

UNIVERSIDADE DE PASSO FUNDO

Gilceu Italo do Amaral

ESPECTRO DE FREQUÊNCIA E REPRESENTAÇÃO
SONORA DO FLUXO SANGUÍNEO EM MEMBROS
INFERIORES COM SISTEMA DOPPLER DE ONDAS
CONTÍNUAS

Passo Fundo

2018

Gilceu Italo do Amaral

ESPECTRO DE FREQUÊNCIA E REPRESENTAÇÃO
SONORA DO FLUXO SANGUÍNEO EM MEMBROS
INFERIORES COM SISTEMA DOPPLER DE ONDAS
CONTÍNUAS

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia e Arquitetura, da Universidade de Passo Fundo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, sob orientação do professor Dr. Paulo Sérgio Corrêa Molina.

Passo Fundo

2018

Gilceu Italo do Amaral

Espectro de Frequência e Representação do Fluxo Sanguíneo em Membros Inferiores com Sistema Doppler de Ondas Contínuas

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia e Arquitetura, da Universidade de Passo Fundo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, sob orientação do professor Dr. Paulo Sérgio Corrêa Molina.

Aprovado em ____ de _____ de _____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Paulo Sérgio Corrêa Molina - UPF

Prof. Dra. Blanca Rosa Maquera Sosa - UPF

Prof. Dr. Fernando Passold- UPF

RESUMO

A utilização na medicina de aparelhos de ultrassom baseados no efeito Doppler tem-se apresentado como uma técnica muito útil na análise clínica do fluxo sanguíneo de forma não invasiva. Na identificação inicial de uma insuficiência venosa, o Doppler de ondas contínuas é muito útil para os médicos angiologistas e cirurgiões cardiovascular. Para tanto, o Doppler de ondas contínuas é uma técnica que ainda vem sendo muito estudada, por ser um método prático, não invasivo, simples e com respostas muito boas. Neste trabalho foi desenvolvido um sistema Doppler de ondas contínuas para apresentar o som e espectro de frequência do fluxo sanguíneo. Com este objetivo, fez-se uso de um transdutor piezoelétrico, placa Doppler, microcontrolador e display de LCD. O transdutor piezoelétrico é responsável por emitir ondas ultrassônicas e também receber o reflexo do sinal deslocado em frequência, entregando-o à placa Doppler. A placa Doppler é responsável pela excitação do sensor piezoelétrico, condicionamento do sinal para geração do efeito sonoro num auto-falante e também para entregá-lo ao conversor A/D do microcontrolador. Este último realiza a transformada rápida de Fourier e envia para o LCD na forma de espectro de frequência.

Palavras-Chave: Insuficiência Venosa de Membros Inferiores, Ultrassom, Doppler de ondas Contínuas, condicionamento de sinais, Processamento Digital de Sinal, FFT.

ABSTRACT

The use of Doppler ultrasound devices in medicine has been shown to be a very useful technique in the clinical analysis of blood flow in a non-invasive way. In the initial identification of venous insufficiency, continuous-wave Doppler is very useful for angiologists and cardiovascular surgeons. To that end, continuous wave Doppler is a technique that is still being studied, since it is a practical, non-invasive, simple method with very good responses. In this work a continuous wave Doppler system was developed to present the sound and frequency spectrum of the blood flow. With this objective, a piezoelectric transducer, Doppler plate, microcontroller and LCD display were used. The piezoelectric transducer is responsible for emitting ultrasonic waves and also receives the reflection of the frequency-shifted signal, delivering it to the Doppler plate. The Doppler card is responsible for the excitation of the piezoelectric sensor, conditioning the signal to generate the sound effect on a speaker and also to deliver it to the A / D converter of the microcontroller. The latter performs the fast Fourier transform and sends it to the LCD in the form of frequency spectrum.

Keywords: Lower Limb Venous Insufficiency, Ultrasound, Continuous-wave Doppler, Signal Conditioning, Digital Signal Processing, FFT

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 – PROPAGAÇÃO DE VIBRAÇÕES SONORAS	21
FIGURA 2- EFEITO DOPPLER	25
FIGURA 3 – DOMÍNIO DO TEMPO VERSUS DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	30
FIGURA 4 - DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM ANALISADOR DE ESPECTRO FFT GENÉRICO	30
FIGURA 5 - ONDA SENOIDAL COM AMOSTRAGEM MÍNIMA	32
FIGURA 6 - ONDA SENOIDAL COM AMOSTRAGEM 10 VEZES MAIOR	33
FIGURA 7 - SAMPLE HOLD	34
FIGURA 8 - CONVERSÃO PARA TEMPO DISCRETO	35
FIGURA 9 - ALGORITMO DE FFT COM ESTRUTURA BORBOLETA	39
FIGURA 10 – NÚMERO INTEIRO DE PERÍODOS (EM CIMA) PROPORCIONA UMA FFT IDEAL (EM BAIXO)	40
FIGURA 11 – SENÓIDE COM PERÍODO NÃO INTEIRO	41
FIGURA 12 - REPRESENTAÇÃO DAS JANELAS DE HAMMING E HANNING	42
FIGURA 13 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA	43
FIGURA 14 - DIAGRAMA DE BLOCOS PLACA DOPPLER	44
FIGURA 15 - TRANSDUTOR A SER UTILIZADO	46
FIGURA 16 - CIRCUITO DRIVE TRANSDUTOR	46
FIGURA 17 – CIRCUITO DEMODULADOR	47
FIGURA 18 - CIRCUITO INTERNO DEMODULADOR	48
FIGURA 19 - CIRCUITO INTERNO UAF42	50
FIGURA 20 - CIRCUITO ADB, FPB E FPA	51
FIGURA 21 - CIRCUITO AMPLIFICADOR COM GANHO AJUSTÁVEL	52
FIGURA 22 - AMPLIFICADOR SOMADOR INVERSOR	53
FIGURA 23 - LAUCHPAD EK-TM4C123GXL	54
FIGURA 24 - LCD NEXTION 7"	55
FIGURA 25 - TELA PRIMÁRIA LCD NEXTION	56
FIGURA 26 - TELA SECUNDÁRIA LCD NEXTION	56
FIGURA 27 - CIRCUITO FONTE DE ALIMENTAÇÃO	57
FIGURA 28 - FLUXOGRAMA DO FIRMWARE	58
FIGURA 29 - FLUXOGRAMA PARA TESTE PLACA DOPPLER	62
FIGURA 30 - SAÍDAS DIFERENCIAIS DO DEMODULADOR	63
FIGURA 31 - SINAL DE SAÍDA DO FPA	63
FIGURA 32 - SINAL DE SAÍDA AMPLIFICADOR DE GANHO AJUSTÁVEL	64
FIGURA 33 - SINAL DE SAÍDA DO AMPLIFICADOR SOMADOR INVERSOR	64
FIGURA 34- SINAL DE SAÍDA DRIVE TRANSDUTOR	65
FIGURA 35 - PLACA DOPPLER	65
FIGURA 36 - FONTE ALIMENTAÇÃO	66
FIGURA 37 - SINAL DE SAÍDA PWM DO MICROCONTROLADOR	67
FIGURA 38-SINAL DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM	68
FIGURA 39 - ESPECTRO DE FREQUÊNCIA	68

LISTA TABELA

TABELA 1 - PREVALÊNCIA DA DOENÇA VARICOSA DOS MEMBROS INFERIORES EM ADULTOS.....	18
TABELA 2 - CONSENSO DE CLASSIFICAÇÃO DAS DOENÇAS VENOSAS CRÔNICAS	19
TABELA 3 – VELOCIDADE DO SOM E DENSIDADE DE ALGUNS MATERIAIS	22
TABELA 4 – ATENUAÇÃO DO ULTRA-SOM.....	23

LISTA DE ABREVIATURAS

V – Volts

FFT – Fast Fourier Transform

DSP – Digital Signal Processing

FPB – Filtro Passa Baixa

FPA – Filtro Passa Alta

A/D – Analógico/Digital

ADC – Analog to Digital Converter

BW– Bandwidth

W– Watt

V_{pp} – Volts pico-a-pico

Hz – Hertz

dB – Decibel

CI – Circuito Integrado

RC – Resistor-Capacitor

IVMI – Insuficiência Venosa dos Membros Inferiores

IVC – Insuficiência Venosa Crônica

SDOC – Sistema Doppler Ondas Contínuas

VSA - (Vector SignalAnalyser)

IC – Corrente Coletor

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 CONTEXTO.....	13
1.2 OBJETIVO GERAL.....	14
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	15
1.4 JUSTIFICATIVA	15
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO	16
2 REVISÃO DA LITERATURA	17
2.1 INSUFICIÊNCIA VENOSA DOS MEMBROS INFERIORES.....	17
2.1.1 Epidemiologia.....	17
2.1.2 Classificação	18
2.1.3 Diagnóstico	19
2.2 ULTRASSOM.....	21
2.2.1 Atenuação do Ultrassom	22
2.2.2 Reflexão do Ultra-som.....	23
2.2.3 Frequência e Intensidade do Ultrassom	23
2.2.4 Interação do Sangue com o Ultrassom	24
2.2.5 Transdutores de Ultra-som.....	24
2.3 EFEITO DOPPLER.....	25
2.4 CONDICIONAMENTO DE SINAIS ANALÓGICOS	26
2.4.1 Demodulação do Sinal Doppler	26
2.4.1.1 Demodulação Coerente	27
2.4.2 FILTROS.....	28
2.4.2.1 Filtros de Butterworth	<i>Error! Bookmark not defined.</i>
2.4.2.2 Filtro de Chebyshev.....	<i>Error! Bookmark not defined.</i>
2.4.2.3 Filtros de Cauer ou Elípticos	<i>Error! Bookmark not defined.</i>
2.4.2.4 Defasagem em Filtros.....	<i>Error! Bookmark not defined.</i>
2.5 ESPECTRO DE FREQUÊNCIA	29

2.5.1 Analisador de Espectro FFT	30
2.5.1.1 <i>Teoria de Operação</i>	31
2.6 PROCESSAMENTO DIGITAL DO SINAL	31
2.6.1 Teoria da Amostragem	31
2.6.2 Selecionando o A/D para o Sistema	33
2.6.3 Sinais em Tempo Discreto	35
2.6.4 Séries de Fourier	36
2.6.5 Transformada discreta de Fourier	37
2.6.6 Transformada rápida de Fourier	37
2.6.7 Janelamento	39
3 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO	43
3.1 HARDWARE	43
3.1.1 Diagrama de Blocos do Sistema Doppler	43
3.1.2 Placa Doppler	43
3.1.2.1 <i>Geração do Sinal da Portadora</i>	44
3.1.2.2 <i>Transdutor de Ultrassom</i>	45
3.1.2.3 <i>Driver do Transdutor de Ultra-som</i>	46
3.1.2.4 <i>Demodulador</i>	47
3.1.2.5 <i>Amplificação Diferencial, Filtro Passa Baixa e Filtro Passa Alta</i>	50
3.1.2.6 <i>Amplificador com ganho Ajustável</i>	51
3.1.2.7 <i>Amplificador Somador Inversor</i>	52
3.1.3 Microcontrolador e Display LCD	53
3.1.4 Display LCD Nextion 7"	55
3.1.5 Alimentação do Sistema Doppler	57
3.2 FIRMWARE	58
4 TESTES E RESULTADOS	62
4.1 PLACA DOPPLER	62
4.2 MICROCONTROLADOR/LCD NEXTION	67

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	72
REFERÊNCIAS	74

1 INTRODUÇÃO

Esse capítulo localiza o leitor sobre o conteúdo que será abordado desde o contexto global até chegar nos objetivos específicos, justificando as motivações sobre o tema.

1.1 CONTEXTO

Obter informações sobre o fluxo sanguíneo é de suma importância dentro da medicina em especial aos angiologistas e cirurgião vascular, responsáveis pelas doenças que acometem os sistemas arterial sendo o primeiro especialista em doenças clínicas vasculares que não necessitam de cirurgia e o segundo utiliza de recentes técnicas minimamente invasivas para realizar procedimentos cirúrgicos, é conhecido mais pelo tratamento de varizes, vasinhos, micro varizes e teleangiectasias. Seria, de forma análoga, a importância de informações de tensão e corrente para o engenheiro eletricitista, a relação do fluxo sanguíneo para esses profissionais.

Nosso sistema circulatório é um importante mecanismo de transporte que, além de conduzir o sangue, também possui a missão de distribuir oxigênio, nutrientes e fluidos linfáticos por todo o corpo. Mas quando há algo errado no funcionamento desse complexo sistema (composto pelo coração, veias, artérias, vasos linfáticos, etc.), geralmente ocasionado por doenças, os demais órgãos do corpo podem ficar comprometidos, gerando diversas complicações. Existem várias doenças que acometem o nosso sistema sanguíneo, nesse trabalho será estudado o problema da insuficiência venosa dos membros inferiores, desenvolvendo um equipamento para aquisição do fluxo sanguíneo nessa região.

Insuficiência venosa dos membros inferiores (IVMI) pode ser definida como um conjunto de alterações que ocorrem na pele e no tecido subcutâneo, principalmente nos membros inferiores, decorrentes de uma hipertensão venosa de longa duração, causada pela insuficiência valvular e/ou obstrução venosa.

A avaliação clínica dos membros inferiores na insuficiência venosa por si só não identifica os sistemas envolvidos ou os níveis anatômicos, sendo necessários exames complementares. Esses exames podem ser invasivos ou não invasivos. Os invasivos, como flebografia e pressão venosa ambulatoria, apesar de terem boa acurácia, trazem desconforto e complicações. Dentre os não invasivos, destacam-se: Doppler ultrassom de ondas contínuas, fotopletismografia, pletismografia a ar e mapeamento dúplex. O Doppler ultrassom avalia a velocidade do fluxo sanguíneo de maneira indireta. A fotopletismografia avalia o tempo de

reenchimento venoso, fornecendo um parâmetro objetivo de quantificação do refluxo venoso. A pletismografia a ar permite quantificar a redução ou não da capacitância, o refluxo e o desempenho da bomba muscular da panturrilha. O dúplex faz uma avaliação quantitativa e qualitativa, fornecendo informações anatômicas e funcionais.

O Sistema Doppler de ondas contínuas (SDOC) avalia a velocidade do fluxo sanguíneo arterial ou venoso por meio da detecção da mudança ou variação na frequência do feixe de ultrassom refletido, a partir das células vermelhas em movimento. O instrumento produz um sinal sonoro audível ou uma forma de onda que pode ser registrável. O padrão de normalidade do fluxo venoso é de som espontâneo e fásico com a respiração. As principais vantagens do SDOC são seu baixo custo, facilidade de transporte e possibilidade de repetição do exame quantas vezes for necessário. Como desvantagens, pode-se citar a subjetividade da técnica, exigindo muito tempo de treinamento para o examinador conseguir realizar o exame com facilidade e exatidão. Por se tratar de um método qualitativo e não quantitativo, quando o acompanhamento não é realizado pelo mesmo profissional, a avaliação fica ainda mais difícil.

Neste trabalho foi desenvolvido um aparelho utilizando Sistema Doppler de Ondas Contínuas. Os SDOC utilizam transdutores com dois cristais piezoelétricos. Um emite sinais de ultrassons e o outro capta sinais provenientes da interação dos sinais emitidos com os glóbulos vermelhos do sangue. A frequência refletida, após demodulação, encontra-se dentro da faixa de áudio, podendo ser ouvida por intermédio de um alto-falante. Com intuito de melhorar o desempenho do equipamento, dando a ele também uma análise quantitativa, foi realizado processamento digital do sinal, gerando o espectro de frequência para visualização num LCD, o valor da frequência trará um valor real ao fluxo sanguíneo diminuindo substancialmente o erro de avaliação acometido por dois profissionais distintos. Juntos o som audível e o seu espectro podem auxiliar em diagnósticos de distúrbios na circulação sanguínea periférica como nos membros inferiores.

1.2 OBJETIVO GERAL

Este trabalho visa o projeto e construção de um Sistema Doppler de Ondas contínuas para avaliação de fluxo sanguíneo de membros inferiores e a obtenção dos resultados por espectro de frequência (visualizado num display LCD) e sinais sonoros (através de um pequeno auto-falante).

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

a) Desenvolver a Placa Doppler, composta pelos circuitos eletrônicos necessários para demodular, amplificar e filtrar os sinais de um transdutor de ultrassom de 4MHz alimentado inicialmente com um gerador de sinais. A saída da placa Doppler será um sinal de áudio reproduzido por um auto-falante e também processado por um microcontrolador para geração de espectro de frequência.

b) Desenvolver um sistema microcontrolado para substituir o gerador de sinais colocados inicialmente no transdutor, digitalizar o sinal de áudio da saída da placa Doppler, realizar a FFT e apresentar em display.

c) Construir um protótipo composto pelas duas partes (placa doppler e sistema microcontrolado), formando o Sistema Doppler de Ondas Contínuas.

d) Apresentar os resultados dos desenvolvimentos e os resultados da utilização do protótipo em um único indivíduo como validação preliminar.

1.4 JUSTIFICATIVA

O acompanhamento do fluxo sanguíneo de um paciente é de suma importância para algumas áreas da medicina. Escolher um método que não seja invasivo ao paciente e de grande praticidade para o especialista é de grande valia, como o sistema Doppler de ondas contínuas que, entre diversas aplicações, possui uma aplicação dentro da avaliação da insuficiência venosa dos membros inferiores. A insuficiência venosa dos membros inferiores é uma afecção muito comum, embora de mortalidade praticamente nula, apresenta morbidade importante, leva à piora da qualidade de vida dos doentes e tem impacto socioeconômico muito grande, inclusive em nosso país. A adição da análise do espectro da frequência, num dispositivo Doppler de ondas contínuas convencional, traz uma ferramenta a mais de monitoramento do vaso, fazendo com que o médico tenha uma maior certeza do diagnóstico realizado. O uso desse aparelho simples, portátil e de baixo custo possibilita uma rápida triagem de pessoas com e sem insuficiência venosa, sendo que aquelas que acusarem um resultado positivo serão repassadas para um exame mais minucioso, porém mais oneroso e menos prático, dando continuidade ao diagnóstico e tratamento.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho foi organizado da seguinte maneira. O capítulo 01 possui informações introdutórias para que dêem ao leitor a noção do assunto abordado em todo o projeto.

O capítulo 02 traz todo embasamento teórico que o leitor necessita sobre o tema, sendo o mesmo proposto de forma crescente de confecção partindo da problemática médica da insuficiência venosa dos membros inferiores e seguindo das formas de medição e avaliação, isso no ramo médico, continuando com conhecimento técnico voltado ao projeto em si sobre sinais ultrassônicos e efeito Doppler: como gerar, extrair, condicionar e tratar os sinais dando condição ao objetivo do projeto que é o sinal sonoro e espectro de frequência.

O capítulo 03 traz a forma projetada, como foi elaborado o hardware e firmware demonstrando-os com circuitos, fluxogramas, cálculos e imagens.

O capítulo 04 apresenta os resultados, iniciando pela forma de como foi realizada os teste, o resultado de cada etapa do projeto até chegar ao resultado apresentado ao usuário que seria os valores apresentados no display LCD.

Por fim, o Capítulo 5, apresentará as considerações finais sobre o trabalho elaborado.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo apresenta a revisão da literatura necessária para compreensão do trabalho desenvolvido.

