

Trabalho de Conclusão de Curso

Curso de Graduação em Física

Instrumentação Eletrônica para Experimentação do Modelo Bouncer Ball Dissipativo

Adelson Martins Feitosa

Prof.Dr. Mário Roberto da Silva (orientador)

Rio Claro (SP)

2011

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
Instituto de Geociências e Ciências Exatas
Câmpus de Rio Claro

Adelson Martins Feitosa

Instrumentação Eletrônica para Experimentação do Modelo
Bouncer Ball Dissipativo.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Instituto de Geociências e Ciências Exatas -
Câmpus de Rio Claro, da Universidade
Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, para
obtenção do grau de Bacharel em Física.

Rio Claro - SP
2011

530.15 Feitosa, Adelson Martins
F311i Instrumentação eletrônica para experimentação do modelo
Bouncer Ball dissipativo / Adelson Martins Feitosa. - Rio
Claro : [s.n.], 2011
54 f. : il., figs., gráfs., fots.

Trabalho de conclusão de curso (bacharelado - Física) -
Universidade Estadual Paulista, Instituto de Geociências e
Ciências Exatas
Orientador: Mário Roberto da Silva

1. Física matemática. 2. Experimento de modelos caóticos.
3. Caos. 4. Simulação. 5. Experimental. I. Título.

Ficha Catalográfica elaborada pela STATI - Biblioteca da UNESP
Campus de Rio Claro/SP

Agradecimentos

Eu acredito que na vida não se constrói nem se conquista nada sozinho, neste momento eu gostaria de compartilhar a minha felicidade em estar concluindo este trabalho com várias pessoas que foram fundamentais para que isto fosse possível.

Inicio meus agradecimentos com aqueles que sempre estiveram presente em todos os momentos da minha vida: Minha família.

Meus pais Maria da Paz e Aldenor que me apoiaram integralmente com compreensão. Sem o amor e o apoio deles nenhuma conquista da minha vida seria possível. Aproveito para dizer que eles são muito importantes para mim e que eu os amo muito.

Minhas irmãs Ágda e Rita pelo apoio incondicional e pelos momentos felizes. Aproveito também para dizer que as amo.

Agradeço também pelo sacrifício da minha família (pais e irmãs) ao deixarem de realizar coisas que gostariam para que eu pudesse me dedicar aos estudos.

Agradeço ao meu orientador, Mário Roberto da Silva, que dedicou seu tempo para me ensinar e soube me manter sempre motivado com o projeto. Obrigado Prof. Mário.

Um forte agradecimento vai para minha amiga de Araçariguama, Andrea Lara, pelas nossas prosas e risadas.

Agradeço a todos os meus amigos pessoais que, de alguma forma, me incentivaram e contribuíram para esta vitória. Destaco nesta lista meus amigos de república que de alguma forma marcaram este período da minha vida e gostaria de agradecer a todos elas pelo companheirismo e cumplicidade.

Resumo:

Em nossa experimentação, foi estudada a dinâmica clássica de uma partícula em movimento vertical sujeita a um campo gravitacional constante e a choques parcialmente elásticos com uma parede em movimento oscilatório situada abaixo da partícula. O movimento da partícula foi limitado à direção vertical por um tubo guia de vidro, o qual foi feito vácuo, permitindo que forças de arrasto viscoso fossem desconsideradas. O tempo entre impactos, bem como o tempo entre a referência de fase do movimento da base e os instantes dos impactos e o período de oscilação da base serão adquiridos por um “hardware” e “software” para a obtenção do espaço de fases para posteriormente serem comparados com a descrição do sistema via mapeamento discreto nas variáveis ‘velocidade da partícula imediatamente após o choque’ e ‘fase do movimento da base no instante do choque’ obtidas por simulação computacional. Para isso é preciso desenvolver sistema eletrônico analógico seguido de sistema digital implementado em lógica reconfigurável, mais especificamente uma máquina sequencial capaz de discriminar os impactos com a base metálica dos impactos com o tubo guia de vidro, baseado no espectro de frequência da resposta do microfone a estes diferentes impactos.

Palavras Chaves: Caos. Bouncer Ball. Experimentação.

Abstract

In our experiments, we studied the classical dynamic of a particle in vertical motion subject to a constant gravitational field and the partial shock with an elastic wall with oscillatory motion located below the particle. The motion of the particle was confined to the vertical direction by a glass guide tube, which was initially evacuated, allowing viscous drag forces to be disregarded. The time between impacts, as well as the time between the reference phase of the movement of the base and the moment of impact and the period of oscillation of the base will be acquired by a "hardware" and "software" to obtain the phases space to be compared later with the description of the system through mapping discrete variables via the 'particle velocity immediately after shock 'and' phase of the movement of the base at the instant of shock 'obtained by computer simulation. This requires developing an electronic analog system followed by Digital implemented in reconfigurable logic, more specifically a sequential machine able to discriminate the impact with the metal base from the impacts of the glass guide tube, based on the frequency spectrum of the response of the microphone to these different impacts.

Key words: Chaos. Bouncer Ball. Experimentation.

Sumário

1.1 Introdução:	7
1.2 Objetivos:	11
1.3 Considerações:	11
2.1 Máquina de Estados Finitos:	12
2.2 Representação de uma Máquina de Estados:	13
3.1 Amplificadores Operacionais (AMPOPs):	14
3.2 Algumas características dos AMPOPs	15
3.3 Comparadores:	16
4.1 Filtros:	17
5.1 Lógica reconfigurável:	19
6.1 Elaboração do Filtro	21
7.1 Deslocamento da base	23
8.1 A Lógica:	26
8.2 Reset	29
8.3 Sincronismo do pulso	30
8.4 Borda de Descida:	32
8.5 Tempo de referencia:	32
8.6: Sinal da aquisição i:	32
8.7: Auto reset	32
8.8: Outras Máquinas do projeto:	33
8.8.1 Máquina do Sincronismo do pulso:	33
8.8.2 Máquina para Geração do tempo de comparação:	33
8.8.3 Máquina para Contagem dos tempos:	34
8.8.4 Máquina do Read Request:	37
8.8.5 Máquina para armazenar as contagens de tempo:	37
8.8.6 Visão geral das Máquinas interligadas:	38
9.1 Software para aquisição:	39
9.2 Comentários explicativos	43
10.1 Planilha geradora do Espaço de Fase	47
11.1 Testes e simulações	48
12.1 Resultados e Discussões:	49
13.1 Trabalhos Futuros	54
Referências	55

1.1 Introdução:

O estudo de sistemas dinâmicos não lineares por meio de mapeamentos discretos tem sido realizado frequentemente [1-6], com aplicações em diversas áreas do conhecimento científico [7-12]. Em especial, essa descrição tem sido utilizada no estudo de bilhares clássicos [13-21], no qual uma partícula se move em uma região do espaço delimitada por uma fronteira, cuja posição pode ser dependente do tempo, transferindo momentum para a partícula nos choques, que podem ser total ou parcialmente elásticos. Para o caso conservativo, dependendo da forma da fronteira, o espaço de fase pode ser classificado como: “integrável” quando apresenta apenas curvas invariantes; “ergódico” se, a partir de qualquer condição inicial, o sistema evolui no tempo, preenchendo ergodicamente todo o espaço de fase; “misto” ao apresentar mares de caos que circundam ilhas de estabilidade KAM, com amplitudes limitadas por curvas de estabilidade invariantes do tipo “spanning”.

O modelo Fermi-Ulam, originado dos trabalhos qualitativos de Fermi sobre a explicação da energia dos raios cósmicos que chegam na Terra em 1949 [22] e depois proposto e estudado quantitativamente em diversos trabalhos [23, 24, 25], descreve o movimento unidimensional de uma partícula, que é limitado, de um lado, por uma parede fixa e no outro extremo por uma parede com movimento oscilatório na mesma direção do movimento da partícula. Este sistema apresenta um espaço de fase do tipo misto, que é destruído com a introdução de dissipação. Assim, mares de caos são substituídos por atratores caóticos com a destruição das curvas invariantes e os pontos fixos elípticos localizados nos centros das ilhas KAM se transformam, via bifurcação, em pontos fixos assintoticamente estáveis (“sink”), alcançáveis a partir de uma região denominada bacia de atração. Diz-se que o caos Hamiltoniano é substituído pelo caos dissipativo, que apresenta diversas propriedades como transiente caótico, crise de fronteira, cascata de bifurcação por duplicação de período etc.

No modelo Bouncer, proposto em 1977 por Pustilnikov [26], a parede fixa, que é o mecanismo de retorno da partícula ao encontro da parede móvel no modelo Fermi-Ulam, é retirada e tal mecanismo de retorno é substituído por um campo gravitacional. A substituição do mecanismo de retorno da partícula permite um crescimento ilimitado da sua energia, fenômeno este conhecido como aceleração de Fermi, suprimida com a introdução de dissipação.

Em nossa experimentação, estudaremos a dinâmica clássica de uma esfera de aço com 4,8mm de diâmetro em movimento vertical sujeita a um campo gravitacional constante e

a choques parcialmente elásticos com uma parede em movimento oscilatório situada abaixo da partícula. O movimento da partícula foi limitado à direção vertical por um tubo guia de vidro, o qual foi inicialmente evacuado, permitindo que forças de arrasto viscoso fossem desconsideradas. A figura 1 mostra a foto do mecanismo descrito acima.

Além destes choques da esfera de aço com a base oscilante metálica que oscila na vertical, temos também os indesejáveis choques entre a partícula e o tubo de vidro usado como guia para o movimento vertical.

A instrumentação anteriormente implementada não era capaz de discriminar estes diferentes tipos de impactos. A detecção dos choques com a base é obtida a partir da resposta ao impacto fornecida por um microfone acoplado à base.

O sinal do microfone, após um pré-processamento, era comparado com um limite não alcançável quando dos impactos com a parede de vidro devido a esses impactos serem de baixa intensidade e o nível de comparação estar acima dessa intensidade, de modo a se evitar que tais impactos sejam detectados erroneamente como impactos com a parede de metal, porém com tal abordagem, impactos de pequena amplitude com a base metálica são igualmente não detectados. Pela análise das respostas do microfone a estes diferentes tipos de impactos, observa-se que os impactos com a base metálica produzem no microfone uma resposta caracterizada inicialmente por uma oscilação com componentes espectrais de alta frequência, atenuadas progressivamente em um curto intervalo de tempo transitório, revelando, assim, outras componentes espectrais com frequências menores e com amplitudes que progressivamente se atenuam durante um intervalo transitório bem maior que o transitório das componentes de altas frequências (Figura 2). Já nos impactos com a parede de vidro, não se percebe a resposta inicial caracterizada pelas oscilações com as componentes espectrais de alta frequência, porém, ainda observam-se as oscilações com as componentes espectrais de frequências menores (Figura 3). Tal diferença espectral entre as respostas pode ser usada para a discriminação entre os diferentes tipos de impactos, porém evitaremos uma abordagem que exigiria um filtro de alto fator de qualidade, pois a diferença relativa entre as durações destes períodos típicos de oscilações das respostas do microfone aos diferentes tipos de impactos é pequena (Figuras 2 a 4).

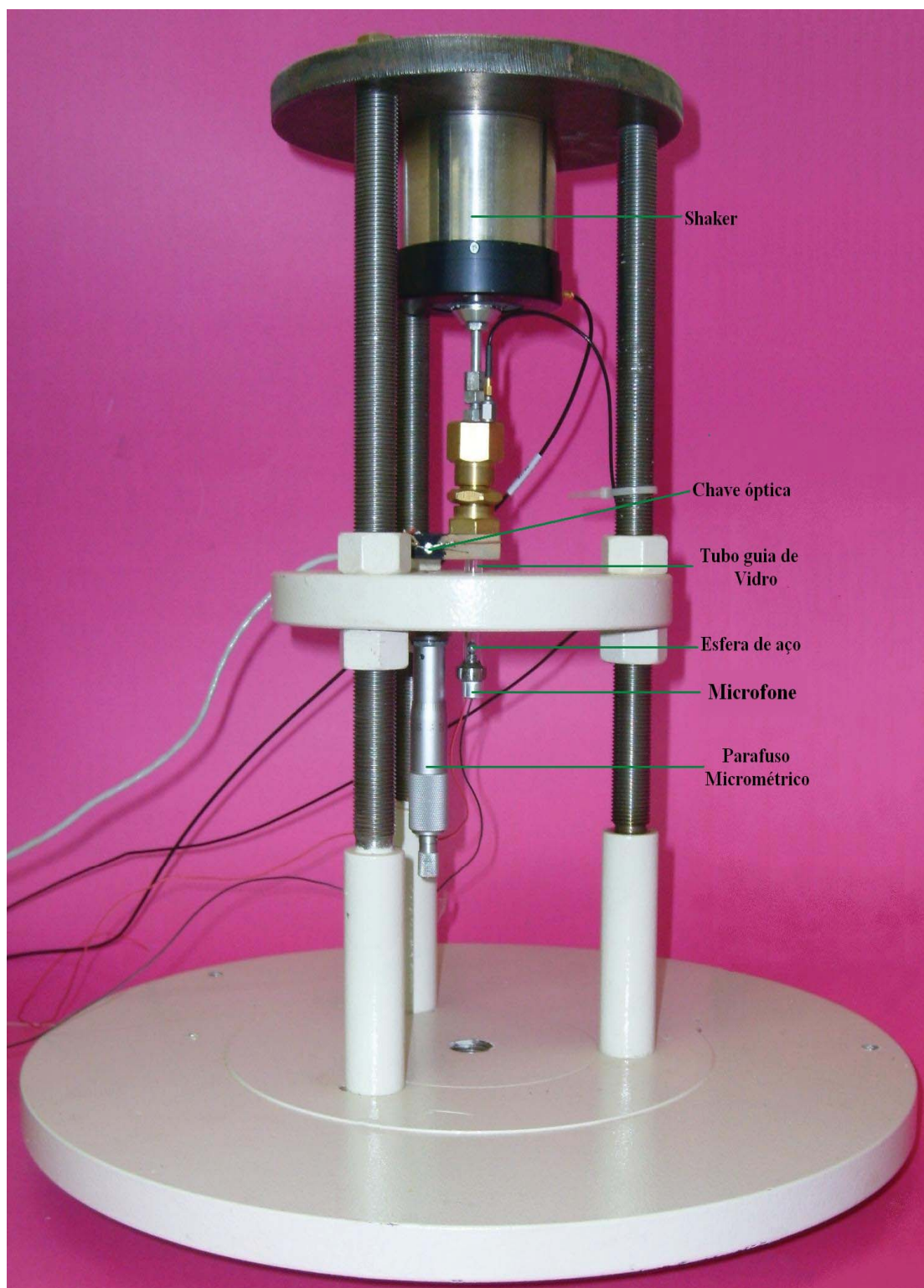


Figura1: Foto do experimento.

