maior ou igual a amplitude do fotodetector 1, devido ao fato dele detectar todos os átomos presentes na nuvem. Idealmente este sinal deve ter sua amplitude sempre constante, mas ela pode ser alterada entre um ciclo e outro devido a mudanças no experimento como, por exemplo, alterações na potência do feixe de detecção e rebombeio, desalinhamento do aprisionamento, flutuações na frequência de detecção. Enquanto, que a amplitude do sinal de TOF do fotodetector 1 se altera devido à quantidade de átomos que realizaram a transição.

3.3 Tratamento matemático do sinal de tempo de vôo

Depois de adquirido, os dados do sinal de tempo de vôo passam por um tratamento estatístico e matemático efetuado pelo programa de controle de maneira que se possa extrair a informação da transição atômica da fluorescência emitida, filtrar ruídos e obter o maior número de informações possíveis em tempo real.

Os dados brutos que estão armazenados no vetor de duas dimensões (matriz) do bloco de leitura de canal analógico primeiramente são separados sendo um os pontos de F = 4 e o outro F = 3 + F = 4, a seguir são extraídos o valor da média dos primeiros duzentos pontos

amostrados e subtraímos todos os valores contidos no vetor pelo valor médio, isso cria um valor inicial para o gráfico e elimina o *offset* do sinal de TOF.

Após esse manejo inicial os dados são inseridos em um filtro passa baixa digital do tipo *butterworth* de ordem 4, cuja a frequência de corte é determinada no painel frontal, pois durante a bateria de testes é possível ajustar valores de frequência de corte que apresentem melhores resultados, eliminem flutuações de altas frequências que possam aparecer nos valores amostrados.

Os pontos separados e tratados são ajustados em uma curva gaussiana, este ajuste utiliza o método dos mínimos quadrados para ajustar os dados para este ajuste foi necessário criar um vetor de pontos para o eixo x do gráfico e para a variável independente da função, dentro de um laço de repetição de 1000 pontos dividimos a variável de interação e somamos ao valor do *delay* do tempo de vôo. O bloco de ajuste gaussiano nos fornece o desvio padrão da medida que é apresentado no painel frontal a dois sigmas da amplitude de centro.

O final do processo se da quando os dados são integrados numericamente utilizando a regra de Simpson, esta integral da área sob o gráfico de tempo de vôo e fornece a probabilidade de transição, que são divididos conforme a equação 1, a Figura 46 apresenta esta parte do programa. Os valores das integrais do sinal bruto, sem o ajuste gaussiano e o valor da relação de amplitudes fornecida pelo bloco de ajuste gaussiano, também são apresentados no painel frontal do programa. As informações geradas durante esta parte do programa de controle são armazenados em arquivos (.dat) para serem analisados em programas de pós-processamento, a cada ciclo os arquivos são atualizados.

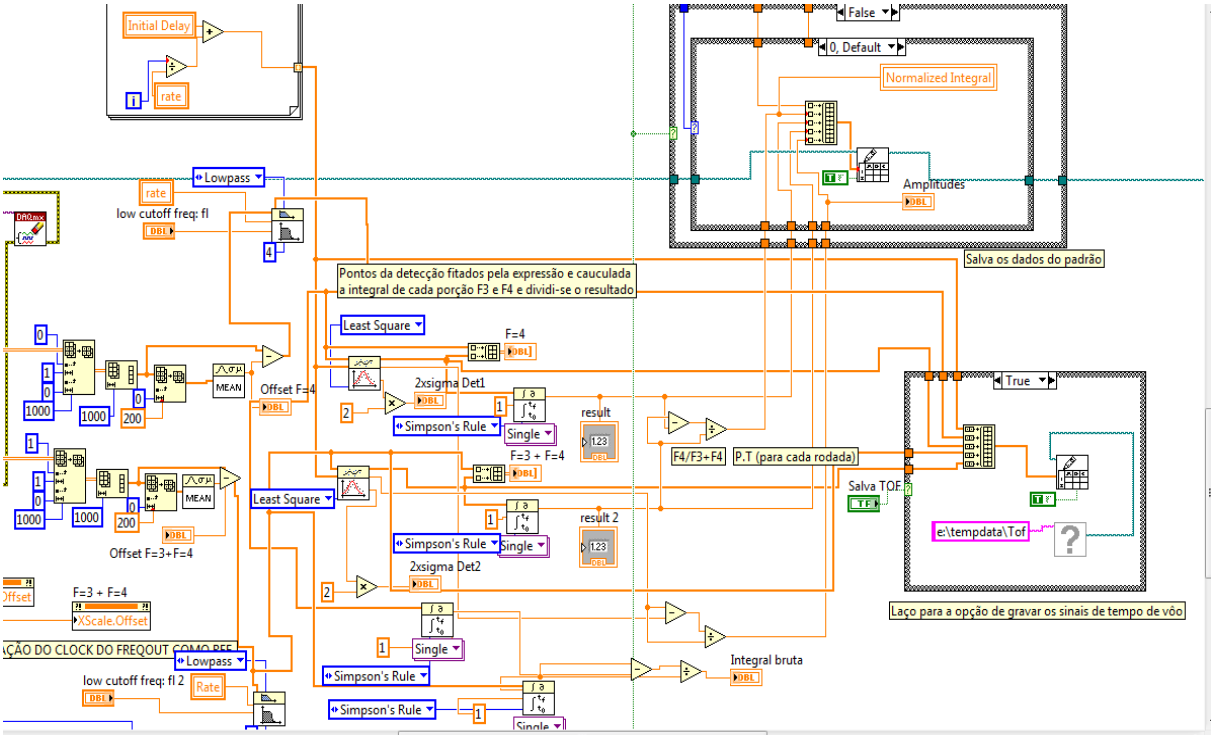


Figura 46 – Integral do sinais de tempo de vôo e geração de arquivos de pós-processamento

Também é calculada a média ponderada de cada ciclo, devido ao fato de cada ciclo completo gerar um ponto de informação da ressonância, uma forma de filtrar e melhorar o aspecto da franja de Ramsey ao final da varredura é fazer uma média ponderada, por exemplo, a cada cinco ciclos completos somamos os vetores de TOF de cada ciclo multiplicado por um peso, que no caso é o valor da iteração + 1, e dividimos pelo número total de iterações (ciclos) usado para o cálculo da média, ou seja, a cada cinco lançamentos geramos um ponto na curva de varredura do sinal de ressonância, a opção de ser feita essa média e o número de ciclos para a média são parâmetros configurados no painel frontal.

3.4 Varredura do sinal de interrogação

A sintonia do sinal de interrogação é realizada por um processo de varredura em frequência do sinal de microondas, o sinal é ajustado em torno da frequência de ressonância e o programa de controle dotado um algoritmo que desloca a frequência da cadeia de microondas a cada ciclo, dentro de um intervalo definido próximo da ressonância partindo de um valor inicial acima da ressonância e finalizando em um valor abaixo. Dentro do intervalo de frequência busca-se encontrar as franjas de interferência de Ramsey, que caracterizam a sintonia entre o sinal de interrogação e ressonância dos átomos para que o padrão possa, então, operar em modo travado na ressonância atômica, caso o sinal de interrogação esteja distante da ressonância a cada varredura do sinal de interrogação gerado pela síntese de microondas o oscilador macroscópico é corrigido pelo programa de controle.

O sinal de interrogação da cadeia de microondas é inicialmente ajustado travando-se por meio de um PLL (*Phase Locked Loop)* o oscilador da cadeia a um MASER de hidrogênio que possuímos no laboratório, o que permite um bom "chute" inicial do valor de frequência. Assim, inicia-se o processo de varredura para sintonizar o sinal de interrogação na ressonância atômica com níveis de exatidão proporcionados por um chafariz de átomos frios.

O sinal de varredura é injetado na cadeia de microondas em sua parte de baixa frequência, o programa de controle calcula o valor necessário da frequência que deve ser utilizada para modular a parte de baixa frequência da cadeia, em torno de algumas centenas de mega Hertz, e envia por meio de comunicação digital GPIB esse valor de frequência a um sintetizador (DDS) modelo DS 345 Stanford que gera o sinal de senoidal de frequência para a entrada de modulação da cadeia, que por sua vez controla internamente a frequência do sinal de interrogação.

No painel frontal são definidos os valores de intervalo de frequência (*SPAN*), em torno da frequência de ressonância do Césio, em que será deslocado o sinal de interrogação e o valor do passo de frequência, conforme pode ser observado na figura do apêndice D. O valor inicial a ser enviado para a DDS, iniciando a varredura, é calculado antes de o programa entrar em *loop*, inserido como valor inicial de um *shift register* utilizado para atualizar o valor de interrogação durante a varredura.

O valor de frequência de ressonância é subtraído do valor de 9200000000 Hz, este valor é usado como *setup* para o modo de varredura sendo uma constante do programa, o resultado da diferença entre o valor de *setup* 9,2 GHz e a frequência de ressonância do Césio

(9192631770 Hz) é multiplicado por quatro, pois a cadeia de síntese de microondas que gera o sinal de interrogação divide internamente o sinal de modulação da DDS por quatro para suprimir ruídos, depois o valor do *span* multiplicado por dois, devido ao fato de ser uma varredura simétrica em torno da ressonância e a cadeia fazer a divisão do sinal da DDS por quatro, é somado ao valor da diferença entre o *setup* e a ressonância gerando assim o valor inicial de frequência que será enviado para a DDS no primeiro ciclo de trabalho do chafariz no inicio da varredura.

O programa entra em *loop*, os valores escritos na DDS são atualizados pelo *shift register*, a Figura 47 apresenta os cálculos realizados dentro do *loop* do programa de controle que realiza a varredura do sinal de interrogação.

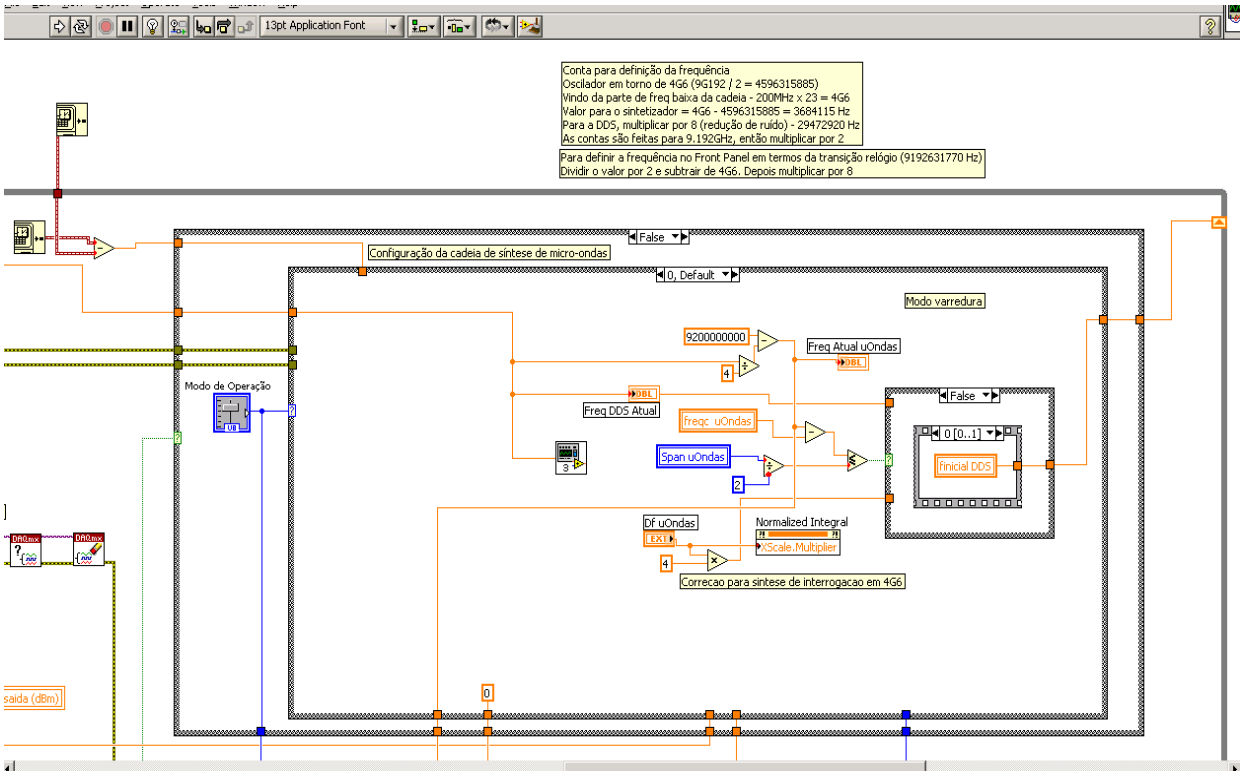


Figura 47 – *Loop* de varredura e seus cálculos de frequência

Dentro do *loop* de varredura o valor de frequência inicial da DDS é enviado para o instrumento por meio de uma sub-rotina que realiza a comunicação GPIB, este valor também é escrito no painel frontal na variável (Freq DDS Atual), o valor inicial a ser escrito na DDS é igual o seu valor atual no primeiro ciclo de operação nos outros ciclos até o final da varredura são gerados novos valores de frequência para a DDS que são recalculados no *loop* e atualizados como novo valor da DDS por meio do *shift register* e armazenados na variável (Freq DDS Atual).

O valor de frequência atual da DDS e dividido por quatro, devido ao fato de ter sido multiplicado seu valor inicial por quatro, e o resultado e subtraído do valor de *setup da* varredura (9,2 GHz), esta diferença é a frequência atual do sinal de interrogação que é armazenado na variável (Freq atual uOndas). Subtraímos o valor da frequência de ressonância dos átomos do o valor da frequência atual do sinal de interrogação. O resultado da diferença entre a frequência que se encontra o sinal de interrogação e a frequência de ressonância do Césio é utilizado para comparar se ele é menor ou igual ao valor do *span* dividido por dois, devido à simetria. Caso seja verdadeiro, o valor atual da DDS usado no ciclo é decrementado pelo valor do passo de frequência gerando um novo a valor de frequência para a DDS, este valor de frequência vai para *shift register* e no próximo ciclo atualiza o sinal da DDS que injeta uma nova frequência para o sinal de interrogação que é o valor da frequência do ciclo passado menos o valo do passo de frequência da varredura, o valor do passo de frequência é multiplicado por quatro devido à cadeia dividi-lo internamente por quatro.

Dessa forma, o sinal de interrogação é varrido em frequência dentro do intervalo de frequência, em torno da frequência de ressonância, com um valor de resolução dado pelo passo, até que seja percorrido todo o intervalo desejado. A varredura termina quando o valor da diferença entre frequência do sinal de interrogação e de ressonância é maior que o valor do *span* dividido por dois, nesse caso o valor da frequência inicial da DDS passa a ser o último valor gerado para a DDS no processo atual de varredura armazenado na variável (finicial DDS) e o programa é parado. Assim, caso não tenha sido observada a ressonância o próximo ciclo de varredura se inicia a partir do valor final do sinal de interrogação obtido no processo atual e o processo é repetido até que as franjas sejam observadas.

A Figura 48 apresenta um sinal de varredura com largura suficiente para enxergar uma transição de outra linha de ressonância do Césio a 9192626460 e a ressonância da transição relógio mais a frente, esta varredura do sinal de interrogação durou em torno de 12 horas ininterruptas de ciclo de operação do chafariz.

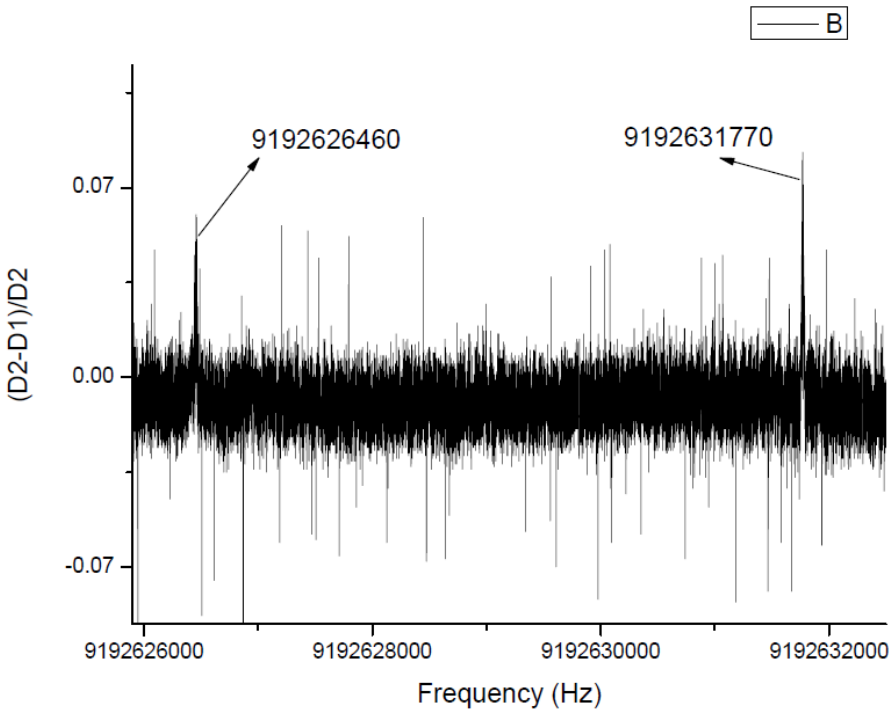


Figura 48 – Varredura do sinal de microondas no intervalo de 9192626000 a 91926320000

Pode ser visto na Figura 49 a franja de Ramsey obtida durante os testes do modo de travamento do programa, com atenuação do sinal de potência de microondas controlada pela saída estática de 33dB e sem fazer médias do sinal de TOF, a frequência de lançamento foi de 1,5 MHz e a nuvem atingindo o ápice a 25,5 cm. No canto superior direito pode ser observado o sinal de varredura total.

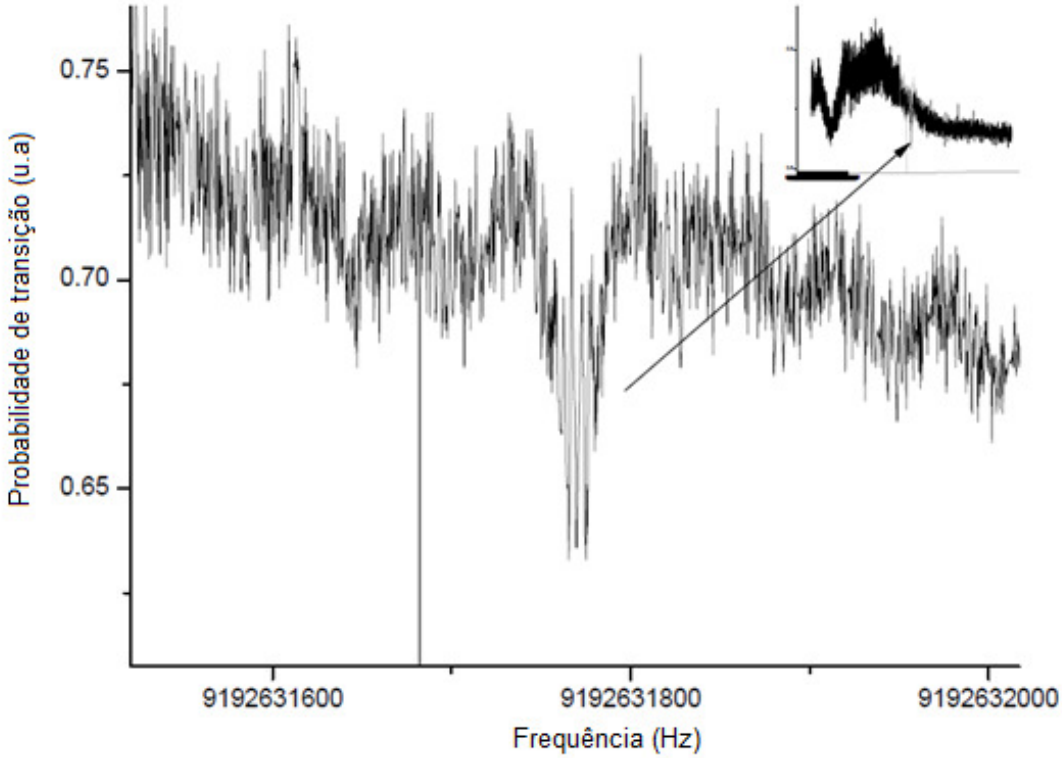


Figura 49 – Franja de Ramsey obtida no chafariz e sinal de varredura

A Figura 50 mostra uma franja obtida com o experimento sob condições diferentes da franja obtida na Figura 49, foi utilizado o valor de 30 dB na atenuação de potência do sinal de interrogação e a nuvem foi lançada com 2,3 MHz atingindo o ápice a 53,7 cm de altura, pode ser observado que o pico central está menor do que os picos laterais, isso se deve ao ajuste da potência do sinal de microondas, antes de travar o sinal de interrogação gerado pela cadeia é necessário buscar as condições ótimas para operação do experimento como, por exemplo, ajustar a potência do sinal de interrogação, potência dos feixes de detecção e sintonia de frequência, altura de lançamento, temperatura da sala entre outros fatores que interferem direta ou indiretamente na medida e necessitam de algum tipo de controle ou monitoramento.