2.1 INSUFICIÊNCIA VENOSA DOS MEMBROS INFERIORES

A insuficiência venosa dos membros inferiores (IVMI) é a incapacidade de manutenção do equilíbrio entre o fluxo de sangue arterial que chega ao membro inferior e o fluxo venoso que retorna ao átrio direito, decorrente da incompetência do sistema venoso superficial e/ou profundo. Esta incapacidade acarreta um regime de hipertensão venosa que crônica e tardiamente leva as alterações de pele e subcutâneo característico da IVMI (Barros Jr N.,2000). Dois mecanismos são importantes no aparecimento da IVMI: a obstrução ao fluxo venoso de retorno (trombose venosa profunda) e o refluxo do sangue venoso através de um sistema valvular venoso incompetente (BARROS JR N.,2000).

As doenças venosas apresentam características peculiares, pois algumas delas, com alterações superficiais, podem ser percebidas pelos próprios pacientes, entretanto, outras alterações envolvendo sistema venoso profundo (SVP) em estágios iniciais frequentemente não provocam sintomas ou sinais que revelem sua existência (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON, 2007).

2.1.1 Epidemiologia

A IVMI é uma afecção muito comum, embora de mortalidade praticamente nula, apresenta morbidade importante, leva à piora da qualidade de vida dos doentes e tem impacto socioeconômico muito grande, inclusive em nosso país. (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON,2007).

Cerca de 10 a 20% da população do mundo desenvolvido possui veias varicosas ou algum grau de insuficiência venosa superficial ou profunda dos membros inferiores. A IVMI acomete de 2 a 7% da população, a úlcera de estase venosa crônica, atinge de 0,5 a 2% da população (Tabela 1). (BARROS JR N.,2000).

Tabela 1 - Prevalência da doença varicosa dos membros inferiores em adultos

		Prevalência (%)	
		Homens	Mulheres
Doença	varicosa	40 - 50	50 - 55
(todos os tipos)* *			
Veias	varicosas	10 - 15	20 - 25
visíveis			
Insuficiência venosa		2 - 7	3 - 7
crônica			
Ulcerações venosas		0,5 - 1	1 - 1,5
crônicas			

* qualquer evidência de doença venosa incluindo telangiectasias, varizes reticulares, varizes tronculares, hiperpigmentação, eczema e lipoesclerose.

Fonte: BARROS JR N.(2000)

Em estudo epidemiológico realizado no Brasil, incluindo pacientes que buscaram atendimento em um Centro de Saúde Escola de Botucatu (SP) para exames de rotina, foi observada prevalência de varizes de 47,6%. Com a correção estatística, a prevalência estimada para a população de mesmo nível socioeconômico do município foi de 35,5%, excluindo os casos de queixas relativas aos membros inferiores (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON, 2007).

2.1.2 Classificação

A classificação mais utilizada atualmente é a chamada CEAP. É mais completa pois aborda, além do critério clínico e anatômico, o etiológico e o fisiopatológico e, através de um sistema de pontuação, classifica a gravidade clínica e a incapacidade para o trabalho, o consenso da classificação pode ser visualizado na Tabela 2 (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON, 2007).

Tabela 2 - Consenso de classificação das doenças venosas crônicas

CLÍNICO	
Classe 0	Sem sinais de doença venosa visível ou palpável.
Classe 1	Telangiectasias ou veias reticulares
Classe 2	Veias varicosas
Classe 3	Edema
Classe 4	Alterações cutâneas (Hiperpigmentação; eczema; dermatofibrose)
Classe 5	Classe 4 + úlcera curada.
Classe 6	Classe 4 + úlcera ativa.
ETIOLÓGICO	
Congênita	EC
Primária	EP - causa indeterminada
Secundária	ES - pós-trombótica; pós-traumática e outras.
ANATÔMICO	
Segmento	Veias Superficiais (As)
1	Telangiectasias/Veias reticulares
2	Safena interna acima do joelho
3	Safena interna abaixo do joelho
4	Safena externa
5	Não safenas
Segmento	Veias Profundas (Ap)
6	Veia cava inferior
7	Veia ilíaca comum
8	Veia ilíaca interna
9	Veia ilíaca externa
10	Pélvis-gonadal, ligamento largo, etc..
11	Veia femoral comum
12	Veia femoral profunda
13	Veia femoral superficial
14	Veia femoral poplíteia
15	crural-tibial anterior, tibial posterior, peroneira
16	muscular - gastrocnêmio, sóleo
	Segmento Veias Perfurantes (Aperf)
17	coxa
18	perna
FISIOPATOLÓGICO	
Refluxo	FR
Obstrução	FO
Refluxo e Obstrução	FR,FO

Fonte: BARROS JR N.(2000)

2.1.3 Diagnóstico

A avaliação clínica dos indivíduos com insuficiência venosa dos membros inferiores, apesar de ser importante, por si só não identifica os sistemas envolvidos ou os níveis anatômicos (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON, 2007). Para que a avaliação seja mais detalhada e precisa, além do exame clínico, devem ser empregados exames complementares, que podem utilizar métodos ou testes invasivos e não-invasivos.

Os testes invasivos que têm sido utilizados são a flebografia e a medida direta da pressão venosa ambulatória (PVA), por punção de uma veia no dorso do pé. A flebografia, que tem sido considerada o método padrão-ouro, permite a visualização do sistema venoso e identifica

alterações morfológicas e funcionais. Com isso, proporciona informações anatômicas e fisiopatológicas importantes não só para o diagnóstico, mas também para escolha de técnicas cirúrgicas ou endovasculares para correção da IVMI. A PVA faz uma avaliação global da IVMI, mas não identifica se as alterações são por obstrução ou refluxo no SVP. A flebografia e a PVA, por serem invasivas, podem trazer desconforto e complicações para os pacientes. Assim, esses testes têm baixa aceitação e fica difícil sua repetição para o seguimento de pacientes ou avaliação de terapêuticas para a IVC (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON,2007).

Com o intuito de fazer o diagnóstico de modo não invasivo e confiável, ao longo das últimas décadas do século passado, alguns métodos não invasivos foram desenvolvidos para avaliação da função venosa em pacientes com insuficiência venosa, como Doppler ultra-som de ondas contínuas (DOC), fotopletismografia (FPG), pletismografia a ar (PGA) e mapeamento dúplex (MD) (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON,2007).

Os testes não invasivos são mais econômicos, rápidos e não causam tanto desconforto aos pacientes quando comparado com os invasivos.

a) Doppler ultrassom de ondas contínuas: O DOC avalia a velocidade do fluxo sanguíneo arterial ou venoso por meio da detecção da mudança ou variação na frequência do feixe de ultrassom refletido, a partir das células vermelhas em movimento. Ou seja, é usado um transdutor, que gera sinais ultrassônicos, sobre a pele e o aparelho faz a relação de diferença da frequência do sinal emitido com o sinal refletido. O instrumento produz um sinal sonoro audível ou uma forma de onda que pode ser registrável. O padrão de normalidade do fluxo venoso é de som espontâneo e fásico com a respiração. É audível com a sonda Doppler em todas as localizações, exceto nas veias superficiais e de menor calibre. (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON,2007).

As principais vantagens do DOC são seu baixo custo, facilidade de transporte e possibilidade de repetição do exame quantas vezes for necessário. Como desvantagens, pode-se citar a subjetividade da técnica, exigindo muito tempo de treinamento para o examinador conseguir realizar o exame com facilidade e exatidão. Por se tratar de um método qualitativo e não quantitativo, quando o acompanhamento não é realizado pelo mesmo profissional, a avaliação fica ainda mais difícil. (ORLANDO, MARIANGELA, HAMILTON,2007).

Em mãos experientes, estas informações levam ao diagnóstico em 90% dos pacientes. (BARROS JR N.,2000).

b) Mapeamento Dúplex (MD) ou Eco-Doppler suplementa o exame físico e a avaliação através do Doppler portátil de onda contínua. O MD fornece informações sobre o fluxo e mesmo refluxo em veias específicas, isto é, femoral, poplítea, veias profundas da panturrilha e veias

perfurantes. Por meio de manobras de compressão pode-se documentar o refluxo venoso e o fechamento das válvulas, possibilitando o diagnóstico preciso. O uso do MD colorido tem possibilitado uma avaliação mais rápida e mais acurada. (BARROS JR N.,2000). Segundo MOLINA (2004), o Mapeamento Duplex apresenta custo elevado e demanda longo tempo para sua realização.

c) fotopletismografia: É um método de avaliação de função venosa de fácil execução, que não requer treinamento demorado do operador e que avalia o tempo de reenchimento venoso (TRV), fornecendo um parâmetro objetivo de quantificação do refluxo venoso. É usada em alguns serviços para diagnóstico de doenças venosas dos membros inferiores e acompanhamento de pacientes candidatos a cirurgia de varizes no pré e pós-operatório. (BARROS JR N.,2000).

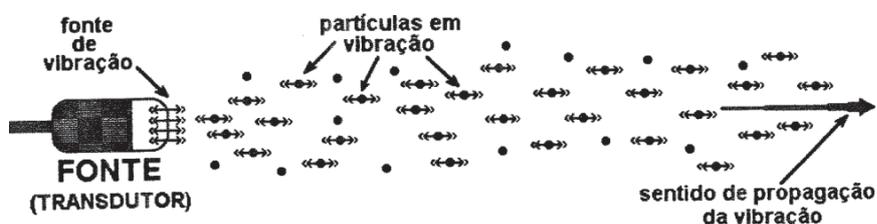
Os valores absolutos encontrados nos exames de FPG no pré-operatório e no pós-operatório são medidas quantitativas objetivas úteis para verificação da mudança hemodinâmica venosa resultante da cirurgia de varizes. Possibilitam verificar se a cirurgia de varizes melhorou ou não a hemodinâmica do membro do paciente (BARROS JR N.,2000).

2.2 ULTRASSOM

O desenvolvimento de diagnósticos usando o ultrassom iniciou na Segunda Guerra Mundial, mas foi mesmo na década de 50 que os métodos ultrassônicos começaram se firmar como um valioso recurso da física aplicada à medicina (HILL,1986).

O som consiste de uma onda ou perturbação mecânica, que se propaga através de um meio devido à vibração das moléculas. Criando, com isso, regiões de altas e baixas pressões em suas vizinhanças, transferem em cadeia a energia da perturbação original (proveniente da fonte sonora ou de vibração) umas às outras, a Figura 1 representa o que foi dito acima (DA SILVA, 1994).

Figura 1 – Propagação de vibrações sonoras



Fonte: DA SILVA (1994)

O som audível pelo homem está na faixa de frequência entre 18 Hz e 20.000 Hz. O som abaixo de 18 Hz é o infrassom e acima de 20.000 Hz é chamado ultrassom. O som não se propaga no vácuo, pois depende da movimentação elástica das moléculas do meio que o transporta. Quanto mais próximas entre si estiverem as moléculas (maior densidade), mais rápida será sua propagação. De forma geral, nos tecidos moles, a velocidade do som é aproximadamente 1.540 m/s (MOLINA,2004).

Tabela 3 – Velocidade do som e densidade de alguns materiais

Material	Densidade (g/cm ³)	Velocidade do som (m/s)
Ar	0,001	331
Gordura	0,93	1.480
Sangue	1,00	1.560
Músculo	1,06	1.570
Ossos	1,85	3.360

Fonte: MOLINA (2004)

2.2.1 Atenuação do Ultrassom

Quando uma onda sonora se propaga por um meio, sua intensidade decai. Para estimar a profundidade de penetração do ultrassom nos tecidos, utiliza-se o coeficiente de atenuação. Considerando a propagação de uma onda sonora na direção z, o valor de pico da amplitude da onda (A_z), em função da distância z, pode ser dado por (MOLINA, 2004):

$$A_z = A_0 * e^{-u_a \cdot z} \quad (1)$$

Onde:

A_0 = Valor de pico da amplitude em $z=0$.

u_a = Coeficiente de atenuação dependente do meio e da frequência do ultrassom.

A atenuação, em decibéis por centímetro, do feixe sonoro em gordura e músculo é diretamente proporcional à frequência f. Da Tabela 4, pode-se observar que a atenuação a 1 MHz em músculo é de 1,3 dB/cm. Portanto, a 4 MHz é de 5,2 dB/cm. A atenuação do som no osso é de 10 dB/cm a 1 MHz, sendo proporcional a $f^{1,5}$. No ar e água, é dependente de f^2 (DA SILVA, 1994; MOLINA 2004).

Tabela 4 – Atenuação do ultrassom

Tecido	Atenuação (dB/cm) @ 1 MHz
Gordura	0,63
Músculo	1,3
Ossos	10

Fonte: MOLINA (2004)

2.2.2 Reflexão do Ultra-som

Quando encontra a superfície de separação de dois meios, parte do ultrassom é refletido, conforme a diferença de impedância acústica entre os meios. Por exemplo, considerando incidência normal (90°), a intensidade da onda refletida em relação à incidente é dada por (MOLINA 2004):

$$\frac{I_r}{I_i} = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad (2)$$

Onde: I_r = Intensidade do ultra-som refletido.

I_i = Intensidade do ultra-som incidente.

Z_2 = Impedância característica de um meio.

Z_1 = Impedância característica do outro meio.

Impedância característica Z de um meio é o produto da sua densidade pela velocidade do som no meio. O valor da impedância característica do ar, calculado com os dados da Tabela 4, é muito pequeno em relação à impedância do músculo, gordura ou do transdutor de ultrassom (construído com material de alta densidade). Desta forma, I_r/I_i resulta em quase 100%, o que significa que o ultrassom é quase totalmente refletido numa interface de ar entre o transdutor e o tecido. Para minimizar o problema, utiliza-se gel acústico entre transdutor e pele (MOLINA 2004).

2.2.3 Frequência e Intensidade do Ultrassom

As frequências mais utilizadas na clínica diagnóstica estão entre 2 MHz e 10 MHz. Dentro desta faixa, para se avaliar vasos sanguíneos logo abaixo da pele, utiliza-se frequências maiores e para vasos mais profundos, frequências menores. Intensidades de ultrassom acima de

3 W/cm² são capazes de produzir destruição tecidual. Nenhum bio-efeito significativo foi descrito com intensidades inferiores a 100 mW/cm². Portanto, em diagnóstico, utiliza-se intensidades de 1 a 50 mW/cm². Pelo baixo nível de potência necessária, exames com sistemas de ultrassom podem ser repetidos quantas vezes forem necessários em um mesmo indivíduo (MOLINA 2004).

2.2.4 Interação do Sangue com o Ultrassom

O sangue é constituído de plasma, eritrócitos (células vermelhas), leucócitos (células brancas) e plaquetas (pequenas partículas vitais para o processo de coagulação). O plasma ocupa aproximadamente 54% do volume de sangue total. Devido ao seu tamanho e número, os eritrócitos são os principais componentes do sangue responsáveis pelo espalhamento do ultrassom emitido por um transdutor. Representam, aproximadamente, 45% do volume do sangue. Com o eritrócito é bem menor (8,1 µm de diâmetro médio) que o comprimento de onda do ultrassom ($\lambda = 0,3$ mm para 5 MHz), o espalhamento é independente do seu formato. Depende apenas do volume e da diferença de impedância em relação ao meio que o envolve.

O espalhamento é proporcional a f^4 (f=frequência do ultrassom) e ocorre quando o eritrócito absorve energia do feixe de ultrassom, vibra e re-irradia ultrassom em todas as direções. Parte deste atinge o transdutor receptor e corresponde ao sinal de interesse. No entanto, este sinal tem amplitude muito inferior aos sinais obtidos por reflexão nas paredes de vasos e interfaces músculo-gordura (MOLINA 2004).

2.2.5 Transdutores de Ultra-som

O efeito piezelétrico é uma propriedade exibida naturalmente por alguns materiais de estrutura cristalina, como o quartzo. Quando pressão mecânica é aplicada a um material que exhibe esta propriedade, sua estrutura produz uma diferença de potencial em sua superfície, proporcional à pressão. De forma inversa, quando um campo elétrico é aplicado ao material, sua estrutura muda de forma. O efeito piezelétrico pode também ser induzido em alguns materiais cerâmicos, sendo estes mais versáteis quanto às características mecânicas, físicas e químicas e, portanto, mais utilizados em transdutores.

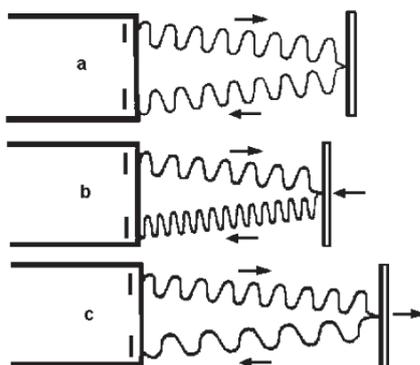
Utilizando o efeito piezelétrico, os transdutores de ultrassom vibram, emitindo ondas quando seu elemento ativo é excitado por um sinal elétrico. De forma inversa, gera um sinal elétrico quando o elemento ativo recebe o ultrassom refletido. Equipamentos Doppler podem

utilizar um único transdutor para a emissão e recepção do ultrassom, mas a utilização de dois transdutores simplifica os circuitos eletrônicos (MOLINA 2004).

2.3 EFEITO DOPPLER

Emitindo-se um feixe de ultrassom em direção a um anteparo estático (Figura 2-a), o som refletido terá frequência igual ao incidente. Se o anteparo está se aproximando do transdutor (Figura 2-b), as ondas refletidas alcançarão o transdutor em menor tempo, aumentando a frequência recebida. Se o anteparo está se afastando (Figura 2-c), a frequência recebida diminui. Este fenômeno (efeito Doppler) foi descrita em 1843, pelo físico austríaco Christian Doppler (MOLINA 2004).

Figura 2- Efeito Doppler



Fonte: MOLINA (2004)

Sendo em (a): Reflexão em anteparo imóvel, em relação ao transdutor, não altera a frequência;

(b) Anteparo aproximando-se, aumenta a frequência;

(c) Anteparo afastando-se, diminui a frequência.

O sinal recebido tem sua frequência (f_r) deslocada da frequência transmitida (f_t) por um fator f_a , em uma artéria, o sangue flui com uma velocidade de $V_{sangue} = 1$ m/s. Como visto a velocidade das ondas de ultrassom no tecido humano é $V_{som} = 1540$ m/s. Segundo (BAUER; WESTFALL; DIAS, 2013) a equação que representa a frequência observada pelo receptor do transdutor é:

$$f_r = f_t * \left(1 + \frac{V_{\text{sangue}}}{V_{\text{som}}}\right) * \left(\frac{V_{\text{som}}}{V_{\text{som}} - V_{\text{sangue}}}\right) \quad (3)$$

Considerando $f_t = 4\text{MHz}$ (frequência do ultrassom emitido):

$$f_r = 4 * 10^6 * \left(1 + \frac{1}{1540}\right) * \left(\frac{1540}{1540 - 1}\right) = 4,0052\text{MHz}$$

$$\Delta f = |f_r - f_t| = 5,2\text{KHz}$$

Essa variação de frequência é a máxima observada quando o sangue flui em consequência de uma pulsação do coração. Entre pulsações, o sangue desacelera e quase para. Combinando-se a frequência e f_r , obtém-se uma frequência de batimentos, $f_b = f_r - f_t$, que varia de 5,2Khz a zero enquanto o coração pulsa. O exemplo de cálculo considera que o sangue flua diretamente em direção ao transdutor. Em geral existirá um ângulo entre a direção em que as ondas são emitidas e a direção do fluxo de sangue, o que diminuirá a variação de frequência observada em até 30% (BAUER; WESTFALL; DIAS, 2013).