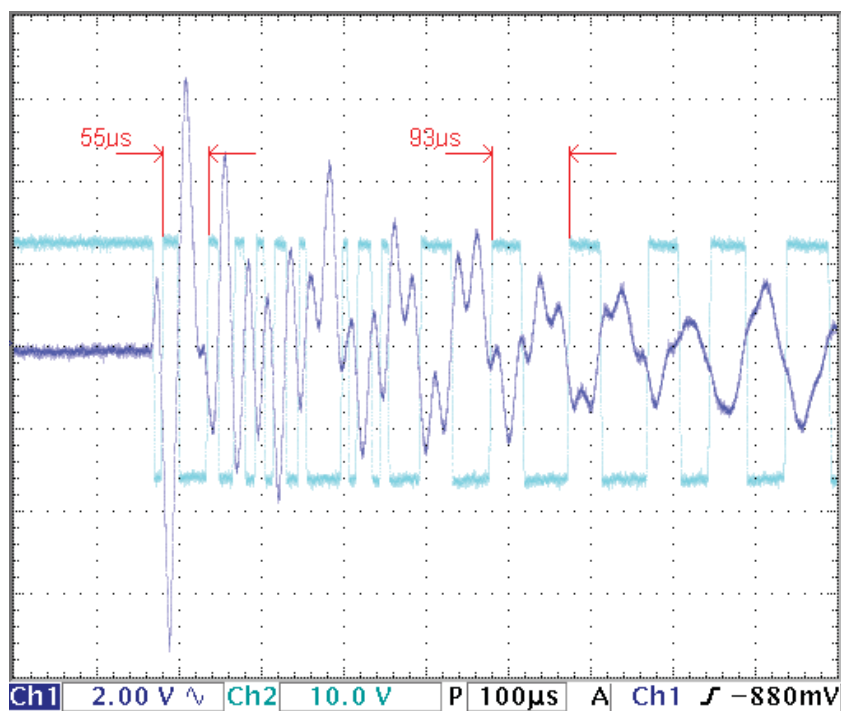


Figura 2: Resposta do microfone a um impacto de alta intensidade da esfera com a base metálica (azul escuro) e sinal da saída de um comparador com histerese (azul claro)

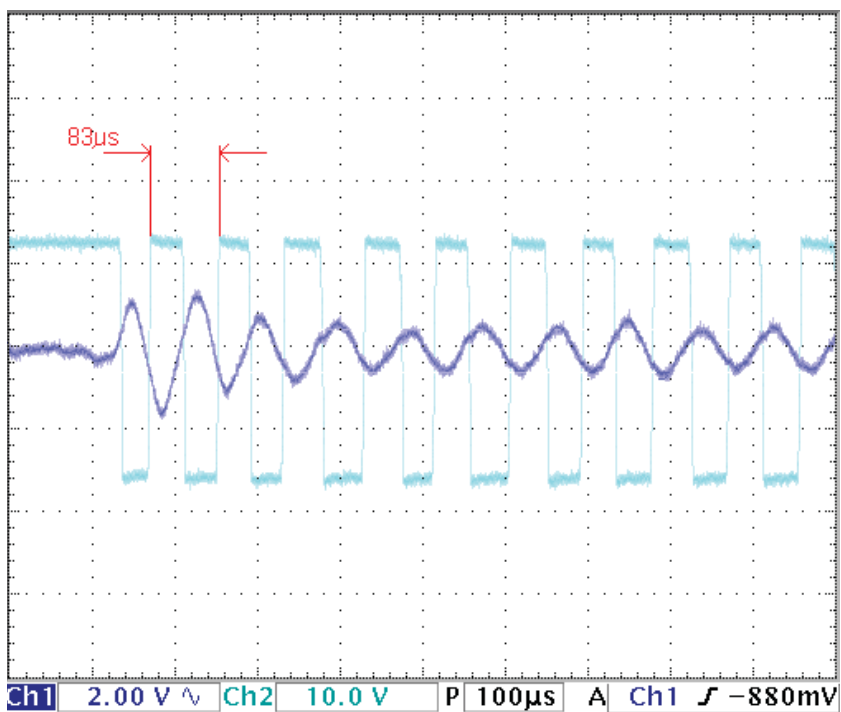


Figura 3: Resposta do microfone a um impacto da esfera metálica com a parede de vidro (azul escuro) e sinal da saída de um comparador com histerese (azul claro)

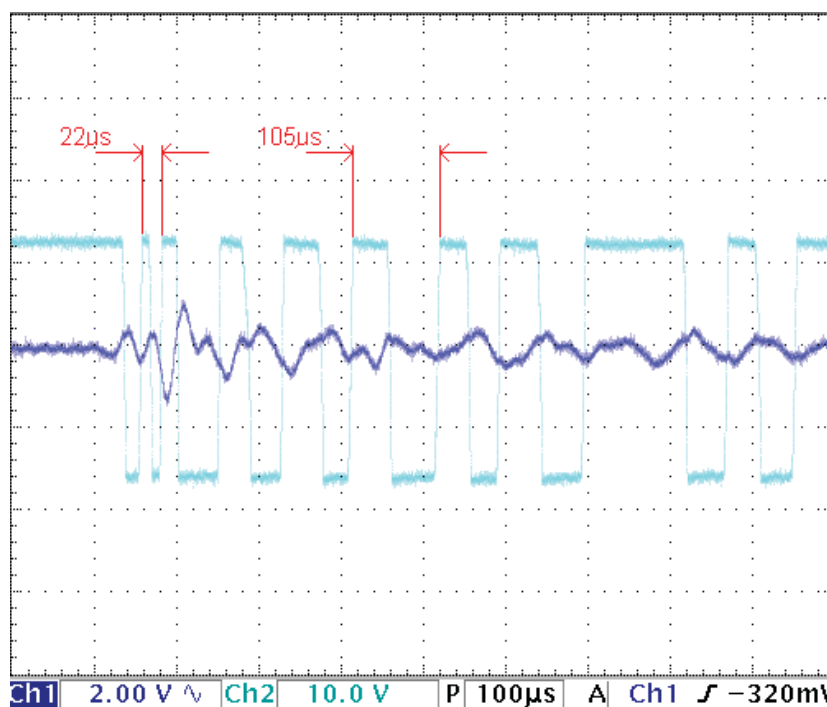


Figura 4: Resposta do microfone a um impacto de baixa intensidade da esfera metálica com a base metálica (azul escuro) e sinal da saída de um comparador com histerese (azul claro).

As figuras 2, 3 e 4 foram obtidas a por um osciloscópio digital Tektronix™ TDA 3014B.

1.2 Objetivos:

Desenvolver sistema eletrônico analógico seguido de sistema digital implementado em lógica reconfigurável, mais especificamente uma máquina sequencial capaz de discriminar os impactos com a base metálica dos impactos com o tubo guia de vidro, baseado nos períodos de oscilação das respostas do microfone a estes diferentes tipos de impactos.

1.3 Considerações.

Nosso problema baseia-se em discriminar os impactos da esfera com a base metálica dos impactos com a parede de vidro através das respostas obtidas por um microfone de eletreto, porém, partimos do pressuposto que os impactos da esfera com a parede de vidro obedecem a uma assinatura correspondente a (**figura 3**) e que os impactos da esfera com a base metálica obedece a assinatura das (**figuras 2 e 4**).

Mostraremos algumas características que sustentam a hipótese de que o impacto da esfera metálica com a parede de vidro tem uma assinatura correspondente a (**figura 3**).

Primeiro, sabemos que o tubo guia de vidro está na vertical no mesmo sentido do campo gravitacional e que não há forças ou campos que agem sobre a esfera capaz de interferir no seu movimento no sentido horizontal. Isso nos submete a crer que o deslocamento da esfera no sentido horizontal é movimento uniforme e que no sentido vertical o movimento é uniformemente variado.

Pelo fato de que há baixíssimas perdas de momento nos impactos, quando a esfera está viajando no interior do tubo guia de vidro espera-se que a esfera ao colidir com a parede guia a mesma inverterá o sentido da componente horizontal do momento.

A cada choque que a esfera realiza com a parede guia de vidro sua componente horizontal do momento é invertida fazendo com que a esfera se direcione e se choque no lado oposto da parede de vidro invertendo novamente sua componente horizontal do momento. Nesse processo a esfera metálica fica se chocando de um lado e do outro do tubo guia de vidro com tempos entre choques iguais visto que o movimento horizontal da esfera metálica é uniforme.

As respostas obtidas do microfone aos impactos da esfera metálica por um osciloscópio nos mostram uma sequência de pulsos igualmente espaçadas no tempo que indica que seja os impactos da esfera metálica com a parede guia de vidro.

Outro argumento que sustenta a hipótese da distinção dos diferentes tipos de impactos é que os impactos de maior intensidade observados pelo osciloscópio obedecem à assinatura da (**figura 2**), visto que a esfera pode estar descendo acelerada e se chocar com a base que está subindo.

2.1 Máquina de Estados Finitos:

Um circuito seqüencial síncrono consiste de um circuito combinacional e uma rede de memória formada por elementos de armazenamento (usualmente flip-flops);

A rede de memória define o estado atual da máquina de estados, representado pelo conjunto de flip-flops; O circuito seqüencial difere de um circuito combinacional puro na medida em que o próximo estado será definido não só a partir das entradas atuais, como também do estado atual.

Logo, as possibilidades de projeto aumentam enormemente com uso de circuitos sequenciais. Comumente conhecido como FSM da sigla em inglês (Finite State Machine).

O funcionamento dos circuitos seqüenciais pode ser representado por uma máquina de estado.

O conjunto dos valores armazenados em cada flipflop define o estado atual dessa máquina de estado. Há diversas codificações possíveis para a representação do estado atual com o conjunto de flipflops, com por exemplo:

A máquina de estados representada pelo circuito seqüencial síncrono pode ser implementada de duas maneiras equivalentes entre si de acordo com as figuras 5 e 6.

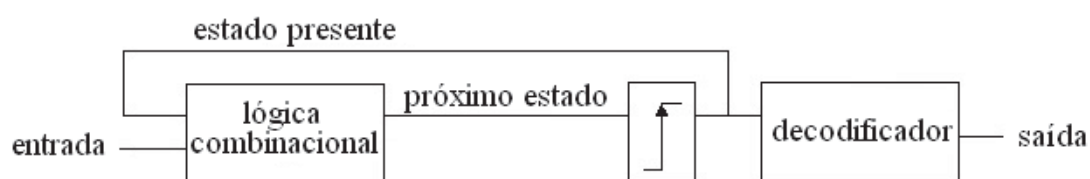


Figura 5: Diagrama de uma máquina de Moore.

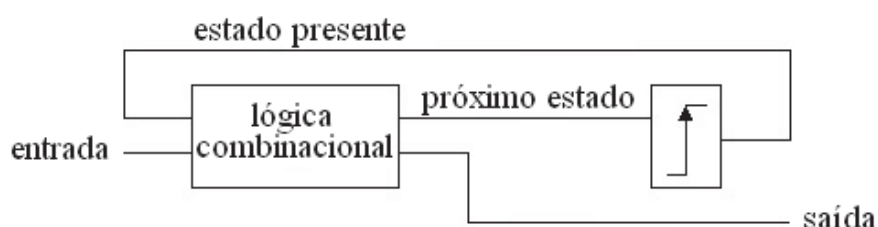


Figura 6: Diagrama de uma máquina de Mealy.

2.2 Representação de uma Máquina de Estados:

Uma maneira prática de representar uma máquina de estados finitos é por meio de grafos orientados. Um grafo orientado simboliza o estado presente e o estado futuro correspondentes a cada entrada.

A conexão entre os vértices são chamados arco e dependendo da entrada pode seguir caminhos diferentes, já a saída da máquina é representada pelo corpo de cada célula. Com os grafos podemos fazer máquinas capazes de realizar funções que não conseguiríamos fazer apenas com lógica combinacional.

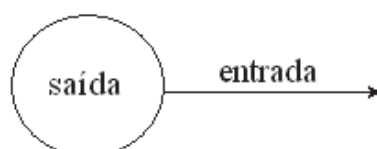


Figura 7: Exemplo de uma representação de um grafo.

2.3 Exemplo de Máquina de estados finitos.

Vamos imaginar que temos um gerador de onda quadrada (zeros e uns) que gere sinais binários sem obedecer nenhuma ordem. Queremos fazer máquina capaz de reconhecer uma sequência 011. Vejamos como fica essa máquina representada por grafos orientados na figura abaixo.

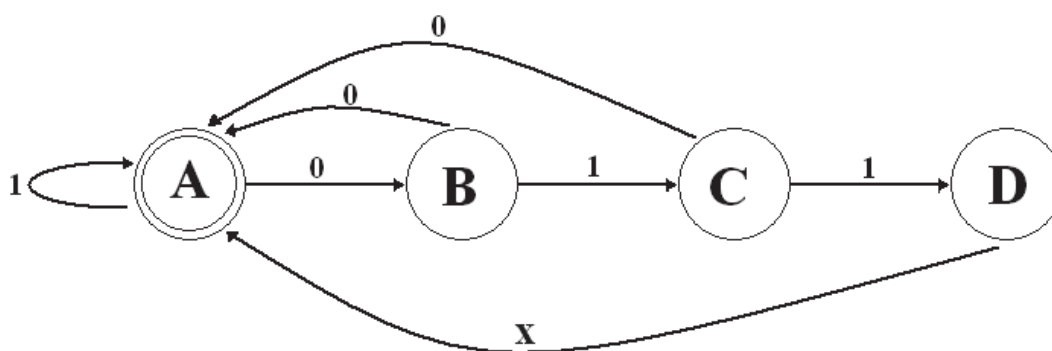


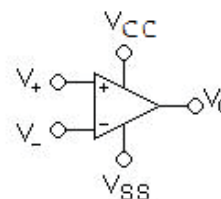
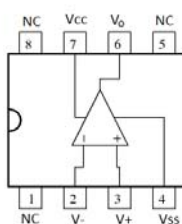
Figura 8: Grafo orientado capaz de reconhecer a sequência 011.

O estado A é o estado de reset ou também conhecido como estado inicial, e é o estado da máquina quando é ligada, já o estado D é o estado que gera a saída que desejamos.

O número que fica em cada aresta corresponde a entrada, que no caso é o gerador de ondas arbitrário.

3.1 Amplificadores Operacionais (AMPOPs):

O primeiro amplificador operacional (AMPOP) compacto foi criado pela empresa FAIRCHILD em 1963, o componente encapsulado foi batizado de $\mu A702$. Apesar de o seu desempenho ser muito fraco e de o seu custo ser elevado, este circuito foi um marco no projeto dos circuitos eletrônicos. Em 1965 a mesma empresa criou o $\mu A709$ e em 1968 o $\mu A741$ e devido ao fato da grande demanda desses componentes o preço dos AMPOP's baixou significativamente, e na mesma década sua variedade já passou do milhar.



Corrente de "offset" - O amplificador operacional ideal apresenta impedância de entrada infinita. Os amplificadores operacionais reais, entretanto, apresentam correntes de polarização em suas entradas. Essas correntes são geralmente devidas às correntes de base dos transistores bipolares de entrada do amplificador operacional ou ainda correntes de fuga da porta do transistor de efeito de campo (FET) em amplificadores dotados de FETs à entrada. Como, na prática, os dispositivos simétricos de entrada não são absolutamente iguais, as duas correntes de entrada são sempre ligeiramente diferentes. A diferença dessas correntes é chamada de corrente de "offset" de entrada.

Faixas de passagem - Existem várias maneiras de definir a faixa de passagem de um dispositivo. No caso dos amplificadores operacionais é usual referir-se a "Unit-Gain Crossover Frequency" - a frequência em que o ganho de tensão passa pelo ganho unitário e que chamaremos f_u . Nos amplificadores reais, esta frequência pode estar na faixa de 1 kHz até 100 MHz. Amplificadores operacionais monolíticos apresentam f_u na faixa dos 0,5 a 5 MHz.

"Slew Rate" - Define-se SLEW RATE (SR) de um amplificador como sendo a máxima variação de tensão de saída por unidade de tempo. Normalmente o SR é dado em V/ μ s. Em termos gerais, podemos dizer que o valor de SR nos dá a "velocidade" de resposta do amplificador. Quanto maior o SR, melhor será o amplificador. O AMPOP 741 possui o SR de 0,5V/ μ s, o LF351 possui SR = 13V/ μ s e o LM318 possui SR=70V/ μ s.

Costuma-se traduzir Slew Rate por taxa de subida, taxa de resposta, taxa de giro, etc.

Em amplificadores operacionais monolíticos, de uso geral, O SR vale alguns Volts por microssegundos. Em amplificadores operacionais construídos pela técnica de C.I.s híbridos, este valor pode ser muito grande, por exemplo, $Sr = 2000 \text{ V/ms}$.

3.3 Comparadores:

Os comparadores pertencem a uma classe de circuitos muito usados para a conversão de sinais analógicos para sinais de dois níveis. Essa conversão é feita pela comparação do sinal de entrada com um sinal de referência. Sempre que o sinal passa de um valor menor do que o da referência para um valor maior, ou vice-versa a tensão de saída do comparador muda abruptamente de estado. O caráter desta mudança de estado fica a escolha do projetista do circuito, que pode fazer com que a saída do circuito seja compatível com a lógica TTL, ECL ou outras, dentro de uma faixa de aproximadamente $\pm 15 \text{ Volts}$. Como exemplo, vamos ilustrar diferentes configurações de comparadores.

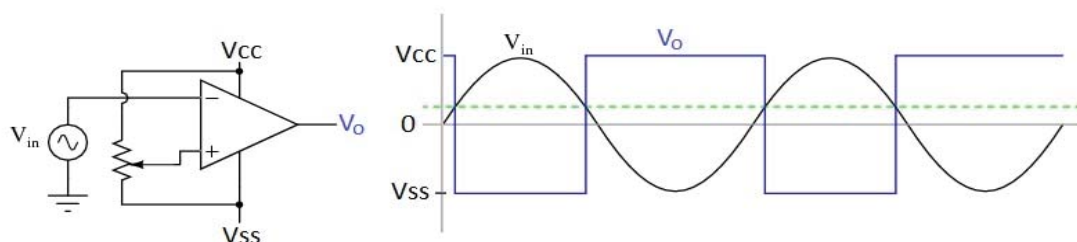


Figura 10: Um AMPOP configurado para comparador, nota que o nível de comparação foi ajustado para uma tensão positiva próximo de zero (pontilhado em verde).