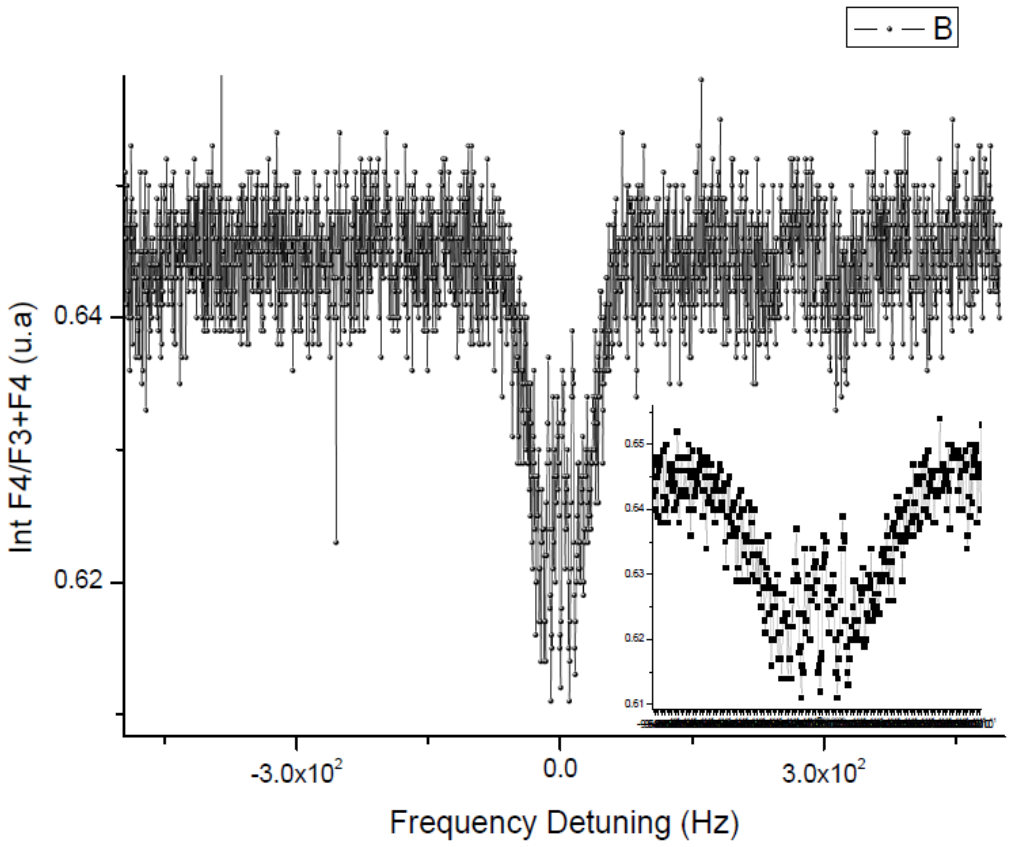


Figura 50 – Franja de ressonância obtida com sinal da integral de tempo de vôo normalizada

3.5 Travamento de frequência do sinal de microondas do chafariz

Quando o sinal de interrogação dos átomos está ressonante com a frequência de transição que define o segundo no sistema internacional de unidades (9192631770 Hz) torna-se possível operar o experimento no modo de travamento de frequência e escravizar o oscilador central da cadeia de síntese de microondas no pico de sinal da franja central, operando o sistema como um padrão de frequência propriamente.

É possível medir a franja central à meia altura, devido sua frequência ser modulada pelo sintetizador DS 345, que escraviza o oscilador da cadeia de microondas. A cada ciclo de operação travado obtemos uma medida de probabilidade de transição alternadamente a meia altura da franja central, a cada dois ciclos é gerado um sinal de erro e o sinal de interrogação

pode ser corrigido. Portanto, podemos obter uma correção continua a uma taxa de atualização que depende do tempo de ciclo, pois a cada dois ciclos temos uma correção.

Medindo a probabilidade de transição (P), equação (1), nos ciclos k e k - 1é possível ajustar o valor da frequência de modulação da cadeia no pico central da franja no ciclo k +1, por meio da seguinte equação:

$$\delta_{k+1} = \delta_k + (-1)^k G (P_k - P_{k-1}) \quad (10)$$

Cuja, a probabilidade de transição atual é P_k e P_{k-1} é a probabilidade de transição medida no ciclo anterior, δ_k é a frequência da DDS ou frequência de correção no ciclo anterior k – 1, δ_{k+1} é a frequência da DDS no ciclo atual, k e o valor da iteração a cada ciclo (k =1, k =2, k = n...). Dessa forma, ajusta-se o valor da frequência central no ciclo k + 1.

Assim, o efeito deste método de travamento é produzir de um controlador tipo integrador com ganho proporcional (P.I) digital, devido a cada dois ciclos, o erro entre o sinal de interrogação e a ressonância atômica ser minimizado e ajustado por computador, servindo de sinal de controle para a entrada de modulação de frequência da cadeia de microondas, mantendo o sinal no topo da ressonância atômica a 9192631770 Hz $\pm\ \delta_k$.

O ganho digital G é um parâmetro configurado no painel frontal e depende das condições do experimento seu valor é ajustado para que assegure a escravização da cadeia no topo de ressonância mesmo em regime crítico, com a configuração habitual de operação do chafariz. O parâmetro G é obrigatoriamente negativo para que o travamento seja estável, ou seja, assegurando uma realimentação negativa para o algoritmo de controle.

Após as correções aplicadas a medida de (δ_k) reflete as flutuações de frequência do sinal de interrogação em relação ao sinal da cadeia de microondas. Essas correções aplicadas são armazenadas em um arquivo para que se possa determinar a variância de Alan e o valor médio da frequência do sinal de interrogação.

3.6 Procedimentos de inicialização do experimento

Para iniciar a operação do chafariz é necessário primeiramente realizar alguns procedimentos de configuração e testes dos equipamentos de forma individual e manualmente. Dentre eles os principais são: o ajuste e travamento das frequências dos lasers de aprisionamento, rebombeio e detecção. A medida e ajuste do balanço da potência dos seis feixes usados no aprisionamento. Acionamento das saídas digitais manualmente, utilizando o

computador, para acionar o travamento de frequência e fase dos VCO's, bobina de MOT, atenuação do sinal de RF para os VCO's e os obturadores mecânicos. E o acionamento das saídas analógicas que permitem a calibração dos valores dos de atenuação dos VCO's. dessa forma, podemos configurar manualmente as fases de MOT e MOLASSES, além de alinhar a nuvem atômica dentro da câmara de vácuo, pois é possível deixar o experimento parado em uma configuração e ajustar o alinhamento dos feixes utilizando os componentes ópticos que levam a luz para dentro da câmara.

A frequência dos lasers é realizada manualmente ajustando seu valor em seus *racks* de controle e observando os sinais de resposta em osciloscópios, sua frequência é travada utilizando técnicas de absorção saturada.

O ajuste e teste de valores de saída analógicas e digitais são realizados por meio de um programa em Labview apresentado na Figura 51, neste programa o operador do sistema pode acionar os equipamentos do chafariz manualmente utilizando os controles do painel frontal, por exemplo, é possível maximizar o tamanho da nuvem atômica no MOT mantendo desligados os obturadores, ligada a bobina de MOT, ligando o sinal de RF dos VCO's e ajustando o valor das saídas analógicas. Os valores obtidos com esse programa nos procedimentos iniciais servem como parâmetro para o programa de controle do chafariz.

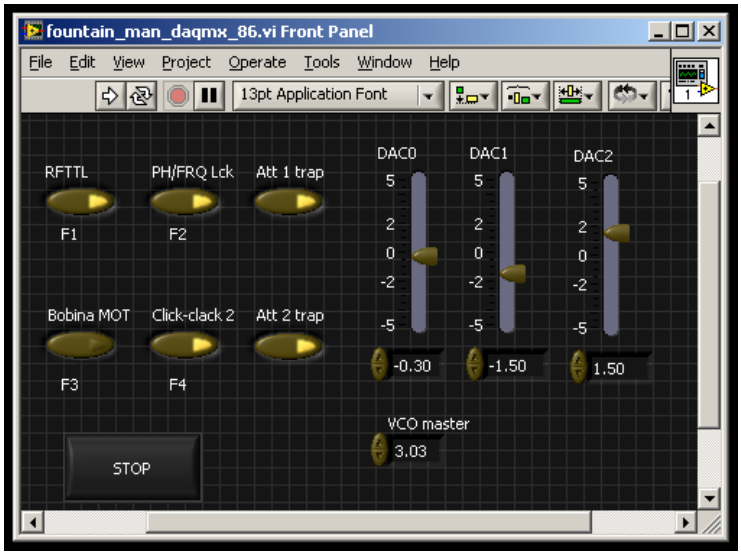


Figura 51 – Programa de configuração do chafariz manualmente

Os feixes de aprisionamento são originados pelo laser mestre e com o aparato óptico distribuído na mesa óptica é feito sua distribuição, que formam os seis feixes de laser utilizados no aprisionamento, resfriamento e lançamento da nuvem atômica. A medida do balanço da potência dos seis feixes é realizada em um programa apresentado no apêndice F. Nesse programa é possível visualizar a potência de luz de cada feixe, medida com um

fotodiodo BPW 34 antes de entrar na câmara de vácuo e o operador pode realizar o balanço da distribuição da luz na mesa óptica até igualar a amplitude medida para cada feixe. O programa também gera um gráfico da medida da potência que pode ser usado para medir as flutuações de amplitude dos feixes enquanto o experimento não está em operação, a Figura 52 mostra um gráfico da medida da potência de luz dos feixes realizada durante alguns dias para ilustrar sua aplicação.

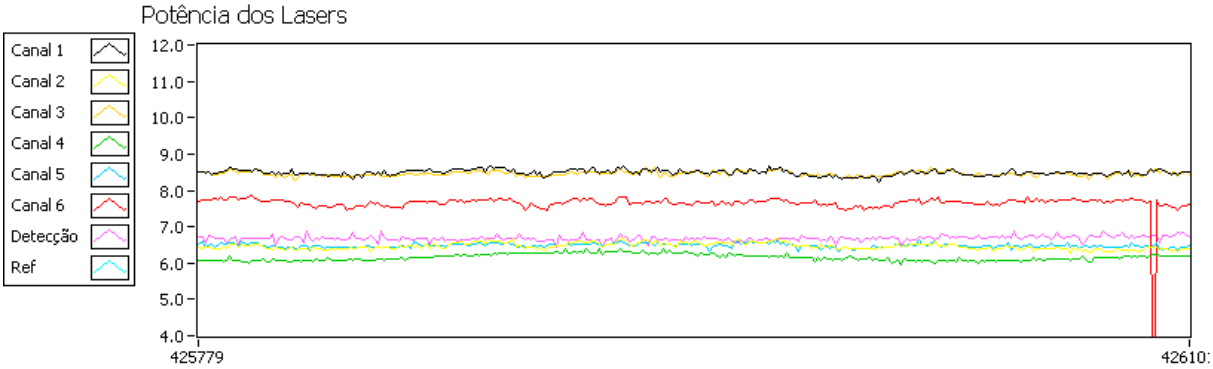


Figura 52 – Gráfico da medida da potência da luz dos lasers

Inicialmente os sensores eram colocados na frente do feixe para a medição da potência manualmente, porém esse procedimento tornava um pouco lento o processo de inicialização e também por vezes eram cometidos alguns esbarrões nos espelhos e cubos utilizados na torre para acoplar a luz vinda das fibras óticas que traziam a luz da mesa até a câmara de vácuo, para melhorar esse processo e deixá-lo automatizado montamos um pequeno subsistema microcontrolado para realizar essa medida.

O sistema microcontrolado utiliza um PIC16F628A para controlar seis servomotores que posicionam os sensores em frente aos feixes, inicialmente eles foram montados na torre de modo a obter um sinal maximizado, ou seja, o sistema foi calibrado medindo-se com um *powermeter* manual a potência dos feixes na entrada das fibras na mesa óptica e calibrou-se a saída obtida na leitura da potência na tela do computador, o sinal das fibras é lido por apenas uma saída analógica da placa de aquisição PCI 6259, por meio de um circuito multiplexador externo, muito bem projetado e executado pelo LIEPO (laboratório de Instrumentação Eletrônica para óptica), cada canal de entrada com cada um dos feixes é direcionado para a porta de entrada analógica da placa e com três saídas digitais são endereçadas a leitura de cada feixe. A Figura 53 apresenta a figura 3D da placa microcontrolada desenvolvida e no apêndice G encontra-se seu esquemático.

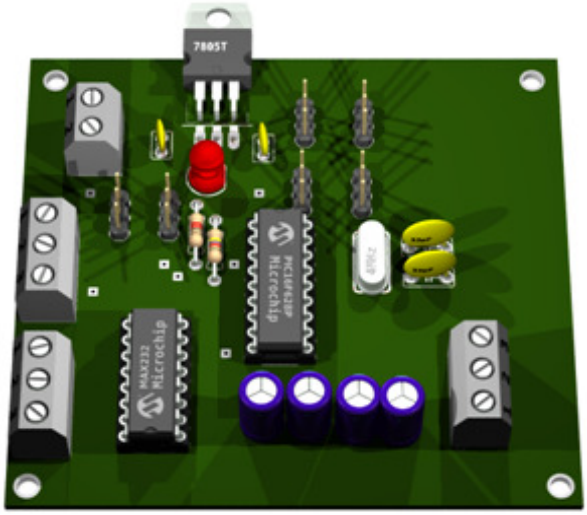


Figura 53 – Placa microcontrolada de acionamento dos servomotores

Utilizando comunicação serial RS232 o programa em Labview, de medição da potência dos feixes, se comunica com o PIC que posiciona os motores. Na placa multiplicadora da leitura também estão os circuitos de amplificação dos sensores que permitem ajustar o ganho para cada sensor. Assim, uma vez que o sistema tenha sido calibrado, como ele fica fixo as alterações no valor de leitura são flutuações da potência dos feixes, além de diminuir sobre maneira a movimentação em torno da torre do chafariz e o tempo de *setup* do experimento. A Figura 54 mostra a montagem do motor na torre do chafariz.

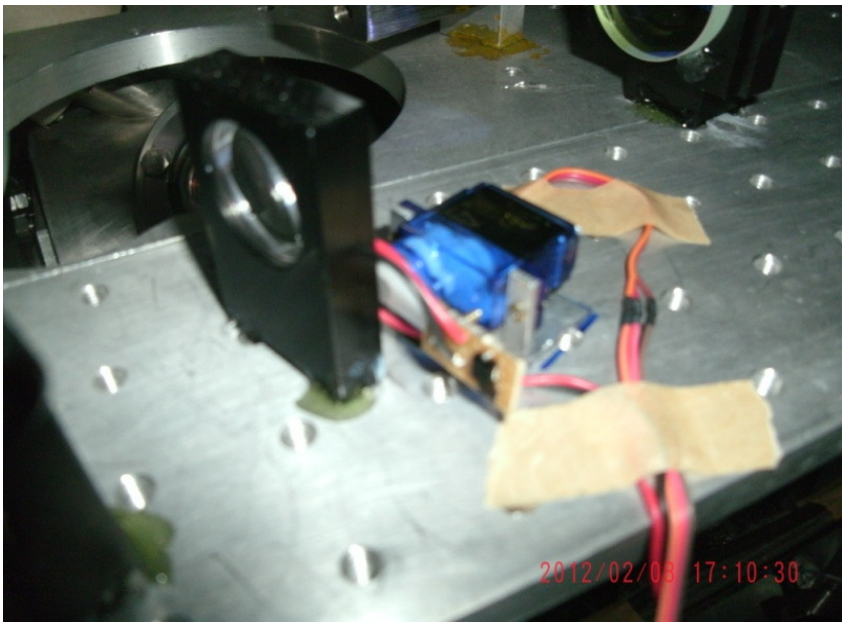


Figura 54 – Montagem dos sensores e motores na torre

3.7 Monitoramento do ambiente experimental do chafariz

A medida de frequência do padrão experimental pode ser afetada por diversos fatores ambientais como, por exemplo, temperatura, umidade da sala onde está instalado o sistema, entre outros. Logo, monitorar alguns dos fatores mais importantes é de extrema importância para que seja possível manter as condições de operação do experimento.

Nesse sentido, foi instalado no chafariz um equipamento (*data logger)* modelo 34970A da Agilent Technologies, que possui entradas para aquisição de dados por varredura temporizados e comunicação com o programa de monitoramento via interface GPIB. Sensores de temperatura e umidade foram instalados em alguns lugares estratégicos do ambiente experimental e um programa de monitoramento e aquisição de dados foi desenvolvido em Labview.

A instalação dos sensores, configuração do *data logger* e desenvolvimento do programa , fazem parte do trabalho de iniciação científica do aluno Caio Bueno do IFSC, que visa estudar as interferências causadas por mudanças ambientais no operação e medida de frequência do experimento (BUENO et al., 2011).

A Figura 55 apresenta o painel frontal do programa desenvolvido para monitorar o ambiente do relógio, o sensor de temperatura utilizado é o LM 35, foram instalados quatro deles dois na torre um na parte inferior e outro na parte superior o que tona possível saber a diferença da distribuição do ar condicionado na sala, dois dentro da mesa óptica um próximo ao laser de detecção e outro próximo ao acoplamento das fibras ópticas. O sensor de umidade utilizado foi o HIH 4000, foram instalados dois deles um próximo ao laser de detecção e outro próximo a torre o que permite observarmos a operação do desumidificador que possuímos na sala do relógio.