Basicamente nos sistemas Doppler de ondas contínuas, funciona da seguinte maneira: uma cerâmica piezelétrica emite o ultrassom. Outra cerâmica recebe o ultrassom que interagiu com os eritrócitos do sangue e teve sua frequência deslocada em função da velocidade destes no fluxo sanguíneo. O deslocamento de frequência está dentro da faixa de áudio. O processo de obtenção do deslocamento de frequência (kHz) do sinal captado (MHz) é denominado demodulação. Após demodulado o sinal passa pela etapa de condicionamento de sinal para ser reproduzindo sonoramente por um pequeno alto-falante.

2.4 CONDICIONAMENTO DE SINAIS ANALÓGICOS

2.4.1 Demodulação do Sinal Doppler

O sinal refletido do ultrassom possui componentes de frequências correspondentes à portadora, ao desvio Doppler relativo ao fluxo sanguíneo e componentes de frequências resultantes da reflexão das paredes dos vasos, tecidos e estruturas próximas ao vaso sanguíneo

(alvos estacionários). A demodulação significa então, eliminar as componentes indesejáveis, obtendo apenas a informação do fluxo sanguíneo. A seguir serão analisados alguns processos de demodulação.

2.4.1.1 Demodulação Coerente

Na demodulação coerente, o mesmo sinal transmitido, obtido na saída do transmissor, é utilizado como sinal de referência no processo de demodulação. Os sinais de referência e o sinal refletido são multiplicados, produzindo então um sinal contendo componentes de frequência do desvio doppler. Depois um filtro passa baixa é usado para separar o sinal doppler (DA COSTA, 1993).

2.4.1.1.1 Interpretação Matemática

Conforme descrito em (DA COSTA, 1993), a interpretação matemática da demodulação coerente segue conforme abaixo:

Considerando-se $T(t)$ o sinal transmitido, descrito como (DA COSTA, 1993):

$$T(t) = \cos(W_o t) \quad (4)$$

O desvio doppler $Rd(t)$, de um alvo movendo-se (DA COSTA, 1993):

$$Rd(t) = B \cos(W_o t + W_d t + \phi_d) \quad (5)$$

E o sinal dos alvos estacionários (paredes de veias, tecidos e etc) será (DA COSTA, 1993):

$$Re(t) = A \cos(W_o t + \phi_e) \quad (6)$$

Sendo:

A e B = Amplitudes dos sinais;

W_o = Frequência do sinal da portadora ($2\pi f_o$);

W_d = Frequência do sinal deslocado;

ϕ_d e ϕ_e = Diferença ângulo de fase com relação à portadora

A soma dos sinais refletidos desviados e estacionário fica (DA COSTA, 1993):

$$R(t) = B \cos(W_o t + W_d t + \phi_d) + A \cos(W_o t + \phi_e) \quad (7)$$

Os componentes do sinal $R(t)$ através da demodulação coerente, que implica na multiplicação do sinal recebido $R(t)$ pelo sinal transmitido $T(t)$ resultado do sinal $D(t)$, dado por (DA COSTA, 1993):

$$D(t) = \left(\frac{A}{2} * \cos(\phi_c)\right) + \left(\frac{B}{2} * \cos(W_d t + \phi_d)\right) \quad (8)$$

Os sinais refletidos pelas paredes dos vasos e tecidos correspondem ao termo $\frac{A}{2} \cos(\phi_c)$. E o termo $\frac{B}{2} \cos(W_d t + \phi_d)$ corresponde ao fluxo sanguíneo propriamente dito (DA COSTA, 1993).

2.4.2 FILTROS

Um filtro elétrico é um quadripolo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro do sinal de entrada e permitir a passagem dos demais. Os filtros podem ser classificados sob três aspectos (PERTENCE 2003):

- Quanto à função executada;
- Quanto à tecnologia empregada;
- Quanto à função-resposta utilizada.

O primeiro nos permite considerar quatro tipos básicos de filtros:

- Passa-Baixa (PB): só permite a passagem de frequências abaixo de uma frequência determinada f_c (frequência de corte). As frequências superiores são atenuadas.
- Passa-Alta (PA): só permite a passagem de frequências acima de uma frequência determinada f_c (frequência de corte). As frequências inferiores são atenuadas.

- Passa-Faixa (PF): só permite a passagem de frequências em uma faixa delimitada pelas fc_1 e fc_2 , respectivamente, frequência de corte inferior e superior. As frequências situadas fora da faixa entre fc_1 e fc_2 são atenuadas.
- Rejeita-Faixa (RF): só permite a passagem de frequências fora da faixa delimitada pelas fc_1 e fc_2 , respectivamente, frequência de corte inferior e superior. As frequências situadas dentro da faixa entre fc_1 e fc_2 são atenuadas.

O segundo aspecto nos permite classificar os filtros considerando a tecnologia empregada na construção:

- Filtros Passivos: são construídos apenas com elementos passivos, tais como: resistores, capacitores e indutores.
- Filtros Ativos: são construídos com elementos passivos associados a elementos ativos, tais como válvulas, transistores ou amplificadores operacionais.
- Filtros Digitais: utilizam componentes digitais, onde o sinal é convertido por um conversor analógico-digital, filtrado e reconvertido para analógico.

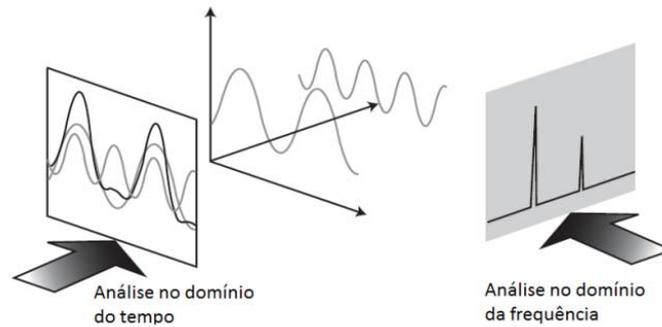
O terceiro aspecto, que diz respeito à função-resposta, nos permite classificar em:

- Butterworth
- Chebyshev
- Cauer
- Entre outros.

2.5 ESPECTRO DE FREQUÊNCIA

O analisador de espectros é um dispositivo usado para analisar os sinais alternados no domínio da frequência. O analisador de espectro mostra de forma direta a informação contida num sinal qualquer, como por exemplo, a tensão, a potência, o período e a frequência. Na análise espectral de um sinal, podemos identificar separadamente as diversas frequências que compõem um sinal, visualizando desta forma distorções e imperfeições que dificilmente seriam identificadas numa visualização no domínio do tempo. Isso pode ser mais bem entendido através da Figura 3.

Figura 3 – Domínio do tempo versus domínio da frequência

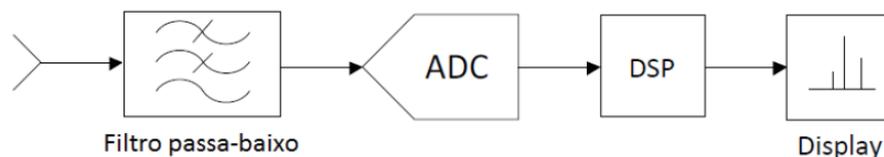


Fonte: SILVA (2012, pg 24)

2.5.1 Analisador de Espectro FFT

O analisador de espectro FFT digitaliza diretamente o sinal no tempo e transforma-o para o domínio da frequência utilizando a DFT (Discrete Fourier Transform). O sinal é digitalizado com recurso de um conversor A/D, seguidamente é utilizado um processador de dados para executar o algoritmo da DFT, é usual a utilização de um DSP para este tipo de operações. Neste tipo de analisadores o sinal é filtrado com um filtro passa-baixo (antialiasing), a frequência de corte deste filtro é no máximo metade da frequência de amostragem (F_s) do A/D. Na prática utiliza-se A/D's com uma frequência de amostragem superior ao dobro da frequência de corte do filtro. Com a utilização de um algoritmo preparado para essa função, chamado de FFT (Fourier Fast Transform) programado dentro do firmware do microcontrolador, consegue-se a conversão do sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência. Na figura 4 pode-se observar um diagrama que representa um analisador de espectro FFT genérico.

Figura 4 - Diagrama de Blocos de um analisador de espectro FFT genérico



Fonte: SILVA (2012, pg 26)

A vantagem deste tipo de analisadores espectrais é a sua capacidade de obter uma resposta num curto espaço de tempo, uma vez que basta apenas uma porção de amostras do sinal para gerar uma resposta. Outra vantagem é a possibilidade de medir também a fase do sinal, muito útil sempre que se tem comunicações digitais. A maior desvantagem deste modelo

é a limitação da máxima frequência de operação. A máxima frequência possível de ser detectada corresponde a metade da frequência de amostragem do A/D (SILVA, 2012).

2.5.1.1 Teoria de Operação

Após o sinal ser condicionado pela placa Doppler, passa pelo filtro anti-aliasing com seletividade em frequência do tipo passa-baixa. No conversor A/D, primeiro ocorre, amostragem e retenção (sample-and-hold ou S/H) responsável por manter fixo o valor da amostra durante o tempo necessário para que ela seja convertida em um número computacional, pelo conversor A/D propriamente dito. Dentro do DSP esse número será processado através do algoritmo FFT e disponibilizará esse resultado ao usuário por meio do display num formato agradável (SILVA, 2012).

2.6 PROCESSAMENTO DIGITAL DO SINAL

Para obtenção do espectro da frequência do fluxo sanguíneo, será necessário o processamento digital do sinal que antes foi condicionado. Nesse capítulo estará descrito a bibliografia referente ao conhecimento necessário desde a aquisição deste sinal até seu processamento, deixando-o em condições para uso em uma interface homem máquina.

Muitos podem achar que a conversão de dados como sendo somente o Conversor Analógico-Digital (A/D). Entretanto para converter um sinal analógico, o sinal de entrada necessita que seus níveis casem com o do conversor, ainda é necessário filtrar (filtro anti-aliasing) o sinal de entrada a fim de remover componentes de frequência acima da razão de Nyquist, e mais, amostrar para converter um sinal contínuo no tempo para um sinal amostrado. Finalmente este pode ser “quantificado” pelo o A/D.

2.6.1 Teoria da Amostragem

A teoria da amostragem demonstra que, para evitar problemas de *aliasing*, ou seja, a amostra apresenta uma frequência diferente do real, deve-se utilizar a frequência de

amostragem (F_s) duas vezes maior que a maior componente harmônica do sinal, ou frequência máxima. Essa teoria é também chamada de critério de Nyquist (SEVERO, 2017).

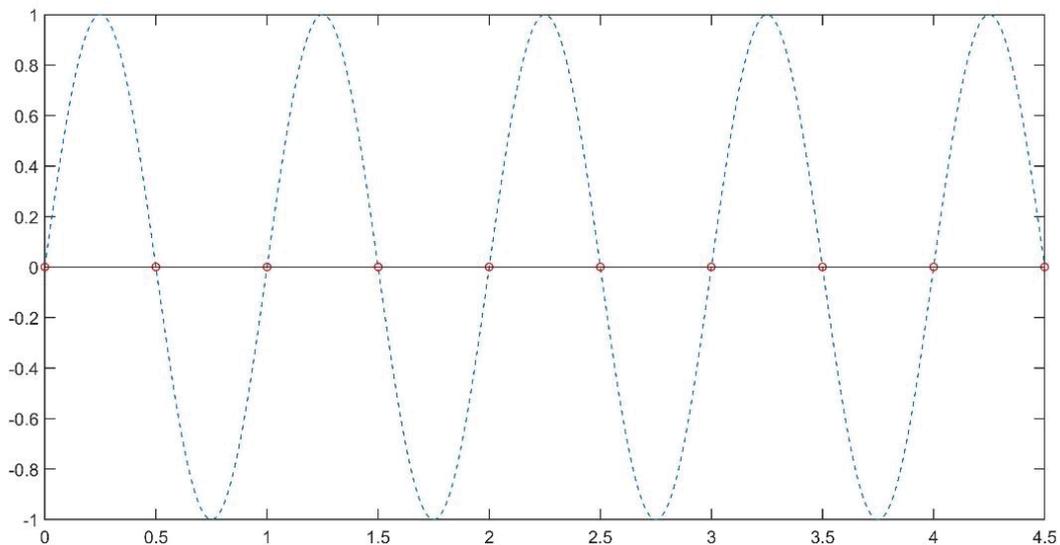
$$F_s > 2F_{max} \quad (29)$$

O padrão para aplicações de áudio é utilizar uma largura de banda (BW) de 20KHz com frequência de amostragem de 44,1KHz e quantificação de 16 bits. Esse padrão é o mesmo utilizado nos CDs (*CompactDisc*) comerciais (SEVERO, 2017). Usando o critério de Nyquist como parâmetro percebe-se:

$$44,1KHz > 2 * 20KHz \quad (30)$$

Então o critério está satisfeito. Mas para não conseguir um espectro de frequência errôneo, o sinal analógico precisa ser bem amostrado e não apresentar distorções que possam omitir resultado no momento do cálculo digital. A figura 5 demonstra um sinal com amostragem dentro do critério de Nyquist, onde a linha tracejada representa a senóide original e os pontos sobre o eixo das abcissas é o sinal amostrado.

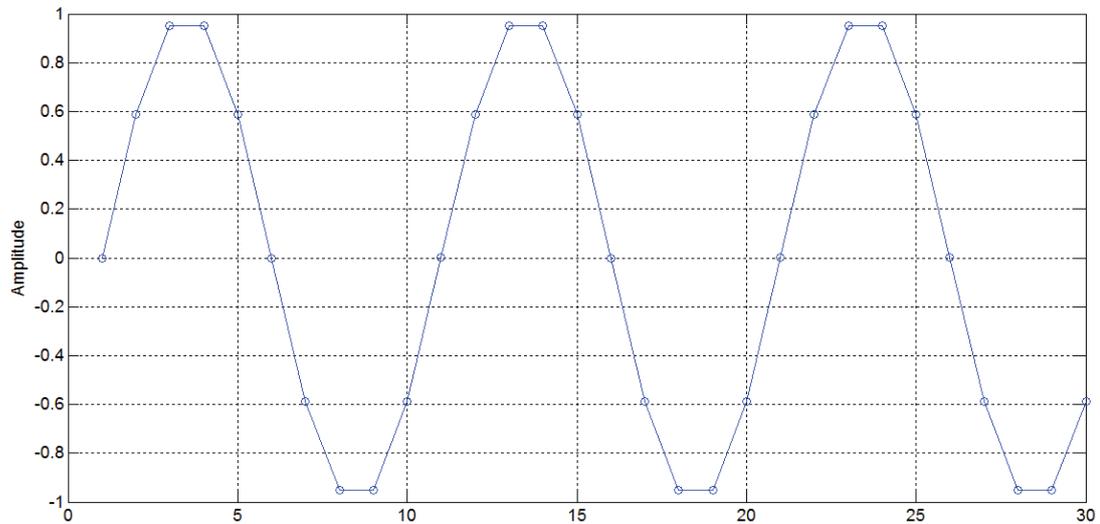
Figura 5 - Onda senoidal com amostragem mínima



Fonte: Próprio Autor

Percebe-se que não se tem uma onda senoidal, o sinal amostrado é zero em todo o período. A figura 6 demonstra uma senóide sendo amostrada com uma frequência 10 vezes maior que a sua. Agora sendo visível a onda senoidal amostrada.

Figura 6 - Onda senoidal com amostragem 10 vezes maior



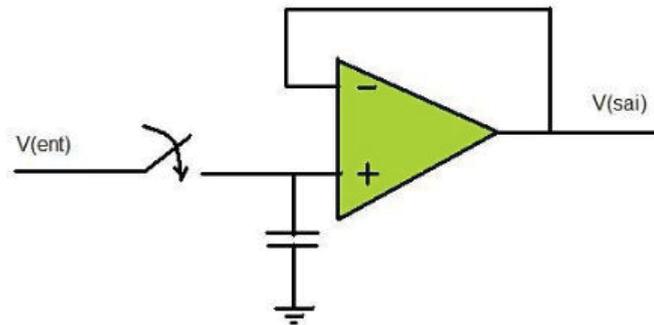
Fonte: Próprio Autor

2.6.2 Selecionando o A/D para o Sistema

Um conversor A/D transforma um sinal analógico, contínuo no tempo, num sinal amostrado, discreto no tempo, quantizado dentro de um número finito de valores inteiros, determinado pela resolução característica do conversor em bits (8, 10, 12, 16 etc). Por exemplo, num conversor de 8 bits, o sinal de entrada é transformado em amostras com os valores entre 0 e 255.

Após o condicionamento do sinal existe um elemento na entrada do conversor A/D que realiza uma amostragem periódica do sinal analógico e o mantém estável até que o conversor propriamente dito possa convertê-lo para um código digital. Trata-se de um circuito de *Sample&Hold*. Um circuito ilustrativo de um S/H (SampleandHold) pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 - Sample Hold



Fonte: <https://www.embarcados.com.br/conversor-a-d/>, acesso 20/10/2017

Para especificar um conversor A/D, é necessário verificar se o conversor atende às necessidades do seu projeto. É necessário verificar as seguintes especificações:

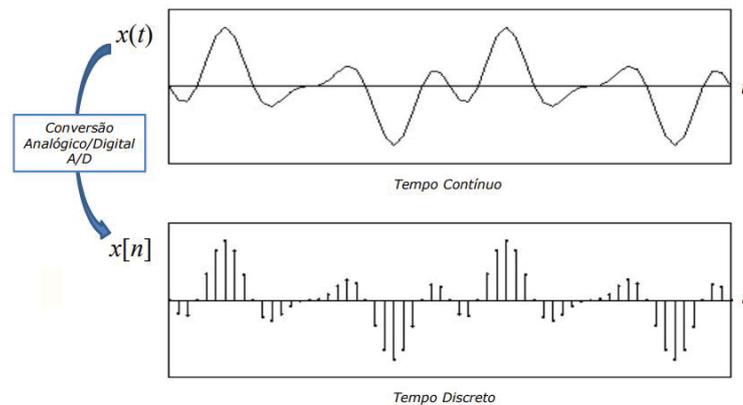
- 1) Faixa dinâmica: é a faixa de amplitude de operação do sinal analógico (em geral uma tensão) dentro da região de trabalho (linear) do conversor. O sinal de entrada deve ser condicionado de forma a possibilitar sua máxima utilização dentro dessa faixa dinâmica.
- 2) Resolução: é a menor quantidade que pode ser convertida (resolvida) dentro da faixa dinâmica do sinal de entrada. É especificada pelo número de bits do conversor. São encontrados na prática conversores com resoluções de 8 a 20 bits. Ex.: Um conversor de 12 bits e uma faixa dinâmica de 5V, a menor amplitude que pode ser resolvida é:

$$\frac{5}{2^{12}} = 0,00122 \Rightarrow 1,22 \text{ mV}.$$
- 3) Tempo de conversão: é o tempo necessário para se obter o valor na saída a partir do momento em que o sinal de entrada foi aplicado e iniciado o processo de conversão. Depende da estrutura do circuito utilizado e da sua resolução. De modo geral, quanto maior a resolução, maior o tempo de conversão. Encontram-se, na prática, tempos de conversão variando desde alguns segundos até sub-nanosegundos. Este tempo é importante para definir a máxima frequência possível a ser convertida a partir de um sinal de entrada variante no tempo.