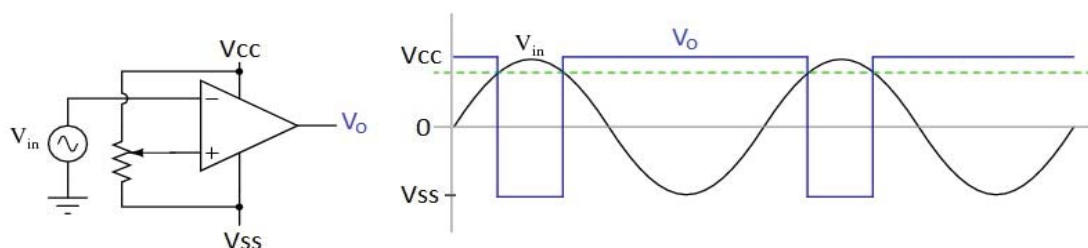


Figura 11: Um AMPOP configurado para comparador, nota que o nível de comparação foi ajustado para uma tensão positiva próximo de V_{CC} (pontilhado em verde)

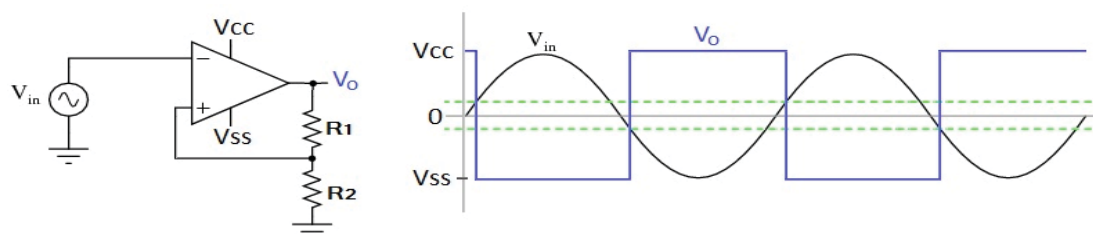


Figura 12: Um AMPOP configurado para comparador com histerese, nota que há dois níveis de comparação, o sinal de comparação (pontilhado em verde) depende da saída.

No nosso projeto decidimos por usar o comparador com histerese, visto que o sinal do microfone apresenta ruídos e se usássemos um comparador fixo a saída do AMPOP chavearia toda vez que a oscilação do ruído passasse pelo nível de comparação. A histerese evita disparos múltiplos quando o sinal apresenta ruído sobreposto.

4.1 Filtros:

Os filtros eletrônicos constituem um tipo de circuito muito importante em tratamento de sinais de comunicação e instrumentação. São associações elétricas que respondem a variação de frequência, podendo produzir resultados satisfatórios em eliminar ou apenas filtrar determinadas frequências pré-estabelecidas.

O termo passivo refere-se ao fato de estescircuitos se utilizam apenas de componentes resistivo, indutivo e capacitivo e que não requerem alimentação para produzir o resultado desejado.

Os filtros ideais possuem as seguintes configurações conforme a **figura 13**, onde $|T|$ é a resposta de amplitude, f é a frequência e f_c é a frequência de corte. A largura da faixa passante e da faixa rejeitada é dado por $(f_2 - f_1)$.

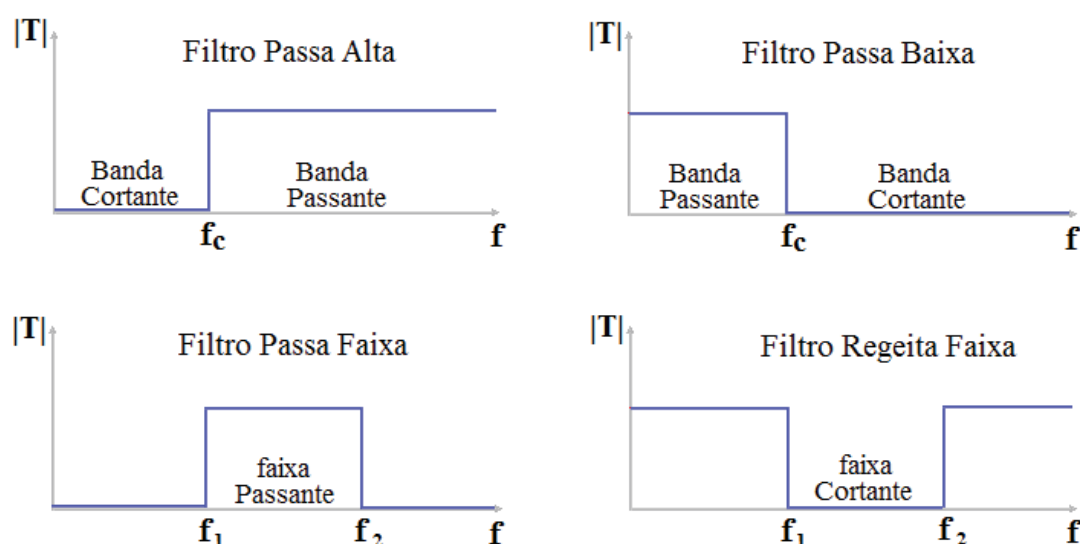


Figura 13: Características dos filtros ideais.

Como podemos ver na (figura 13) num um filtro ideal, após a passagem do sinal pelo filtro, não haveria nenhuma componente com frequência dentro da faixa de rejeição estipulada. Entretanto, um filtro deste tipo é fisicamente impossível de ser realizado, sendo possíveis várias aproximações de implementação objetivando uma aproximação da função de transferência de um filtro ideal.

Há cinco aproximações normalizadas que se usam como compromissos às respostas ideais dos diferentes tipos de filtros. Cada uma oferece uma vantagem que as demais não têm. A aproximação escolhida por um projetista depende do que se considera aceitável na aplicação pretendida.

Citaremos agora algumas das aproximações mais frequentes e justificaremos a escolha de uma delas, a qual é a mais adequada à nossa necessidade. Estas aproximações são: Butterworth, Chebshev, Chebshev inversa, Cauer (Elíptico) e Bessel. Cada uma possui algumas características que mais as aproximam do caso ideal, enquanto que outras características as afastam do caso ideal, não sendo possível a escolha de uma aproximação que possua todas as características que a aproxime do caso ideal.

Tipo de filtro	Banda de passagem	Banda de corte	Declive de transição
Butterworth	Plana	Não ondulada	Bom
Chebyshev	Ondulada	Não ondulada	Muito bom
Chebyshev inversa	Não ondulada	Ondulada	Muito bom
Cauer (Elíptico)	Ondulada	Ondulada	O melhor
Bessel	Plana	Não ondulada	Ruim

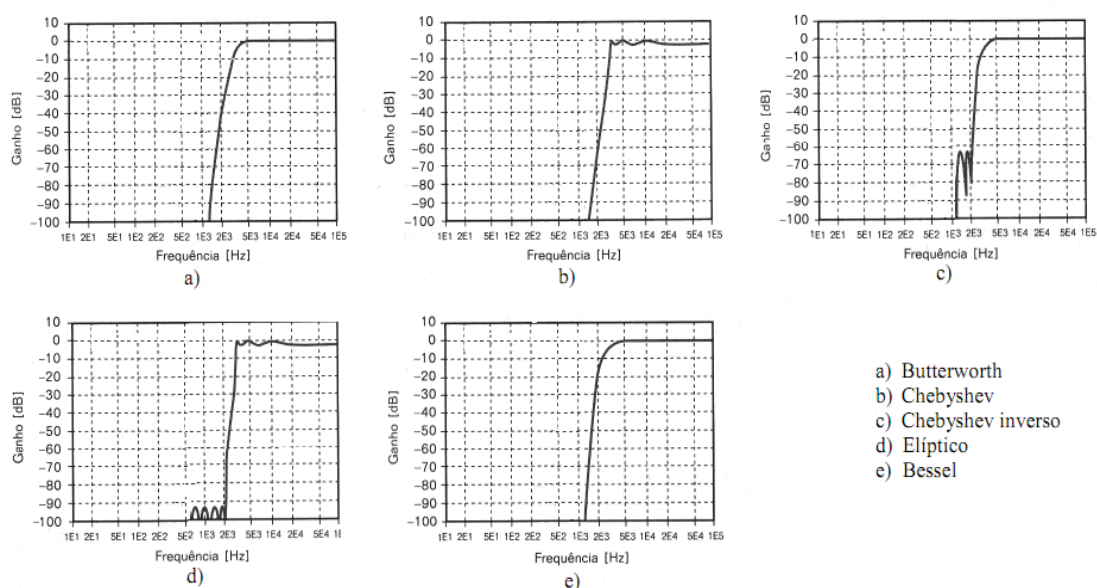


Figura 14: Características das aproximações dos filtros reais.

5.1 Lógica reconfigurável:

A computação reconfigurável baseia-se em dispositivos lógicos reprogramáveis que podem atingir um desempenho elevado e, ao mesmo tempo, fornecer a flexibilidade da programação a nível de portas lógicas.

Um dispositivo de hardware típico utilizado em computação reconfigurável são as FPGAs (FieldProgrammable Gate Arrays). A velocidade e os recursos disponíveis em FPGAs recentes são comparáveis com os dos ASICs (Application Specific Integrated Circuit) enquanto gozam de muita da flexibilidade inerente às implementações em software. [35]

As FPGAs são os dispositivos lógicos programáveis de maior capacidade disponível hoje em dia. O número de portas de sistema em FPGAs comerciais tem crescido bastante rapidamente desde a sua introdução nos meados dos anos 80, e atinge atualmente 10M em

dispositivos da Xilinx [36]. A arquitetura típica de uma FPGA está representada na (figura 15).

Uma FPGA inclui um array de blocos lógicos interligados por recursos de encaminhamento e cercado por um conjunto de blocos de entrada/saída, sendo todos estes componentes programáveis pelo utilizador. Os blocos lógicos contêm elementos combinatórios e sequenciais possibilitando a implementação de funções lógicas bem como de circuitos sequenciais. Os recursos de encaminhamento incluem segmentos de pistas de ligação pré-fabricadas e interruptores programáveis. Um circuito lógico é implementado em FPGA ao distribuir a lógica entre os blocos individuais e interligá-los posteriormente com os interruptores programáveis. É de notar que os atrasos resultantes são fortemente influenciados pela distribuição da lógica e pela estrutura de encaminhamento. Portanto, o desempenho de circuitos mapeados em FPGA depende bastante da eficácia das ferramentas CAD (Computer Aided Design) utilizadas para a implementação.

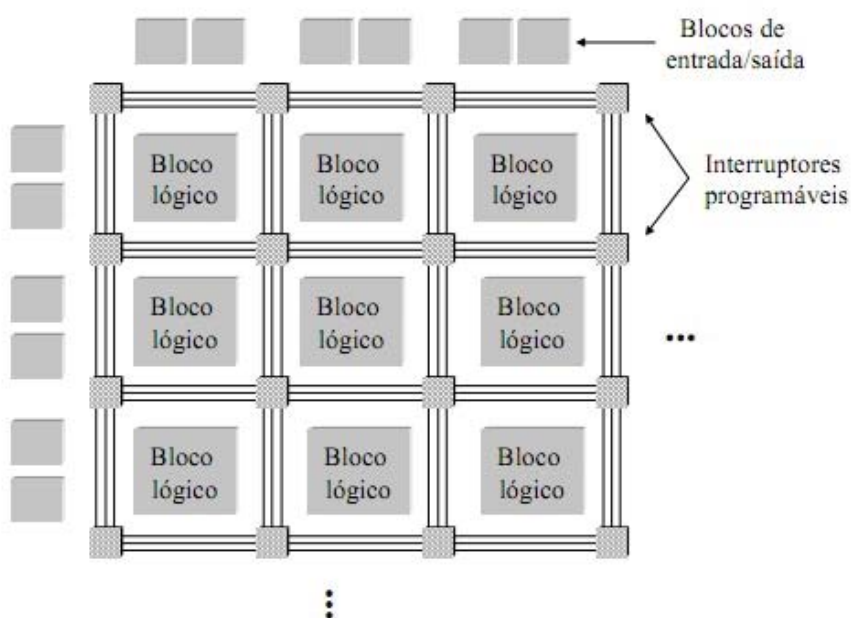


Figura 15: Arquitetura típica de PFGA.

Uma das maiores vantagens das FPGAs é a sua arquitectura flexível que serve muito bem para uma ampla gama de aplicações. Estas aplicações incluem implementação de

controladores de dispositivos, circuitos de codificação, lógica arbitrária, prototipagem e emulação de sistemas, etc. As FPGAs recentes passaram a incorporar várias estruturas heterogêneas tais como blocos de memória, o que possibilita a implementação de sistemas completos num único encapsulamento.

A especificação do circuito a ser implementado numa FPGA, pode ser feita com a ajuda de linguagens de descrição de hardware (VHDL, Verilog, ABEL, etc.) ou através de criação de um diagrama esquemático com uma ferramenta gráfica de projeto assistido por computador.

6.1 Elaboração do Filtro.

No nosso projeto desejamos a resposta mais íngreme na banda de transição, pois queremos atenuar o máximo possível a ondulação senoidal provocada pela excitação do shaker no microfone de eletreto sem, no entanto atenuar as componentes espectrais de alta frequência características da resposta do microfone aos impactos da esfera com a base.

Como pode ser visto, os filtros com aproximação de Butterworth e Bessel possuem as piores respostas na banda de transição, enquanto o filtro com aproximação de Chebyshev inverso possui uma resposta de transição muito mais íngreme que as outras, porém, as custas de oscilações na banda de corte, comprometendo a característica desejável de atenuação da resposta do microfone à baixa frequência de oscilação da base.

Quanto às oscilações na banda passante, presente na aproximação Chebyshev, esta não compromete o nosso propósito, pois embora provoque distorções na resposta do microfone aos impactos, esses são claramente detectáveis, o que é a nossa intenção. Tais distorções também podem ser provocadas por deslocamento de fase, o qual é pouco presente na aproximação de Bessel, já por nós excluída pelas suas características na banda de transição. Entretanto, tais distorções presentes na aproximação de Chebyshev também não comprometem as características da saída do filtro para a detecção dos impactos. Desta maneira as características da aproximação de Chebyshev são as mais compatíveis com os nossos propósitos, recaindo sobre esta a nossa escolha.

A topologia de filtros Sallen-Key usa componentes ativos (AMPOP) e passivos (resistores, capacitores) organizados da seguinte maneira para um filtro passa alta de segunda ordem:

O filtro Sallen-Key é um filtro muito popular, que pode ser usado para criar estágios de filtro de 2^a ordem que podem ser conectadas em cascata para formar filtros de ordem

maior. O AMPOP fornece buffer entre estágios de filtro, de modo que cada estágio pode ser concebido independentemente dos outros.

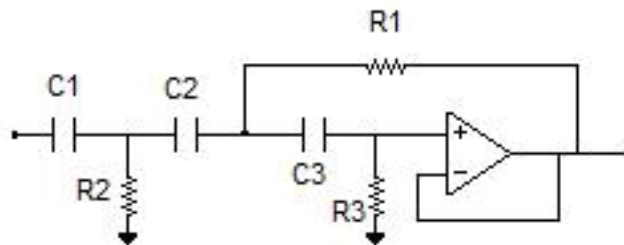


Figura 16: Diagrama do filtro Sallen-Key passa alta.

Além da melhoria das características da banda de transição pela adoção de um filtro de terceira ordem, a aproximação de Chebyshev permite que tal característica seja ainda melhorada com uma maior amplitude de oscilação tolerada na banda passante. Desta forma nossa escolha recaiu sobre a aproximação de Chebyshev de terceira ordem com pico de oscilação na banda passante de 3 dB.

O próximo passo foi fazer as escolhas dos valores e dos capacitores apresentados no circuito acima, já que com diferentes valores, obtemos diferentes aproximações e frequências de corte. A literatura sobre implementações de filtros eletrônicos com topologia Sallen-Key propõe os seguintes passos:

- i) Calcular: $C = 1/(6.28Fc)$, onde Fc é a frequência de corte desejada;
- ii) Escolher um valor apropriado para a constante K de tal maneira que os valores $C1=C2=C3=(C/K)$ sejam disponíveis comercialmente.
- iii) Descoberto o valor de K , calcular os valores de $R1 = KR1'$, $R2 = KR2'$ e $R3 = KR3'$ pela tabela abaixo:

RESPOSTA	$R1'$	$R2'$	$R3'$
Bessel	0.7027	1.012	3.940
Butterworth	0.2820	0.7184	4.941
Chebyshev 0.1dB pico	0.1503	0.5479	7.435
Chebyshev 3.0dB pico	0.2303	0.2756	39.48

Tabela 1: Relações das constantes de resistência referente a cada aproximação.

Como as componentes espectrais características do impacto da esfera com a base é de aproximadamente 4 KHz e a frequência de oscilação da base será da ordem de 40Hz, escolhemos como frequência de corte $F_c=400$ Hz. Assim, foi calculado pelo passo i) $C = 0,000398089$. Logo, como queríamos $C1 = C2 = C3 = 10 \mu F$, a constante K estabelecida foi de 3978,8. Assim, os valores obtidos de cada resistor foram:

$$R1 = 91,631764 \Omega$$

$$R2 = 1096,55728 \Omega$$

$$R3=157083,024\Omega.$$

Entretanto, como estes valores não são disponíveis comercialmente, foram substituídos por:

$$R1 = 100 \Omega$$

$$R2 = 1000\Omega$$

$$R3= 150 K\Omega$$

Os quais proporcionaram a resposta mais próxima da desejada.

Na figura 21 pode-se observar uma imagem obtida pelo osciloscópio comprovando o funcionamento adequado do filtro.

7.1 Deslocamento da base

Um parafuso micrométrico (ver figura 1) é usado para medir a amplitude de movimento da base móvel. Esta medida foi feita com o auxílio de um par emissor-detector luminoso solidário ao acoplador tubo-excitador (esquema ilustrado na figura17). Entre o emissor e o detector estabelece-se um feixe luminoso que pode ser eclipsado (notado diretamente na saída do detector) pelo parafuso micrométrico.