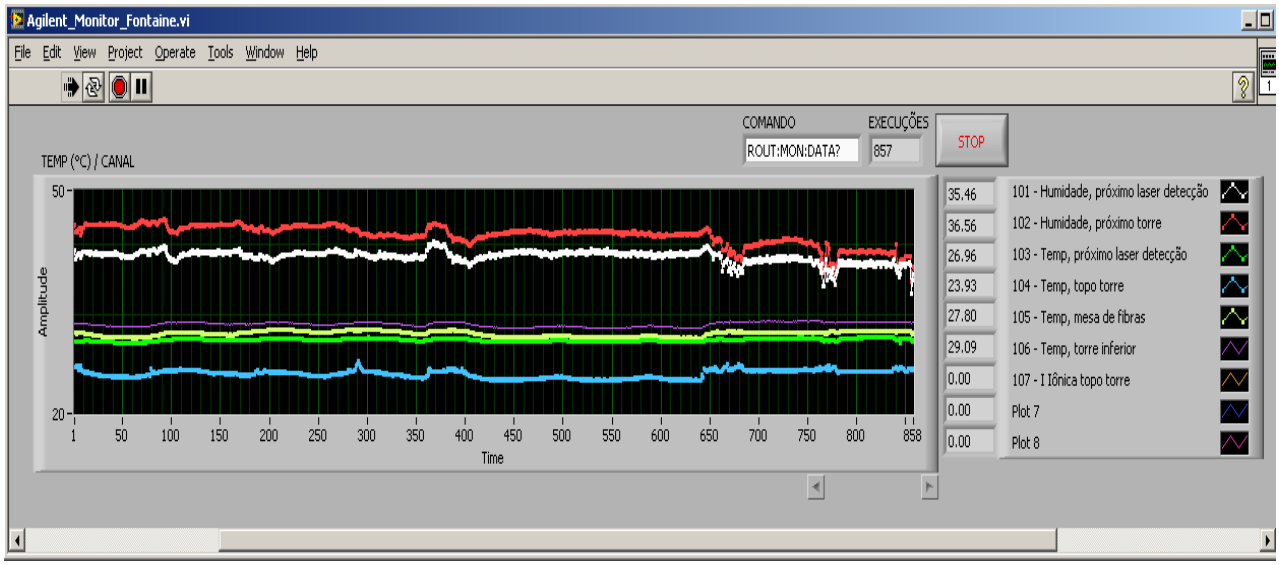


Figura 55 – Painel frontal do programa de monitoramento do ambiente experimental

O sistema de vácuo também é monitorado, pois possui uma saída de tensão proporcional ao vácuo gerado, essa saída foi conectada ao sistema de aquisição por meio de optoacopladores.

O programa de controle faz uma varredura das entradas utilizada a cada 15 minutos e mostra em um gráfico no seu painel frontal os dados, o que permite analisarmos os dados das variações depois de algum tempo de execução. Esse programa geralmente permanece ligado todo o tempo no chafariz, pois não utiliza dos recursos de *hardware* de controle do experimento e por isso não interfere no ciclo de controle. Além disso, podemos com acesso remoto de qualquer lugar e a qualquer momento, desde que haja acesso a internet, checarmos se todos os equipamentos como ar condicionado, bomba de vácuo entre outros estão operando normalmente caso exista algum problema podemos acionar a manutenção. A Figura 56 mostra o *data logger* instalado no chafariz.

Figura 56 – Sistema de aquisição de dados do ambiente do experimento *data loger* 34970A

4 Sistema de controle do padrão de frequência portátil

Nesta seção é apresentado o trabalho desenvolvido no projeto da arquitetura de controle para um padrão de frequência portátil e os desenvolvimentos realizados a fim de se obterem subsistemas que configuram portabilidade ao sistema, assim como, os principais resultados obtidos até o momento.

4.1 Arquitetura de controle do sistema do portátil

No caso do padrão portátil sua aplicação exige grande compactação, logo, dificultando a possibilidade de desenvolvimento de seu sistema de controle em ambiente Labview em um computador de bancada como nos outros padrões do laboratório. Dessa forma, o sistema de controle para o padrão portátil é desenvolvido totalmente dedicado à sua tarefa, com uma instrumentação projetada especificamente para a função que deverá desempenhar no relógio atômico e com o mínimo de complexidade e uso de recursos de *hardware* visando sua compactação.

Padrões de frequência experimentais são geralmente sistemas complexos e muito sensíveis, alterações ambientais e de seus componentes podem afetar suas características de sinal de resposta. Além disso, faz uso de muitos equipamentos externos que consomem muito espaço como, por exemplo, sistemas de controle e alimentação de lasers, geração e manutenção de sinal de rádio frequência, entre outros. Todos esses subsistemas tornam o volume do aparato experimental difícil de ser movido para fora do ambiente do experimento. Portanto, para proporcionar mobilidade a um padrão de frequência baseado em átomos frios é necessário primeiro reduzir o volume de seus componentes e equipamentos.

Tendo em vista a redução de seus subsistemas foi iniciado o projeto de seus componentes principais como: sistemas de laser e microondas que procuram compactar ao máximo o volume do sistema e aumentar sua robustez e também os testes de sistema de vácuo de tamanho reduzido. No sistema de controle para o novo relógio optamos por uma arquitetura de controle e monitoramento distribuída, pois, no fim almejamos um sistema que opere com subsistemas que possuam funcionamento individual e sejam apenas configurados e monitorados por uma interface de supervisão. A Figura 57 apresenta uma ilustração geral da configuração do padrão portátil, em que seus componentes operam independentemente uns

dos outros, porém interligados por um sistema supervisório que faz o monitoramento geral dos dados de resposta e configura o funcionamento do padrão de frequência.

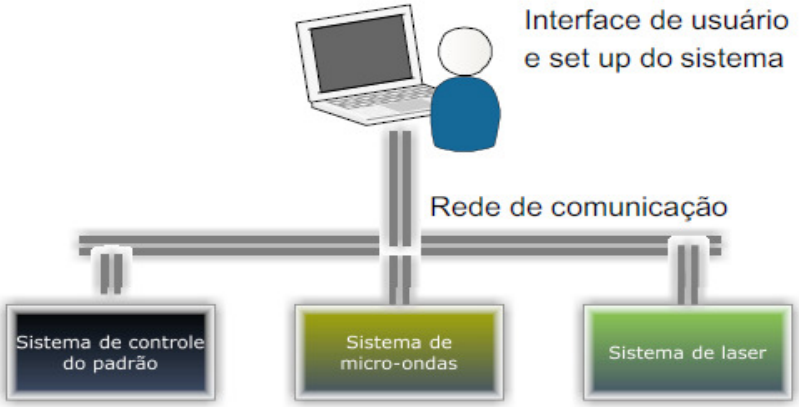


Figura 57 – Configuração geral do relógio portátil

Conforme já mencionado o relógio atômico é formado por subsistemas de grande complexidade e que exigem diferentes formas de tratamento de suas tarefas. Devido a este fato, neste projeto a arquitetura de controle é projetada de maneira a maximizar a autonomia dos subsistemas envolvidos. Assim, a unidade supervisão ficará responsável por interface gráfica com usuário, ajuste de parâmetros e gestão de tarefas de sistemas micro-processados responsáveis pelo controle local de cada componente presente no relógio, registro e análise dos dados obtidos.

Os requisitos mínimos para que um padrão de frequência de átomos frios possa funcionar do ponto de vista de geração e aquisições de sinais são: sistema gerador de sinal de *clock*, sistema gerador de sequências digitais, sistema gerador de formas de onda analógicas, sistema de aquisição de dados analógicos, rede de comunicação local e uma interface de monitoramento e configuração (supervisão) do padrão atômico de frequência.

O sistema gerador de *clock* tem por função gerar o sinal confiável de atualização para a geração e aquisição de sinal no experimento, os subsistemas devem compartilhar o mesmo sinal de taxa de amostragem evitando diferenças temporais entre as fases do ciclo de operação, por meio deste sinal de referência o sistema de controle realiza o sincronismo do relógio como um todo.

O sistema gerador de padrões de sequências digitais utiliza sinal de *clock* como base de tempo para escrever em suas saídas os valores binários em determinados instantes que geram as formas de onda digitais que controlam o acionamento dos equipamentos usados para as fases de MOT, MOLASSES, interrogação e detecção. O valor de saída e o tempo de cada padrão são configurados utilizando rede de comunicação com o sistema de supervisão.

O sistema gerador de formas de onda analógica é utilizado para desviar a frequência e a intensidade dos VCO's utilizados no relógio para cada fase do ciclo de forma individual e independente, cada VCO utilizado recebe um sistema deste para seu respectivo controle de frequência e amplitude. Os valores da tensão de saída para cada instante que forma o perfil da onda analógica são configurados pela rede de comunicação e seu sincronismo é mantido pelo gerador de *clock*.

A aquisição de dados analógicos faz a leitura de tensão do sinal de resposta de probabilidade de transição e envia para a unidade de processamento os dados obtidos em sincronismo com o restante do processo de funcionamento do relógio.

A comunicação entre a unidade que configura o modo de funcionamento do relógio e os sistemas que executam as tarefas envolvidas no controle das fases do ciclo de operação é realizada em uma rede local que deve se comunicar com o dispositivo que possui o parâmetro requisitado para escrita ou leitura de dados de forma independente, ou seja, que não afete a operação dos outros sistemas.

O sistema de monitoramento de dados e configuração de modos de operação permite uma interface entre o operador e o sistema, em uma interface os valores de saídas e tempos entre outros parâmetros que configuram cada fase do processo do ciclo atômico são configurados. Tendo em vista que esse sistema tem aplicações exclusivamente como referência de sinal de frequência, uma vez calibrado utilizando outros padrões e configurada suas fases de operação deve trabalhar em modo travado, servindo como padrão de sinal frequência até que uma nova configuração seja requerida.

A autonomia dos subsistemas alivia o consumo de recursos da unidade responsável pelo tratamento do sinal de resposta e correção do sinal de frequência de saída, visando maximizar o uso dos recursos de *hardware* durante a operação do relógio. Além disso, uma arquitetura deste tipo permite que o padrão de frequência trabalhe independente de sistemas operacionais que necessitam de atualização e manutenção, além de consumir recursos de memória e *hardware.*

4.2 Sistema gerador de sinal de *clock*

Para que se possa obter na saída do circuito gerador de *clock* um sinal estável e de boa qualidade a fonte do sinal de frequência de entrada tem ser confiável. Logo, foi utilizado com fonte de sinal de entrada um oscilador á cristal de quartzo OCXO (Oscilador á cristal com aquecimento controlado) de 5 MHz Wenzel. Sua saída consiste de um sinal de tensão senoidal com nível de saída de +13 dBm em 50 Ω de impedância, em torno de 1,4 Vpp, estabilidade de 0.1 partes por bilhão por dia depois de 30 dias de operação contínua.

O diagrama esquemático do circuito é mostrado no apêndice H, o sinal de tensão senoidal que é entregue pela saída do oscilador passa por acoplador direcional modelo TDC-10-1 da Minicircuits que desvia uma pequena quantidade do sinal de entrada, mantendo as mesmas características, para sua saída em torno de 10 dB do sinal de entrada. Este componente foi adicionado ao circuito, pois quando o padrão de frequência estiver travado podemos escravizar o oscilador de 5 MHz que gera o sinal de referência de *clock* ao sinal de frequência de saída da síntese de microondas, por meio de um PLL (*Phase Locked Loop*) externo. Dessa forma, o relógio estará fechado em um laço de frequência, em que seu sinal de referência de sincronismo está travado no sinal de referência atômica.

Para adicionar um valor médio de tensão (*offset*) é utilizada uma etapa formada por um capacitor e um resistor, o sinal de entrada oscilará em torno dessa tensão, utilizado para termos um ajuste na entrada do circuito de *schimtt-trigger*, que torna rápida as variações lentas dos níveis de tensão de determinados sinais de entrada, causando na saída uma onda quadrada, ou seja, além de sua função lógica esse circuito quadra o sinal senoidal do oscilador de 5MHz, respeitando seus valores máximos de tensão (IDOETA; CAPUANO, 1998). O *schimtt-trigger* utilizado foi o 74HCC14D seus níveis de tensão de limiar são 0,8 V e 1,6 V para o limiar de subida e descida de sua saída respectivamente. A tensão de saída, portanto é uma onda quadrada compatível com nível TTL que possui a mesma frequência do sinal de entrada de 5 MHz.

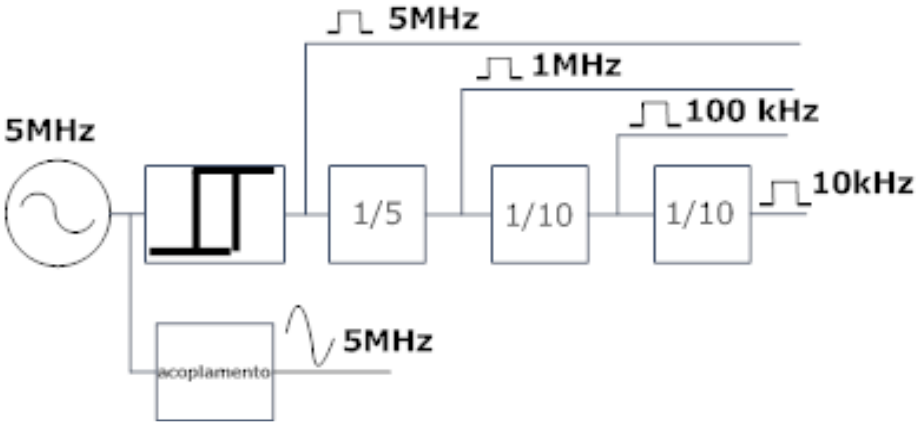


Figura 58 – Diagrama de blocos da divisão de frequência do oscilador

Após, o sinal de 5 MHz TTL passa por uma etapa de divisão de frequência. Empregamos o contador de décadas baseado em flip-flop de quatro bits 74HCC390D que permite dividir o sinal de 5 MHz por 5 e por 10, gerando nas saídas sinais de forma de onda quadrados de nível TTL com 1MHz, 100kHz e 10 kHz. Embora a forma de onda de saída não seja perfeitamente simétrica a entrada o período é sempre 5 e 10 vezes maior que o período aplicado na entrada de *clock* do divisor, mantendo sua frequência casada com a frequência do oscilador (TOCCI et a, 2011). A Figura 58 apresenta um diagrama de blocos desse subsistema.

Figura 59 – Placa de geração de *clock*

O circuito foi confeccionado utilizando circuitos integrados em SMD encapsulamento SOIC para permitir a redução do tamanho da placa, a Figura 59 mostra a placa confeccionada. Os sinais de saída, tanto o sinal de acoplamento quanto de sinal de *clock* utilizam conectores tipo SMA (*SubMiniature version A*) de 90 º, o circuito foi alocado dentro de uma caixa de metal do tipo usada para circuitos de RF.

A saída de frequência pode ser selecionada na placa com o uso de um *jumper* interno, colocando na saída do conector a frequência desejada dentre as disponíveis no sistema a Figura 60 apresenta as formas de onda de saída medidas com o osciloscópio, é possível constatar o nível de tensão de saída e a frequência medida com três casas decimais de resolução.

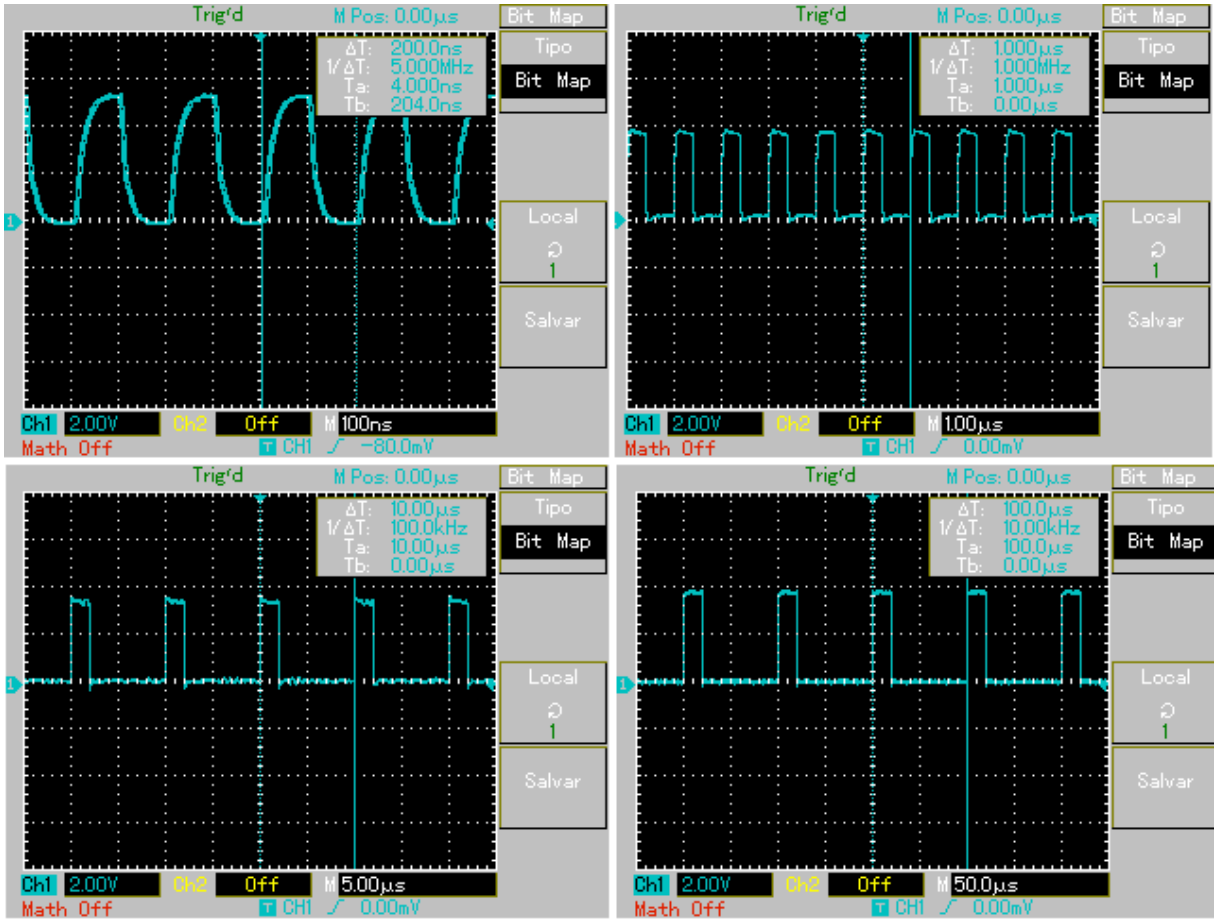


Figura 60 – Sinal de *clock* obtidos com a placa

A forma de onda da saída de 5 MHz apesar de apresentar uma curvatura de tempo de resposta do *schimtt-trigger* possui sinal com definição suficiente para trabalhar com sistemas digitais, percebe-se que tanto mais divisões são feitas na frequência mais quadrado e definido torna-se o sinal conforme o esperado.

4.3 Geração da sequência temporal digital

Os requisitos mínimos necessários para o desenvolvimento de um dispositivo que gere uma sequência de padrões binários de saída em intervalos de tempo bem definidos são: capacidade de armazenar dados de valores binários, referentes ao estado do ciclo de funcionamento do padrão atômico, armazenar os valores de tempo que a saída deve permanecer com determinado valor binário, combinar os valores binários de saída com o tempo de cada um para gerar as formas de onda e ser dotado de algum tipo de interface de comunicação para que se possam configurar os valores de tempo e padrão de saída sem ter que necessariamente alterar a configuração do dispositivo. Além disso, é desejável uma entrada que dispare a geração cíclica.

Após o bloco gerador de *clock*, iniciamos o projeto do bloco gerador das sequências digitais, optamos neste subsistema em aplicar um microcontrolador da linha MSP430 da Texas Instruments. Para familiarização com o microcontrolador adquirimos um kit de baixo custo, o MSP-EXP430G2 *lauchpad* que possui um sistema de gravação e depuração de programa, além de acompanhar dois chips o MSP430G2211 e MSP430G2231 o que possibilitou a execução de alguns testes do *hardware*, por exemplo, a compatibilidade das fontes de *clock*, e *software*, no caso a geração das formas de onda digitais.

Como ambiente de desenvolvimento de *software* optamos pela plataforma IAR compilador C e *assembly* para MSP430 com *debuger* integrado. Dessa forma, iniciamos o desenvolvimento do gerador de formas de onda digital e dos controladores de barramento da rede de comunicação dos subsistemas empregados na arquitetura do sistema.

Após um período de familiarização com a arquitetura dos micontroladores MSP430 que são de 16 bits e do tipo Von Neumann com algumas alterações realizadas pela Texas Instruments, conforme pode ser consultado em Davies (2008). Foi possível testar configuração de saídas digitais, comunicação serial, temporização entre outros. Selecionamos o microcontrolador MSP430F2252 para aplicação no projeto, que possui como principais características: 16kB de memória flash, 512KB de RAM, Timer de 16 Bits, canal de comunicação serial assíncrona UART, 4 portas de entrada e saída com 8 bits ,capacidade para trabalhar com *clock* digital externo.