2.6.3 Sinais em Tempo Discreto

O sinal entregue na entrada do conversor A/D é chamado de sinal de tempo contínuo, ou seja, o valor do sinal pode ser observado em qualquer espaço de tempo. Após a passagem pelo conversor A/D, o mesmo entrega ao microcontrolador o sinal no domínio do tempo discreto que pode ser descrito como um sinal definido em determinados instantes de tempos e representado conforme Figura 8:

Figura 8 - Conversão para tempo discreto



Fonte: <https://www.embarcados.com.br/conversor-a-d/>, acesso 20/10/2017

E matematicamente conforme equação abaixo:

$$x(n) = x_a(nT) \quad (23)$$

Onde $x(n)$: sinal em tempo discreto;

$x(a)$: sinal em tempo contínuo;

n : fator de multiplicação (1,2,3....);

T : período de amostragem.

É mais usual fazer cálculos com seu inverso do período de amostragem, ou seja, a frequência de amostragem ($f_s = \frac{1}{T}$). Já que período utilizado no projeto será constante, pode-se relacionar a frequência da amostragem com a frequência do sinal analógico como segue: $F = \frac{f}{f_s}$, sendo que F é a frequência digital do sinal. (SEVERO, 2017).

$$t = nT = \frac{n}{F_s} \quad (24)$$

Para elucidar o descrito acima, será feito as manipulações matemáticas com sinal descrito abaixo:

$$x(t) = \cos(\omega t) = \cos(2\pi f t) \quad (25)$$

Adotando:

$$f = 5,2\text{KHz};$$

$$f_s = 52\text{KHz};$$

$$N = 20 \text{ amostras}$$

$$x(n) = \cos(2\pi F n) \quad (26)$$

$$x(n) = \cos\left(2\pi \left(\frac{5,2 * 10^3}{52 * 10^3}\right) n\right) \quad (27)$$

$$x(n) = \cos(2\pi(0,1)n) \quad (28)$$

2.6.4 Séries de Fourier

Um sinal periódico $x(t)$ com período $T_0 = 2\pi/\omega_0$ pode ser decomposto em um somatório de senos e cossenos, conhecido como série de Fourier (SEVERO, 2017).

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos \omega_0 n t + b_n \sin \omega_0 n t) \quad (31)$$

Sendo o intervalo entre t_1 até $t_1 + T_0$ pode-se escrever:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} x(t) dt \quad (32)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} x(t) \cos n\omega_0 t dt \quad (33)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} x(t) \sin n\omega_0 t dt \quad (34)$$

Utilizando as séries de Fourier, pode-se descrever qualquer sinal por meio de seu espectro de frequência. Esse espectro contém o conteúdo harmônico e sua amplitude que compõe o sinal. Observando o sinal no domínio da frequência, é possível reconstituir ou sintetizar o mesmo (SEVERO, 2017).

2.6.5 Transformada discreta de Fourier

A transformada discreta de Fourier (DFT) é a análise de Fourier para uma sequência de tempo discreto $x(n)$, sendo ela aperiódica de $-\infty < n < \infty$. Sendo assim, a transformada discreta de Fourier são amostras da TFTD (SEVERO, 2017).

Em contraponto a funções de variáveis contínuas, a DFT é uma sequência de amostras, espaçadas igualmente no tempo, de uma transformada de Fourier de um sinal. A transformada discreta de Fourier transforma N amostras complexas no domínio do tempo em N valores no domínio da frequência. A equação 36 demonstra a DFT X_r de um conjunto de amostras x_n de 0 até $N_0 - 1$ amostras. Isso significa que diferente da análise em tempo contínuo, há um número finito de somas (SEVERO, 2017).

$$X_r = \sum_{n=0}^{N_0-1} x_n e^{-jr\Omega_0 n} \quad (36)$$

$$\text{Sendo: } \Omega_0 = \omega_0 T = \frac{2\pi}{N_0}$$

Cada amostra de x_n é separada por um período T que é dado pelo inverso da frequência de amostragem f_s . Sabendo que a frequência de resolução f_0 (inverso da separação das amostras de X_r) pode-se determinar:

$$N_0 = \frac{T_0}{T} \quad (37)$$

2.6.6 Transformada rápida de Fourier

A transformada rápida de Fourier ou FFT (*Fast Fourier Transform*) é um algoritmo eficiente para cálculo de uma DFT. Seu objetivo é melhorar a forma com que se reduza a capacidade computacional exigida. Requer menos multiplicações em sua aplicação em programação mais direta que a DFT. A FFT utiliza-se da natureza periódica e simétrica dentro dos fatores de giro usados na DFT (SEVERO, 2017).

A ideia da FFT é converter a representação polinomial das amostras de forma a reduzir o tempo utilizado por cada operação. Utilizando sempre as notações e operações que possuem

tempo linear. Na DFT isso não é feito então seu tempo computacional é quadrático N^2 . Fazendo conversão entre representações polinomiais levaria um tempo de $N \log_2 N$ (SEVERO, 2017).

Para entender sua vantagem em relação à DFT, pode-se pensar em um exemplo prático. Supondo um processador de *clock* 80MHz um número de amostras de $N = 10^9$. Cada operação leva 12,5ns para ser computada. Utilizando o algoritmo de FFT, seria necessários 6,22 minutos para computar o valor. Já com a DFT a mesma operação levaria 396 anos (SEVERO, 2017).

A implementação da FFT é feita por meio de alguns algoritmos, como o *divide-and-conquer*, decompondo um enésimo ponto da DFT em sucessivas DFTs menores (SEVERO, 2017). Um ponto complexo N de uma DFT de um sinal discreto $x(n)$ pode ser escrita como:

$$X_n(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad (38)$$

A constante W é referente a constante de giro e não precisa ser calculada para todo k .

$$W_N = e^{-j(2\pi/N)} \quad (39)$$

Pela periodicidade:

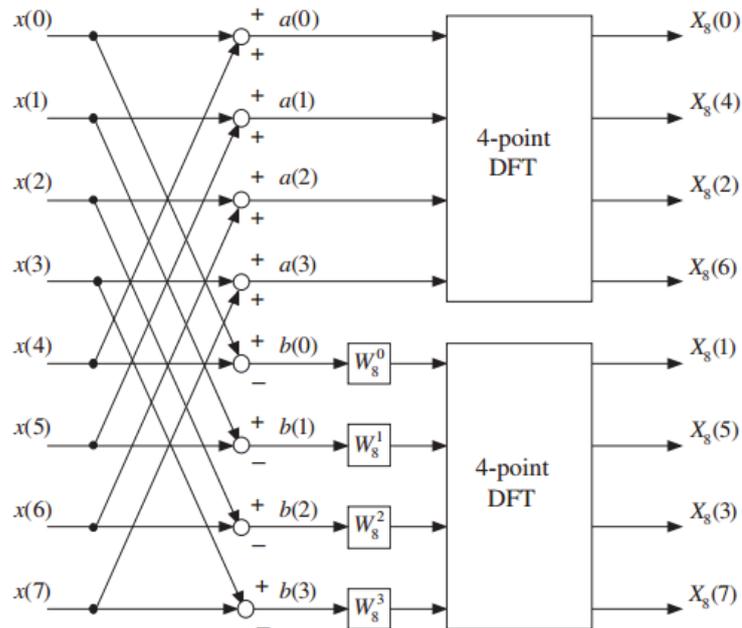
$$W_N^{(k+n)} = W_N^k \quad (40)$$

Pela simetria:

$$W_N^{(k+N/2)} = -W_N^k \quad (41)$$

Pelo algoritmo de dizimação de frequência radix-2 é possível separar uma sequência de amostras de tamanho N em duas sequencias de tamanho $N/2$, separando valores pares de valores impares de k (SEVERO, 2017). A figura 16 demonstra a decomposição de uma DFT de 8 amostras em 2 de 4 amostras. Percebe-se a estrutura conhecida como borboleta.

Figura 9 - Algoritmo de FFT com estrutura borboleta

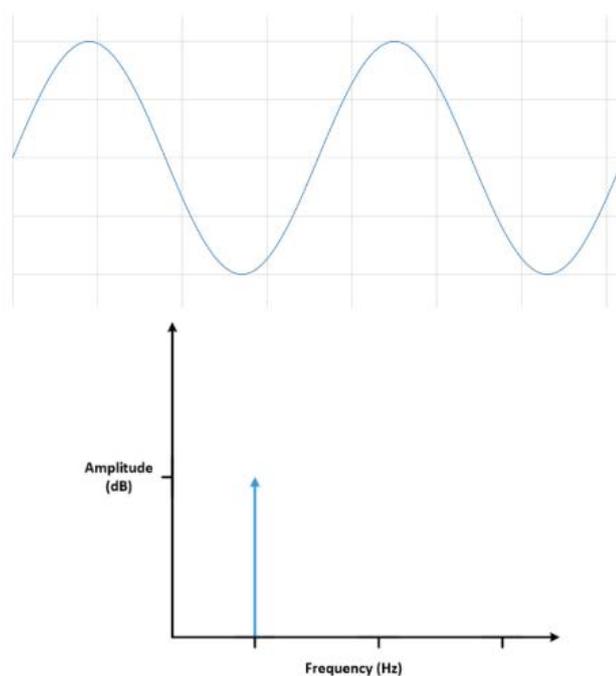


Fonte: SEVERO (2017)

2.6.7 Janelamento

A utilização da FFT para medir a componente de frequência de um sinal, está baseada em um conjunto finito de dados. A transformada FFT real assume que o conjunto de dados é finito, em um espectro contínuo igual a um período de um sinal periódico. Para a FFT, tanto o domínio do tempo quanto o domínio da frequência são topologias circulares, dessa forma, os dois pontos extremos da forma de onda são interpretados como se estivessem conectados um ao outro. Quando o sinal medido for periódico e o intervalo de aquisição contiver um número inteiro de períodos, a FFT funciona bem, pois essas condições estão de acordo com suas premissas iniciais. A Figura 10 representa uma senóide (acima) com dois períodos inteiros, e a representação, da mesma (abaixo), em forma de espectro de frequência.

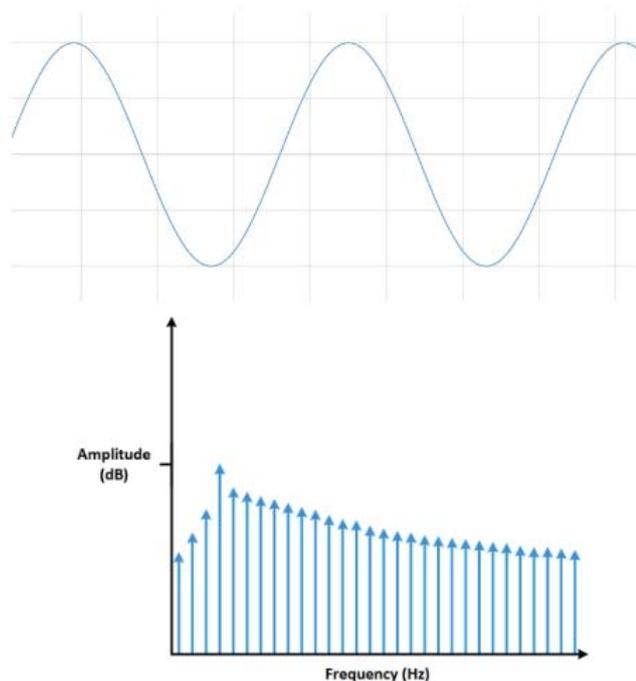
Figura 10 – Número inteiro de períodos (em cima) proporciona uma FFT ideal (em baixo)



Fonte: Instruments(Acesso 2017)

Quando o número de períodos em uma aquisição não for inteiro, haverá uma descontinuidade entre o final de uma aquisição e o início da próxima. Essas descontinuidades artificiais são mostradas na FFT como componentes de alta frequência, não presentes no sinal original (Figura 11). Essas frequências podem ser muito mais altas que a frequência de Nyquist, sendo visualizadas entre 0 e metade de sua taxa de amostragem. O espectro obtido pela FFT, dessa forma, não será o espectro correto do sinal original, mas uma versão distorcida. Essa FFT aparecerá como se a energia de uma frequência fosse dispersada para outras frequências. Esse fenômeno é conhecido como dispersão espectral, que faz linhas espectrais finas se espalhem em sinais mais amplos (INSTRUMENTS 2017).

Figura 11 – Senóide com Período não inteiro



Fonte: Instruments(Acesso 2017)

Há diferentes funções de janela que podem ser utilizadas, dependendo do sinal. Para entender como uma determinada janela afeta o espectro de frequência, é preciso conhecer melhor as características de frequência das janelas.

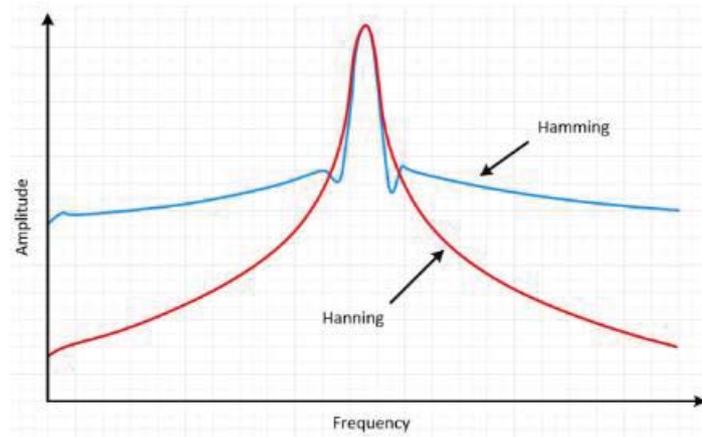
A curva real de uma janela mostra que a característica de frequência de uma janela é um espectro contínuo com um lóbulo principal e vários lóbulos laterais. O lóbulo principal é centralizado na componente de frequência do sinal no domínio do tempo, e os lóbulos laterais estão próximos de zero. A altura dos lóbulos laterais indica o efeito que a função de janelamento exerce nas frequências que estão ao redor dos lóbulos principais. A resposta de um lóbulo lateral de um sinal senoidal de alta intensidade pode sobrepular a resposta do lóbulo principal de um sinal senoidal próximo de pouca intensidade. Tipicamente, os lóbulos laterais menores reduzem a dispersão na FFT medida, mas aumentam a largura de banda do lóbulo principal. A taxa de atenuação do lóbulo lateral é a taxa assintótica do decaimento dos picos dos lóbulos laterais aumentando a taxa de atenuação do lóbulo lateral, você pode reduzir a dispersão espectral (INSTRUMENTS 2017).

De forma geral, a janela de Hanning (Hann) é satisfatória em 95% dos casos. Ela oferece boa resolução em frequência e dispersão espectral reduzida.

As funções da janela de Hanning têm um formato senoidal. Conforme Figura 12 essa janela resulta em um pico amplo com lóbulos laterais pequenos. Entretanto, a janela de Hanning

tem valor zero nas duas extremidades, eliminando qualquer descontinuidade (INSTRUMENTS 2017).

Figura 12 - Representação das janelas de Hamming e Hanning



Fonte: Instruments (Acesso 2017)

3 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

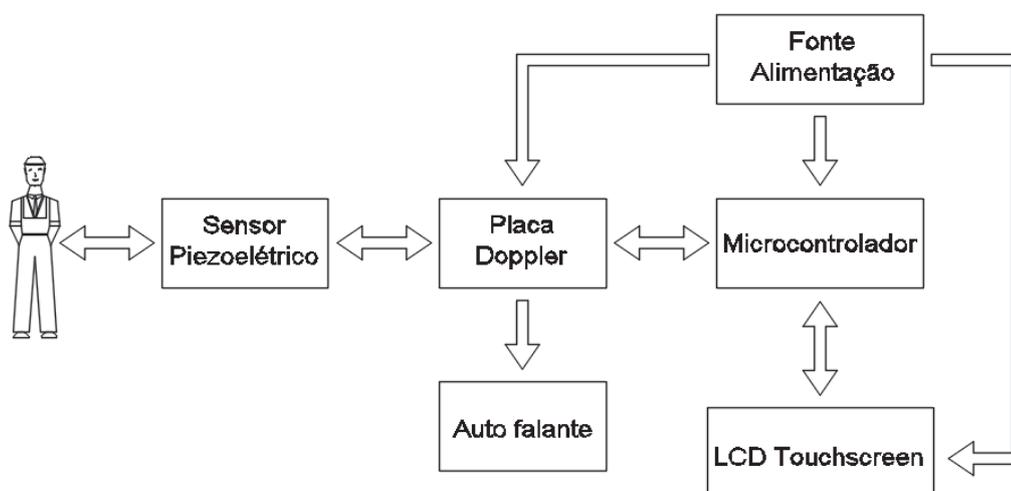
Esse capítulo descreve o projeto inicialmente com diagramas de blocos e em seguida descreve em detalhes cada parte desenvolvida.

3.1 HARDWARE

3.1.1 Diagrama de Blocos do Sistema Doppler

Basicamente, a placa Doppler recebe o sinal vindo do receptor do transdutor, demodula e condiciona o sinal, depois disponibiliza duas saídas idênticas, sendo uma para o alto-falante e outra ao microcontrolador. O alto-falante fornece o sinal sonoro, já o microcontrolador processa digitalmente o sinal e apresenta na forma de espectro de frequência num display de LCD. A Figura 13 representa o diagrama de blocos do sistema como um todo.

Figura 13 - Diagrama de Blocos do Sistema



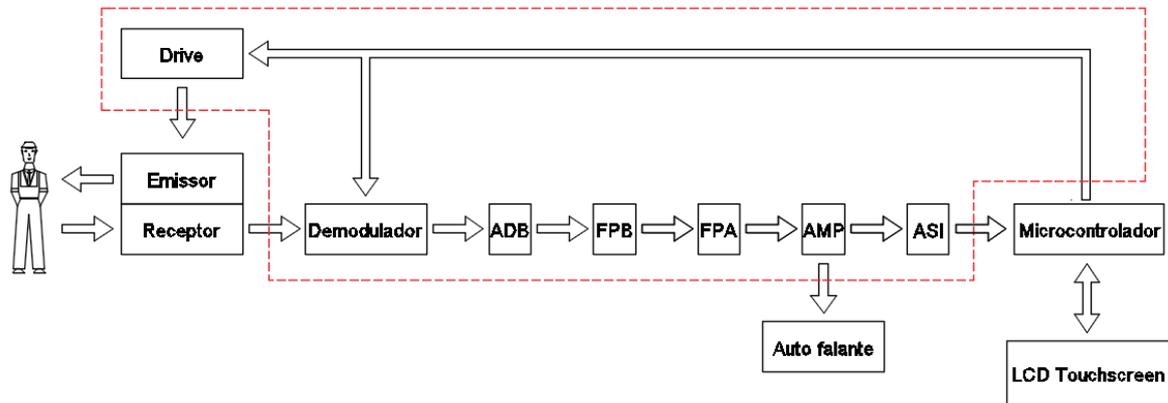
Fonte: Próprio Autor

3.1.2 Placa Doppler

A placa Doppler é responsável pelo condicionamento do sinal proveniente dos eritrócitos do sangue. Ela tem a função de demodular, filtrar e amplificar o sinal para deixá-lo em condições de ser amostrado pelo conversor A/D.

Na Figura 14, delimitado pela linha tracejada, representa o diagrama de blocos da placa doppler.