A medição da amplitude de movimento da base foi feita da seguinte maneira:

Com o parafuso micrométrico abaixo do feixe de luz, sem interceptá-lo, começamos a levantar o parafuso micrométrico vagarosamente. A partir de um determinado ponto, foi possível perceber que o sinal do fototransistor foi deformado por pequenos vales, o que indica que a quantidade de luz aumentou no fototransistor. Isto se deve ao fato de que mesmo o parafuso micrométrico ter sido enegrecido com fuligem, a cabeça do parafuso ainda apresenta

um certo grau de reflexão, fazendo com que alguns feixes de luz que antes não atingiam o fototransistor, fossem percebidos por ele através da reflexão.

Levantando-se um pouco mais o micrômetro, percebe-se no centro dos vales obtidos, uma pequena colina, indicando que o parafuso micrométrico começou a eclipsar o feixe de luz produzido pelo led (1º extremo).

Levantando-se mais o parafuso, pode-se perceber um aumento de tamanho da colina antes obtida.

Ainda levantando o parafuso micrométrico observa-se uma oscilação.

Com o parafuso na iminência de eclipsar por completo o feixe luminoso, obteve-se um sinal do fototransistor quase que contínuo, com exceção de pequenos vales no sinal.

Subindo minimamente o parafuso micrométrico, obtivemos um sinal contínuo novamente, indicando que o micrômetro eclipsou totalmente o feixe de luz produzido pelo led (2º extremo).

A distância medida pelo parafuso micrométrico entre estas duas situações extremas correspondia assim ao deslocamento da base móvel mais a espessura do feixe, a qual foi obtida com igual procedimento, porém com a base em repouso. Assim, subtraindo a medida encontrada com a base em repouso (espessura do feixe) da medida obtida com a base em movimento, obteve-se o deslocamento de pico-a-pico da base. A figura abaixo ilustra o mecanismo descrito acima:

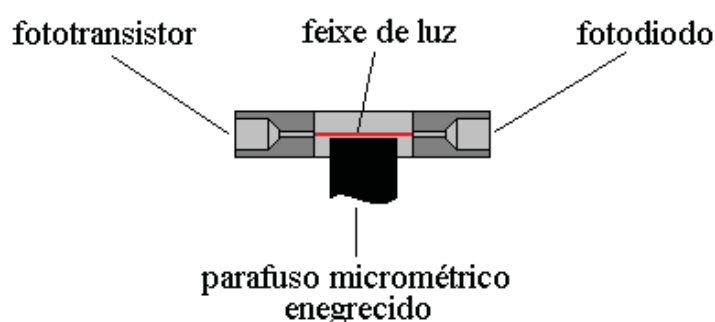


Figura 17: Mecanismo do parafuso micrométrico e da chave óptica.

Uma vez obtida a posição destas duas situações extremas medidas pelo parafuso micrométrico, este foi fixado na medida média, o que fazia com que metade do feixe fosse eclipsado quando a base fosse mantida em repouso. Nesta situação, fixou-se a posição de um cursor disponível em nosso osciloscópio de modo que ele se sobrepusesse à medida apresentada pelo detector e que era então usada como referência inferior em um comparador

com histerese estabelecida em um nível mínimo necessário para a produção do sinal de referência de fase do movimento senoidal da base sem ser sensível aos ruídos do sinal do detector (ver figura abaixo).

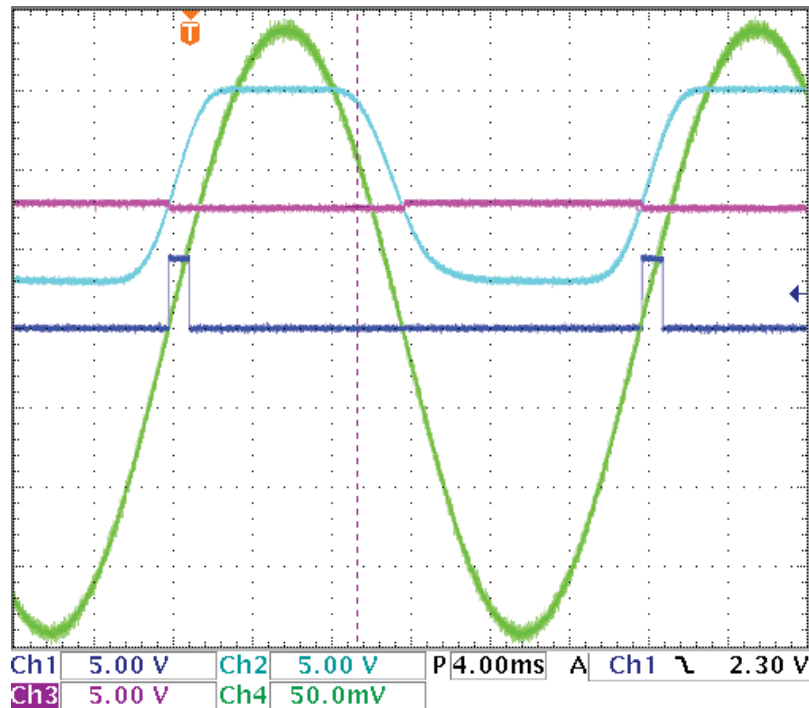


Figura 18: O canal verde é o sinal proveniente da excitação do chaker, o canal azul escuro já em TTL é proveniente do circuito comparador (Bloco B6 da figura 17), já o sinal em rosa é a histerese do sinal provindo do foto transistor que é o azul claro.

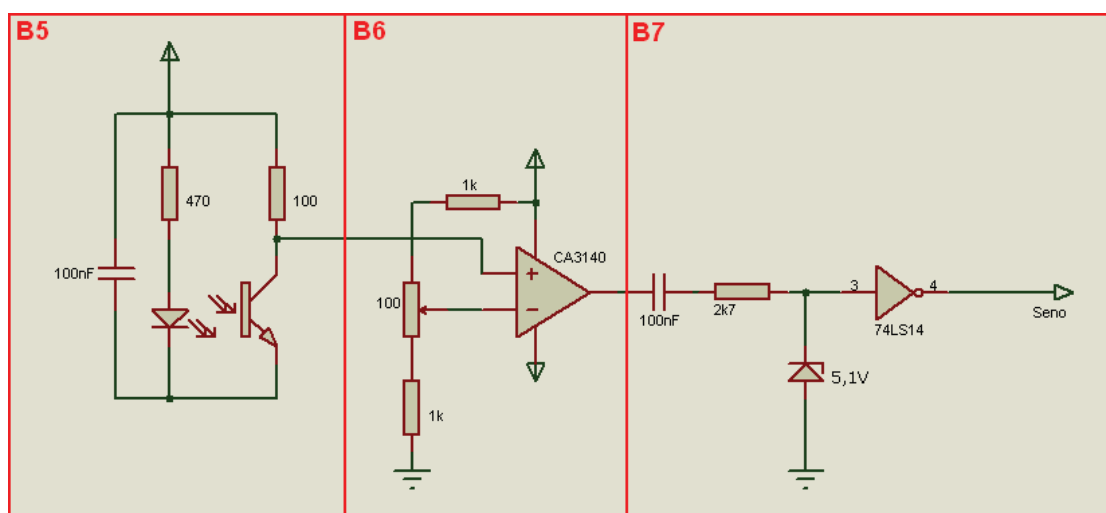


Figura 19: bloco B5: chave óptica utilizada para referência de fase e amplitude de oscilação; B6: Comparador com histerese; B7: Circuito responsável para transformar a saída do AMPOP em nível TTL compatível com a placa de aquisição da Altera.

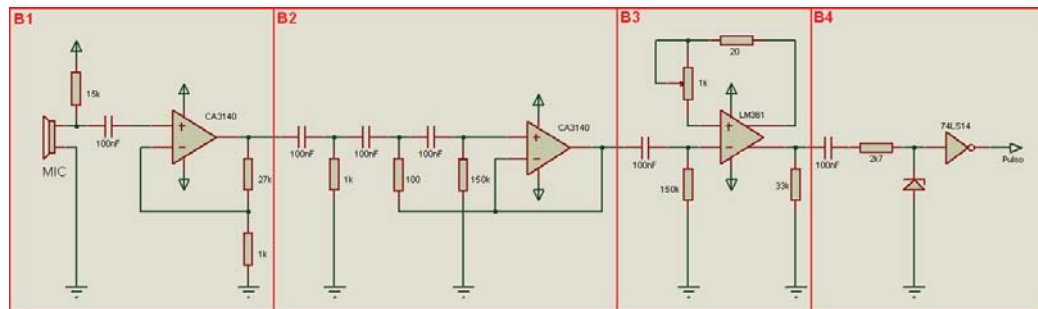


Figura 20: B1-Amplificador do sinal do microfone de eletreto; B2-Filtro Passa Alta; B3-Comparador co histerese; B4-Responsável para deixar o sinal compatível com lógica TTL (em inglês Transistor Transistor Logic).

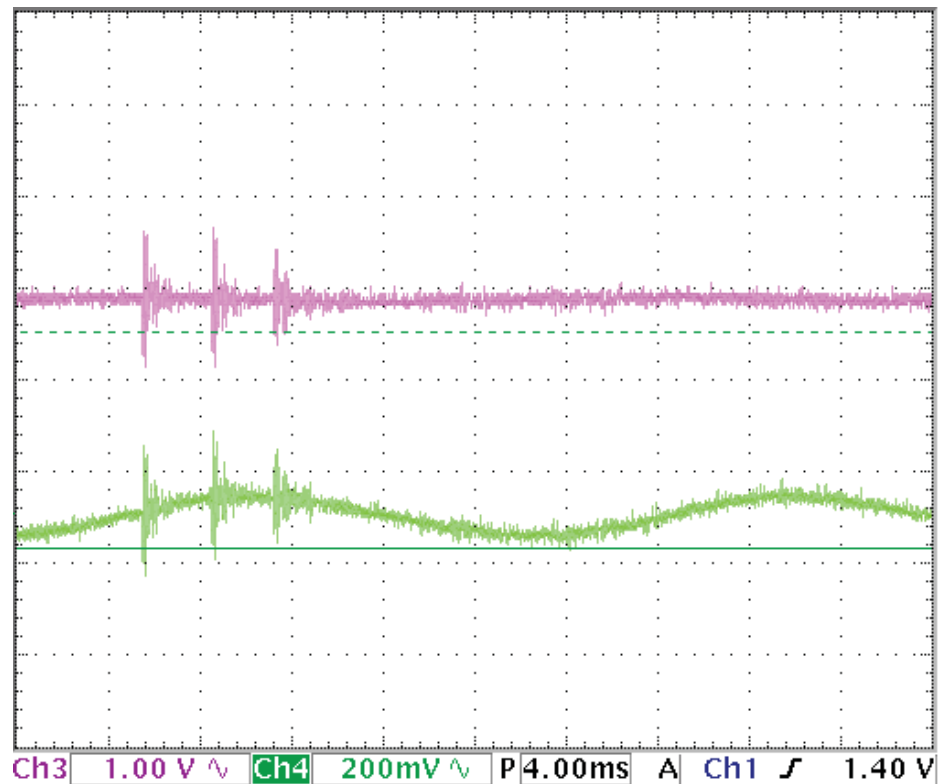


Figura 21: Sinal do microfone amplificado (verde) e a saída do filtro sem a componente de 42Hz (rosa).

8.1 A Lógica:

A máquina sequencial foi especificada por meio de um grafo orientado (Figura 22), que representa as transições entre estados em função das combinações de entradas, sendo a menos significativa, o pulso obtido do comparador e a mais significativa, um sinal que vai a

nível baixo quando, a partir do último pulso, é transcorrido um tempo limite ($60\mu s$) que discrimina pulsos curtos dos longos.

O anel 0-1-2-0 é percorrido enquanto a máquina for submetida a pulsos longos ou nele ficará na ausência de pulsos, saindo para o estado 3 quando da chegada do primeiro pulso curto (pulso em nível alto antes de transcorrer o tempo limite), característico do impacto com a base metálica. O anel 4-15-4 é percorrido enquanto a máquina for submetida a pulsos curtos, saindo pelo estado 4 quando da chegada do primeiro pulso longo e alcançando o estado 1 quando da chegada de quatro pulsos longos seguidos, podendo retornar para o estado 4 através do estado 14 se tal sequência de 4 pulsos longos for interrompida por um pulso curto. A máquina foi implementada usando-se circuito reconfigurável Altera™ por meio de um software de auxílio a projeto (Quartus II™).

A máquina sequencial é sincronizada pela borda de descida do clock, porém os demais circuitos são sincronizados por ambas bordas. O “pulso_sinc” que é o pulso provindo do comparador com histerese sincronizado com o clock produz a entrada menos significativa das arestas do grafo orientado, enquanto a mais significativa é produzida pelo bloco “tempo_limite” que é o tempo de comparação que discrimina os pulsos longos dos pulsos curtos. Na máquina sequencial representada pelo grafo o estado 3 gera a saída (i), nesse estado a máquina faz a aquisição.

Os demais estados possui a saída (i) negada, ou seja, não faz aquisição. No grafo as saídas i negadas não são mostradas para não poluir a imagem.

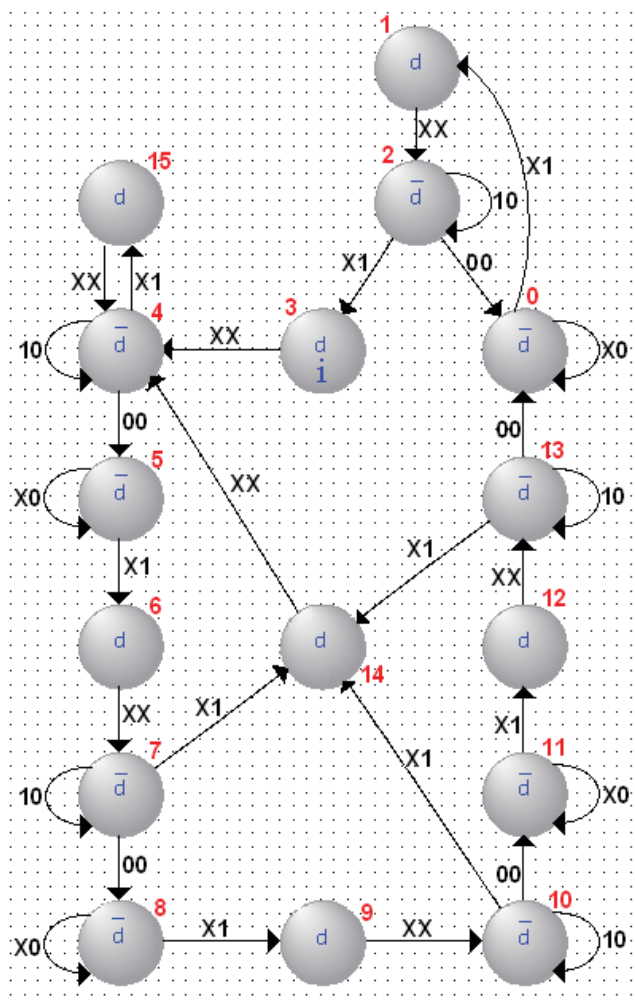


Figura 22: Grafo orientado, o estado 0 (zero) é o estado de reset. Obs. Todos os estados exceto o estado três têm saída $\bar{i}$ negado.

Com o grafo pronto a próxima etapa foi construir uma tabela verdade, para isso escrevemos os estados da máquina em números binários. Como a máquina possui 16 estados diferentes serão necessárias quatro variáveis de estados.

Portanto a tabela terá seis variáveis de entrada sendo o Tempo e Pulso mais quatro variáveis de estados e quatro variáveis de saída representando os estados futuros. Como pode ser vista na (tabela 2).

Entrada		Estado atual				Estado futuro			
T	P	q3	q2	q1	q0	d3	d2	d1	d0
X	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X	1	0	0	0	0	0	0	0	1
X	0	0	0	0	1	0	0	1	0
X	1	0	0	0	1	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
X	1	0	0	1	0	0	0	1	1
X	1	0	0	1	1	0	0	1	1
X	0	0	0	1	1	0	1	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1	0	1
X	1	0	1	0	0	1	1	1	1
X	0	0	1	0	1	0	1	0	1
X	1	0	1	0	1	0	1	1	0
X	1	0	1	1	0	0	1	1	0
X	0	0	1	1	0	0	1	1	1
0	0	0	1	1	1	0	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	0	0	0
X	1	0	1	1	1	1	1	1	0
X	0	1	0	0	0	1	0	0	0
X	1	1	0	0	0	1	0	0	1
X	1	1	0	0	1	1	0	0	1
X	0	1	0	0	1	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
X	1	1	0	1	0	1	1	1	0
X	0	1	0	1	1	1	0	1	1
X	1	1	0	1	1	1	1	0	0
X	1	1	1	0	0	1	1	0	0
X	0	1	1	0	0	1	1	0	1
0	0	1	1	0	1	1	1	0	1
X	1	1	1	0	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	1	0	0	0	0
X	1	1	1	1	0	1	1	1	0
X	0	1	1	1	0	0	1	0	0
X	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X	0	1	1	1	1	0	1	0	0

Tabela 2: Tabela verdade do grafo orientado.