Optamos por este *chip* pelo fato dele possuir todas as características dos outros *chips* testados no *kit* e ainda possuir o canal USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) que permitirá o desenvolvimento da rede de comunicação de dados.

Além disso, este microcontrolador possui encapsulamento SMD TSSOP de 38 pinos, tamanho bastante reduzido em relação a outros componentes disponíveis no mercado em encapsulamento diferente e com recursos parecidos, visando à miniaturização dos dispositivos utilizados na configuração dos componentes do padrão portátil.

O desenvolvimento do *software* embarcado para geração de sequências temporais digitais e teste de *hardware* externo ao chip foi realizado em matriz de contatos e devido ao fato do microcontrolador ser SMD tivemos que confeccionar uma placa que adapta o encapsulamento TSSOP 38 para DIP 38, que permite o uso do dispositivo em testes de matriz de prototipagem, a placa adaptadora é apresentada na Figura 61 e serviu também como teste de soldagem do componente que por sua dimensão tão reduzida mostrou-se um trabalho bastante minucioso de ser realizado no laboratório, porém factível.

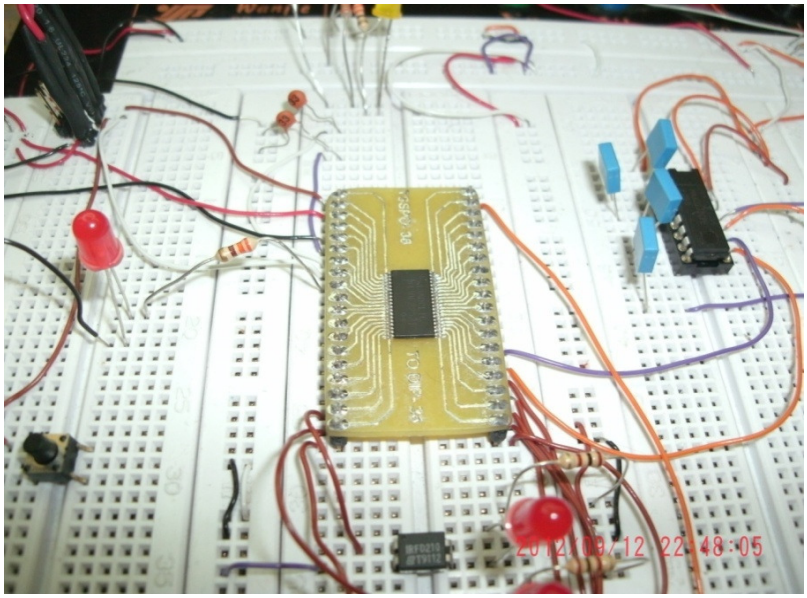


Figura 61 – Placa adaptadora de encapsulamento

Utilizando o *clock* de 1MHz digital providenciado pelo circuito gerador de *clock* configuramos uma base de tempo mínima para a geração sequências com 100 µs que é ajustada utilizando o contador interno, embora o MSP430 seja um microntrolador de 3,3V de tensão de operação pode operar com sinais de *clock* do tipo TTL, tanto a compatibilidade entre o sinal de *clock* e a entrada dispositivo quanto a contagem de tempo foram testados e calibrados. Testamos varias configurações do contador com as diferentes frequências disponíveis na placa de *clock* e obtivemos resultados satisfatórios com a configuração citada, a resolução de passo temporal é suficiente para geração de sinais altos e baixos nas saídas digitais, pois mesmo os menores tempos de operação do ciclo atômico ainda são maiores do que 100 µs. Além disso, ainda há margem para decrementar esse passo temporal, pois o valor

de passo mínimo de tempo obtido com o dispositivo é configurado nos registradores de controle do contador, porém com contagens muito pequenas observamos algumas instabilidades no valor do período da onda de saída entre um ciclo e outro, com a configuração calibrada essa problema não foi mais observado.

Os valores para pulsos de saída de 100 µs, 220 µs e 440 µs são mostradas na Figura 62, pode-se notar que mesmo no seu menor valo de contagem de tempo valor do período da forma de onda permanece constante durante toda a janela de amostragem do osciloscópio utilizado para a medida.

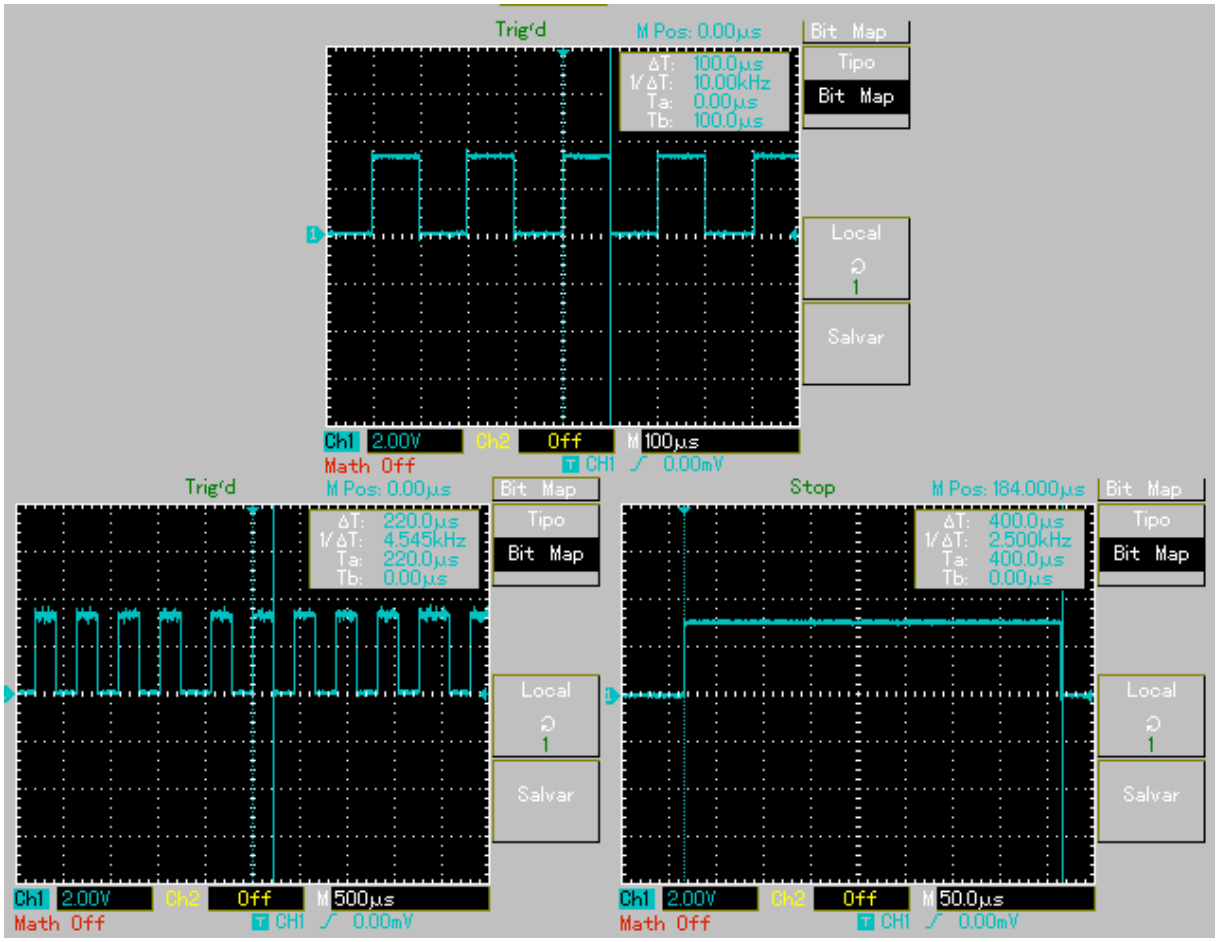


Figura 62 – Medidas de saída digital utilizando 100 µs como passo temporal do dispositivo gerador de sequência temporal digital

O padrão digital utilizando as oito saídas digitais foi medido com um analisador lógico, apesar de ter sido possível observar os valores de saída em níveis altos e baixo para as diferentes configurações programadas para o ciclo utilizado no teste de bancada a resolução temporal do equipamento não foi suficiente para acompanhar os tempos gerados, devido a aplicarmos tempos muito pequenos e em seguida tempos relativamente longos..

O programa que gera as sequência temporal digital inicialmente carrega o valor da primeira palavra digital a ser escrita na saída e o tempo associado a esse padrão de saída os

valores estão contidos numa tabela dentro da memória do dispositivo, o valor das tabelas referente ao ciclo total de trabalho do dispositivo pode ou não ter um valor *default* e durante a operação do dispositivo os valores podem ser alterado pelo usuário para melhorar o processo de interrogação atômica.

Quando disparada, por um sinal de *trigger* externo, o inicio da geração de formas de onda, os valores de saída digital e tempo que cada valor deve permanecer na saída são carregados e escritos na saída do dispositivo gerando as forma de onda no fim de um ciclo total que depende do funcionamento do padrão de frequência os valores são reiniciados e dispositivo fica aguardando o disparo para a geração do próximo ciclo síncrono. A Figura 63 apresenta um fluxograma do *software* de geração das formas de onda digital embarcado no MSP430F2252.

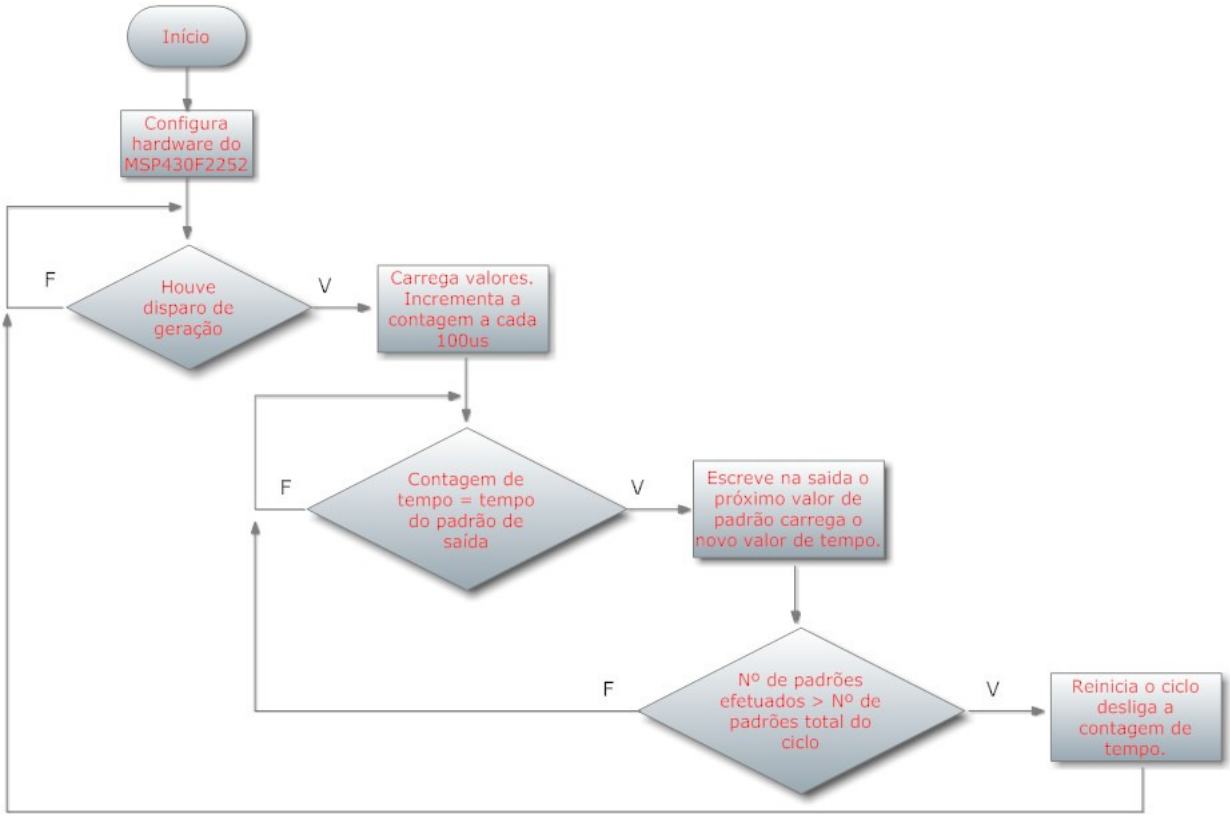


Figura 63 – Fluxograma do programa de geração de sequência digital

Com a calibração do dispositivo e sua configuração determinada e testada, foi confeccionada a placa do circuito que gera sequência temporal digital, nela foram utilizados componentes SMD para a redução do tamanho e para as saídas e entradas foram utilizados conectores tipo SMA de 90º, para a comunicação da placa com a rede e os pinos de programação e depuração foi utilizado conectores molex KK de três e quatro terminais respectivamente. Além disso, a placa possui uma etapa de estabilização da tensão de

alimentação, a placa de circuito impresso é mostrada na Figura 64 e foi alocada dentro de uma caixa metálica padrão de circuitos de RF.

O esquemático do circuito projetado encontra-se no apêndice I, o sinal de saída do MSP430 tem potência muito baixa para acionar dispositivos externos, mesmo com circuitos externos de amplificação para cada dispositivo acionado, é necessária uma etapa de amplificação interna na placa do circuito de geração nesta função utilizamos o MOSFET IRFD210 seu tempo de chaveamento está na ordem de 10 ns, tempo suficientemente curto comparado ao tempo total do ciclo. A regulagem da tensão de entrada é feita por meio de dois circuitos integrados que abaixam a tensão de alimentação primeiro para 5 V depois para 3,3 V utilizando o LM7805 e o MCP1802 respectivamente.

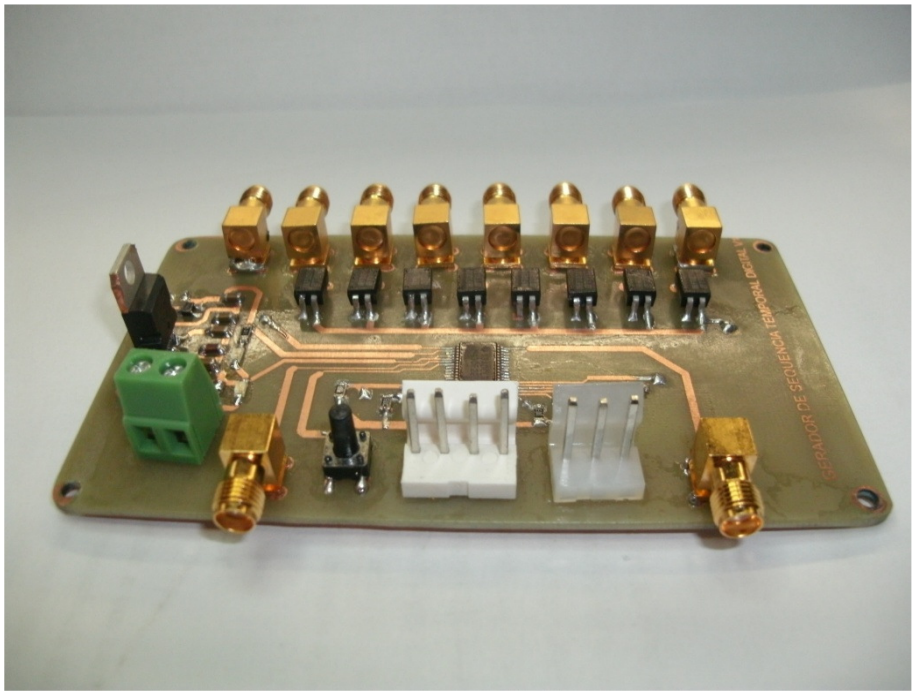


Figura 64 – Placa do gerador de sequência temporal digital

A confecção manual deste dispositivo é um processo lento e que demanda de bastante atenção, porém uma vez testado e realizado todas as alterações necessárias pode ser feito em processo industrial, pois este sistema tem aplicações não só nos padrões de frequência, mas também em outros experimentos do grupo.

4.4 Rede de comunicação entre dispositivos para o padrão frequência portátil

O sistema de controle do relógio portátil é baseado em uma série de dispositivos independentes que controlam uma parte específica do sistema de instrumentação utilizado para a gestão do ciclo de trabalho do processo de interrogação da referência atômica de frequência. Nesta tarefa uma rede local de comunicação é necessária para configurar cada um dos dispositivos e permitir a interface entre o padrão atômico de frequência e o operador.

Esta rede baseia-se em comunicação *half* duplex RS485 em sua camada física, optamos por desenvolver um protocolo de comunicação proprietário mestre escravo que está em fase de testes dentro do laboratório. O objetivo desta rede é interligar os subsistemas com um sistema supervisório em que o operador do padrão de frequência poderá inserir parâmetros e visualizar informações que serão enviadas pelos subsistemas de controle, no caso da sequência digital, a rede de comunicação é responsável por configurar os valores de tempo e o valor do byte de saída da porta. Dessa forma, determinando o que está ligado ou desligado a cada momento, além do usuário poder visualizar o que está configurado no microcontrolador, ou seja, como está configurado o ciclo de trabalho no momento. A Figura 65 apresenta uma figura ilustrativa da topologia de rede escolhida para a comunicação.

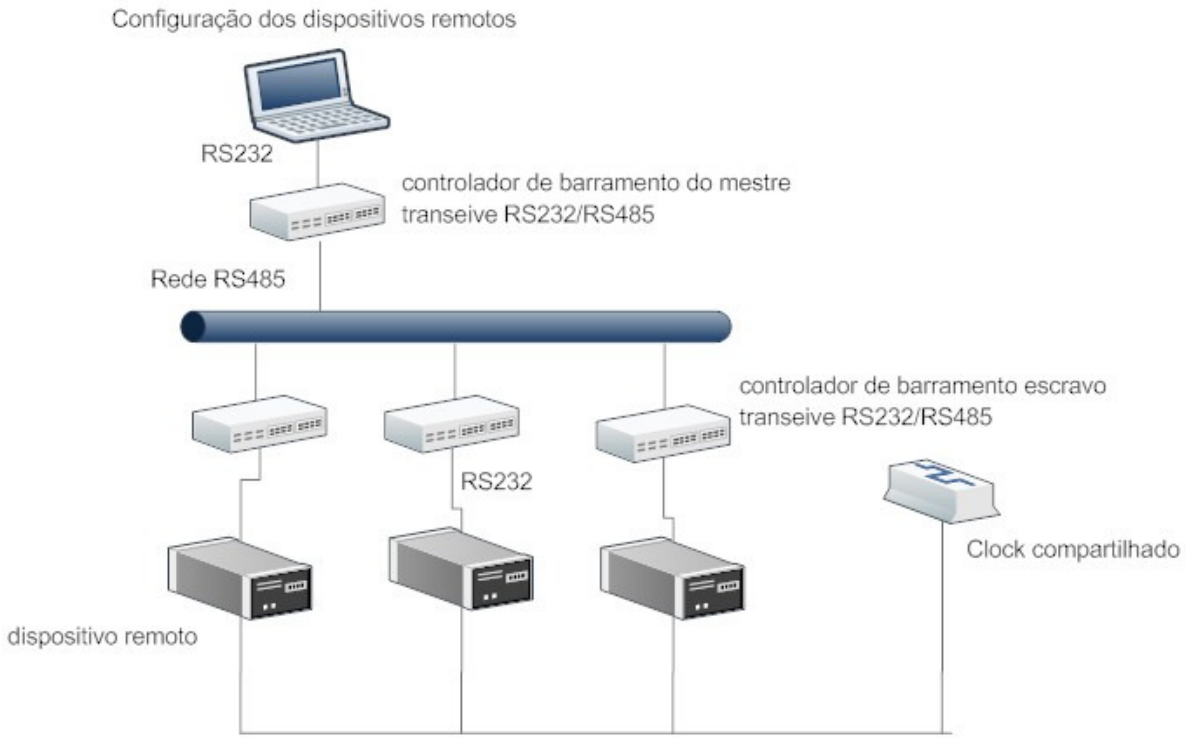


Figura 65 – Topologia utilizada pela rede comunicação

A topologia de rede adotada para a comunicação do sistema é do tipo barramento (*Daisy chain*), em sua camada física optamos por uma rede tipo RS485, entre as principais características estão: possibilidade de se comunicar multiponto com 32 dispositivos, barramento de dados diferencial, comunicação serial e seleção de estado transmissão, recepção ou alta impedância (MACKAY, 2004). No relógio, existe a necessidade de interromper um dispositivo remoto, por exemplo, o dispositivo de geração de sequência temporal analógica, sem que haja a interrupção de outros dispositivos do sistema que operam de forma síncrona como, por exemplo, o gerador de sequência temporal digital, pois se todos os dispositivos fossem interrompidos durante a comunicação haveria o risco de perdermos o sincronismo do ciclo de operação do relógio. Devido a este fato e o status de comunicação de cada dispositivo ter que ser selecionado para recebimento ou envio de mensagem utilizamos controladores de barramento antes de cada dispositivo síncrono e antes do mestre, sua tarefa consiste em verificar o valor de endereço do dispositivo, no caso do endereço recebido ser igual ao do dispositivo que ele é responsável pelo gerenciamento do *status* de barramento recebe a mensagem e comunica via RS232 com o sistema remoto, atualiza o *status* do barramento e repassa a mensagem recebida via protocolo na rede RS485 para o mestre.