Figura 14 - Diagrama de Blocos Placa Doppler



Fonte: Próprio Autor

O microcontrolador realiza o controle da inicialização de funcionamento da placa Doppler através da geração de uma onda quadrada de 4MHz que é usado como sinal portador para o demodulador e excitação do transdutor piezoelétrico. Uma dessas formas de ondas é transmitida ao Driver, circuito que alimenta o emissor do transdutor piezoelétrico. O sinal captado pelo receptor do transdutor piezoelétrico chega ao bloco demodulador e é multiplicado com o sinal da portadora. A saída do demodulador entrega um sinal diferencial, portanto, a função do amplificador diferencial básico (ADB) é subtrair e pré-amplificar o sinal. Após o sinal passar pelas etapas de filtragem (FPB e FPA), para eliminar as frequências indesejáveis restando valores entre 300Hz e 4KHz, e amplificação (AMP). A função do amplificador somador inversor (ASI) é ajustar o offset do sinal, adequando-o para ser lido pelo A/D do microcontrolador. Além do sinal disponibilizado para o conversor A/D, o usuário pode ouvir num auto-falante o som dos ciclos de sístoles e diástoles captados após o circuito de amplificação (AMP).

3.1.2.1 Geração do Sinal da Portadora

Foi implementado um sinal de onda quadrada através do timer PWM do microcontrolador. Originalmente o sinal da portadora seria de 4MHz, mas na prática a medição do sinal com osciloscópio foi de 4000500Hz, abaixo o erro de sinal em porcentagem:

$$erro_{PWM} = \left(\frac{4000500}{4000000} - 1 \right) * 100 \quad (41)$$

$$erro_{PWM} = 0,01250\% \quad (42)$$

Segundo o datasheet do microcontrolador, utilizando o oscilador de 16MHz (oscilador de precisão) à uma temperatura de 25°C o erro de clock pode ser de até $\pm 1\%$, ou seja, o erro da equação 42 está dentro dessa margem. Não foi possível corrigir esse pequeno erro via software, pois a função do timer PWM do compilador IAR Embedded não trabalha com tempo de disparo em ponto flutuante.

3.1.2.2 *Transdutor de Ultrassom*

Foi experimentado dois transdutores de mesmo formato, porém com frequências de excitação diferentes, um de 4 e outro de 8 MHz. Este último, foi avaliado pois o aumento da frequência do sinal Doppler resulta em melhor sensibilidade de captação do sinal em vasos periféricos como por exemplo a veia cava superior.

Porém o transdutor utilizado foi o de 4Mhz, pois os amplificadores usados para o drive de alimentação não obtiveram um bom desempenho em 8MHz, tendo seus sinais de saída atenuados.

O transdutor escolhido é proveniente de um sistema Doppler de ondas contínuas da MULTIGON, modelo 500A, para exames vasculares (Figura 15). Tem frequência de 4 MHz e o formato de lápis com 1,1 cm de diâmetro. Os elementos emissor e receptor do transdutor são provenientes de um mesmo disco piezelétrico cortado ao meio e alojado na ponta do transdutor.

Segundo MOLINA (2004), a tensão de excitação do transdutor no equipamento de origem é de 2 Vpp na frequência de 4 MHz. Como comentado no item 3.1.2.1, o sinal da portadora passou a ser 4000500Hz.

Figura 15 - Transdutor a ser utilizado

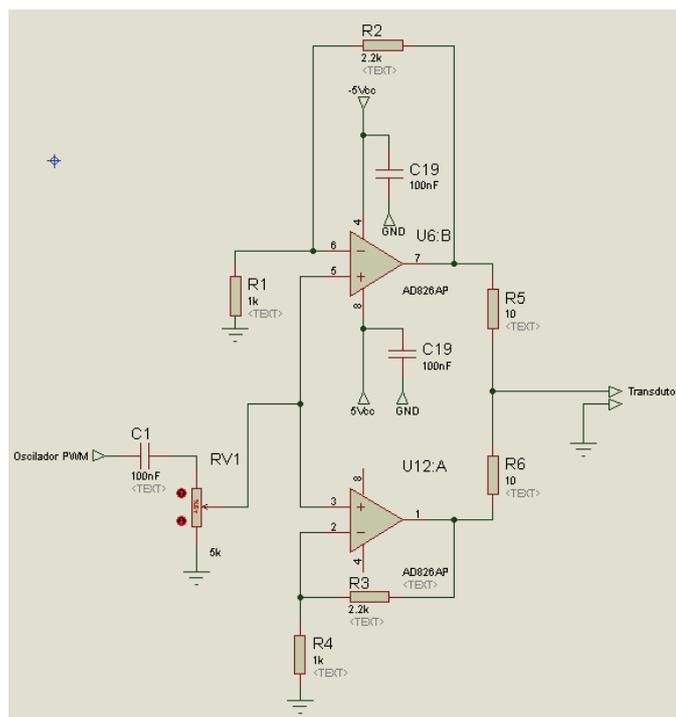


Fonte: MOLINA (2004)

3.1.2.3 Driver do Transdutor de Ultra-som

O sinal de onda quadrada de saída do microcontrolador não possui potência suficiente para alimentar o piezoelétrico do transmissor que exige uma potência de 40mW (MOLINA 2004), portanto foi projetado um driver para aumentar essa potência. Foi implementado o circuito da figura 16 baseado no trabalho de MOLINA (2004):

Figura 16 - Circuito Drive Transdutor



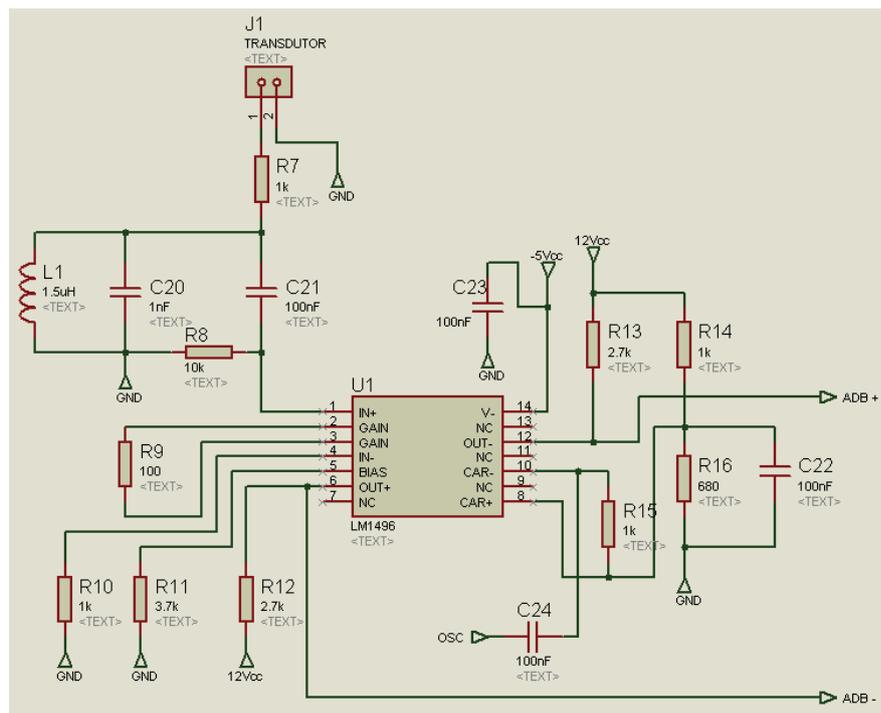
Fonte: Próprio Autor

O capacitor de entrada C1 tem a função de eliminar o componente DC do microcontrolador. Foi utilizado o amplificador operacional AD826 (Analog Devices) que é um amplificador operacional duplo de alta velocidade. A Produto Ganho Banda (PGB) é de 50 MHz e a taxa de variação máxima da saída (Slew Rate) é de 350 V/us, ideal para o sinal de 4000500Hz que o mesmo será exigido. Os dois amplificadores operacionais do CI foram conectados em paralelo para dobrar a capacidade de corrente individual de 50 mA, sendo que R5 e R6 equilibram possíveis diferenças de corrente, para que os dois amplificadores forneçam correntes de valores próximos. Como os amplificadores operacionais estão na configuração amplificador não inversor, o ganho é de $A_v=1+(R3/R4)=3,2$. A partir de $f = PGB/A_v = 15,63$ MHz tem-se uma atenuação de 20 dB por década. A amplitude do sinal de entrada aplicado no transdutor pode ser ajustada em VR1.

3.1.2.4 Demodulador

No sistema Doppler, o transdutor recebe o sinal resultante da interação do ultra-som com os eritrócitos do sangue. Este sinal tem conteúdo de frequência dependente do perfil de velocidade do fluxo sanguíneo. O CI utilizado para demodular o sinal Doppler (Figura 17) foi o LM1496 (National Semiconductors).

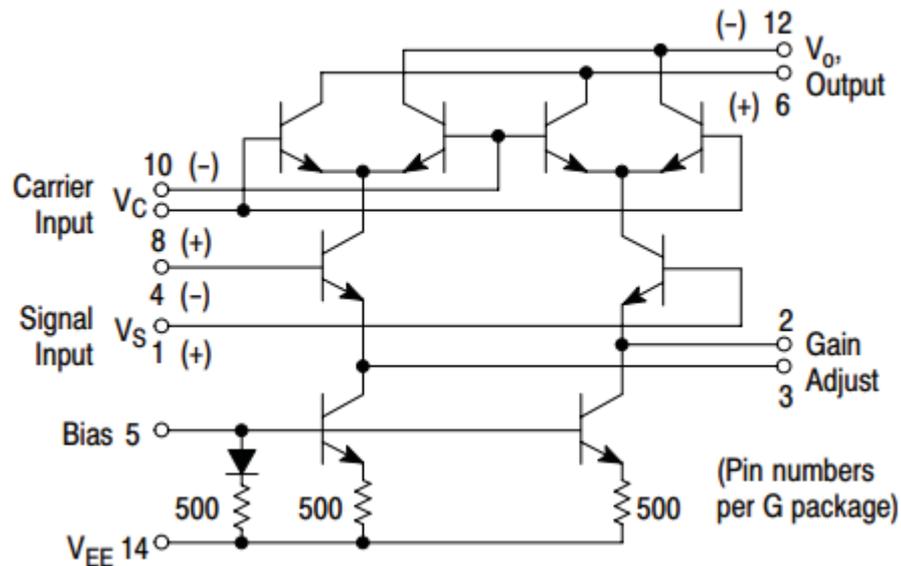
Figura 17 – Circuito Demodulador



Fonte: Próprio Autor

O sinal da portadora é aplicado no pino 10 (a portadora representada pelo tag OSC) e o sinal proveniente da reflexão dos eritrócitos do sangue chega ao pino 01 do demodulador. A corrente de polarização dos transistores internos do circuito integrado é determinada pelo valor do resistor R5. A figura 18 mostra o circuito interno do demodulador:

Figura 18 - Circuito Interno Demodulador



Fonte: Datasheet LM1496

A corrente de polarização é definida pela malha fechada entre os pinos 5 e 14. No datasheet o fabricante disponibiliza a equação abaixo para determinar o resistor R5:

$$R5 = \frac{|V-| - \varphi}{I5} - 500\Omega \quad (42)$$

$$R5 = \frac{|-5| - 0.75}{1mA} - 500\Omega \quad (43)$$

$$R5 = 3750\Omega \cong 3.7K\Omega \quad (44)$$

Onde:

$V-$ = é o módulo da tensão aplicada no pino 14;

φ = é a tensão da junção PN do diodo 0,75V em 25°C

$I5$ = é a corrente de polarização, o fabricante recomenda valor de 1mA;

Analisando a equação percebe-se que o fabricante suprime as junções base-emissor dos transistores em paralelos com intuito de facilitar o cálculo, o que não traz variação substancial

ao resultado. Para o valor de resistor escolhido ($3,7K\Omega$) a corrente de polarização do circuito integrado será 1mA.

O indutor e capacitor em paralelo (L2 e C1) formam um filtro passa banda estão sintonizados em 4 MHz, atenuando o ruído de entrada, conforme cálculo abaixo:

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (45)$$

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{1,5 * 10^{-6} * 1 * 10^{-9}}} \quad (46)$$

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{1,5 * 10^{-6} * 1 * 10^{-9}}} \quad (47)$$

$$f_o = 4,1\text{MHz} \quad (48)$$

O ganho do circuito (figura 17) foi estabelecido em 18 vezes em sua saída diferencial (pinos 06 e 12) e o sinal vindo dos eritrócitos do sangue que pode ser calculado pela equação abaixo fornecida no datasheet do fabricante:

$$A_v = \frac{R_L}{R_e + 2r_e} \quad (49)$$

$$A_v = \frac{2700\Omega}{100\Omega + 2 * 26\Omega} \quad (50)$$

$$A_v = \frac{2700\Omega}{100\Omega + 2 * 26\Omega} \quad (51)$$

$$A_v \cong 18 \quad (52)$$

Onde:

$$A_v = \frac{\text{Saída pinos 06 e 12}}{\text{Entrada pino 01}};$$

R_L = Resistores ligados aos pinos 06 e 12;

R_e = Resistor ligado aos pinos 02 e 03;

$$r_e = \frac{26mV}{15} = \frac{26mV}{1mA} = 26\Omega$$

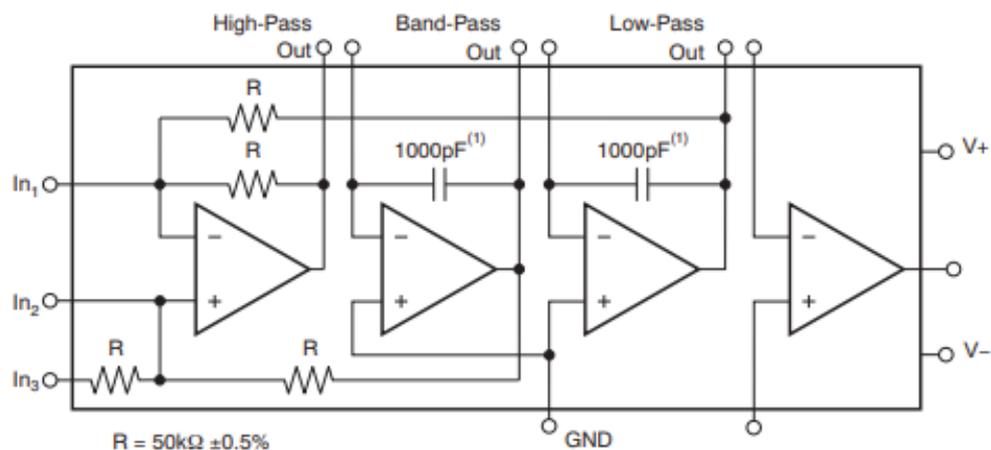
Os valores dos componentes restantes estão baseados nas aplicações típicas do datasheet. Há quatro componentes do sinal de saída diferencial do demodulador (ADB+ e ADB- figura 17), enumeradas em ordem decrescente de amplitude:

- Sinal da portadora (4,0005MHz);
- Sinal proveniente da movimentação das paredes dos vasos (0 a 150 Hz para portadora de 4 MHz);
- Sinal Doppler proveniente do fluxo sanguíneo que se encontra dentro da faixa de áudio (300Hz a 4KHz para portadora 4,0005MHz) ;
- Ruído.

3.1.2.5 Amplificação Diferencial, Filtro Passa Baixa e Filtro Passa Alta

Para resolver a questão da saída diferencial, eliminar baixas e altas frequências e extrair o sinal dentro da faixa de áudio, foi implementado um circuito com o CI da Texas Instruments UAF42 (Figura 20). O UAF42 contém amplificadores operacionais, resistores casados e capacitores de precisão necessários para implementar filtros ativos. Como o UAF42 possui um amplificador operacional adicional, este foi utilizado para implementar o ADB (Figura 19).

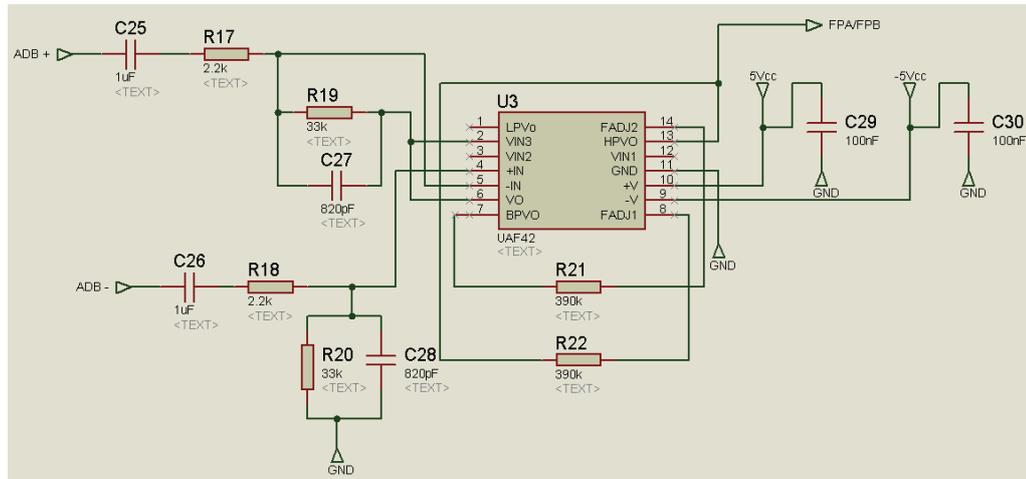
Figura 19 - Circuito Interno UAF42



Fonte: Datasheet UAF42

Na figura 19, o CI UAF42 possui, além do ampop adicional, mais três ampops dispostos como filtro passa-alta, passa-banda e passa baixa representados respectivamente nessa ordem. Na figura 20 está representado o circuito implementado no projeto.

Figura 20 - Circuito ADB, FPB e FPA



Fonte: Próprio Autor

Os capacitores e resistores de entrada na figura (C25, C26, R17, R18) constituem filtros passa-alta com frequência de corte em 72 Hz. Estes filtros eliminam a tensão DC de offset na saída do demodulador. Os capacitores e resistores (C27/C28 e R19/R20) implementam filtros passa-baixa com frequência de corte em 5,8 kHz para atenuar a portadora de 4MHz.

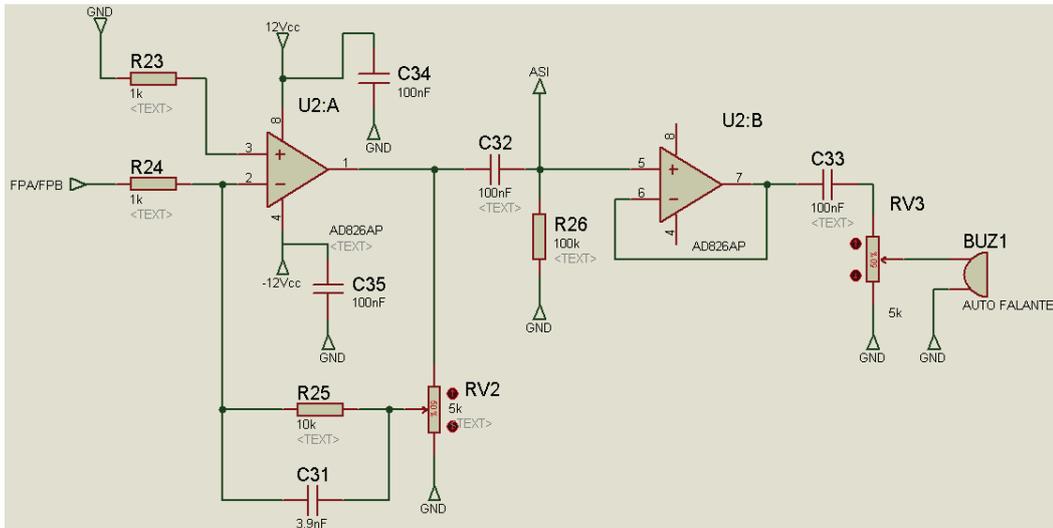
O ganho do circuito foi fixado em 15 (relação entre R19/R17 e R20/R18). A saída deste circuito (pino 06) é composta, predominantemente, por componentes de baixa frequência e alta amplitude devido à movimentação das paredes dos vasos em torno de 150Hz conforme MOLINA 2004. Antes de uma nova amplificação, é necessário atenuar estes componentes utilizando-se filtro passa-alta (pino 02).