Para sintetizar as funções lógicas de saídas para d0, d1, d2 e d3 utilizamos o Software Logic Friday que é um software livre para análise, síntese e otimização de funções lógicas booleanas. [37], ma para isso tivemos que deixar a tabela compatível com o programa Logic Friday. Tudo que vem antes de duas vírgulas consecutivas são entradas e tudo que vem após são saídas; conforme a figura abaixo:

T	P	q3	q2	q1	q0	d3	d2	d1	d0
x	0	0	0	0	0	0	0	0	0
x	1	0	0	0	0	0	0	0	1
x	x	0	0	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
x	1	0	0	1	0	0	0	1	1
x	x	0	0	1	1	0	1	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1	0	0
x	1	0	1	0	0	1	1	1	1
x	0	0	1	0	1	0	1	0	1
x	1	0	1	0	1	0	1	1	0
x	x	0	1	1	0	0	1	1	1
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	1	1	1	0	1	1	1
x	1	0	1	1	1	1	1	1	0
x	0	1	0	0	0	1	0	0	0
x	1	1	0	0	0	1	0	0	1
x	x	1	0	0	1	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	0	1	1
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
x	1	1	0	1	0	1	1	1	0
x	0	1	0	1	1	1	0	1	1
x	1	1	0	1	1	1	1	0	0
x	x	1	1	0	0	1	1	0	1
0	0	1	1	0	1	0	0	0	0
x	1	1	1	0	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	1	1	1	0	1
x	x	1	1	1	0	0	1	0	0
x	x	1	1	1	1	0	1	0	0

Figura 23: Tabela no formato (.txt) compatível com o software Logic Friday.

Saída das equações minimizadas gerada pelo software Logic Friday:

$$d0 = TP'q3q2q1' + TP'q3'q2q0 + TP'q3'q2q1' + TP'q3q2'q1 + Pq3q2q1q0 + Pq3'q2q1'q0' + P'q3q2q1'q0' + P'q3'q2q1q0' + P'q3q2'q1q0 + Pq3'q2' + Pq2'q1';$$

$$d1 = TP'q3q2'q1 + Pq3'q2q1'q0' + P'q3q2'q1q0 + P'q3'q2q1q0' + Tq3'q2q1 + Tq2'q1q0' + P'q2'q1'q0' + Pq1q0' + Pq3'q1 + Pq2q0;$$

$$d2 = P'q3'q2'q1q0 + TP'q3'q2q0 + TP'q3q2q1' + TP'q3'q2q1' + Pq3q1 + Pq2q0 + q3q2q1 + q2q0';$$

$$d3 = TP'q3q2q1' + T'q3'q2q1q0 + Pq3'q2q1'q0' + P'q3q2q1'q0' + Pq2q1q0 + Pq3 + q3q2';$$

Onde o símbolo (') significa a negação, por exemplo, P' é a negação de P.

De posse dessas equações minimizadas foi construído a máquina de Moore esquematizada na figura abaixo.

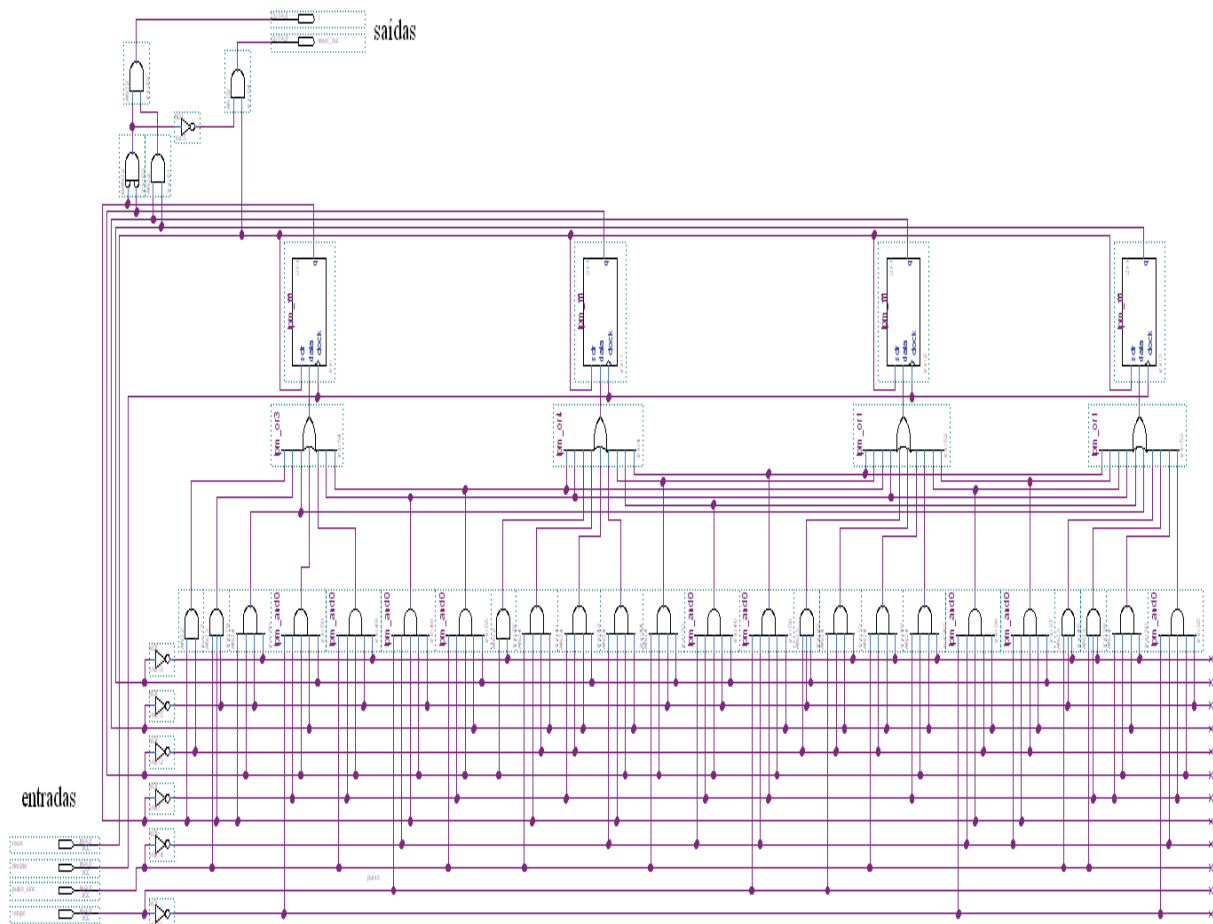


Figura 24: Diagrama de esquemático da máquina sequencial principal.

8.2 Reset

Entrada pra reiniciar a máquina de Morre, ao elevar essa entrada ao nível alto todos os flip-flops serão resetados e a máquina é levada ao seu estado inicial que é o estado zero representado pelo grafo orientado. O reset serve para levar a máquina ao estado zero quando se passa um longo período de tempo sem vir pulsos, esse tempo foi estabelecido como sendo o maior tempo de voo da esfera de aço dentro do guia de vidro.

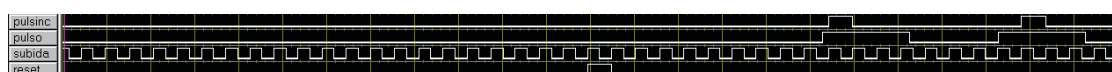


Figura 25: Sinais de simulação pelo analisador de estados lógicos Tektronix™ TLA 601 mostrando o funcionamento do reset da máquina.

8.3 Sincronismo do pulso

É o pulso proveniente da digitalização dos impactos da esfera de aço com a base metálica e a parede de vidro, porém esse sinal está sincronizado com o clock da máquina segundo a imagem abaixo:

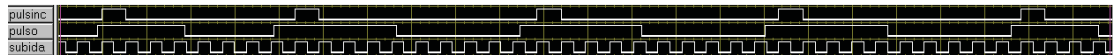


Figura 26: Sinais de simulação pelo analisador de estados lógicos Tektronix™ TLA 601 mostrando o funcionamento sincronismo do pulso (pulsosinc)..

8.4 Borda de Descida:

É o relógio da máquina, nessa borda que os flip-flops são sincronizados. Esse sinal é provindo de um oscilador interno do chip da Altera. O sinal descida é o inverso da do sinal subida, ou seja, quando o sinal descida está em alto o sinal subida está em baixo e vice versa.

8.5 Tempo de referencia:

O tempo é o sinal vindo de um contador (uma espécie de cronômetro) que conta os pulsos de clock para que a máquina de Moore possa usar a referência de tempo para poder comparar e discriminar os pulsos longos de curtos.



Figura 27: Sinais de simulação pelo analisador de estados lógicos Tektronix™ TLA 601 mostrando o funcionamento do tempo limite.

8.6: Sinal da aquisição i:

Esse sinal é responsável para a aquisição e é levado ao nível alto quando a máquina passa pelo estado 3 (011 em binário) do grafo orientado.

8.7: Auto reset.

Reset_out: essa saída é utilizada para realimentar uma outra máquina responsável pelo reset.

O auto reset funciona da seguinte forma: Quando a máquina passa por um grande intervalo de tempo sem que haja pulsos incidentes, ou seja, quando a esfera está voando no

interior do tubo guia de vidro sem colisões a máquina é "resetada" para que o próximo impacto seja analisado a partir do estado zero do grafo orientado.

Esse tempo que usamos para o reset é o tempo máximo de voo da esfera de aço no interior do tubo guia de vidro, calculado a partir da equação do movimento e do comprimento do tubo guia.

8.8: Outras Máquinas do projeto:

Em seguida apresentaremos algumas das máquinas que fazem parte do projeto como um todo.

8.8.1 Máquina do Sincronismo do pulso:

É o pulso proveniente da digitalização dos impactos da esfera de aço com a base metálica e a parede de vidro sincronizados com a borda de descida do clock.

Veja abaixo a máquina responsável pela sincronização do pulso.

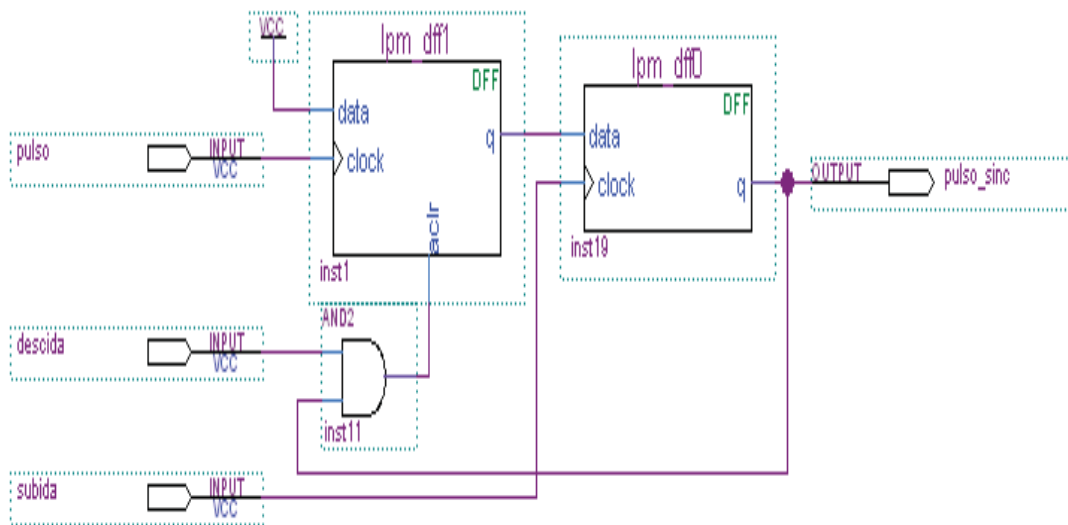


Figura 28: Máquina que sincroniza o pulso com o relógio da máquina.

8.8.2 Máquina para Geração do tempo de comparação:

O tempo de comparação é gerado através de um contador que conta os pulsos de borda de descida, o contador incrementa uma unidade toda vez que a o clock de descida vai ao nível alto.

A contagem é feita da seguinte maneira, como sabemos exatamente o período do clock de descida que equivale a $5,40054E-7$ segundos, com isso configuramos o contador para contar o número de pulsos que quisermos, por exemplo a figura abaixo o contador está configurado para contar 102 pulsos de descida que equivale a 55,0855 microssegundos, que é o tempo limite que discrimina todos os tempos inferiores a esse valor como sendo curtos e os superiores como sendo longos.

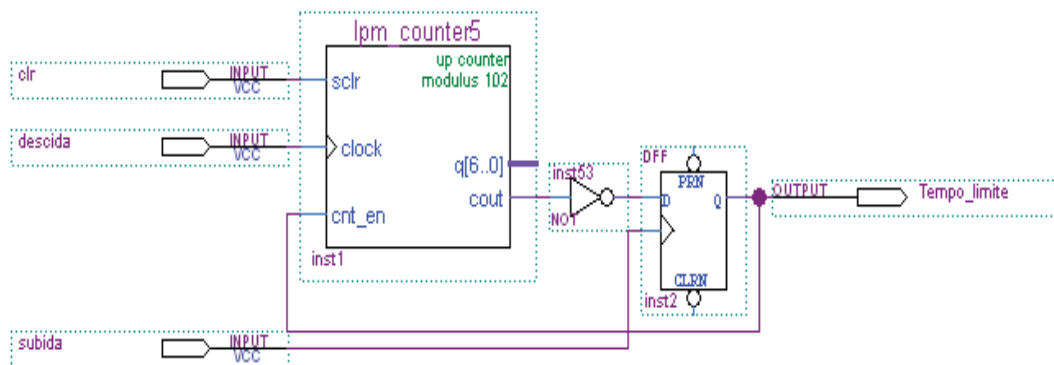


Figura 29: Contador que gera o sinal tempo_limite para a máquina sequencial usar como referência.

8.8.3 Máquina para Contagem dos tempos:

O circuito abaixo é responsável pela contagem do número de pulsos de clock entre impactos (tempo de voo da esfera metálica), o número de oscilações da base e o tempo de cada oscilação para posteriormente essas contagens de pulsos de clock seja transformada em tempo.

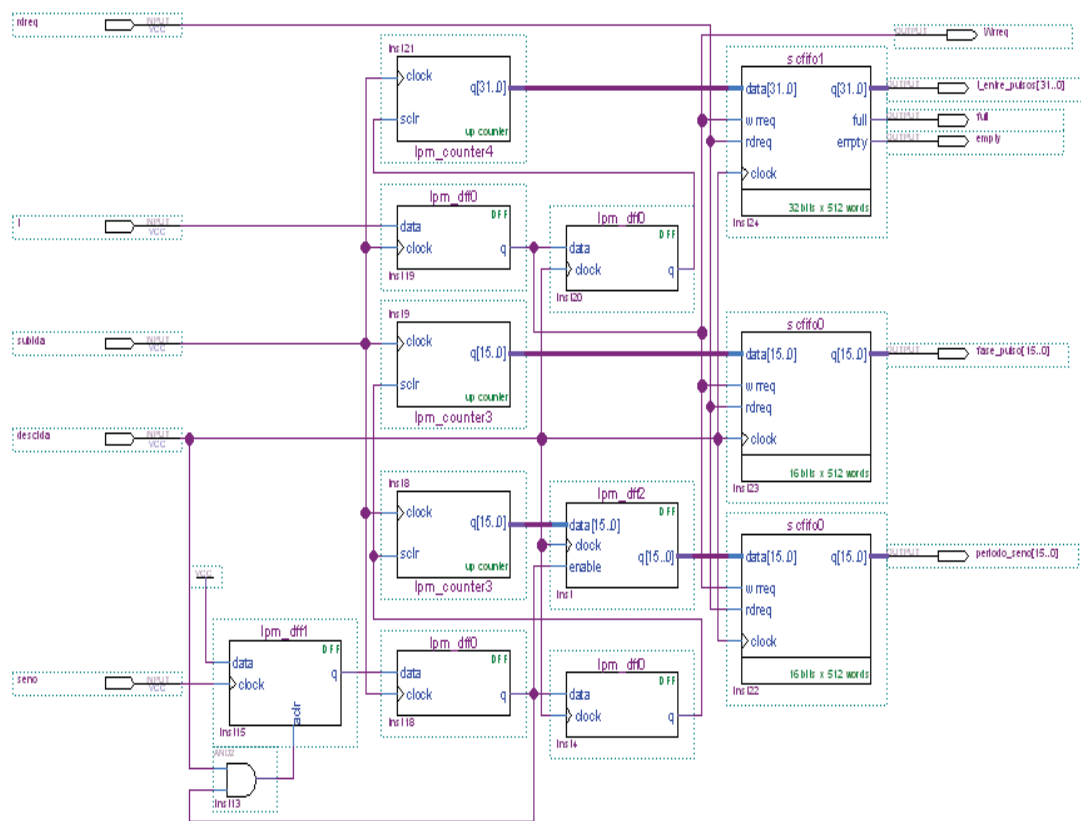


Figura 30: Diagrama do circuito responsável pela contagem dos tempos.