O protocolo de comunicação desenvolvido é proprietário, porém baseado em comunicação Modbus, que em nosso caso modificamos para nossas tarefas. A configuração da rede é do tipo mestre-escravo, logo o mestre escreve ou solicita dados de cada dispositivo pertencente ao barramento. Primeiramente, é enviada pelo mestre uma mensagem contendo: o caractere de início de mensagem, endereço do dispositivo alvo, função a ser configurada, posição do valor a ser modificado, valor do dado a ser configurado, caractere de finalização de mensagem, a Figura 66 mostra uma ilustração do protocolo de comunicação desenvolvido. Após o escravo receber a mensagem com o conteúdo do mestre ele automaticamente envia uma mensagem de confirmação de recebimento de dados e se solicitado a leitura de algum parâmetro, ecoa como resposta a mensagem do mestre contendo no campo de dados os valores solicitados na requisição do mestre.

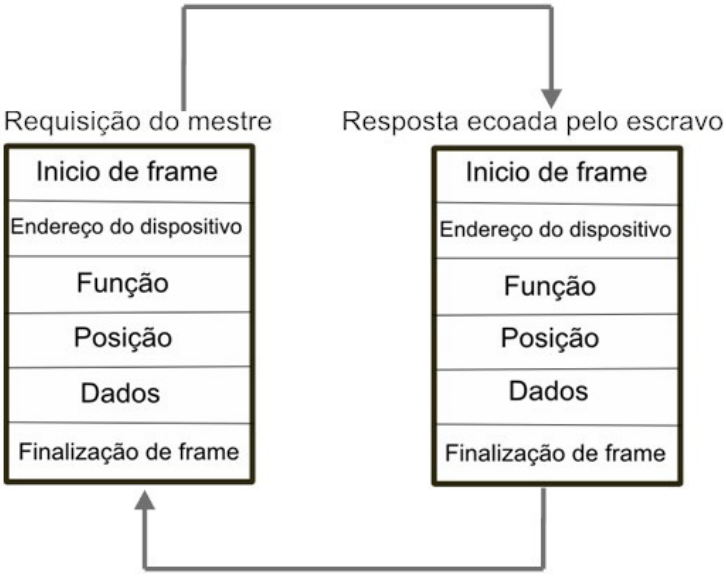


Figura 66 – Estrutura de troca de mensagens para configuração mestre-escravo

O protocolo foi desenvolvido utilizando o padrão ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*), reservamos um byte para inicio de mensagem, um byte para endereço de dispositivo, um byte para função, um byte para posição, cinco bytes para dados e um byte de finalização.

Como o protocolo é proprietário foram criadas, por enquanto, funções de configuração de valores de saída e tempos para cada valor. Portanto, a mensagem se inicia com o caractere de início de mensagem (:), seguida do endereço do dispositivo podendo assumir valores de 1 até 9, função de leitura ou escrita de parâmetro sinalizada pelos caracteres R ou W, posição do dado no ciclo (esse parâmetro depende do modo de operação do relógio) aqui é passado um valor numérico, os bytes de dados configuram o valor de saída ou de tempo para cada padrão de saída e são convertidos internamente no microntrolador para uma variável do tipo inteiro, por fim um caractere de finalização de mensagem (;). Quando o escravo recebe uma mensagem, se a mensagem estiver completa ele envia para o mestre a *string* "FRAME RECEBIDO" confirmando de recebimento dos dados.

Dessa forma, podemos fazer o controle e gerenciamento de dados do barramento. Para testar o *software,* enquanto estávamos sem o circuito de conversão de níveis RS232 para RS485 no laboratório, aplicamos o programa de desenvolvimento eletrônico Proteus 7.10 que possui uma biblioteca de MSP430 que tornou possível a simulação e teste das funcionalidades do programa sem ter que ser testado fisicamente. Após alguns ajustes em versões simuladas do *software* iniciamos os testes em matriz de contatos, a Figura 67 apresenta a mensagens do protocolo entre a placa de geração de sequência temporal digital e um computador via RS232.

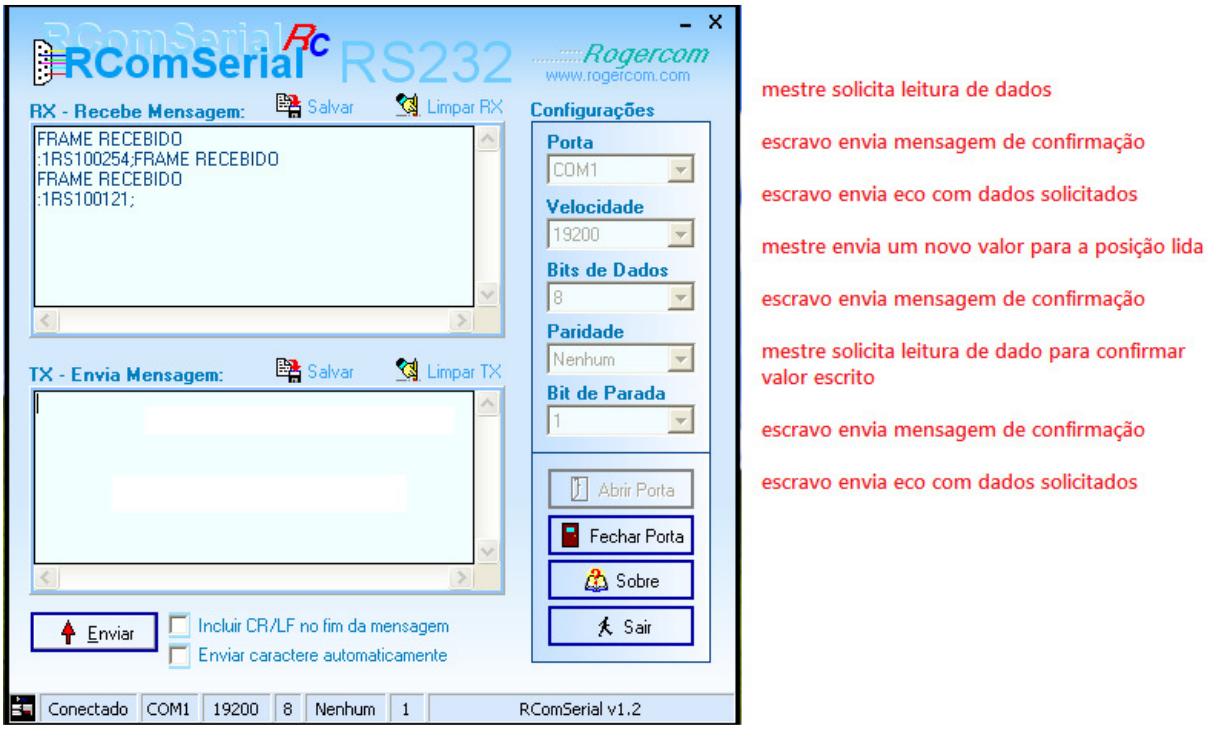


Figura 67 – Mensagens de configuração de escrita e leitura de dados da placa de sequência temporal digital

Duas placas foram confeccionadas para iniciarmos os testes da rede a placa de controle de barramento do mestre e a placa de controle de barramento de escravo os esquemáticos podem ser vistos nos apêndices J e L respectivamente, no caso a placa do escravo é para o sistema de geração de sequência temporal digital, porém os controladores de barramento de escravos terão como diferença apenas o endereço do dispositivo programado em sua memória.

O componente central do controlador de barramento do mestre é um MSP430F2252 que mantém a linha em modo de transmissão, quando o mestre solicita interrupção para se comunicar com algum escravo esse controlador armazena a mensagem e envia a mensagem para os escravos via rede RS485, alterando seu estado para recepção e aguardando a resposta do escravo. O mestre se comunica com esse controlador via RS232 e o controlador se comunica na rede via RS485, sua função e armazenar temporariamente os dados e chavear a comunicação entre RS232 com o mestre e RS485 com a rede de escravos.

A placa de circuito possui um *driver* para comunicação entre o computador e o controlador de barramento (circuito integrado MAX3232 que converte os níveis de tensão de 3,3V para os níveis RS232) há também um *driver* de comunicação RS485 que recebe os dados de transmissão e recepção com 3,3V do MSP430 e converte para comunicação diferencial transmitidos pelo canal A e B, além do controle de *status*. Os circuitos de controle de barramento utilizam como fonte de *clock* um cristal de quartzo de 8 MHz, porém a taxa de

comunicação entre os dispositivos (baud rate) é a mesma, todos trabalham a 19200 bps (bits por segundo). O controle de ativação de comunicação RS232 é realizado com uma porta lógica rápida tipo AND (circuito integrado 74HCC08). A Figura 68 mostra a placa confeccionada no laboratório para controlador de barramento do mestre.

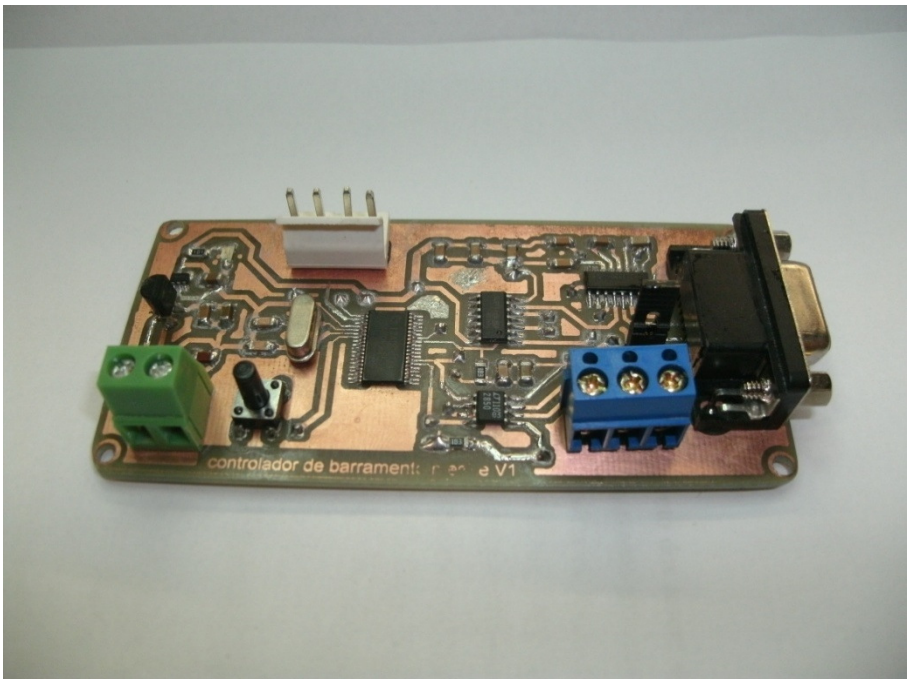


Figura 68 – Placa controladora de barramento para dispositivo mestre

O controlador de barramento do escravo se comunica com o MSP43F2252 da placa geradora de sequência temporal digital via RS232 com os mesmos níveis de tensão, não sendo necessária nenhuma conversão de níveis para a troca de dados, esse controlador mantém o escravo em modo de recepção, quando recebe dados do mestre via RS485 ele armazena temporariamente a mensagem ativa a linha RS232 e repassa os dados para o dispositivo alvo, caso o endereço recebido seja o programado para o seu escravo. Então, ele armazena e repassa a mensagem de resposta para o mestre e volta ao estado de recepção. A Figura 69 apresenta a placa confeccionada para o controlador de barramento do escavo, pode-se notar que há apenas o *driver* para a comunicação em RS485.

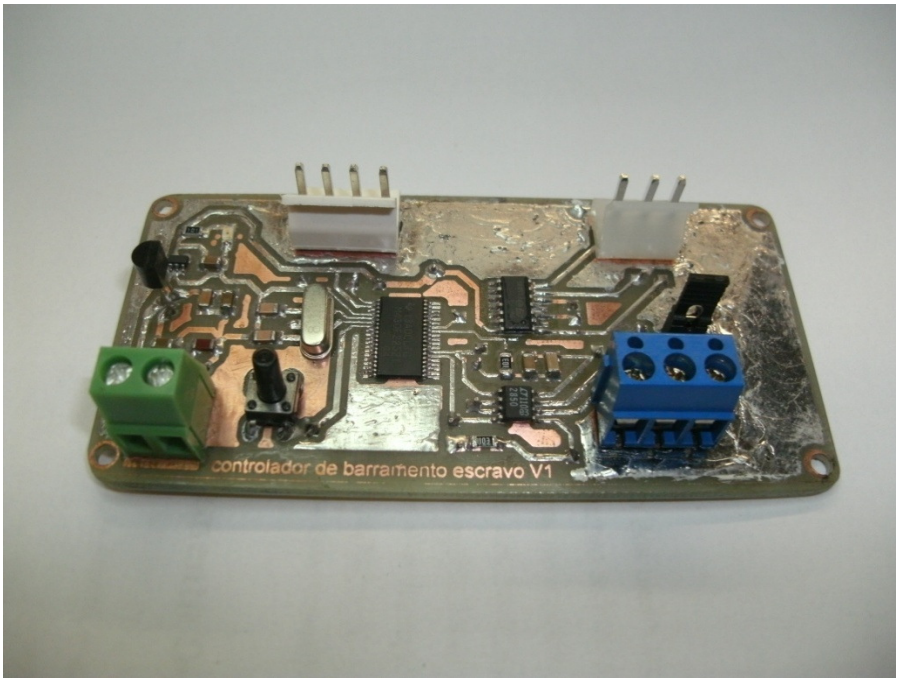


Figura 69 – Placa controladora de barramento para escravo

Após a programação e configuração do protocolo de comunicação, iniciamos os testes do *hardware* e *software* das placas controladoras de barramento para calibrar o chaveamento entre a comunicação com os dispositivos em RS232 e a rede em RS485, devido ao fato do MSP430F2252 possuir apenas um canal USART. Dessa forma, obter o tempo de ativação necessário dos pinos de *status* de comunicação em cada padrão de comunicação para o recebimento e envio das mensagens do protocolo. Na Figura 70 pode ser vista a forma de onda da tensão diferencial entre a linha A e B do *driver* RS485 transmitindo um caractere do controlador de barramento para o computador. A diferença de tensão em torno de 1 a 5 V entre A e B para a sinalização dos bits alto e baixo da comunicação digital.

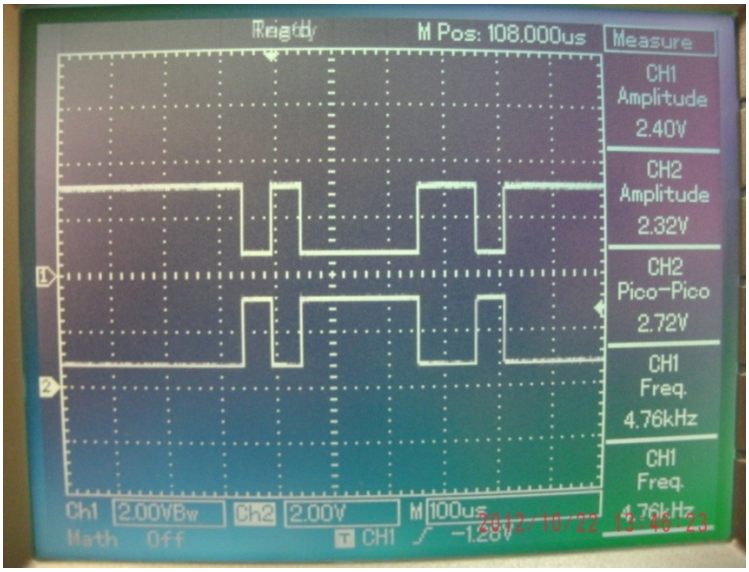


Figura 70 – Sinais elétricos diferenciais entre os canais A e B do *driver* RS485

A Figura 71 mostra um caractere passando pelo canal A da rede RS485 e abaixo esta o sinal do *status* do *driver* em nível baixo depois retornando ao nível alto, essa medida é necessária para calibrar os tempos necessários para envio e recebimento de caracteres nos controladores de barramento, ajustando assim o sinal de habilitação no *software* de cada controlador.

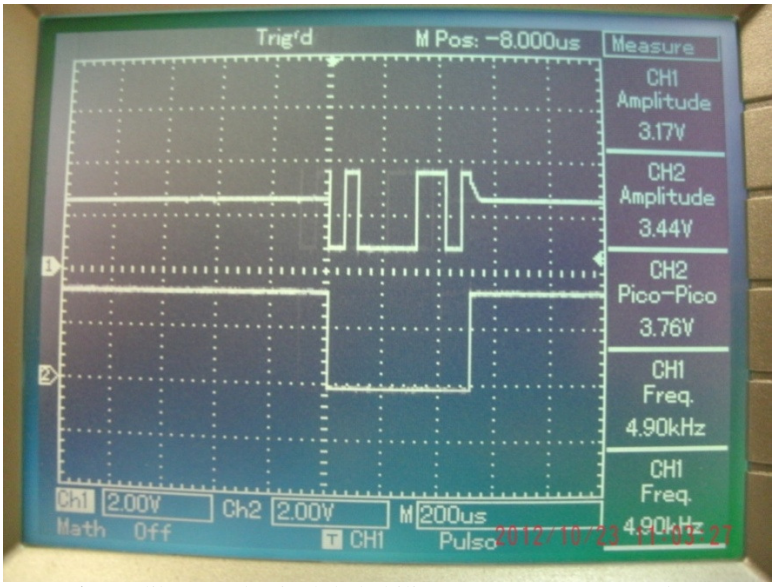


Figura 71 – Calibração do sinal de habilitação recepção para o *driver* RS485

A rede de comunicação é um componente do sistema de externa importância e está atualmente em desenvolvimento. Estão sendo realizados os ajustes de *software e hardware* para que não exista risco de perda de dados ou interrupção desnecessária dos dispositivos síncronos do sistema, o padrão RS485 mostrou-se uma boa alternativa por permitir a comunicação por níveis diferenciais de tensão tornando a comunicação menos suscetível a ruídos na linha de transmissão de dados e por ser relativamente simples de programar um protocolo utilizando canais USART de dispositivos microcontrolados. Porém, são necessárias ainda medidas de desempenho e uma análise mais elaborada para checagem de erros de mensagem no protocolo.

4.5 Sistema de configuração e monitoramento e aquisição analógica

A aquisição de sinais precisa passar os dados recebidos para o processamento independentemente da rede de comunicação, pois no contrário poderia haver um problema relacionado com taxa de amostragem do sinal de resposta e a taxa de comunicação, nesta etapa do controle geral do padrão de frequência. A forma de processar o sinal de resposta obtido pela ressonância também é um elemento fundamental do sistema de controle.