O FPA apresenta ganho unitário, segunda ordem, aproximação Butterworth (Figura 27). A frequência de corte de 300 Hz proporciona atenuação de sinais de baixa frequência. Os resistores R21 e R22 foram calculados a partir de programa disponibilizado pelo fabricante na sua homepage.

3.1.2.6 Amplificador com ganho Ajustável

Após a filtragem do sinal da portadora e sinais originados pelo movimento das paredes dos vasos, o sinal Doppler resultante deve ser amplificado e ser disponibilizado ao auto-falante dando condições de ouvir o som do ciclo sístole e diástole do fluxo sanguíneo. Para tal, utilizou-se o circuito da figura 21.

Figura 21 - Circuito Amplificador com Ganho Ajustável



Fonte: Próprio Autor

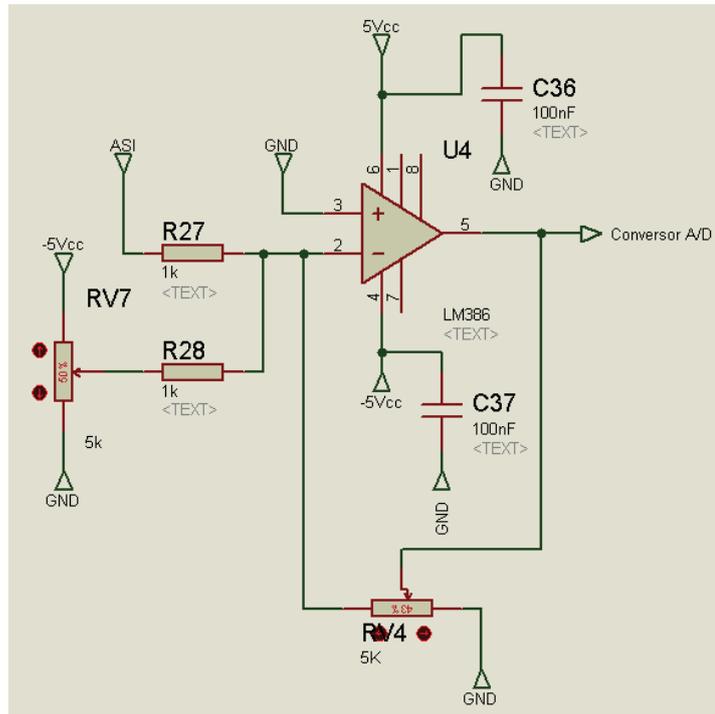
O ganho mínimo do circuito é 10 (relação entre R25 e R24) chegando a 15, dependendo do ajuste do trimpot RV2. O CI AD826 (Analog Devices) foi escolhido pela sua máxima corrente de saída de 50mA, tendo em vista que o circuito alimentará um auto-falante e disponibilizará, ainda, o sinal para o próximo estágio representado pela saída ASI da figura 21.

C31 e R25 limitam a banda passante do amplificador em 4 kHz. C32 e R26 formam um FPA ($f_c = 16$ Hz) que eliminam a tensão de offset, comumente presente na saída de estágios amplificadores de alto ganho.

3.1.2.7 Amplificador Somador Inversor

Como o conversor A/D do microcontrolador escolhido (que será citado mais adiante) trabalha com sinal de tensão de 0 à 3,3V, é necessário elevar o valor de offset do sinal de 0V à 1,65V. Foi implementado um amplificador somador inversor conforme figura 22.

Figura 22 - Amplificador Somador Inversor



Fonte: Próprio Autor

O sinal vindo do amplificador de ganho ajustável é representado na figura 22 pela entrada ASI e o trimpot multivoltas (RV7) ajusta a tensão de offset do sinal de entrada. O trimpot RV4 e o resistor R27 fazem um último amplificador de ajuste fino para entrada do conversor A/D. A opção pelo amplificador operacional LM386, deve-se pelo baixo nível de distorção que fica em torno de 0,2% alimentado com $\pm 5V_{cc}$.

O sinal de saída do amplificador somador inversor será amostrado pelo conversor A/D do microcontrolador escolhido, e o display LCD dará ao usuário a condição de visualização do espectro de frequência do sinal.

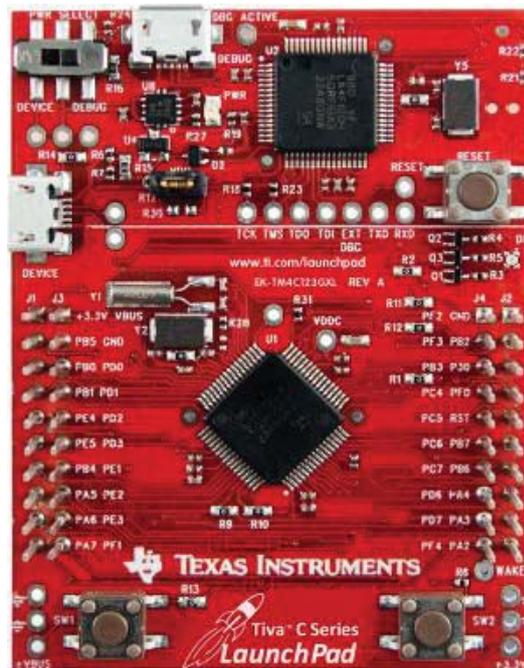
3.1.3 Microcontrolador

O microcontrolador escolhido foi o TM4C123, presente na EK-TM4C123GXL LaunchPad placa de desenvolvimento da Texas Instruments TivaLaunchpad TM4C123GH6PM. Suas características estão descritas abaixo:

- 80MHz 32-bit ARM Cortex-M4
- 256KB Flash, 32KB SRAM, 2KB EEPROM
- Two Controller Area Network (CAN) modules

- USB 2.0 Host/Device/OTG + PHY
- Dual 12-bit 2MSPS ADCs, motion control PWMs
- 8 UART, 6 I2C, 4 SPI

Figura 23 - Launchpad EK-TM4C123GXL



Fonte: Datasheet Texas Instruments

O seu A/D é de 12 bits, usando uma tensão de fundo de escala de 3,3V, tem-se 0,8mV para o bit menos significativo (LSB). Para o projeto foi utilizado os seguintes periféricos:

- Saída PWM: Geração do sinal da portadora;
- Interrupções: Disparos de leitura A/D, em parceria com timer;
- Comunicação UART: Comunicação com display LCD;
- Controlador DMA: Transferências das amostras do sinal do A/D para um vetor;

O microcontrolador TM4C123GH6PM inclui um controlador Direct Memory Access (DMA), conhecido como micro-DMA (μ DMA). O controlador μ DMA fornece uma maneira de transferir tarefas de transferência de dados do Processador Cortex™-M4F, permitindo um uso mais eficiente do processador e da largura de banda de barramento disponível. O controlador μ DMA está realizando transferências de dados do conversor A/D para um vetor que armazena esses dados para posterior cálculo.

3.1.4 Display LCD Nextion 7"

Para inicializar todo processo de aquisição, cálculo e demonstração do sinal Doppler foi utilizado o display LCD Nextion de 7". Nextion é um LCD inteligente da GPU baseado no processador ARM. As telas sensíveis do LCD Nextion são ótimas e a maioria de suas funcionalidades e processos são autônomas na tela. A comunicação é através de uma porta Serial UART, que não usa muitos recursos ou pinos do microcontrolador.

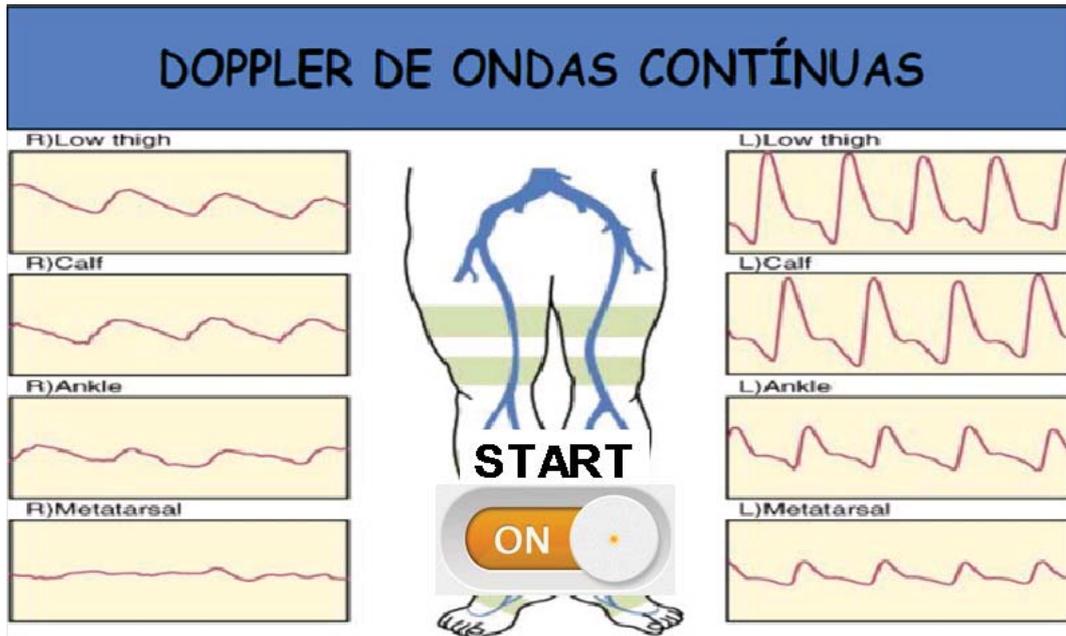
Figura 24 - LCD Nextion 7"



Fonte: (<https://goo.gl/M1gEuh>, 21/10/2017)

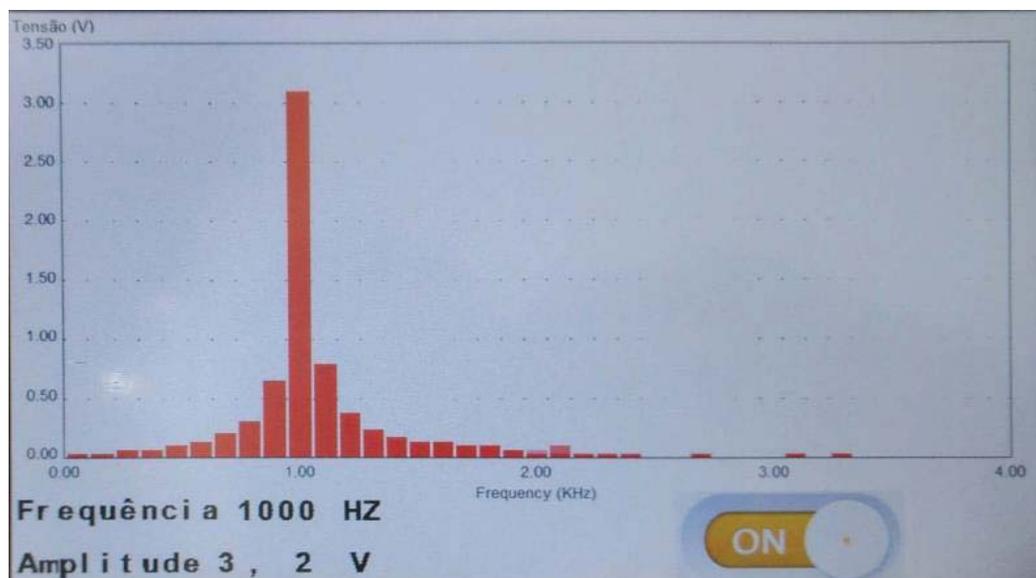
Foram projetadas duas telas: uma de apresentação e outra de demonstração do espectro de frequência. O layout de cada tela é projetado no software Editor Nextion que possibilitou de forma prática e intuitiva a criação do gráfico de espectro de frequência. As figuras 25 e 26 mostram o layout das telas projetadas.

Figura 25 - Tela Primária LCD Nextion



Fonte: Próprio Autor

Figura 26 - Tela Secundária LCD Nextion



Fonte: Próprio Autor

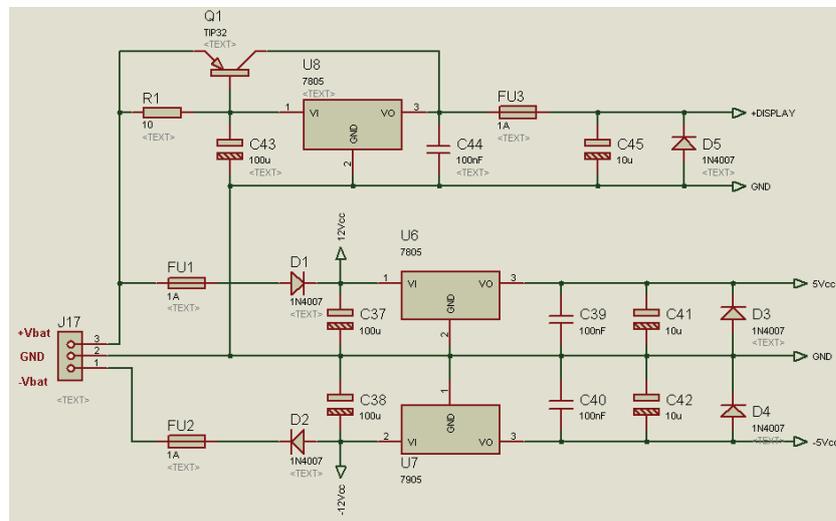
A figura 25 permite visualizar a tela que o usuário irá encontrar quando ligar o sistema, ao clicar no botão “START” aparecerá a tela representada pela figura 26 que demonstrará o espectro de frequência do sinal. O botão “ON” da segunda tela tem a função de voltar à tela inicial.

3.1.5 Alimentação do Sistema Doppler

A alimentação da placa Doppler é proveniente de duas baterias de 12 V e 2,5 AH, ligadas em série para fornecerem +12 V e -12 V. A utilização de baterias fornece isolamento do paciente com a energia elétrica e menor contribuição de ruído.

O driver do transdutor, o amplificador com ganho ajustável e a alimentação positiva do demodulador utilizam diretamente as tensões das baterias. Os circuitos restantes são alimentados com ± 5 V, obtidos com reguladores LM7805 e LM7905 (figura 27).

Figura 27 - Circuito Fonte de Alimentação



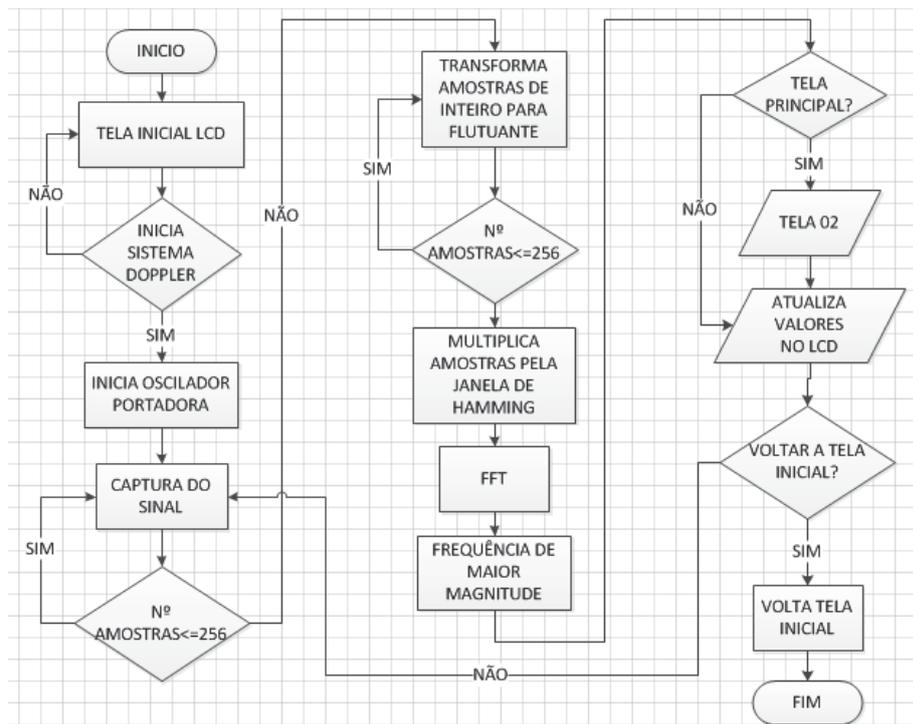
Fonte: Próprio Autor

Os diodos D1 e D2 protegem contra inversão de polaridade das baterias e D3, D4 e D5 protegem os reguladores contra eventuais curtos-circuitos entre as saídas +5 V e -5 V. O terceiro regulador de tensão (U8) tem a função de alimentar apenas o LCD Nextion de 7" que consome 0,6A, e portanto foi colocado o transistor TIP 31 para reforçar a corrente do regulador. Nessa configuração, parte da corrente elétrica passa pelo transistor não sobrecarregando o regulador evitando uma queda de tensão com seu aquecimento. Além do transistor, também foi colocado dissipador de calor no regulador e transistor.

3.2 FIRMWARE

O microcontrolador é o dispositivo que controla todo o sistema, e por isso, o firmware contido dentro dele também é peça importante nesse projeto. O fluxograma da figura 28 representa o *firmware* construído para este projeto.

Figura 28 - Fluxograma do Firmware



Fonte: Próprio Autor

Ao energizar o sistema através de uma chave liga/desliga, a tela do LCD Nextion inicializa de forma independente mostrando ao usuário uma apresentação e a opção de um botão para inicialização do sistema. Ao clicar no botão, o display manda comando via UART para o microcontrolador, esse por sua vez inicia a oscilação do PWM para gerar o sinal da portadora.

O sinal da portadora é feito pelo timer PWM do microcontrolador, esta sendo utilizado oscilador externo contido na placa LaunchPad de 16MHz que possui uma melhor resolução do que o oscilador interno, conforme datasheet seu erro máximo é $\pm 1\%$. O sinal PWM possui um duty cycle de 50% para obtenção de uma onda quadrada uniforme, como o clock do sistema foi configurado em 16MHz e a portadora possui 4MHz, isso significa que a cada dois ciclos de clock o pino de saída do microcontrolador muda seu estado lógico formando uma onda

quadrada de 4MHz de frequência. Mesmo utilizando o controle de clock mais preciso da placa, ainda assim ocorreu erro na frequência conforme já demonstrado no item 3.1.2.1.

O sinal vindo da placa Doppler deve ser digitalizado para realização dos cálculos de FFT. Espera-se, conforme capítulo 2.3, sinais de no máximo 4KHz de deslocamento vindos do receptor do transdutor piezoelétrico. O conversor A/D é disparado por temporizador, com frequência de amostragem de no mínimo duas vezes a maior frequência do sinal, ou seja, no mínimo 8KHz. Mas existe outro fator que deve ser atentado, que seria a resolução do espectro de frequência que nesse projeto foi estipulado em 100Hz, para isso, a frequência de amostragem deve satisfazer a equação 53.

$$freq. amostragem = resolução * qtd \text{ pontos amostrados} \quad (53)$$

$$freq. amostragem = 100 * 256 \quad (54)$$

$$freq. amostragem = 25600Hz \quad (55)$$

A frequência de 25,6KHz nos dá uma frequência 6,4 vezes superior à frequência do maior sinal esperado.