Com o objetivo de facilitar o entendimento do circuito digital, construído com a finalidade de aquisição dos tempos, propomos que a leitura da descrição adiante seja acompanhada pela análise da Figura 31, que foi obtida da Figura 30, retirando-se as partes não relacionadas com a descrição.

8.8.4 Máquina do Read Request:

O diagrama de esquemático da (figura31) apresenta o funcionamento da lógica sequencial. Primeiro, estando o RDREQ baixo e o pino 17 da porta paralela também baixo (entrada representada junto às arestas do grafo), a lógica permanece no estado desativado. Quando esta entrada é comutada para o valor um e acontece uma atualização dos flip-flops, o RDREQ fica ativo. A partir deste novo estado, não importando o valor da entrada, na próxima atualização dos flip-flops o estado é atualizado e o RDREQ fica baixo novamente.

Finalmente, caso a entrada seja comutada para o valor zero, a lógica vai para o seu estado inicial, caso contrário permanece no estado atual. Em ambos os estados, o sinal RDREQ estará inativo, permitindo que esta transição da saída da porta paralela possa ser preterida sem prejuízo para o funcionamento da lógica.

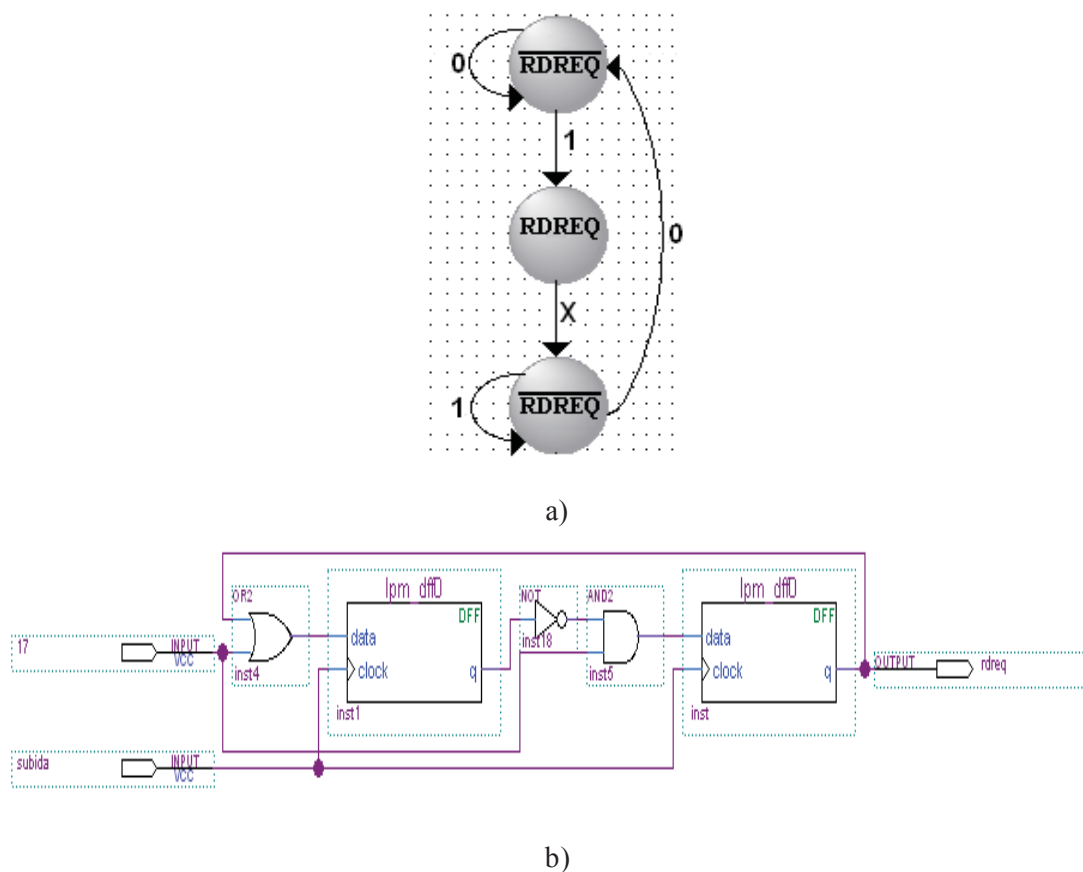


Figura 31: a) Grafo orientado RDREQ b) Diagrama do circuito Read Request.

8.8.5 Máquina para armazenar as contagens de tempo:

O circuito abaixo organiza os dados nos contadores e seleciona o qual dados a porta paralela terá acesso, pois a porta paralela do computador tem apenas 8 bits de largura e não é

possível enviar a contagem do tempo da oscilação da base, o tempo do choque após a referência da fase e o tempo de voo da esfera de uma única vez.

Os três bits de entrada são os bits de controle da porta paralela e seleciona qual dos oito registradores a porta paralela terá acesso a leitura.

Pode-se de forma simplificada dizer que esse circuito serializa Bite.

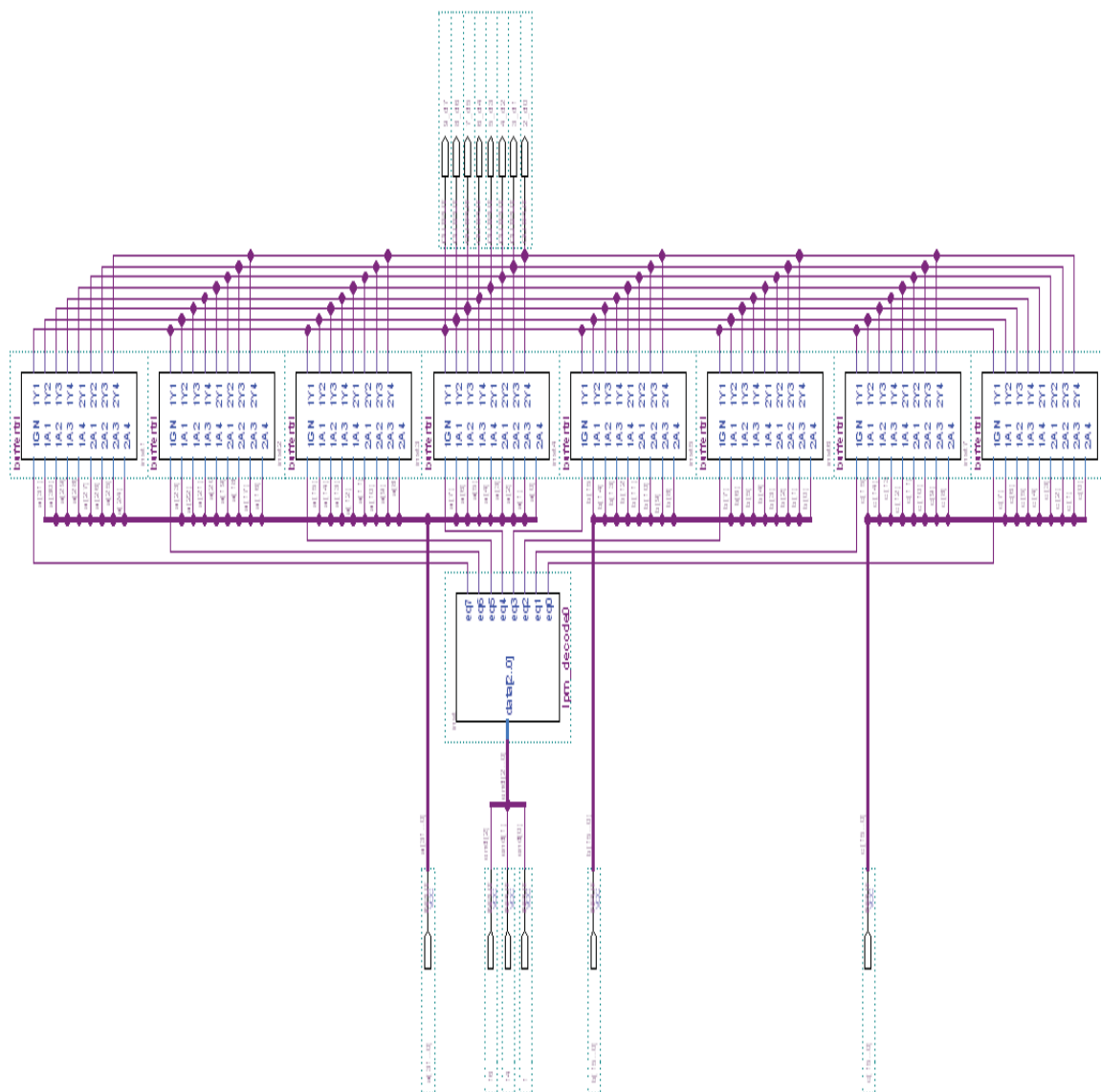


Figura 32: Circuito que seleciona o acesso de leitura da porta paralela.

8.8.6 Visão geral das Máquinas interligadas:

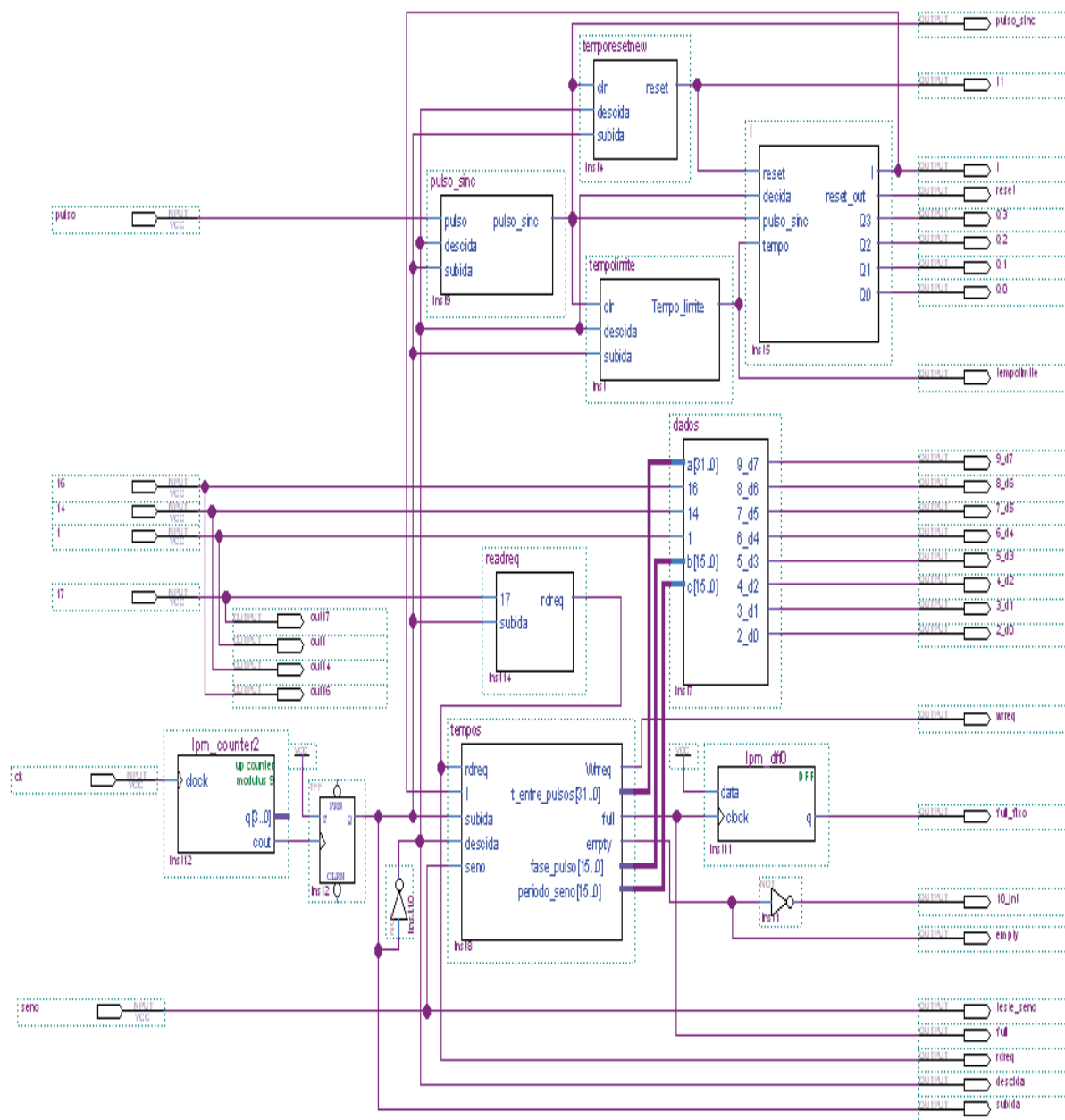


Figura 33: Circuito geral da máquina implementada.

9.1 Software para aquisição:

Apresentaremos o programa desenvolvido em Pascal para a aquisição dos dados experimentais, bem como alguns comentários explicando seu funcionamento.

Mostraremos o programa e em seguida as explicações:

```

program aquisicao;
uses dos,crt;
const
    dados=$378;
    status=$379;
    controle=$37a;
    tempol=$07;
    tempoil=$06;
    tempoih=$05;
    tempoh=$04;
    senol=$03;
    senoh=$02;
    faseI=$01;
    faseh=$00;
type time4 = Record
    h,ih,il,l:byte;
    end;
type time2 = record
    h,l:byte;
    end;
type iten = record
    fase:time2;
    tempo:time4;
    end;
var anel : array[0..255] of iten;
var I : iten;
var salva:pointer;
var periodo Word;
var produtor, consumidor:byte;
var seno:time2;
var f:text;
var temp:real;
const _2a32=4.294967296e9;
var k:word;

```

```

var pcontrole:byte;

{começo da rotina de interrupção}

procedure aquisic;
interrupt;
begin
while ((port[status] and $40)>0) do
begin
pcontrole:=(port[controle] and $f7);
port[controle]:=pcontrole or 8;
port[controle]:=pcontrole or 0;
pcontrole:=(port[controle] and $f8);
port[controle]:=pcontrole or faseh;
anel[produtor].fase.h:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or fasei;
anel[produtor].fase.l:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempoh;
anel[produtor].tempo.h:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempoih;
anel[produtor].tempo.ih:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempoil;
anel[produtor].tempo.il:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempol;
anel[produtor].tempo.l:=port[dados];
inc(produtor);
end;

inline($fb);
port[$20]:=$20;
end;

    {fim da rotina de interrupção}
    {começo do programa principal}
begin

```

```

produtor:=0;
consumidor:=0;
Assign(f,'output');
Rewrite(f);
inline($fa);
getintvec($0f,salva);
setintvec($0f,@aquisic);
port[controle]:=port[controle] or $10;
inline($fb);
port[$21]:= port[$21] and $7f;
while (consumidor=produtor) do;
pcontrole:=(port[controle] and $f8);
port[controle]:=pcontrole or senoh;
seno.h:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or senol;
seno.l:=port[dados];
periodo:=word(seno);
writeln(f,periodo);
K:=0;
repeat
while (consumidor=produtor) do;
write(f,word(anel[consumidor].fase));
temp:=longint(anel[consumidor].tempo);
if (temp >= 0) then
    writeln(f,' ',temp)
else
    writeln(f,' ',temp+_2a32);
inc(consumidor);
k:=k+1;
until k=999999999;
inline($fa);
setintvec($0f,salva);
inline($fb);
close(f);

```

end.

9.2 Comentários explicativos

No início do programa associamos os endereços das portas de dados, status e controle com seus respectivos nomes e também os endereçamentos dos buffers com nomes sugestivos (como exemplo, relacionamos o endereço do buffer que possui o valor de mais alta ordem dos tempos entre impactos com tempoh – tempo high). E mais adiante declaramos os tipos estruturados e as variáveis globais do programa.

A rotina de tratamento da interrupção, que é identificada pela diretiva de compilação “interrupt”, usa apenas variáveis globais e, portanto, nela não há declarações de variáveis locais, nem passagem de parâmetros. A rotina é estruturada basicamente como um comando repetitivo que testa no início a existência de dados nas FIFOs por meio da palavra de status que vai de B0 a B7. O bit B6 desta palavra está associado à entrada de interrupção da porta paralela, que por sua vez recebe sinal proveniente da linha rdempty, após esta sofre uma inversão. Desta forma, o comando repetitivo abaixo é repetido enquanto a FIFO não estiver vazia.

```
while ((port[status] and $40)>0) do
begin
```

Os primeiros 3 comandos deste comando repetitivo

```
pcontrole:=(port[controle] and $f7);
port[controle]:=pcontrole or 8;
port[controle]:=pcontrole or 0;
```

servem para pulsar o sinal rdclk das FIFOs, conectado ao bit B3 da palavra de controle, fazendo com que os dados armazenados nas FIFOs a mais tempo fiquem disponíveis para a leitura. A primeira linha acima garante que os demais bits da palavra de controle sejam preservados.