Em uma primeira versão do padrão de frequência portátil, optamos pelo uso de um sistema aquisição e processamento composto por uma placa de dados U2356A da Agilent Technologies, que o laboratório já possuía previamente, esta placa é dotada de canais de entradas analógicas, saídas analógicas e digitais associado a uma placa mãe ASUS P5G41T – M com HD (Hard Disc) externo dotada de processador Pentiun Core 2 duo.

A placa de aquisição apresentada na Figura 72 é dotada de entradas analógicas com resolução de 16 bits e pode ser disparada aquisição por *trigger* externo com taxa de aquisição programável, porém é limitado no quesito de uso de fontes de *clock* externa e geração cíclica de sinais analógicos, o que inviabilizou sua aplicação para geração dos sinais de controle. Alguns programas de testes foram realizados em Labview, visando adaptação com seu *driver* de blocos de programação e ficou constatado que o sistema pode servir para realizar a aquisição do sinal analógico de ressonância, porém ficou descartado para a geração de sinais de controle.

Figura 72 – Placa de aquisição de dados U2356 montada em sua caixa de proteção

A placa mãe é uma plataforma PC dotada de Labview, porém com dimensões reduzidas em relação às placas de computadores de bancada a Figura 73 mostra as dimensões da placa, possui também porta serial padrão RS232. Dessa forma, podemos programar uma interface gráfica em que o usuário pode configurar o padrão de frequência.

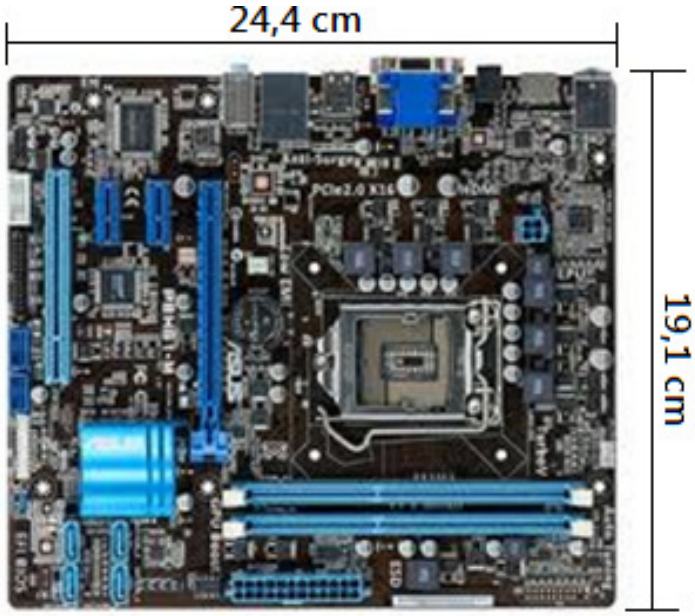


Figura 73 – Placa mãe ASUS P5G41T-M e sua medida de comprimento e largura em centímetros

O sistema foi montando dentro de uma caixa padrão para sistemas de instrumentação utilizados no laboratório mostrado na Figura 74. O sistema pode ser movido e colocado dentro de outra caixa com os outros componentes do padrão de frequência mantendo a característica de portabilidade. Os dispositivos de geração de sinais podem também ser alocados dentro da caixa ficando o sistema de controle completo alocado dentro desta caixa, em que serão necessárias apenas as ligações dos sinais externos do padrão de frequência ao sistema por meio de conectores.

Figura 74 – Caixa em que estão alocados a placa mãe, a placa de aquisição, HD e fonte

Em um primeiro momento este sistema de interface e aquisição pode ser interessante para os testes iniciais do padrão de frequência portátil, porém novos dispositivos estão sendo pesquisados, para realizar esta etapa do sistema de controle, visando tornar o sistema mais modular e compacto possível, utilizando subsistemas quase completamente independentes uns dos outros, em que possamos substituí-los a qualquer momento afetando minimamente as características do padrão de frequência portátil.

Por exemplo, um sistema de configuração e supervisão baseado em processadores ARM (*Advanced RISC Machine)* que vem se mostrando uma boa alternativa com microcontroladores de vários fabricantes disponíveis no mercado e arquiteturas com ferramentas para vários tipos de aplicações, que vão desde simples sistemas embarcados a computadores de mão dotados de sistema operacional. Para a tarefa de processamento de sinal, conversores de sinal analógico para digital de alta velocidade de conversão desenvolvidos no laboratório ou comerciais poderiam ser aplicados associados à FPGA (*Field programmable gate array),* tornando possível a conversão do sinal de ressonância tão rapidamente quanto possível. Vale salientar que o uso destes dispositivos depende de um período de adaptação e aprendizagem de suas ferramentas de desenvolvimento e características de operação.

5 CONCLUSÃO

Esta seção traz uma discussão sobre os resultados obtidos com este trabalho, assim como, as considerações finais, uma relação das principais dificuldades encontradas durante o desenvolvimento e aponta alguns trabalhos interessantes a serem realizados futuramente.

5.1 Considerações finais

Este trabalho teve por objetivo estudar como funciona o sistema de controle de um padrão atômico de frequência e realizar a atualização do sistema de controle do chafariz atômico, assim como, projetar e iniciar o desenvolvimento da arquitetura de controle para um padrão de frequência portátil, utilizando sistemas embutidos visando aplicações móveis.

No chafariz de átomos frios o antigo sistema de controle e monitoramento foi atualizando, a placa de aquisição antiga foi substituída por uma mais moderna e poderosa em recursos, os *softwares* foram programados utilizando a versão 8.6 do Labview enquanto os antigos utilizavam a versão 7.1 com *drivers* atualmente obsoletos para as placas utilizadas. Foi possível obter a varredura do sinal de microondas e o travamento do sinal na ressonância por meio deste sistema.

Além disso, o sistema de detecção foi caracterizado por meio de sua resposta em frequência, e a reposta de ambos agora estão bem próximas melhorando a qualidade do sinal obtido e determinando a função de transferência do sistema para futura versão do programa de controle com a deconvolução do sinal de tempo de vôo.

Também foram realizadas mudanças no sistema de inicialização do experimento com intuito de diminuir o tempo de inicialização do experimento e automatizar o processo de alinhamento e calibração. O monitoramento do ambiente experimental é realizado com equipamentos industriais e alta confiabilidade é pode ser feito remotamente.

As franjas de Ramsey obtidas depois das modificações mostram que o sistema ainda precisa de ajustes em alguns sistemas, como por exemplo, minimização das flutuações de freqüência e amplitude do laser de detecção e calibração da potência do sinal de microondas. Vale ressaltar que o chafariz de átomos se encontra em fase de melhorias para atualização geral do experimento, e algumas definições dependiam de medidas realizadas pelo sistema de controle o que motivou a atualização do sistema.

Contudo, este trabalho realizou seus objetivos estudando a forma como padrões de frequência são controlados para obter o sinal de saída eletrônico ressonante com a transição relógio, implementando métodos de aquisição, geração e processamento de sinais visando travar um oscilador macroscópico no pico de ressonância da transição do Césio que define o segundo no sistema internacional de unidades. E projetando a arquitetura de controle distribuída, baseada em dispositivos embutidos visando maior compactação e modularidade possível para os equipamentos utilizados em sua configuração, para o novo padrão de frequência que está sob desenvolvimento almejando aplicações portáteis. E servindo de diretriz para trabalhos futuros.

No projeto do padrão de frequência compacto portátil alguns dispositivos já foram implementados. Por exemplo, o sistema de geração de sinal de *clock*, outros encontram-se em fase de testes, o sistema gerador de sequências temporais digitais e a rede de comunicação. Dispositivos para o processamento do sinal e aquisição de dados estão sob avaliação para definir qual se adapta melhor aos requisitos exigidos para a aplicação no projeto do novo relógio. Apesar de ainda ser um projeto de pesquisa em fase de desenvolvimento, caracteriza-se como um projeto de alta tecnologia agregada, que poderá no futuro tornar-se um produto de tecnologia nacional trazendo recursos para a inovação da metrologia de tempo e frequência no Brasil.

5.2 Dificuldades encontradas e propostas de melhorias

As principais dificuldades encontradas durante o desenvolvimento deste trabalho foram:

- Encontrar material de pesquisa bibliográfica que abordasse especificamente o sistema de controle dos padrões de frequência e como são implementados.

- Eliminar ruídos de flutuações de amplitude na medida de detecção do sinal de tempo de vôo devido ao laser de detecção.

- Eliminar ruídos de tensão nas placas dos controladores de barramento.

Dentre as principais melhorias que podem ser feitas para desenvolvimentos futuros, destaca-se:

- Troca do cabeamento entre a placa de aquisição e os dispositivos externos no chafariz.

- Automatizar o sistema de calibração dos feixes de aprisionamento.

- Projeto de uma caixa especifica para alocar o sistema de controle.

5.3 Propostas de trabalhos futuros

Como proposta de trabalhos futuros, pode-se sugerir:

- Etapa de deconvolução entre o sinal de tempo de vôo e a resposta do fotodetector no programa de controle do chafariz.

-*Software* de análise em tempo real das imagens da nuvem atômica do chafariz no momento de lançamento e pouco antes da detecção.

-Sistema de calibração da distribuição dos feixes dentro da mesa óptica realizado por computador.

-Desenvolvimento dos subsistemas para o relógio compacto portátil:

-Sistema de geração de formas de onda analógicas.

-Interface gráfica de configuração e monitoramento entre usuário e sistema embutido.

- Sistema de aquisição de dados analógicos dedicado.

REFERÊNCIAS

AHMED, M. et al. (2008). The Brazilian time and frequency atomic standards program. **Anais da Academia Brasileira Ciências**, Rio de Janeiro, v. 80, n. 2, jun.

ALVES, R. F. (2012). **Chafariz atômico de CS133.** 99f. Dissertação (Mestrado) - Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

BALBINOT, A; BRUSAMARELLO, V, J. (2010). **Instrumentação e fundamentos de medidas.** 2 ed. Rio de Janeiro: LTC. 1V.

BEBEACHIBULI, A. (2003). **Relógio atômico a feixe efusivo de Césio:** estudo da estabilidade e da acuracia como função do deslocamento da freqüência atômica devido ao efeito Zeeman de segunda ordem , ao cavity pulling e ao Rabi pulling. 117f. Dissertação (Mestrado) - Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2003.

_____. (2007). **Espectroscopia Ramsey em um chafariz atômico**. 132f. Tese (Doutorado) - Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

BEBEACHIBULI, A. et al. (2006). Brazilian microwave standards of Time and Frequency. In: International frequency control symposium and exposition , 2006, Miami. **Proceedings…** Miami: IEEE International, p. 1035–1037.

BERNIER, L. G. Use of the Allan deviation and linear prediction for the determination of the uncertainty on time calibrations against predicted timescales. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements.** v. 52, n. 2, p. 483- 486, abr.

BIZE, S. (2001). **Tests fondamentaox à l' aide d' horloges à atomes froids de Rubidium et de Césium.** 214f. Tese (Doutorado) – Universidade de Paris VI, Paris, 2001.

BUENO, C. et al. (2011). Monitoramento do ambiente experimental de um relógio atômico do tipo chafariz de átomos frios. In: Simpósio internacional de iniciação cientifica da USP, 19., 2011, São Paulo. **Resumo dos trabalhos técnicos...** São Carlos: USP. P.47

BURR-BROW. (1998). **Precision high speed operational amplifiers.** Tucson, 1p.

CARR, J. J. (1996). **Elements of electronic instrumentation and measurement.** 3 ed. Upper Sadle River: Prentice-Hall.

CLAIRON, A. et al. (1991). Ramsey resonance in a Zacharias fountain. **Europhysics Letters**, Bristol,v.16, n.2, p.165-170 set.

COHEN-TANNOUDJI, C. N.; PHILLIPS, W.D. (1990). New mechanisms for laser cooling. **Physics Today**, New York,v. 43, p.33-40, out.

COURTEILLE, P. W. (2012). **Interação da luz com matéria**. São Carlos: Universidade de São Paulo, Instituto de Física de São Carlos.

DAVIES, J. H. (2008). **MSP430 microcontroller basics.** Burlington: Elsevier.
DEFENSE ADVANCED RESEARCH PROJECTS AGENCY. **DARPA Chip-Scale Atomic Clocks Aboard International Space Station.** (2012). Disponível em: <http://www.darpa.mil/NewsEvents/Releases/2012/03/27.aspx>. Acesso em: 28 nov. 2012.

DORF, R. C; BISHOP, R. H. (1998). **Sistemas de controles modernos.** Rio de Janiero: LTC, 8 ed.

FIGLIOLA, R. S; BEASLEY, D. E. (2007). **Teoria e projeto para medições mecânicas.** Rio de Janeiro: LTC, 4 ed.

GRAEME, J. G. (1996). **Photodiode amplifiers:** Op. Amp solutions. New York: McGraw-Hill.

HAMAMATSU. (2010). **SI photodiode:** S1337 series for UV to IR, precision photometry. Higashi-ku, 1p.

IDOETA, I. V; CAPUANO, F. G. (2000). **Elementos de eletrônica digital.** São Paulo: Érica, 31 ed.

JOHSON, M. (2003). **Photodetection and measurement:** maximizing performance in optical systems. New York: McGraw-Hill.

LUECKE, G. (2005). **Analog and digital circuits for electronic control systems applications:** using TI MSP430 microcontroller. Burlington: Elservier.

LEVINE, J. (1999). Introduction to time and frequency metrology. **Review of Scientific Instruments**, Melville,v. 70, n.6, p.2567-2596, jun.

MACKAY, S. et al. (2004). **Practical industrial data networks:** Design, installation and troubleshooting. Burlington: Elservier.

NATIONAL INSTRUMENTS. (2005). **NI 6023E/6024E/6025E Family Specifications.** 1p.

_____. (2006). **USER GUIDE SCC-68:** I/O Connector Block with 4 SCC Signal Conditioning Slots for DAQ Devices. 1p.

_____. (2008). **DAQ M SERIES:** M series user manual. 1p.

MAGALHÃES, D. V. (2004). **Desenvolvimento de uma fountain atômica para utilização como padrão primário de tempo**. 166f. Tese (Doutorado) – Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2004.

MALVINO, A. P. (1995). **Eletrônica.** 4 ed**.** São Paulo: Makron Books. 1v.

_____. (1997). **Eletrônica.** 4 ed**.** São Paulo: Makron Books. 2v.

MÜLLER, S. T. (2005). **Estudo da viabilidade de construção de um padrão de frequência atômico baseado em um a nuvem de átomos frios em expansão.** 87f. Dissertação (Mestrado) - Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2005.

_____. (2010). **Padrão de frequência compacto.** 124f. Tese (Doutorado) - Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

MÜLLER, S. T. et al. (2010). Padrões primários de frequência desenvolvidos no Brasil. Vasconcelos, F. et al. **Metrologia & Instrumentação – tópicos selecionados.** Campina Grande: EDUFCG. Cap. 1, p. 13-23.

_____. (2012). Development of a mobile atomic frequency standard based on cold atoms**.** In: LATIN AMERICA OPTICS & PHOTONICS CONFERENCE, 2012, São Sebastião. **Proceedings...** Washington: Optical Society of America. 1 CD-ROM.

NATIONAL INSTITUTE OF STANDARDS AND TECHNOLOGY. **Basic questions and answers about chip-scale atomic clocks.** (2012). Disponível em: <http://tf.nist.gov/ofm/smallclock/Q&A.html>. Acesso em: 27 nov. 2012.

OGATA, K. (1985). **Engenharia de controle moderno**. Rio de Janeiro: Prentice-Hall.

PHILLIPS, W. D. (1991). Optical molasses: cold atoms for precision measurements. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements**, v.40, n.2, p. 78-80, abr.

_____. (1998). Laser cooling and trapping of neutral atoms. **Reviews of Modern Physics**, v.70, n.3, p. 721-741, jul.

PHILLIPS, W. D. et al. (1989). Optical molasses. **Journal of Optical Society American B**, v.6, n.11, p. 2084-2107, jul.

PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT. **Optical atomic clock becomes portable**. (2009). Disponível em: http://www.ptb.de/en/aktuelles/archiv/presseinfos/pi2009/pitext/pi090831.html>. Acesso em: 28 nov. 2012.

RAAB, E. L. et al. (1987). Trapping of neutral atoms with radiation pressure. **Physical Review Letters,** v. 59, n.23, p. 2631-2634, dez.

RAMSEY, N. F. (1950). A molecular beam resonance method with separated oscillating fields. ***Physical Review***, v. 78, n. 6, p. 695–699, Jun.

RILHE, F. (2004). **Frequency standards:** Basics and applications. Weinheim: WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA.

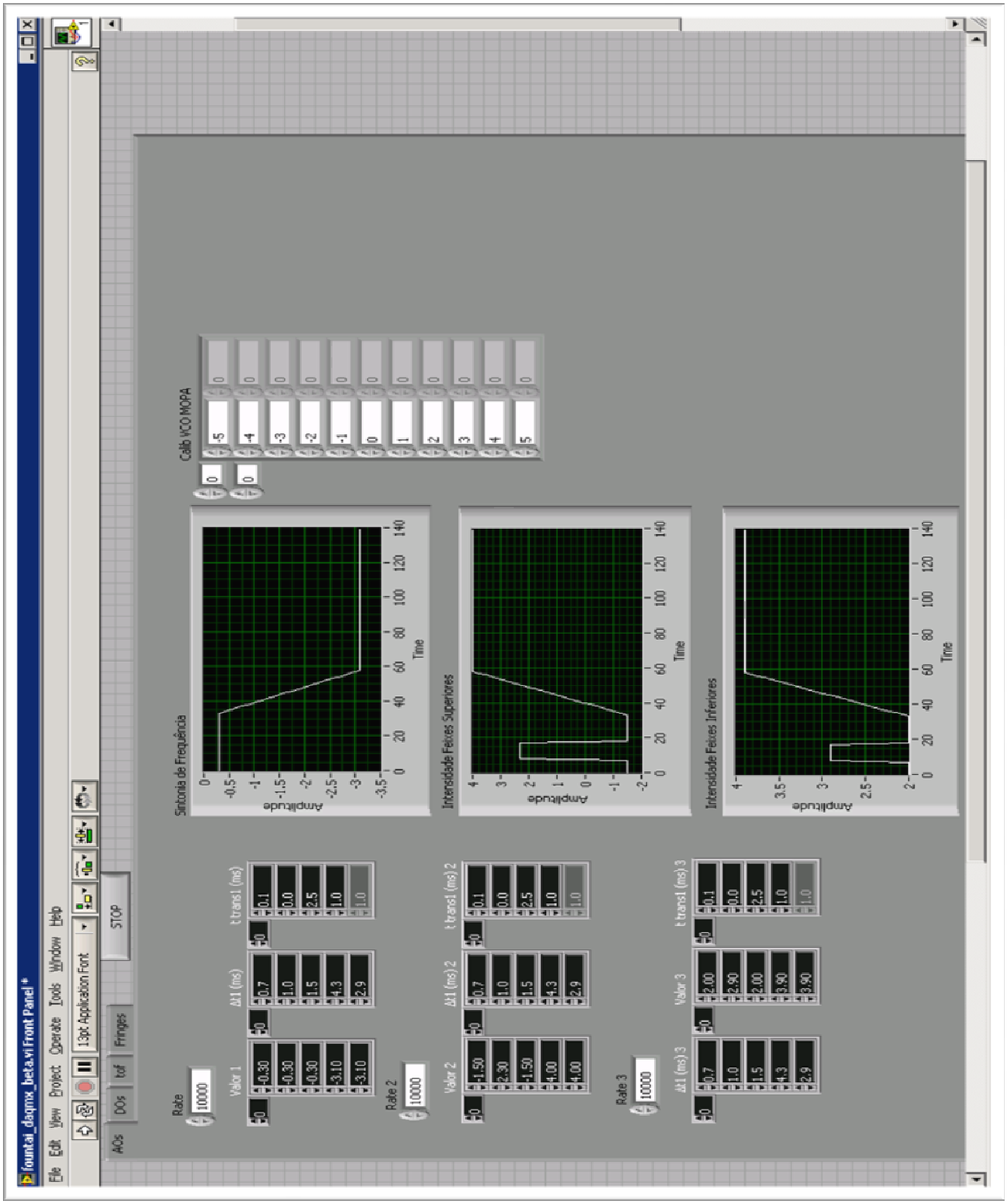
SANDRA MARTEL. **NASA to Fly Deep Space Atomic Clock to Improve Navigation Technology**. (2002). Disponível em: <http://www.nasa.gov/mission_pages/tdm/clock/dsac.html>. Acesso em 05 dez. 2012.