Os 256 pontos amostrados são alocados num vetor de mesmo tamanho e a transferência do valor do sinal amostrado até o vetor será feita pelo periférico controlador uDMA. Isso agiliza o processo, pois no modo convencional, para cada amostra, seria necessário duas linhas de comando a mais para extrair o valor da memória FIFO do conversor A/D até o vetor de armazenamento. Quando as 256 amostras são recolhidas, o próprio periférico uDMA dispara uma interrupção informando que as amostras estão prontas para serem utilizadas.

Estando as amostras prontas, transforma-se os valores inteiros desse vetor para ponto flutuante, pois a função que calcula a FFT usa como argumento de entrada, sinais desse tipo. Além da transformação do sinal, também deve centralizá-lo em zero novamente. O seguimento de código adiante representa o que foi dito:

```
for(i=0;i<NUM_AMOSTRAS;i++) { FFTResultado[i] = (float)ADCValor[i]- (float)0x800; }
```

Onde:

NUM_AMOSTRAS = representa um valor de 256 que é a quantidade de amostras do conversor A/D;

ADCValor[i] = é o vetor onde está armazenado o valor dos pontos amostrados do sinal da placa Doppler. Possui um tamanho de 256 pontos e está sendo transformado em (float).

FFTResultado[i] = É o novo vetor que armazena os valores amostrados agora em ponto flutuante.

Ao término dessa conversão, é necessário realizar o janelamento do sinal. Para processamento digital de sinal, a Texas Instruments disponibiliza em seu site uma biblioteca especializada chamada CMSIS que disponibiliza um vetor com até 2048 pontos que representam valores da janela do tipo Hamming. Esses valores já estão em ponto flutuante, necessitando apenas a multiplicação direta entre o vetor do sinal amostrado e o vetor da janela Hamming, conforme código abaixo:

```
arm_mult_f32(FFTResultado,hamming_window_vector,FFTResultado_1,NUM_AMOSTRAS)
```

Onde:

arm_mult_f32 = é uma função de multiplicação da biblioteca CMSIS que trabalha com variáveis de ponto flutuantes de 32bits, sendo seus argumentos em sequência: vetor de multiplicação, vetor de a ser multiplicado, vetor que armazenará os resultados, quantidade de pontos de multiplicação (256 pontos).

Agora o vetor (*FFTResultado_1*) está pronto para ser usado na função de cálculo da FFT:

```
arm_rfft_fast_f32(&structure, FFTResultado_1,FFTResultado_1,INVERT_FFT);
```

Onde:

arm_rfft_fast_f32 = é uma função que retorna os valores reais do cálculo da FFT em um vetor de 128 pontos, sendo seus argumentos em sequência: estrutura padrão de cálculo, vetor de entrada de sinal, vetor com os valores de saída, organização dos valores de saída.

No vetor *FFTResultado_1* temos alocado 128 valores que representam cada um as harmônicas pares e ímpares de uma frequência fundamental de 100Hz, ou seja, nosso espectro de frequência vai até 12.8KHz, sendo que na tela do LCD será mostrado ao usuário um máximo de 4KHz. Além desses valores será necessário saber a frequência de maior magnitude e onde a mesma se encontra, para isso será usado a função abaixo:

```
arm_max_f32(FFTResultado_1,fftSize, &maxValue, &testIndex);
```

Onde:

arm_max_f32 = é uma função que encontra dentro de um vetor o maior valor e a posição onde o mesmo se encontra, sendo seus argumentos em sequência: vetor a ser verificado, tamanho do vetor, máximo valor do vetor, posição do máximo valor. Os argumentos *maxValue* e *testIndex* armazenam o valor máximo e a posição do mesmo respectivamente e serão usados para avaliação do usuário do sistema.

Após obtenção desses valores, são realizadas manipulações matemáticas para representação na tela do LCD Nextion, ou seja, após o cálculo da FFT, a segunda tela é mostrada ao usuário já com resultados e atualizada a cada final de ciclo de cálculo. Na segunda tela ainda existe um botão que ao ser pressionado retorna para tela principal em qualquer momento, conforme figura 26.

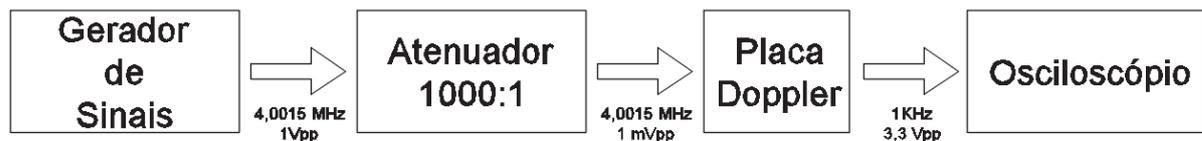
4 TESTES E RESULTADOS

Nesse capítulo será explicitado os resultados do projeto dividido em dois subitens, primeiro os resultados da placa Doppler e segundo o conjunto microcontrolador/LCD Nextion.

4.1 PLACA DOPPLER

Para testar a placa Doppler e validar seu funcionamento, foi substituído o transdutor por um gerador de sinal senoidal com a frequência de 4,0015 MHz, tensão de 1Vpp e atenuador resistivo de 1.000 para 1 (resistores de $1M\Omega$ e $1k\Omega$), ou seja, a tensão de entrada do demodulador será de 1mVpp. A figura 29 é a representação do que foi explicitado:

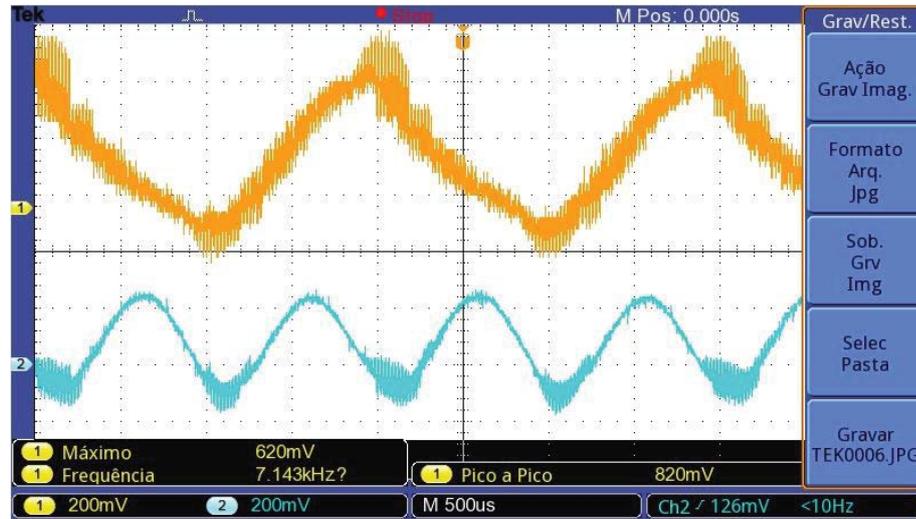
Figura 29 - Fluxograma Para Teste Placa Doppler



Fonte: Próprio Autor

Com a montagem do sistema da figura 29 foi possível verificar o correto funcionamento da placa Doppler. Após o sinal de entrada, atenuado 1000:1, passar pelo demodulador e ser multiplicado pelo sinal da portadora, o sinal de sua saída possui um offset de 12Vcc devido aos resistores de pull-up nos pinos 06 e 12 do circuito da figura 17. Esse sinal torna-se de difícil visualização, então foi feita medição do sinal após os capacitores C25 e C26 do circuito da figura 20 que eliminam a componente CC do sinal. Na figura 30 está demonstrando o sinal:

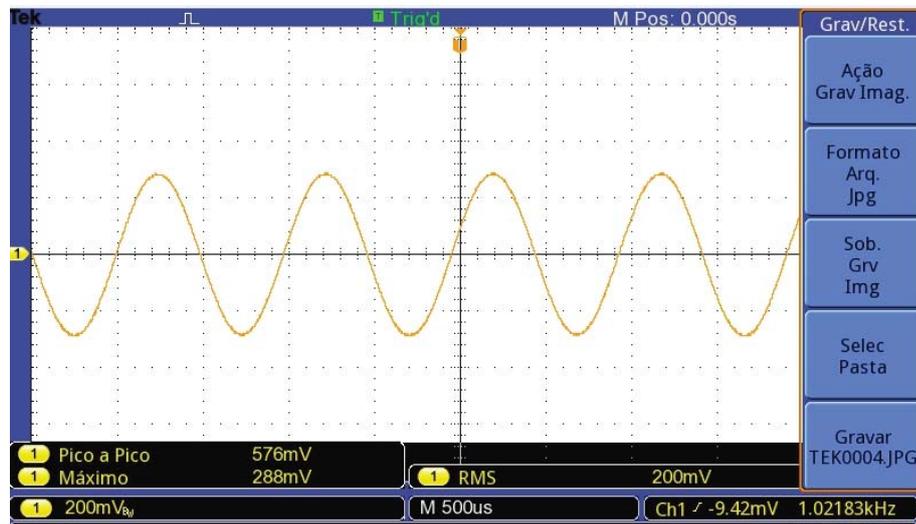
Figura 30 - Saídas Diferenciais do Demodulador



Fonte: Próprio Autor

A saída do ADB (pino 06 figura 20) também é a entrada para o filtro passa alta contido no circuito integrado UAF42, a figura 31 mostra o sinal de saída do FPA:

Figura 31 - Sinal de Saída do FPA

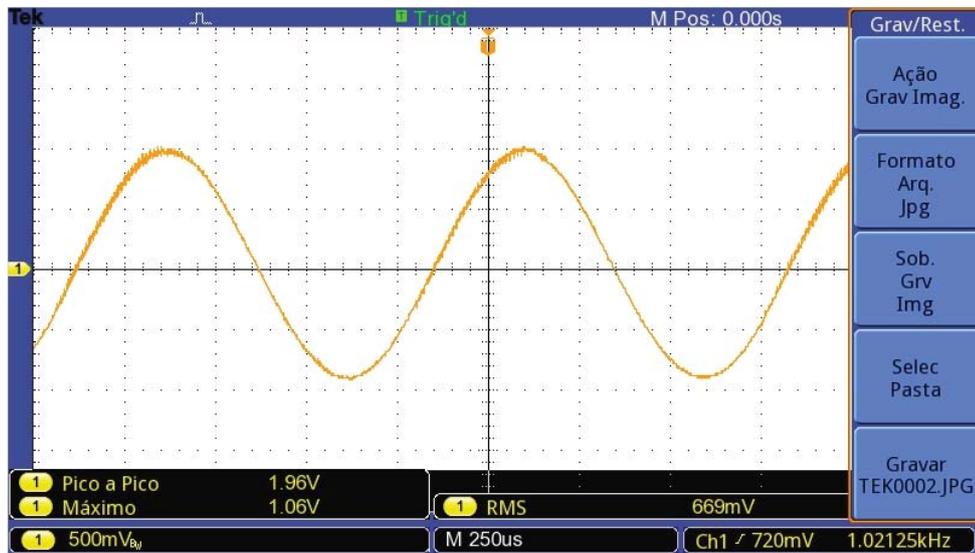


Fonte: Próprio Autor

Percebemos que após subtrair os sinais e aplicar os filtros é possível obter um sinal com a frequência de deslocamento entre a portadora e o sinal do gerador de funções.

Após o FPB é necessário amplificar o sinal e disponibilizá-lo ao auto-falante. A figura 32 mostra o resultado dessa amplificação:

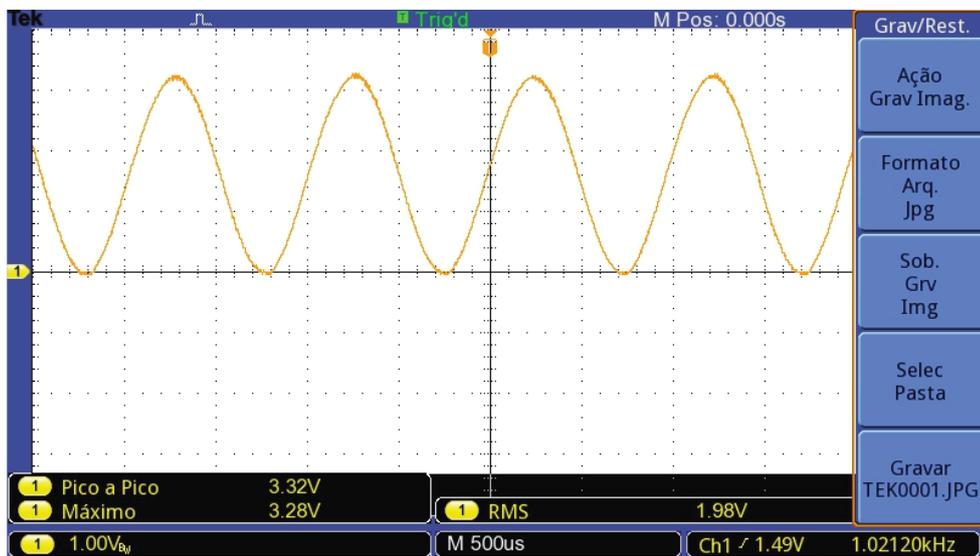
Figura 32 - Sinal de Saída Amplificador de Ganho Ajustável



Fonte: Próprio Autor

Como já comentado no item 3.1.3 o conversor A/D do microcontrolador suporta tensões de 0 a 3,3V. A figura 33 mostra o sinal de saída do amplificador somador inversor com sinal pronto para ser amostrado no conversor A/D.

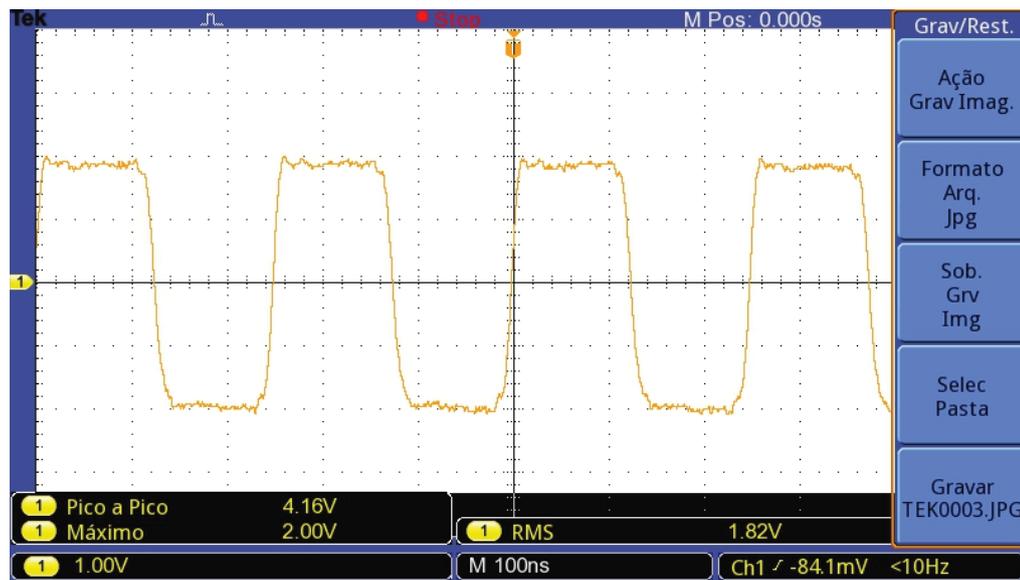
Figura 33 - Sinal de Saída do Amplificador Somador Inversor



Fonte: Próprio Autor

Apesar de não ser usado no experimento, o drive do transdutor foi implementado na placa de circuito impresso e está funcionando conforme desejado. A figura 34 mostra o sinal de saída do drive:

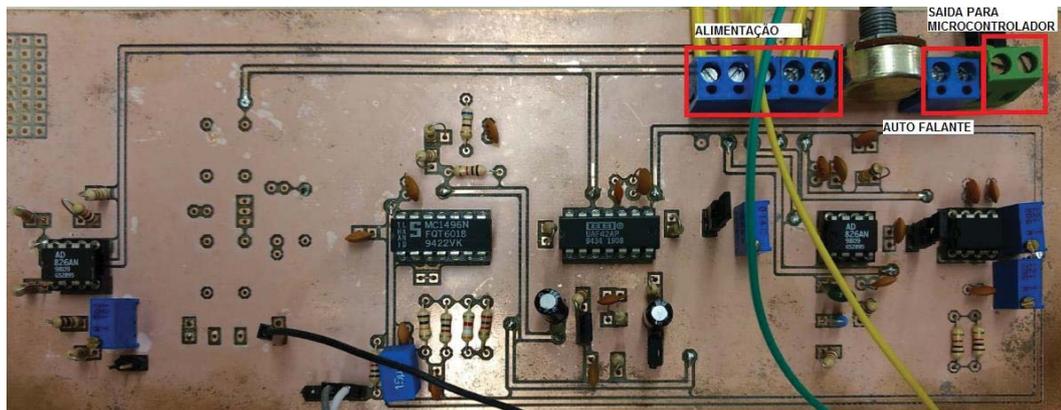
Figura 34- Sinal de Saída Drive Transdutor



Fonte: Próprio Autor

A placa Doppler e sua alimentação foram montados em uma placa de circuito impresso projetado no software ARES e enviado ao setor responsável para sua confecção. As figuras 35 e 36 mostram a placa Doppler e sua alimentação respectivamente:

Figura 35 - Placa Doppler



Fonte: Próprio Autor

Figura 36 - Fonte Alimentação



Fonte: Próprio Autor

Após comprovar o correto funcionamento de todos os circuitos da placa Doppler, o transdutor foi inserido para aquisição de sinais do fluxo sanguíneo, no entanto não houve sucesso. Segue abaixo os diversos procedimentos realizados:

- Variação de ganho do demodulador e amplificadores;
- Inserção de capacitores de desacoplamento próximos às alimentações dos circuitos integrados, plano de terra na placa, reforço da malha de terra do sensor das conexões do transdutor, gaiola de faraday com a construção de invólucro metálico e aterrando o mesmo. Todos esses itens com intuito de reduzir ruídos que poderiam ocultar o sinal;
- Separação dos terras em sinais de alta e baixa frequência, interligando-os em um único ponto;
- Troca do auto-falante de 8Ω por fones de ouvidos de 34Ω , para evitar possíveis ruídos que o auto-falante pode introduzir ao circuito.
- Aquisição de um novo transdutor piezoelétrico de 8MHz, frequência muito utilizada em aparelhos vendidos comercialmente;

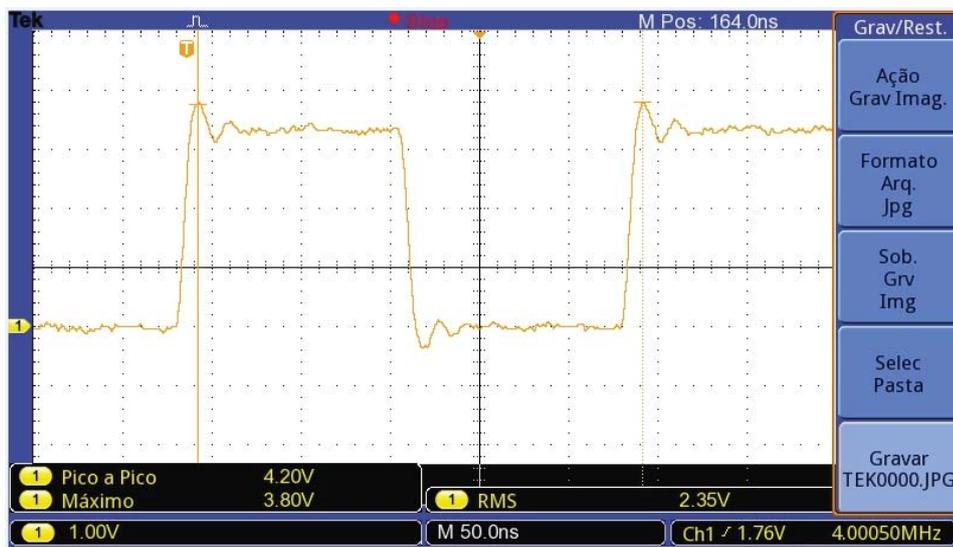
Mesmo com todos esses procedimentos não foi possível adquirir sinais dos ciclos de sístole e diástole do sistema circulatório. Os testes foram realizados na artéria carótida, a artéria superficial de maior fluxo sanguíneo do corpo humano. Mas o transdutor não atingiu a sensibilidade suficiente pois o sinal é de baixíssimo ruído na casa dos microvolts.