Os comandos seguintes :

```

pcontrole:=(port[controle] and $f8);
port[controle]:=pcontrole or faseh;
anel[produtor].fase.h:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or fasei;
anel[produtor].fase.l:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempoh;
anel[produtor].tempo.h:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempoih;
anel[produtor].tempo.ih:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempoil;
anel[produtor].tempo.il:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or tempol;
anel[produtor].tempo.l:=port[dados];

```

são usados para se ler os 6 bytes de interesse e apresentam um estrutura que se repete para cada um destes bytes. Inicialmente no primeiro comando os 5 bits de mais alta ordem da palavra de controle são preservados e posteriormente os 3 de mais baixa ordem são substituídos por constantes que indicam ao decodificador qual buffer será ativado e conectará os bits da saída FIFO às entradas de dados da porta de comunicação paralela, permitindo, então, que sejam lidos e depositados em uma fila circular denominada “anel”, em uma posição indexada pela variável denominada “produtor”, que é incrementada ao final do comando repetitivo.

```

inc(produtor);
end;

```

A estrutura de dados “anel” é acessada por campos correspondentes aos bytes obtidos a partir das saídas das FIFOs, que armazenam os tempos entre impactos (tempo) e os tempos entre a referência de fase zero da excitação e os impactos (fase).

A rotina de tratamento de interrupção é terminada pela habilitação de novas interrupções por meio do comando inline, que possibilitou a inclusão do código da instrução em assembler específica para este fim e pela sinalização, na porta \$20 do controlador de interrupções 8259, de que novo pedido de interrupção poderá ser aceito (valor \$20).

```
inline($fb);
port[$20]:=$20;
```

No programa principal são feitas as inicializações das variáveis “produtor” e “consumidor”, que indexam a estrutura de dado “anel” e a abertura do arquivo físico para a escrita em disco dos dados adquiridos. Logo em seguida, as linhas

```
inline($fa);
getintvec($0f,salva);
setintvec($0f,@aquisic);
port[controle]:=port[controle] or $10;
```

salvam o endereço da rotina original de tratamento de interrupção da interface de comunicação paralela e o substitui pelo endereço da rotina anteriormente descrita. Como esta substituição é realizada em dois passos (segmento e offset), as interrupções devem ser desabilitadas neste intervalo temporal. Por meio da escrita na palavra de controle é estabelecido que a interrupção se dará pela entrada ACK da porta paralela. Já os comandos

```
inline($fb);
port[$21]:= port[$21] and $7f;
```

habilitam todas as interrupções novamente e desmascaram a interrupção IRQ7 da porta de comunicação paralela, nesta ordem. O seguinte comando

```
while (consumidor=produtor) do;
```

é muito importante, pois faz com que os dados escritos no arquivo em disco não sejam inválidos, ou seja, enquanto a variável “consumidor” for igual a variável “produtor” o programa fica preso neste comando repetitivo até que haja a primeira produção de dados.

Uma vez que a primeira posição das FIFOs seja preenchida, o dado correspondente ao período da função excitadora da base móvel é adquirido e escrito na primeira linha do arquivo em disco. Isso é feito pelos comandos a seguir:

```
pcontrole:=(port[controle] and $f8);
```

```

port[controle]:=pcontrole or senoh;
seno.h:=port[dados];
port[controle]:=pcontrole or senol;
seno.l:=port[dados];
periodo:=word(seno);
writeln(f,periodo);

```

Como o período de excitação da base móvel é praticamente constante em função da forma digital como é sintetizada, basta que este valor seja gravado no arquivo de saída apenas uma vez.

Nas próximas linhas do arquivo são gravados o tempo entre o impacto e a referência de fase zero da excitação da base móvel anterior, seguida do intervalo de tempo entre impactos. Isso é feito pelos comandos seguintes:

```

K:=0;
repeat
while (consumidor=produtor) do;
write(f,word(anel[consumidor].fase));
temp:=longint(anel[consumidor].tempo);
if (temp >= 0) then
    writeln(f,',',temp)
else
    writeln(f,',',temp+_2a32);
inc(consumidor);
k:=k+1;
until k=999999999;

```

Os valores escritos no arquivo são obtidos a partir da estrutura de dados “anel”, porém após uma tipação (cast) que dá significado a concatenação dos campos que a constitui. O cast com o tipo “Word” dispensa maiores comentários, porém o cast com o tipo “longint” pode resultar em um valor negativo que deve ser adicionado à constante 2^{32} , de forma a corrigi-lo para o valor positivo correto.

A variável “k” controla o número de linhas do arquivo e a cada gravação, as variáveis “k” e “consumidor” são incrementadas. Como a estrutura de dados “anel” tem um

tamanho de uma potência de dois (256), que é o mesmo tamanho da faixa de valores representável pela variável “consumidor” e “produtor” (tipo byte) e como para este tipo não há checagem de overflow, tal incremento é suficiente para implementar a fila em anel.

Uma vez que o arquivo é completamente escrito, este é fechado e o vetor de interrupção é restituído à forma original e o programa é encerrado.

```
close(f);
inline($fa);
setintvec($Of,salva);
inline($fb);
end.
```

10.1 Planilha geradora do Espaço de Fase

O hardware, juntamente com o software, obtém três dados distintos referente ao experimento: número de períodos de clocks decorridos entre choques da esfera metálica e a base móvel (CEI); entre bordas de subida correspondente à referência de fase zero do movimento (senoide) da base (CEB); e finalmente o número de clocks decorridos entre a última borda de subida correspondente à referência de fase zero do movimento (senoide) da base e o impacto (CEBI). Estes tempos devem ser processados de modo a se obter as variáveis do mapeamento (velocidade da partícula após os impactos e a fase relativa ao movimento da base em que tais impactos ocorreram). Desta forma, construímos uma planilha eletrônica para tal processamento. Abaixo seguem as relações:

1) D

O que é: deslocamento da base de pico-a-pico em milímetros.

Como é calculado: ver capítulo 7.0.

1) PB

O que é: período do movimento da base em clocks.

Como é calculado: média dos CEBs.

2) Frequência

O que é: frequência do movimento da base em Hertz.

Como é calculado: é o inverso do produto do PB com o período de clock do hardware.

3) W

O que é: frequência angular do movimento da base.

Como é calculado: produto da Frequência com a constante 2π .

4) Fasn

O que é: tempo decorrido entre a última borda de subida do movimento (referência de fase zero) da base e o n-ésimo choque captado.

Como é calculado: produto do CEBI com a constante 2π dividida pelo PB.

5) TEIn

O que é: tempo entre o (n-1)-ésimo e o n-ésimo choque da esfera metálica e a base.

Como é calculado: produto do CEBI com o período de clock do hardware.

6) Vn

O que é: velocidade da esfera no instante imediatamente após a n-ésima colisão com a base.

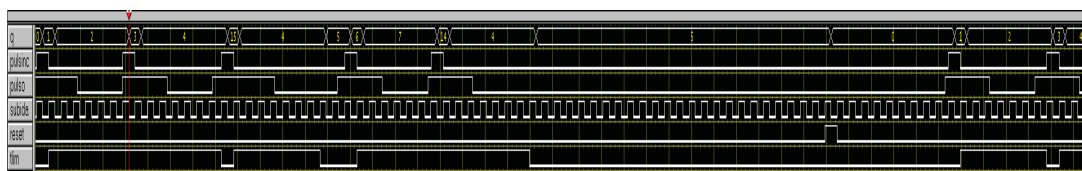
Como é calculado:

$[D*(\text{Sen}(\text{Fasn}+1)-\text{Sen}(\text{Fasn}))-g/2*(\text{TEIn}+1)^2]/\text{TEIn}+1$, onde $g = -9,8\text{m/s}^2$ (obtida através da equação horária do movimento uniformemente variado da partícula entre os choques n e n+1).

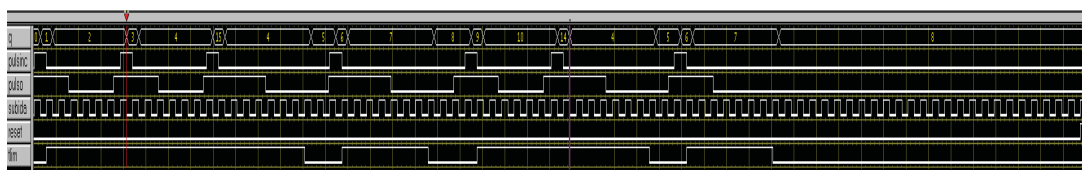
11.1 Testes e simulações

A máquina, implementada em uma placa de desenvolvimento Excalibur™ [38], foi testada com uma entrada de pulsos controlados e os resultados observados em um osciloscópio digital Tektronix™ TDA 3014B e em analisador de estados lógicos Tektronix™ TLA 601 que revelaram um funcionamento correto conforme a figura 34.

a)



b)



c)

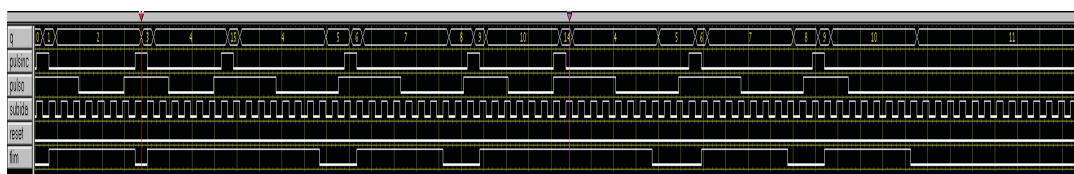


Figura 34 : Análise das transições dos estados. Pulsos longos (l) e pulsos curtos (c).
(a): sequencia de pulsos cclclcl; (b): sequencia de pulsos ccllcclc ; (c): sequencia de pulsos ccllccllc

12.1 Resultados e Discussões:

Após a realização do vácuo, a base móvel foi colocada a oscilar senoidalmente com frequência de 42Hz e com velocidade máxima de 130mm/s, indicada pelo sistema de controle de vibração e medida indiretamente pela integração do sinal oriundo de seu acelerômetro de retroalimentação. Nestas condições, as contagens entre impactos e as contagens entre o sinal de referencia de fase e os impactos foram adquiridos pelo hardware seguido do software medidor de tempos.

A partir destes valores e da frequência dos contadores, os tempos entre impactos e fases da oscilação da base, em que tais impactos ocorreram, foram obtidos. Com o uso das equações do movimento uniformemente variado, a velocidade da partícula imediatamente após o choque pode ser calculada a partir do tempo de vôo até o próximo impacto, das fases do choque atual e posterior, da aceleração gravitacional e da amplitude de oscilação da base.

Utilizamos inicialmente o tempo limite que discrimina o período longo, impacto da esfera com a parede de vidro, do período curto, impacto da esfera com a base metálica como sendo 65 micro segundos e obtivemos o seguinte resultado:

Velocidade m/s

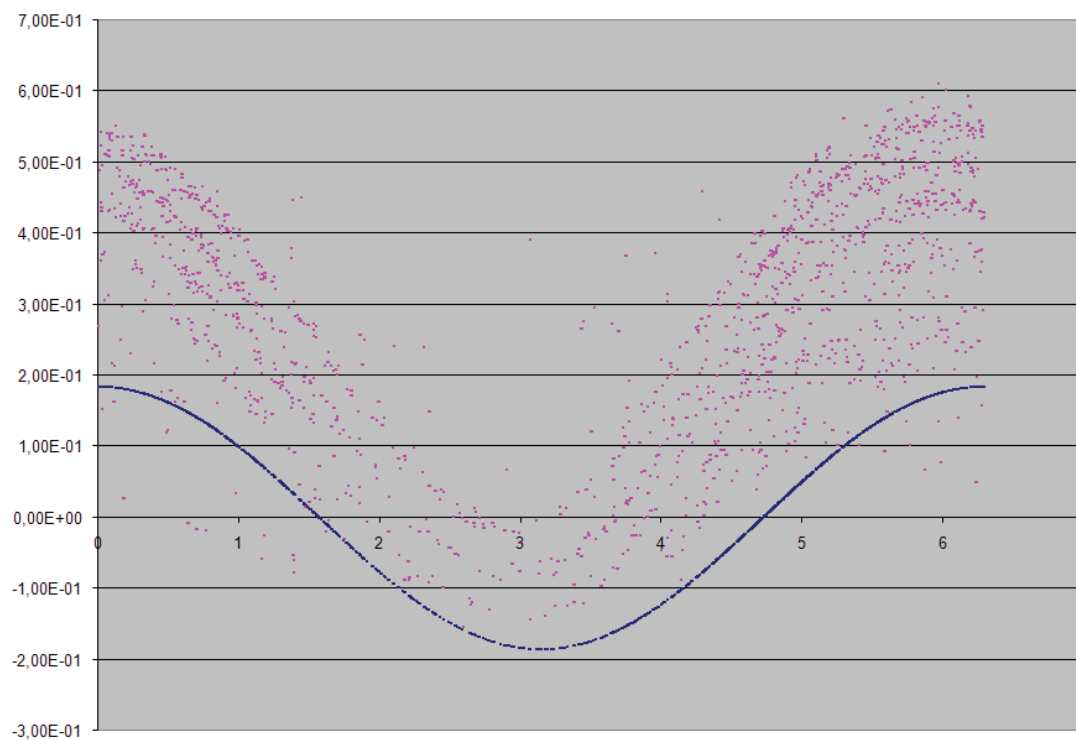


Figura 35: Espaço de fases obtido experimentalmente com tempo limite igual a 65 micro segundos.

Velocidade m/s

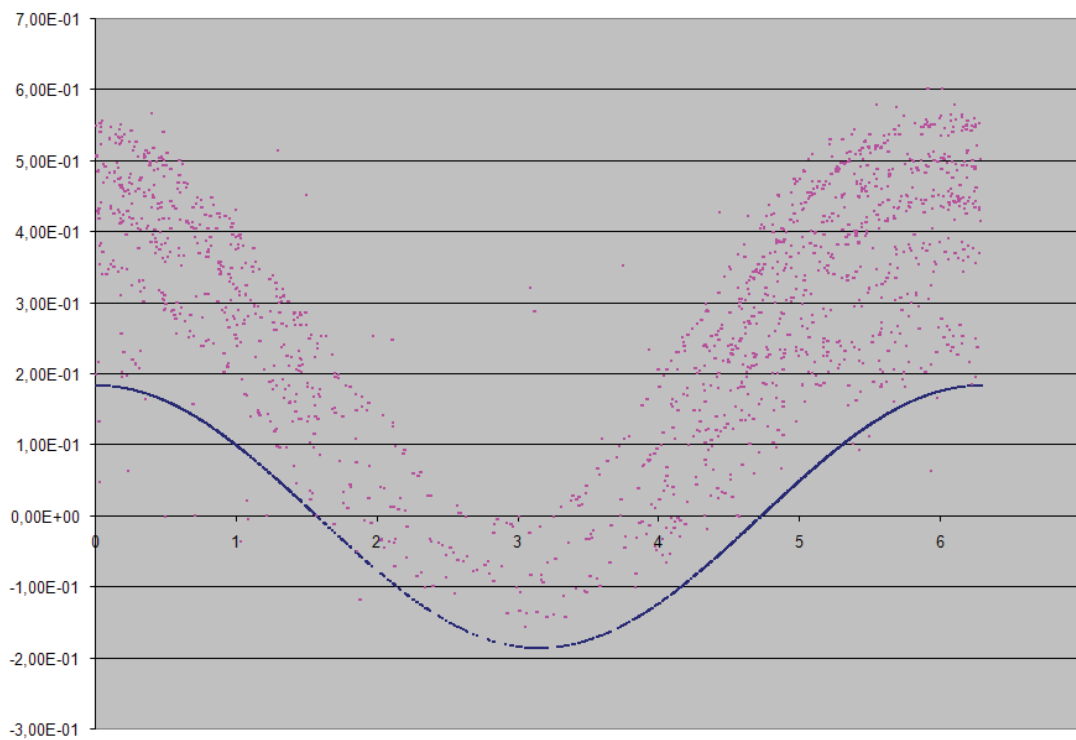


Figura 36: Espaço de fases obtido experimentalmente com o tempo limite igual a 60 micro segundos.