SYSTÈMES DE RÉFÉRENCE AND TEMPS ESPACE- SYRTE. **Métrologie des fréquences micro-ondes:** Horloges compactes CPT et HORACE**.** (2010). Disponível em: <http://syrte.obspm.fr/tfc/h_cpt.php>. Acesso em: 28 nov. 2012.

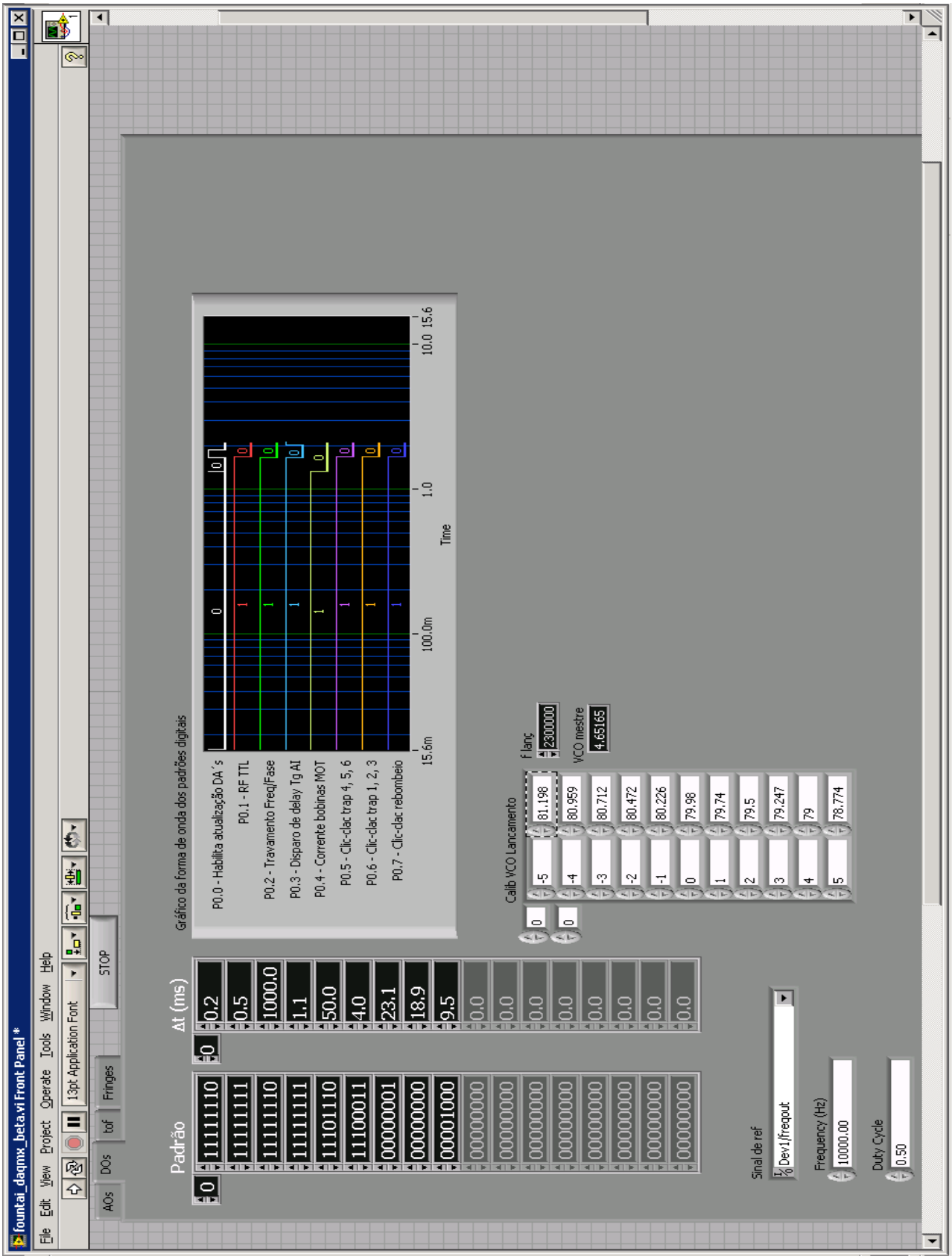
TOCCI, R. J. et al. (2011). **Sistemas digitais:** Principios e aplicações. 11 ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall.
VANIER, J.; AUDOIN, C. (1989). **The quantum physics of atomic frequency standards.** Bristol: IOP Publishing ltd. 2v.

APÊNDICE

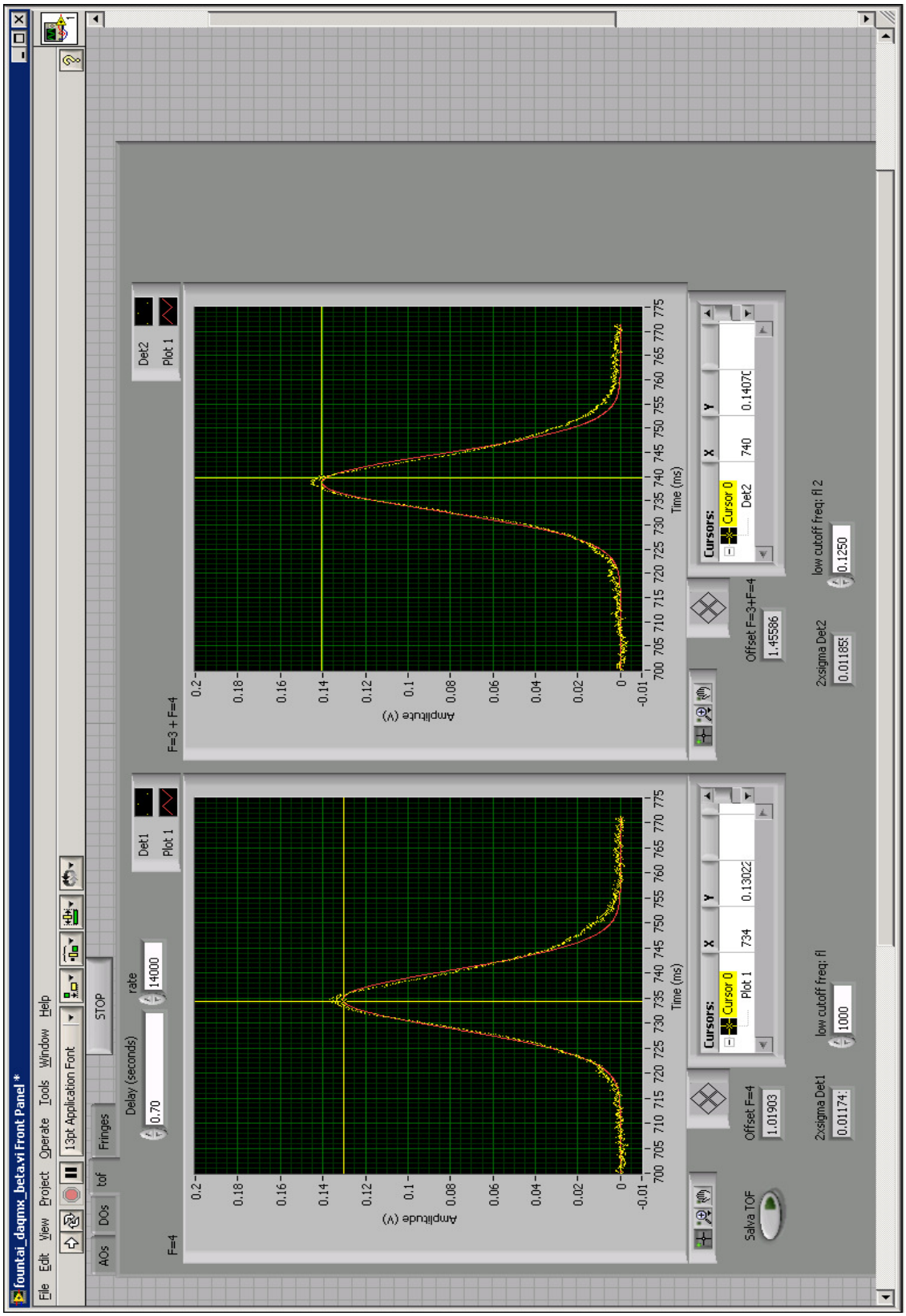
APÊNDICE A – Painel frontal programa de controle: configuração das saídas analógicas.



APÊNDICE B – Painel frontal programa de controle: configuração das saídas digitais.

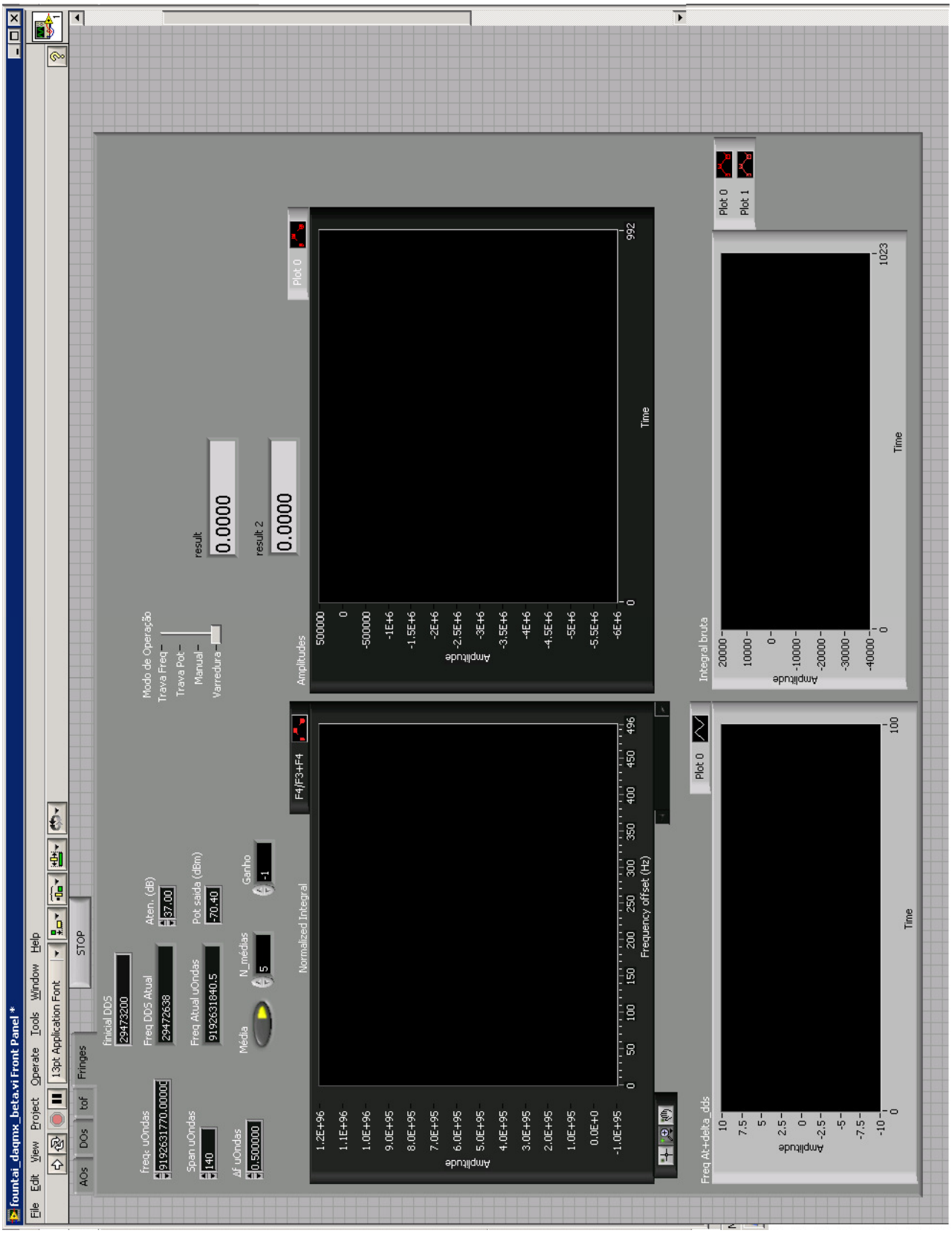


APÊNDICE C – Painel frontal programa de controle: visualização sinais de TOF e configuração da aquisição analógica

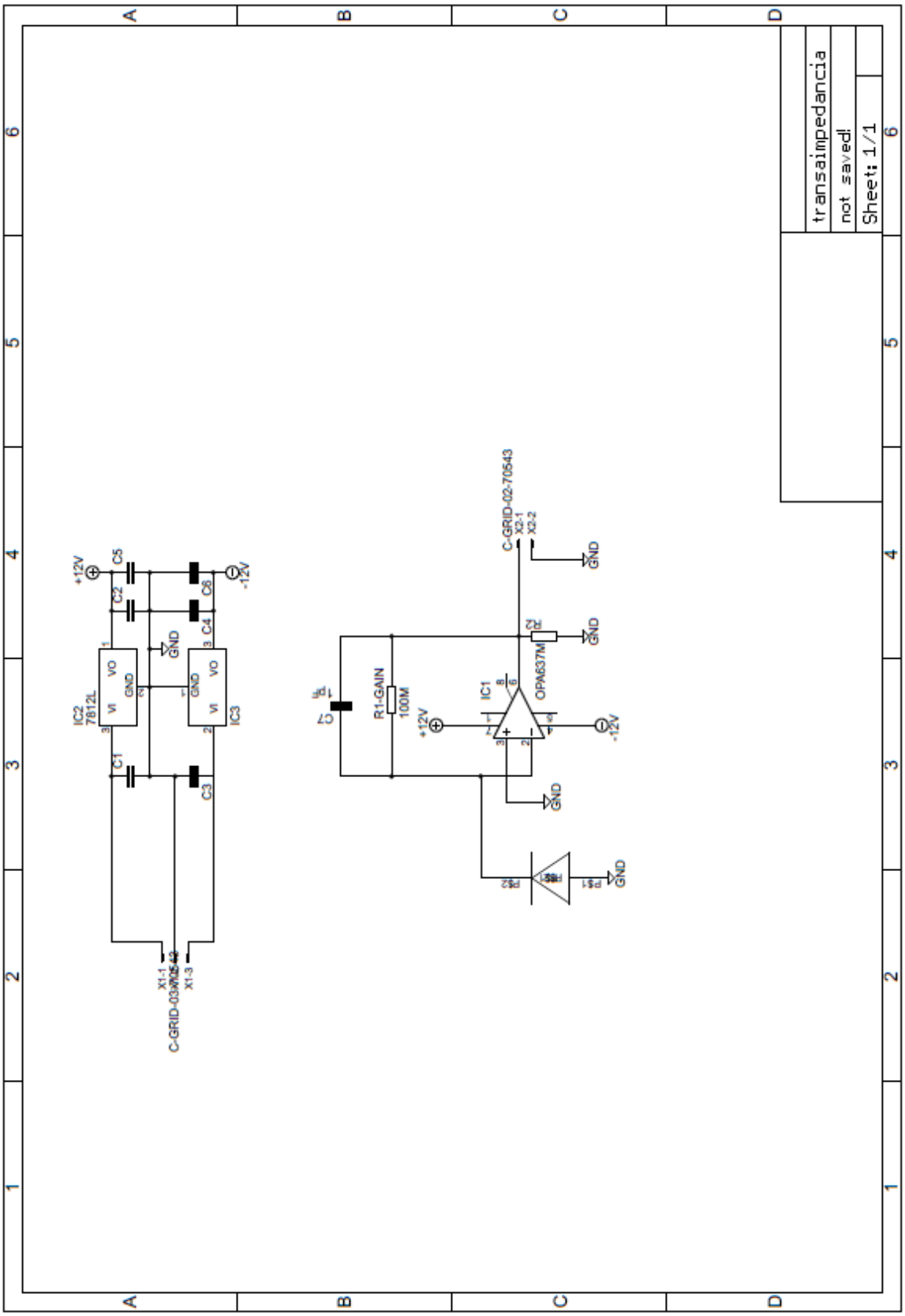


.

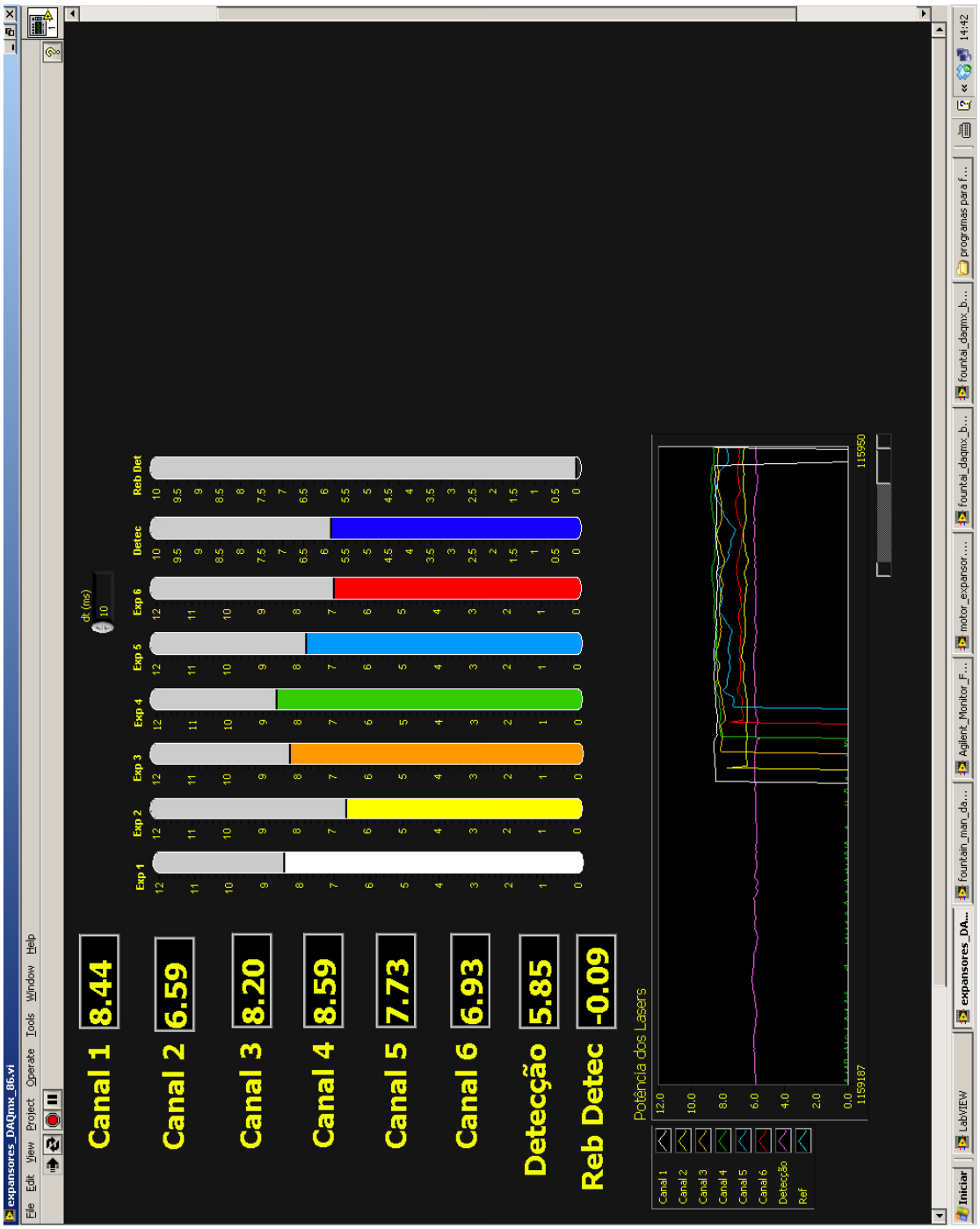
APÊNDICE D – Painel frontal programa de controle: visualização sinais de varredura e franja de Ramsey configuração dos modos de operação do chafariz.