4.2 MICROCONTROLADOR/LCD NEXTION

Conforme já destacado no item 3.1.3 o microcontrolador é responsável por gerar o sinal da portadora dando início ao processo de medição doppler, conversão A/D, janelamento de Hanning, cálculo FFT e comunicação com display LCD.

O sinal da portadora de 4,0005MHz é disponibilizado na porta de saída PB1 e pode ser visualizado na figura 37.

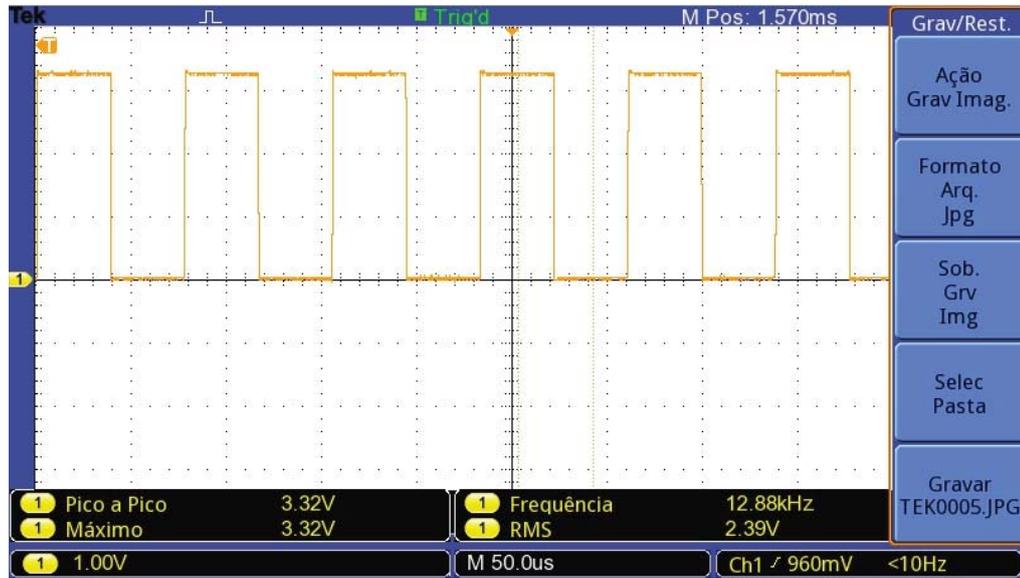
Figura 37 - Sinal de Saída PWM do Microcontrolador



Fonte: Próprio Autor

A frequência de amostragem do sinal vindo da placa Doppler foi fixado em 25,6KHz, pelas razões explicitadas no capítulo 3.2. Para verificar a frequência de amostragem esta sendo executada corretamente pelo microcontrolador, foi realizado uma lógica de programação onde cada vez que a interrupção de leitura for chamada, o sinal lógico de uma porta de saída é alterado. A figura 38 mostra a frequência do sinal de saída dessa porta:

Figura 38-Sinal da Frequência de Amostragem

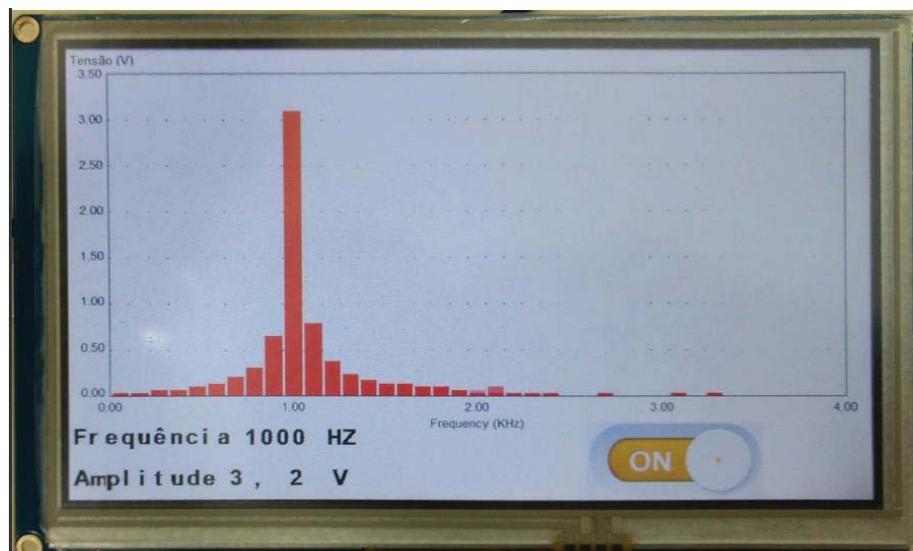


Fonte: Próprio Autor

A frequência observada pelo osciloscópio é de 12,88KHz, pois a cada mudança de estágio lógico é que ocorre a leitura do sinal, ou seja, a frequência real é duas vezes a frequência lida pelo osciloscópio, que nesse caso é 25,76KHz. Os 160 Hz de diferença não trazem prejuízos ao sistema, pois representa 0,625% de variação para mais.

Substituído o transdutor por um gerador de sinal senoidal com a frequência de 4,0015 MHz, tensão de 1 Vpp e atenuador resistivo de 1.000 para 1 (resistores de 1M Ω e 1k Ω), obteve-se na tela do LCD, figura 39:

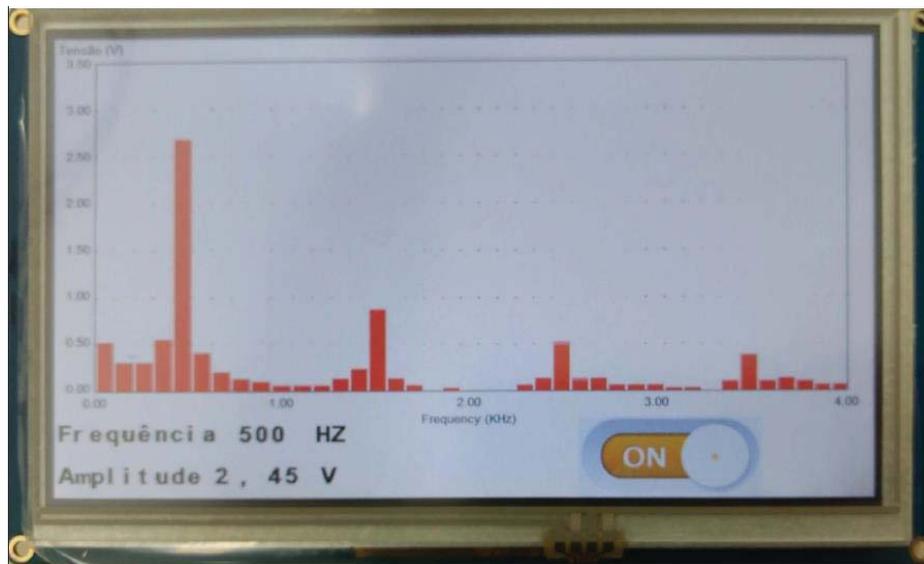
Figura 39 - Espectro de Frequência



Fonte: Próprio Autor

O display mostra, na parte central da tela, a décima harmônica da fundamental como frequência de maior amplitude. Como a resolução do espectro é de 100Hz, temos, 1000Hz como resposta. Na parte inferior da tela, para facilitação da leitura está representado numericamente o valor da maior frequência e sua amplitude em volts. Para validar o espectro de frequência, foi amostrado também uma onda quadrada de 500Hz e tensão de 2Vpp. A figura 40 mostra o espectro e valores obtidos:

Figura 40 - Espectro Frequência Onda Quadrada



Fonte: Próprio Autor

A figura 40 apresenta quatro barras vermelhas sobressaindo ao restante, estando suas amplitudes dispostas de maneira decrescente validando o algoritmo de FFT usado, pois uma onda quadrada de 500Hz é formada pela soma das harmônicas ímpares de senóides ou cossenóides .

Fazendo uso do que foi explanado no capítulo 2.6.4, pode-se analisar a veracidade do valor representado na figura 40.

Primeiro calcula o valor do período:

$$T_0 = \frac{2\pi}{W_0} = \frac{2\pi}{2\pi f} = \frac{2\pi}{2\pi 500} = 2 * 10^{-3} s$$

Pela equação 32, temos:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} x(t) dt = \frac{1}{2 * 10^{-3} s} \left(\int_0^{1*10^{-3}} 1(t) dt + \int_{1*10^{-3}}^{2*10^{-3}} -1(t) dt \right) = 0$$

Apesar do sinal de entrada do conversor A/D excursionar de 0 a 3,3V, ou seja, com 1,65V de tensão de offset, foi realizado ajuste via firmware para que o sinal volte a ser centralizado em zero, conforme demonstrado em mencionado no capítulo 3.2, por isso que $a_0 = 0$.

Sabendo que se trata de um sinal ímpar ($f(-x) = -f(x)$) pelos princípios de simetria da série de Fourier $a_n = 0$. Resta calcular o valor de b_n , conforme equação 34:

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} x(t) \sin n\omega_0 t dt \\
 &= \frac{2}{2 * 10^{-3}} \left(\int_0^{1*10^{-3}} 1 \sin(n2\pi 500t) dt + \int_{1*10^{-3}}^{2*10^{-3}} -1 \sin(n2\pi 500t) dt \right) \\
 &= 1000 \left(\frac{-\cos(n * 2\pi * 500 * 1 * 10^{-3}) + \cos(0)}{n * 2\pi * 500} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\cos(n * 2\pi * 500 * 2 * 10^{-3}) - \cos(n * 2\pi * 500 * 1 * 10^{-3})}{n * 2\pi * 500} \right) \\
 &= 1000 \left(\frac{-\cos(\pi * n) + 1}{1000\pi * n} + \frac{\cos(2\pi * n) - \cos(\pi * n)}{1000\pi * n} \right) \\
 &= \left(\frac{-\cos(\pi * n) + 1}{\pi * n} + \frac{\cos(2\pi * n) - \cos(\pi * n)}{\pi * n} \right)
 \end{aligned}$$

Após achar o valor de b_n , substituí os valores na equação 31 atribuindo $n=1$ para achar o valor da tensão na frequência fundamental:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos \omega_0 n t + b_n \sin \omega_0 n t) \\
 x(t) &= 0 + 0 + \left(\frac{-\cos(\pi * n) + 1}{\pi * n} + \frac{\cos(2\pi * n) - \cos(\pi * n)}{\pi * n} \right) \sin \omega_0 n t \\
 x(t) &= 0 + 0 + \left(\frac{-\cos(\pi * 1) + 1}{\pi * 1} + \frac{\cos(2\pi * 1) - \cos(\pi * 1)}{\pi * 1} \right) \sin 1000\pi t
 \end{aligned}$$

$$x(t) = \left(\frac{4}{\pi}\right) \sin 1000\pi t$$

$$x(t) = 1,27V$$

Onde $x(t)$ representa o valor de pico da tensão na frequência fundamental, o valor exposto na figura 40 é o valor de pico a pico, ou seja, pelo cálculo seria 2,54V, muito próximo ao valor apresentado levando em consideração a pequena atenuação advinda da janela de Hamming.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O estudo do sistema Doppler de ondas contínuas aliado a avaliação dos vasos sanguíneos dos membros inferiores, trouxe condições para que conhecimentos absorvidos ao longo da graduação fossem empregados na iniciação, elaboração e desenvolvimento do projeto.

Referente ao projeto em geral, apesar do não funcionamento do transdutor piezoelétrico o restante do projeto respondeu de forma satisfatória, lembrando que foi introduzindo um sinal de baixa amplitude (1m Vpp) e a placa Doppler mostrou boa performance entregando, na saída, o sinal necessário para o funcionamento correto do conversor A/D.

Mesmo não obtendo êxito no funcionamento do transdutor piezoelétrico, pode se dizer que um grande esforço foi despendido na tentativa, pois a todo o momento foi realizado análises e busca de alternativas para resolução do mesmo chegando até adquirir um novo transdutor com frequência de excitação numa faixa mais comercial. Além disso, o estudo aprofundado do demodulador usado (LM1496), com a finalidade de usá-lo em sua forma plena, foi outra atividade realizada para encontrar uma possível solução.

Por outro lado é válido destacar a boa performance da placa Doppler ao inserir um sinal muito baixo em sua entrada, sinal esse, que nem mesmo é visualizado pelos osciloscópios presentes nos laboratórios e mesmo trabalhando com sinais na faixa dos 4MHz a placa apresentou bom desempenho. Na parte de firmware foi onde houve o maior aprendizado profissional, com o estudo do datasheet do compilador, microcontrolador e fóruns de aplicações onde engenheiros de software do mundo todo postam seus conhecimentos. Com isso foi possível desenvolver o firmware para obter um bom desempenho na captura do sinal, transferência de dados, cálculo da FFT e comunicação com a tela LCD Nextion. O trabalho com o display LCD Nextion é um ponto a ser destacado pois a sua concepção de trabalho de elaboração de layout traz facilidade ao projetista diferente dos displays que estavam sendo usados nos trabalhos anteriores onde era necessário varias linhas de códigos ou extensas bibliotecas para amostrar em sua tela pequenas imagens. O display LCD Nextion trás a concepção das IHM's e supervisórios usadas nas indústrias pelas grandes marcas, mas com preço acessível aos projetos de pequeno porte e acadêmico. Lembrando que não havia na internet, livro ou fórum nenhum material de funcionamento do display com microcontroladores de linguagem C, pois a mesma foi desenvolvida para trabalhar com Arduíno e Raspberry, então foi necessário desenvolver um trabalho de estudo autoral com pequenos testes de comunicação antes de iniciar o projeto principal propriamente dito, sendo que essa concepção será mais difundida nos trabalhos futuros partindo dos conhecimentos aqui levantados.

Com relação à parte econômica, o que pesou mais foi adquirir o LCD Nextion, pois necessitou que a mesma fosse adquirida diretamente de sua fábrica nos Estados Unidos e ao chegar no Brasil o sistema tributário onerou um valor maior que o próprio produto, em imposto. Mas a boa notícia é que o produto, na dimensão de 7", já pode ser adquirido em sites brasileiros de compra com um preço mais em conta. Vale ressaltar que houve ajuda do próprio orientador fornecendo circuitos integrados de qualidade com boa performance em alta frequências, o que facilitou o lado financeiro do projeto.

De maneira geral, o resultado do espectro de frequência amostrado na tela LCD foi satisfatório, lembrando que a análise de espectro de frequência era uma parte integrante do trabalho e não seu todo, ou seja, o mesmo foi confeccionado de forma simples sem muito aprofundamento em menus e dinâmicas de cálculos, sem variar o número de amostras no conversor A/D, podendo essa idéia ser mais aprofundada num trabalho futuro buscando os limites de processamento do microcontrolador e display LCD.

REFERÊNCIAS

- ANTONI, Jonatan. **Biblioteca CMSIS 5.3.0**. Disponível em: https://github.com/ARM-software/CMSIS_5/releases/tag/5.3.0. Acesso em: 12/12/2017, 22:00.
- BAUER, Wolfgang; WESTFALL, Gary D.; DIAS, Helio. Física para Universitários – Relatividade, Oscilações, Ondas e Calor (TRADUZIDO). Rio de Janeiro: AMGH, 2013.
- Barros Jr N. **Insuficiência venosa crônica**. In. Pitta GBB, Castro AA, Burihan E, editores. Angiologia e Cirurgia Vasculare: guia ilustrado. Maceió: UNCISAL/ECMAL & LAVA; 2003.
- CAPELLI, Alexandre. Analisadores de Espectro: Entenda a importância desse instrumento na automação industrial. **Revista Mecatrônica Atual**, São Paulo, Ano 10, n. 53, p. 12-15, 2011.
- DA COSTA, José Wilson. **Docente da UFMG: processamento digital do sinal Doppler de onda contínua**. 1993. 121f. Dissertação (Mestrado) submetida à Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 1993.
- DA SILVA, Rafael Antonio Guido Peregrino. **Docente da Unicamp: equipamento de ultra-som para medida de espessura de tecido adiposo subcutâneo**. 1994. 234f. Dissertação (Mestrado) submetida à Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Biomédica, Campinas-SP, 1994.
- HILL, C.R. **Physical Principles of Medical Ultrasonics**. New York, Ellis Horwood, 1986.
- INSTRUMENTS, National. **FFTs e janelamento (windowing)**. Disponível em: <http://www.ni.com/white-paper/4844/pt/>. Acesso em: 29 out. 2017, 18:53.
- JONES, Richard. **uDMA Configuration**. Disponível em: https://e2e.ti.com/support/microcontrollers/stellaris_arm/f/471/t/250715?tisearch=e2e-quicksearch&keymatch=uDMA. Acesso em: 30 mai. 2018, 17:00.
- LIMA, Thiago. **O Melhor Microcontrolador para seu Projeto**. Disponível em: <https://www.embarcados.com.br/microcontrolador/>. Acesso em: 30 out. 2017, 17:00.
- MOLINA, Paulo Sérgio Corrêa. **Docente da UFSC: contribuição para a avaliação de acessos vasculares em pacientes de hemodiálise com ultra-som Doppler de ondas contínuas**. 2004. 139f. Tese (Doutorado) submetida à Universidade Federal de Santa Catarina, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Biomédica, Florianópolis-SC, 2004.
- Orlando Adas Saliba Jr.; Mariangela Giannini; Hamilton Almeida Rollo. **Métodos de diagnóstico não-invasivos para avaliação da insuficiência venosa dos membros inferiores**. J. vasc. bras. vol.6 no.3 Porto Alegre Sept. 2007.
- SEVERO, César Pires. **Discente da UPF: Módulo Sintetizador Digital para guitarra e teclado com interface Midi**. 2017. 60 f. Trabalho Conclusão de Curso 01 – Faculdade de Engenharia e Arquitetura, Universidade Passo Fundo, Passo Fundo, 2017.

SILVA, Cláudio Alves. **Docente do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa: Analisador de espectro de baixo custo com frequência de operação entre 2 e 3GHz. 2012.** 118f. Trabalho Final de Mestrado para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações submetida ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa Área Departamental de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores, Lisboa, 2012.

YOKOO, Kyota. **IMPROVE PERFORMANCE OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING WITH IAR EMBEDDED WORKBENCH FOR ARM.** Disponível em: <https://www.iar.com/support/resources/articles/using-iar-embedded-workbench-for-arm-and-the-cmsis-dsp-library/> Acesso: 02 Fev. 2018, 21:00