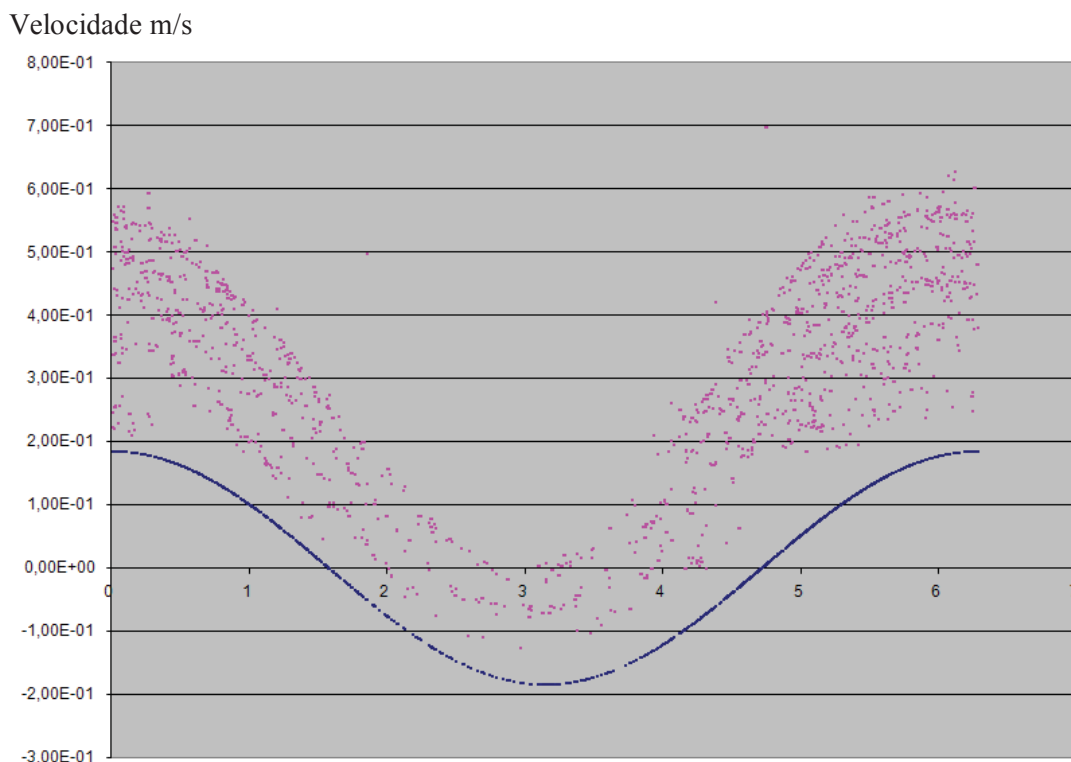


Figura 37: Espaço de fases obtido experimentalmente. com tempo limite igual a 55 micro segundos.

Os resultados são apresentados nos gráficos acima, onde o eixo horizontal representa a fase da oscilação da base no instante do choque, enquanto que o eixo vertical representa a velocidade em m/s. Nos mapas a cor escura representa a velocidade da partícula imediatamente após o choque com a base móvel, enquanto que a cor vermelha representa a velocidade da base.

O ajuste do hardware do nosso experimento consiste em regular a largura da histerese e modificar o tempo limite (tempo que discrimina impactos de períodos longos de impactos de períodos curtos). O tempo limite inicialmente escolhido de 65 micro segundos pela análise do espectro dos impactos mostrado nas figuras 2 a 4 não mostrou resultados satisfatórios pois no espaço de fases (figura 35) mostrou pontos cuja a velocidade da esfera apresentava valores inferiores a velocidade da base, esses pontos são os pontos rosa abaixo dos pontos azuis, isso só aconteceria se a esfera penetrasse na base metálica e é fisicamente inaceitável.

A origem desses pontos errôneos foi investigado profundamente com o osciloscópio e percebido que o nível de histerese estava baixo em relação ao tempo limite. Pois o nível de histerese e o tempo limite são parâmetros de controle que devem ser cuidadosamente

ajustados para que sejam compatíveis ao experimento, ou seja, para cada tempo limite existe um nível de histerese ótimo. E o sinal do ruído atingia o nível da histerese que consequentemente a máquina entendia como um impacto com a base metálica e fazia a aquisição. Isso justifica os pontos extras que apareceram no espaço de fase.

Ao reajustar o nível de histerese obtivemos um espaço de fase bem melhor e com aspectos que se aproxima mais do espaço de fase obtido teoricamente (figura 38), porém ainda apresento pontos errôneos.

Foi decidido então diminuir o tempo limite de 65 micro segundos para 50 micro segundos e obtivemos um espaço de fase da figura 37 que como pode ser visto se aproxima ainda mais do espaço de fases teórico figura 38.

Usando esse mesmo raciocínio de mudar a histerese e ficar variando o tempo limite conseguiríamos encontrar o melhor ajuste possível, porém houve um problema inesperado que não conseguimos evoluir com o experimento.

O problema é que ao colocarmos tempo limite inferiores a máquina não funciona, ela faz dezenas de aquisições erradas para cada aquisição certa. E não conseguimos encontrar o problema. A figura abaixo mostra resultados obtidos por simulação computacional do modelo teórico considerando valores próximos de parâmetros de controle.

Velocidade m/s

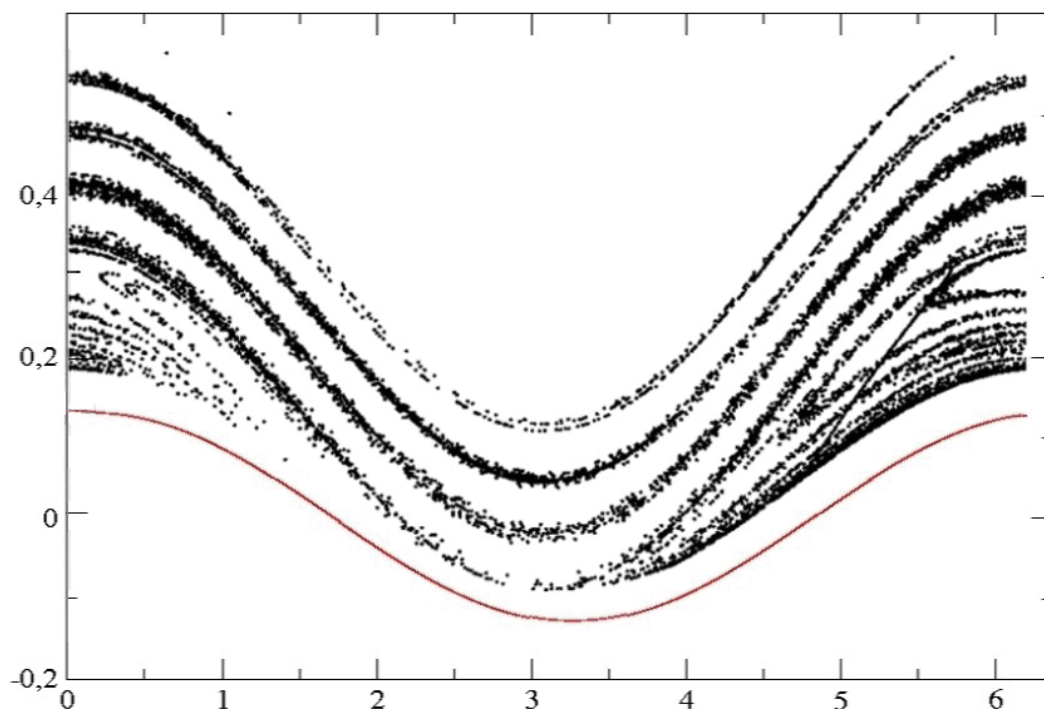


Figura 38: Mapa de fases obtido por simulação computacional

A figura abaixo mostra os resultados obtidos anteriormente por uma outra abordagem eletrônica.

A abordagem usada foi um comparador simples que quando o o sinal atingisse o nível de comparação o computado faz uma aquisição e o hardware fica por um período de tempo inabilitado de fazer aquisição mesmo que a amplitude do sinal atinja o nível de comparação do comparador, isso era necessário para que não houvesse vários disparos de aquisição em um único impacto da esfera com a base metálica.

Como podemos ver a figura 39 mostra alguns pontos acumulados próximo a curva vermelha que não convém com os resultados teóricos, provavelmente esses pontos foram captados por aquisições errôneas.

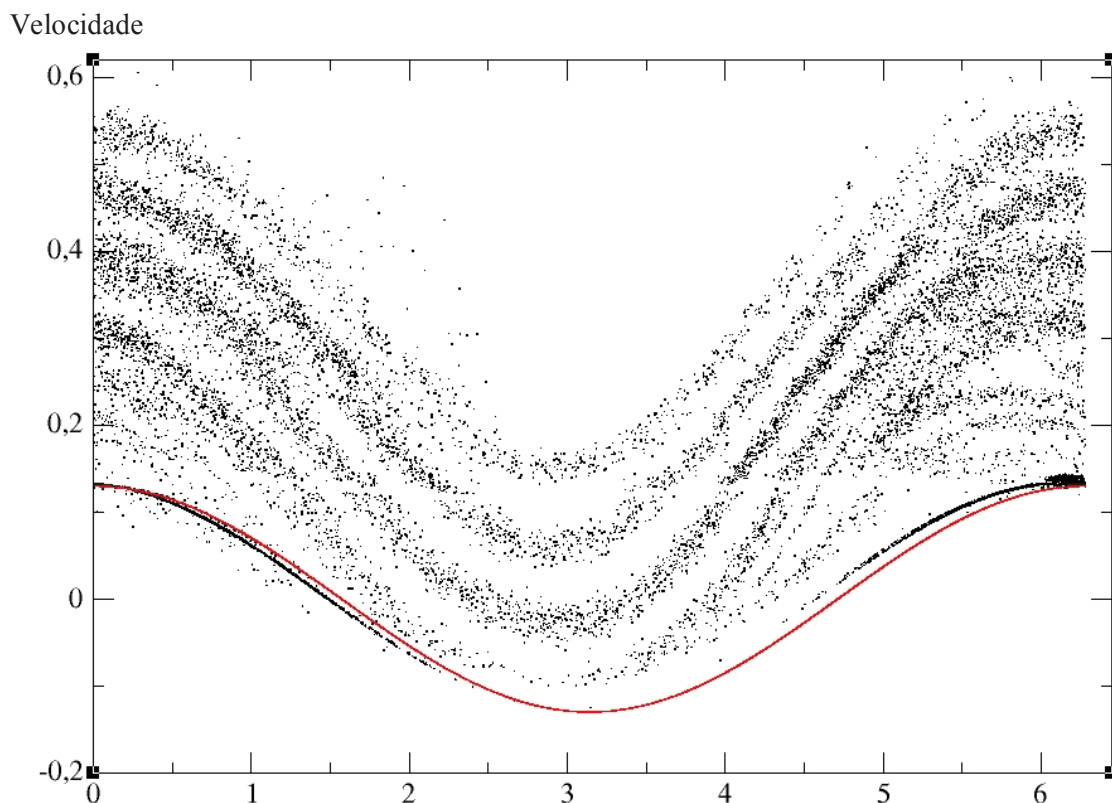


Figura 39: Espaço de fases obtido pela eletrônica antiga.

13.1 Trabalhos Futuros

A partir dessas análises vamos encontrar o erro que a placa de desenvolvimento ALTERA apresenta da seguinte forma.

Colocaremos pontas de prova do analisador de estados lógicos Tektronix™ TLA 601 nas entradas e saídas de todos os flip-flops da figura 24 e veremos se o que faz com que a lógica não funcione seja algum atraso de porta ou se encontramos ruídos de hardware. Provavelmente o defeito não é na lógica implementada no grafo visto que o grafo da figura 22 foi repensado e não encontrado problema e a lógica do grafo funcionou de maneira satisfatória nas simulações e nos espaços de fases obtidos com tempo limite maiores que 40 micro segundos.

Após esses testes rearranjaremos os terminais físicos de entrada e saída da placa de desenvolvimento da ALTERA, visto que ao analisar o datasheet da placa observamos que existem alguns pinos dos terminais que são indicados para trabalhar em alta frequência e outros que são indicados para trabalhar baixa frequência, além de pinos reservados para entradas e saídas específicas.

Referências

- [1] A.Lichtenberg; M.A. Lieberman, Regular Chaotic Dynamics, Appl. Math. Sci. 38, Springer-Verlag, New York (1992)
- [2] M.A. Lieberman e A.J. Lichtenberg. “Stochastic and Adiabatic Behavior of Particles Accelerated by Periodic Forces”, Phys. Rev. A, 5, 1852 (1972).
- [3] E. D. Leonel e P.V.E. McClintock, J. Phys. A 38, 823 (2005).
- [4] E. D. Leonel e P.V.E. McClintock, J. Phys. A 38, L425 (2005).
- [5] D. G. Ladeira e E. D. Leonel, Chaos 17, 013119 (2007).
- [6] E. D. Leonel, J. K. L. da Silva and S. O. Kamphorst, Physica A 331, 435 (2004).
- [7] E.D. Leonel and P.V.E. McClintock, J. Phys. A37, 8949 (2004).
- [8] E.D. Leonel and P.V.E. McClintock, Chaos 15, 33701 (2005).
- [9] E D. Leonel, Phys. Rev. Lett. 98, 114102 (2007).
- [10] E.D. Leonel, P.V.E. McClintock and J.K.L. da Silva, Phys. Rev. Lett. 93, 014101 (2004).
- [11] J.K.L. da Silva, D.G. Ladeira, E.D. Leonel, P.V.E. McClintock and S.O. Kamphorst, Braz. J. Phys. 36, 700 (2006).
- [12] D. G. Ladeira and J. K. L. da Silva, Phys. Rev. E 73, 026201 (2006).
- [13] A. Loskutov, A. B. Ryabov, J. Stat. Phys. 108, 995 (2002).
- [14] S. O. Kamphorst and S. P. de Carvalho, Nonlinearity 12, 1363, (1999).
- [15] A. Loskutov, A. B. Ryabov and L. G. Akinshin, J. Phys. A: Math. Gen. 33, 7973 (2000).
- [16] R. Egydio de Carvalho, F. C. Sousa, E. D. Leonel, Phys. Rev. E. 73, 066229 (2006).
- [17] A. Y. Loskutov, A. B. Ryabov, L. G. Akinshin, J. Exp. Theor. Phys. 89, 966 (1999).
- [18] R. Egydio de Carvalho, F. C. de Sousa, E. D. Leonel, J. Phys. A 39, 3561 (2006).
- [19] S. O. Kamphorst, E. D. Leonel e J. K. L. da Silva. Journal of Physics A 40, F887 (2007).
- [20] L. A. Bunimovich, Commun. Math. Phys. 65, 295 (1979).
- [21] L. A. Bunimovich, Ergodic Theory with Appl. to Dynam. Syst. and Stat. Mech. (Encyclopedia of Math. Sci., Vol. 2) Berlin: Springer, 1989.
- [22] E. Fermi, “On the Origin of the Cosmic Radiation”, Phys. Rev. 75, 1169 (1949).
- [23] E. D. Leonel, J. Phys. A: Math. Theor. 40, F1077 (2007).
- [24] L.D. Pustynnikov. “Unbounded Growth of an Action Variable in Some Physical Models and Problem of Stochasticity”, Doklad. A. Nau. SSSR, 241, 1035 (1978).
- [25] L.D. Pustynnikov. “On the Fermi-Ulam Model”, Soviet Math. Dokl., Vol. 35, n 1 (1987).
- [26] L.D. Pustynnikov. Trudy Moskov Mat. Obshch., 34, 1 (1977).

- [27] M. R. Silva; L. E. A. Simões; E. D. Leonel,.; F. A. de Souza. Dissipative Experimental Bouncer Model . In: Second International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'11, 2011, Ubatuba. Second International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'11, 2011.
- [28] L. E. A. Simões; M. R. Silva; F. A. de Souza; E. D. Leonel. Development and Analysis of the Experimental Bouncer Model . In: Second International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'11, 2011, Ubatuba. Second International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'11, 2011.
- [29] F. A. de Souza ; L. E. A. Simões; M. R. Silva; E. D. Leonel. . Can Drag Force Suppress Fermi Acceleration in a Bouncer Model?. Mathematical Problems in Engineering, v. 2009, p. 1-14, 2009.
- [30] F. A. de Souza; L. E. A. Simões; M. R. Silva; E. D. Leonel. Effect of a Drag Force on the Bouncer Model. In: First International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'09, 2009, Águas de Lindóia. First International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'09, 2009.
- [31] L. E. A. Simões; F. A. de Souza; M. R. Silva; E. D. Leonel. Boundary Crises in a Dissipative Fermi-Ulam Model With Two NonLinearities. In: First International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'09, 2009, Águas de Lindóia. First International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'09, 2009.
- [32] M. R. Silva; J. Penalva; E. D. Leonel. Scaling Properties of a Sinusoidally Corrugated Waveguide. In: First International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'09, 2009, Águas de Lindóia. First International School-Conference Mathematics and Physics of Billiard-like systems: Billiards'09. Rio Claro, 2009.
- [33] E. D. Leonel; M. R. Silva. A Bouncing Ball Model With Two Nonlinearities: A Prototype For Fermi Acceleration. Journal of Physics. A, Mathematical and General, v. 41, p. 015104-015116, 2008.
- [34] M. R. Silva; E. D. Leonel. A Bouncing Ball Model With Two Nonlinearities: a Prototype for Fermi Acceleration. In: 7th Brazilian Conference on Dynamics, Control and Applications, 2008, Presidente Prudente-SP. 7th Brazilian Conference on Dynamics, Control and Applications, 2008.
- [35] REVISTA DO DETUA, VOL. 2, Nº 6, SETEMBRO 200
- [36] Xilinx. [Online]: <http://www.xilinx.com/>.

[37] <http://sontrak.com/>

[38] www.altera.com

[39] "HANDBOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT DESIGN" David F. Stout,
McGraw-Hill, New York, 1976

[40] (Online): <http://www.alldatasheet.com/>