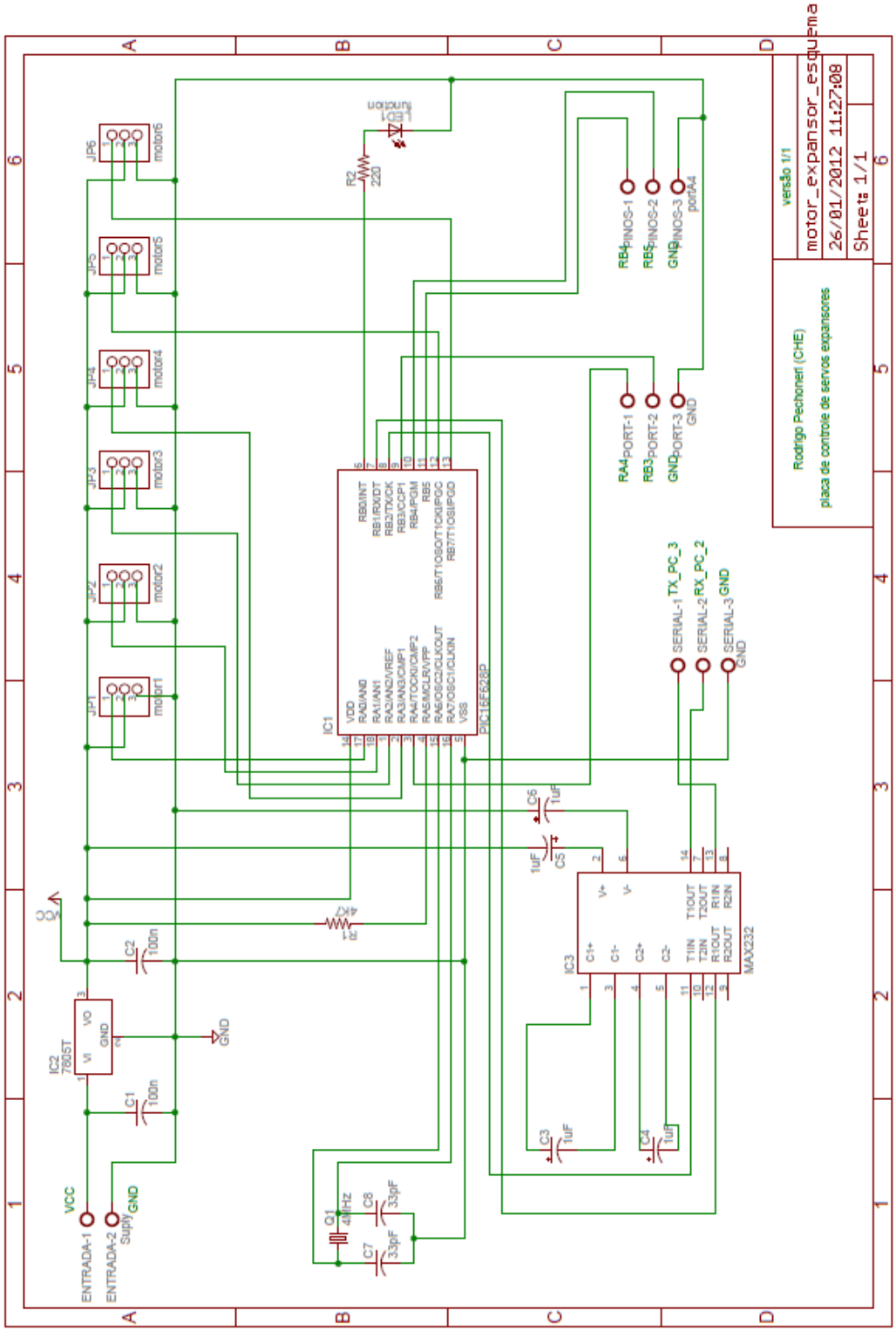
APÊNDICE E – Esquemático do circuito do fotodetector 2 do chafariz.



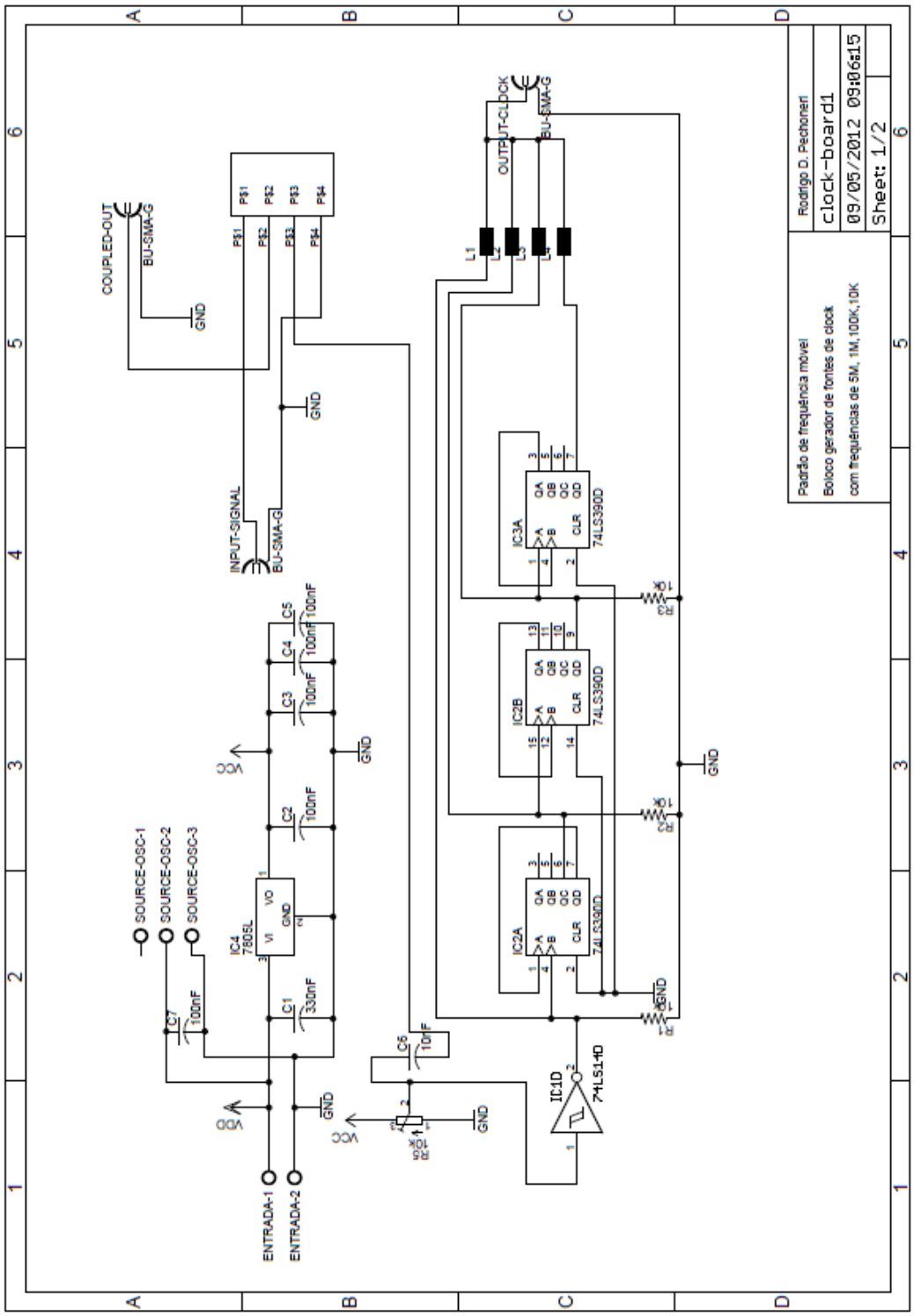
APÊNDICE F – Programa de medida da potência de luz dos feixes da armadilha magneto-optica.



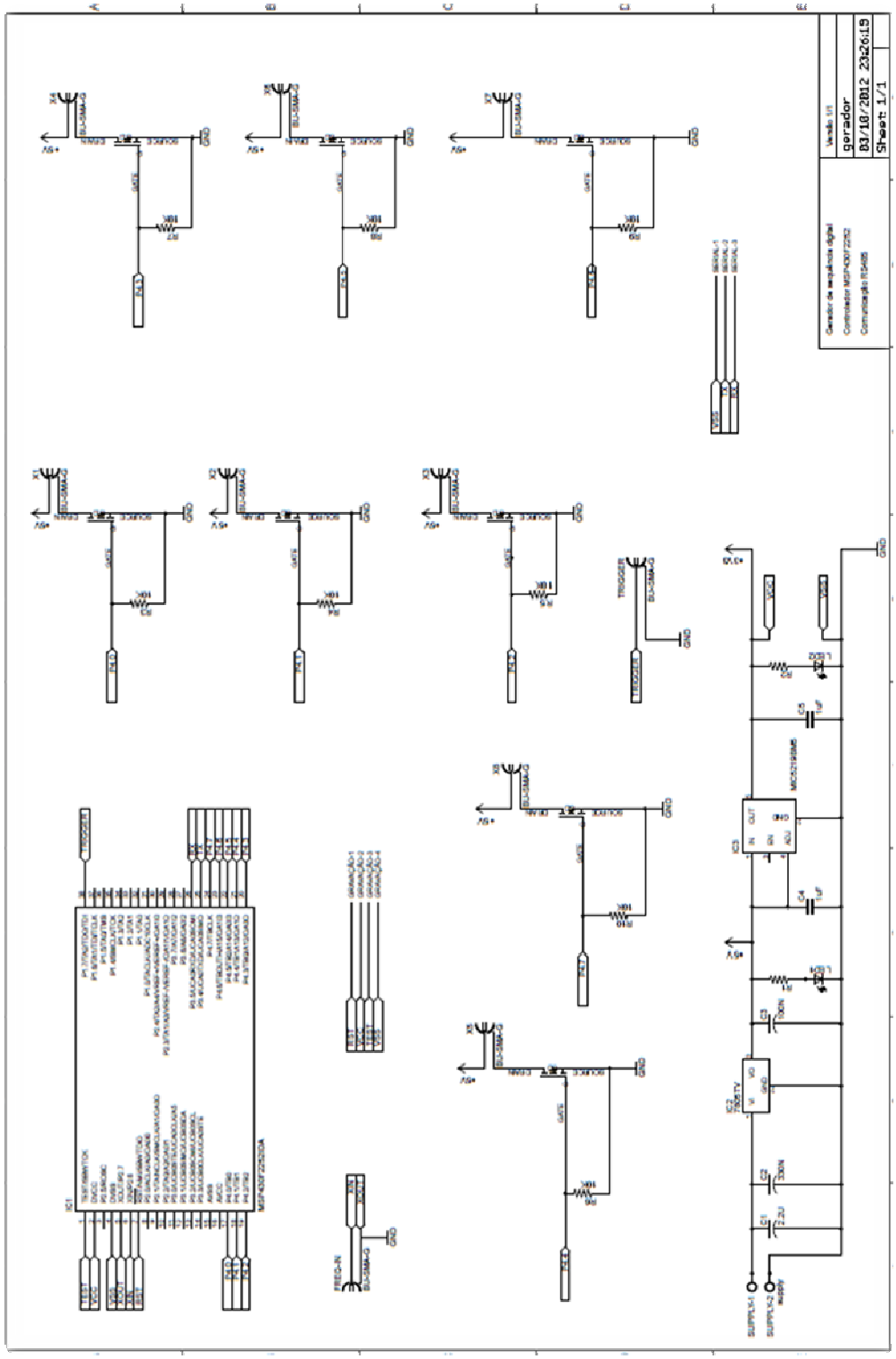
APÊNDICE G – Esquemático do circuito de controle dos motores.



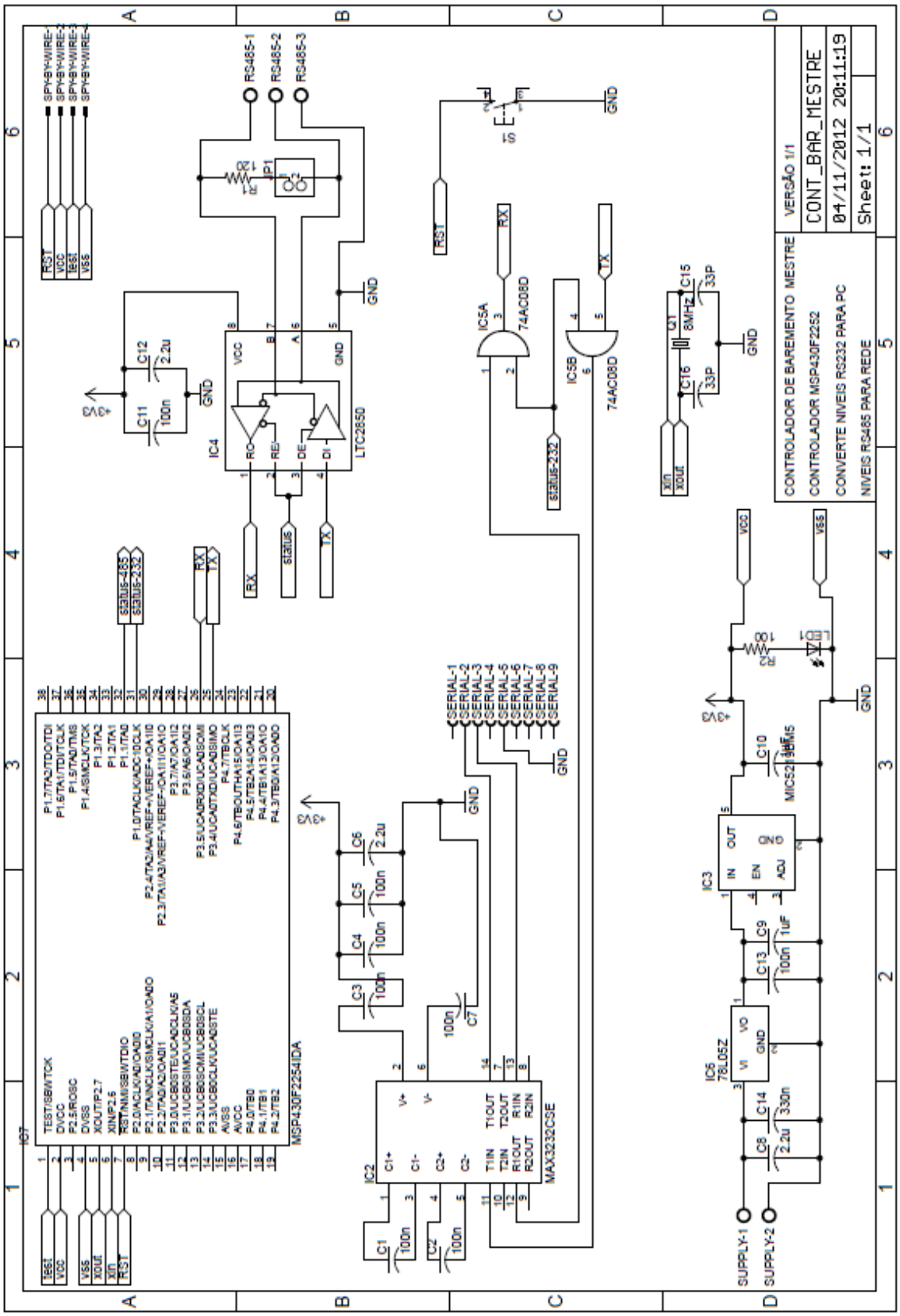
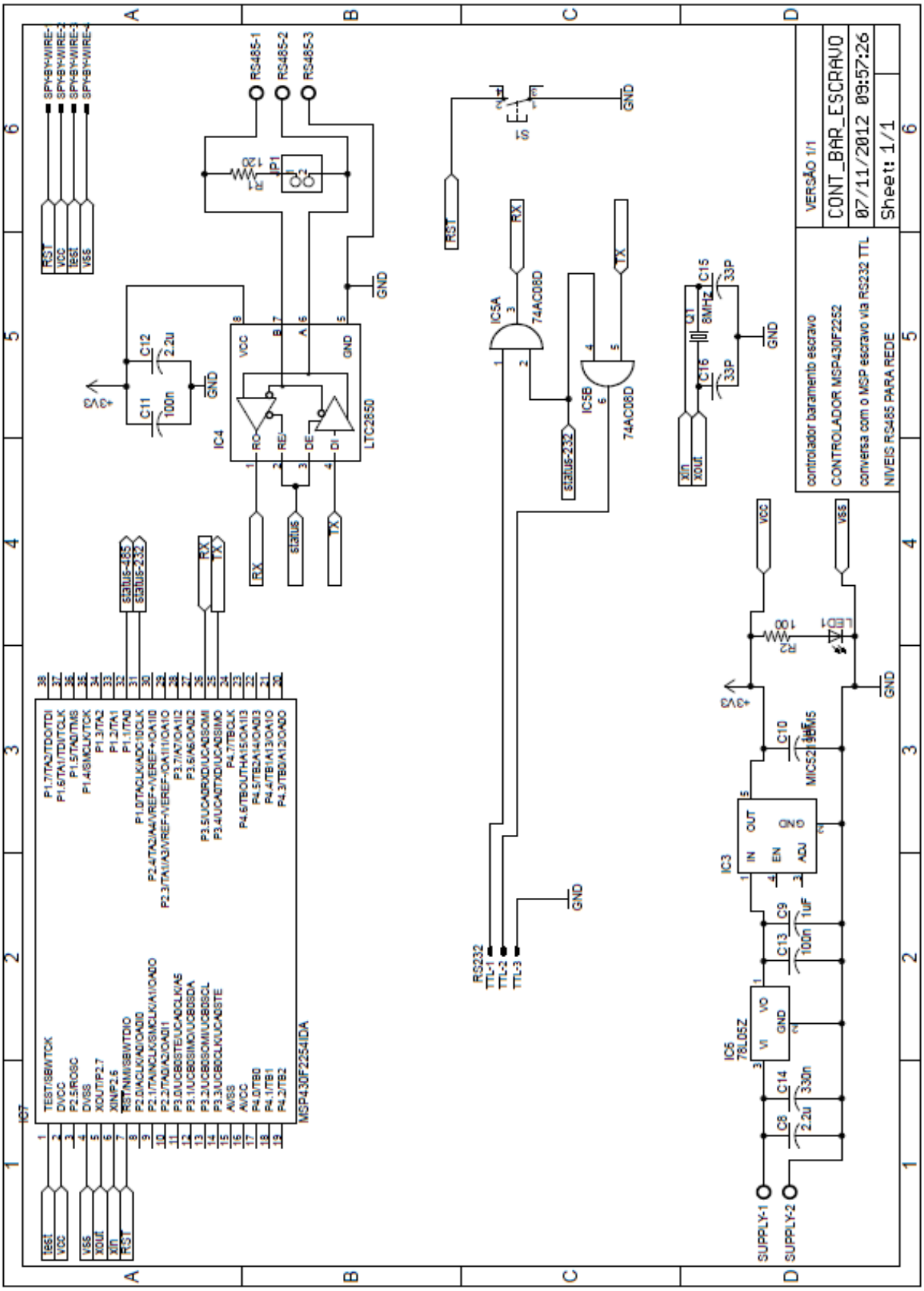
APÊNDICE H – Esquemático do circuito gerador de *clock*.



APÊNDICE I – Esquemático do circuito gerador de formas de sequência temporal digital.



APÊNDICE J – Esquemático do circuito controlador de barramento do mestre.



APÊNDICE L – Esquemático do circuito controlador barramento do escravo.